



Politechnika Wroclawska

DZIEDZINA: nauk inżynierjno-technicznych

DYSCYPLINA: automatyka, elektronika, elektrotechnika i technologie kosmiczne.

ROZPRAWA DOKTORSKA

METODY MODELOWANIA MATEMATYCZNEGO W DIAGNOSTYCE USZKODZEŃ SILNIKÓW SYNCHRONICZNYCH O MAGNESACH TRWAŁYCH

Mgr inż. Mateusz Stanisław Krzysztofiak

Promotor:

dr hab. inż. Grzegorz Tarchała, prof. uczelni

Promotor pomocniczy:

dr inż. Maciej Skowron

Słowa kluczowe: diagnostyka maszyn elektrycznych, silniki synchroniczne o magnesach trwałych, modelowanie matematyczne silników elektrycznych, zwarcia zwojowe, demagnetyzacja

WROCLAW 2024

Chciałbym wyrazić szczególne podziękowania moim Promotorom, dr hab. inż. Grzegorzowi Tarchale oraz dr inż. Maciejowi Skowronowi, za ich nieocenione wsparcie, profesjonalizm oraz cenny czas, który poświęcili na pomoc w procesie powstawania niniejszej pracy naukowej.

Nie mogę zapomnieć o wyjątkowych podziękowaniach, kierowanych do moich Kochanych Rodziców oraz mojej partnerki, Magdaleny, za ich ciągłe wsparcie, cierpliwość i nieskończoną motywację.

Dziękuję również kolegom i pracownikom z Katedry Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych za przyjazną atmosferę, naukowe dyskusje i pomoc.

Streszczenie

Tematyka rozprawy doktorskiej zatytułowanej: „**Metody modelowania matematycznego w diagnostyce uszkodzeń silników synchronicznych o magnesach trwałych**” obejmuje problematykę diagnostyki uszkodzeń silników synchronicznych z magnesami trwałymi z ang. *Permanent Magnet Synchronous Motors* (PMSM). Praca skupia się na zastosowaniu metod modelowania matematycznego w celu opracowania wzorców diagnostycznych dla uszkodzeń PMSM. Silniki tego typu są coraz częściej stosowane w przemyśle, ze względu na swoją wysoką sprawność i niezawodność. Jednakże, w przypadku wystąpienia uszkodzeń, konieczna jest skuteczna ich diagnostyka, umożliwiająca zapobiegnięciu eskalacji defektu, co może doprowadzić do zatrzymania ciągu technologicznego. Celem badań przedstawionych w rozprawie jest analiza zachowania silnika PMSM pracującego w zamkniętej strukturze sterowania poprzez obserwację symptomów uszkodzeń w momencie ich pojawienia się podczas pracy maszyny w różnych warunkach. Dodatkowo, w pracy przedstawiono metody ekstrakcji istotnych cech z sygnałów pochodzących z modelu matematycznego, które mogą być wykorzystane do detekcji uszkodzeń silnika, na podstawie technik bazujących na sieciach neuronowych.

W ramach rozprawy doktorskiej przeanalizowano obecny stan wiedzy z zakresu diagnostyki silników o magnesach trwałych, co pozwoliło zidentyfikować lukę wspomnianego obszaru badawczego. Badania wchodzące w zakres realizowanej rozprawy doktorskiej zostały podzielone na kilka etapów obejmujących: analizę modeli matematycznych umożliwiających symulację wybranych uszkodzeń silnika PMSM, identyfikację symptomów oraz sposoby ich wyodrębnienia oraz dalszego wykorzystania w diagnostyce opartej na sieciach neuronowych. Podczas pierwszego etapu wykonano modele uszkodzeń elektrycznych, tj. zwarć zwojowych i demagnetyzacji oraz model mechaniczny łożyska tocznego. Badania te miały na celu odwzorowanie zjawisk zachodzących w silniku *Lenze MCS14H15* oraz jego komponentów podczas wystąpienia wspomnianych defektów. Następnie wybrane modele uszkodzeń zintegrowano z układem sterowania, przeprowadzając badania symulacyjne, jak i eksperymentalne, w celu analizy wpływu nastaw regulatorów prądu na działanie układu. Przeprowadzono obserwacje różnych sygnałów występujących w strukturze sterowania, na podstawie których wyodrębniono symptomy uszkodzeń. Zebrane dane zostały wykorzystane do treningu dwóch sieci neuronowych: perceptronu wielowarstwowego oraz samoorganizującej sieci Kohonena. Opracowane neuronowe systemy oceny stanu technicznego silnika PMSM zostały przetestowane i zweryfikowane pod kątem ich działania w różnych warunkach pracy. W rezultacie charakteryzowały się wysoką skutecznością diagnozowania oraz monitorowania stanu maszyny.

Całość przedstawionych w rozprawie doktorskiej rezultatów badań stanowi istotny krok w rozwoju diagnostyki silników o magnesach trwałych, opartej wyłącznie na modelach matematycznych. Badania te rozszerzają aktualny stan zagadnienia na temat zachowania się silników PMSM podczas różnych uszkodzeń, co umożliwia skuteczne wykorzystanie modeli matematycznych do identyfikacji tych uszkodzeń. Wyniki przedstawione w rozprawie stanowią fundament dla dalszych prac nad zagadnieniem.

Abstract

The doctoral dissertation entitled "**Mathematical Modelling Methods for Diagnosing Faults in Permanent Magnet Synchronous Motors**" covers the issue of diagnosing faults in Permanent Magnet Synchronous Motors (PMSM). The work concentrated on the application of mathematical modelling methods in the diagnostics of the PMSM faults. These types of motors are increasingly used in industry due to their high efficiency and reliability. However, when faults develop, effective diagnostics are necessary to prevent deterioration of the motor's technical condition, which can lead to stopping of the process line. The research presented in the dissertation aimed to analyse the behaviour of a PMSM operating in a closed control structure by observing the symptoms of defects when they occur during machine operation under different conditions. Furthermore, the thesis aimed to develop relevant signal features derived from the mathematical model of motor faults that could be used for the detection of motor damage, using neural network-based techniques.

The doctoral dissertation analysed the current state of knowledge in the diagnostic field of permanent magnet synchronous motors, which identified the gap in the mentioned research area. The research was divided into several stages including analysis of the various mathematical models that allow the simulation of selected PMSM faults, the identification of symptoms and ideas to extract them and the further use of them in neural network-based diagnostics. During the first stage, electrical fault models were developed, i.e. inter-turn short circuits, demagnetisation, and a mechanical model of the rolling bearing. This research aimed to map the *Lenze MCS14H15* motor and its components during the occurrence of the mentioned faults. The selected models were then linked to the control system, conducting simulation and experimental studies to investigate the influence of current regulator settings on system performance. An analysis of the various signals present in the control structure was performed, based on which fault symptoms were extracted. The collected data was used to train two neural networks: multilayer perceptron and Kohonen self-organising map. The neural systems developed for the evaluation of PMSM condition evaluation were tested and verified for their performance under different operating conditions. As a result, they have shown high performance in diagnosing and monitoring the condition of the machine.

The entire research results presented in the dissertation represent a crucial step in the development of permanent magnet motor diagnostics based solely on mathematical models. The research extends the current state of the art on the behaviour of PMSMs during various faults, which enables the effective use of mathematical models to identify these faults. The results presented in the thesis provide a foundation for further work.

Spis treści

Wykaz wybranych oznaczeń i terminów	7
1 Wprowadzenie	9
1.1 Uszkodzenia maszyn elektrycznych	12
1.2 Podział uszkodzeń silnika synchronicznego z magnesami trwałymi.....	14
1.3 Przegląd metod monitorowania i diagnostyki silników o magnesach trwałych	17
1.4 Cel, teza naukowa i zakres rozprawy.....	22
2 Modelowanie matematyczne silników o magnesach trwałych z wybranymi uszkodzeniami.....	26
2.1 Wprowadzenie	26
2.2 Opisy matematyczne silnika PMSM.....	27
2.2.1 Model matematyczny nieuszkodzonego silnika PMSM.....	28
2.2.2 Model polowo-obwodowy	30
2.3 Modele uszkodzeń stojana silnika PMSM.....	32
2.3.1 Model matematyczny silnika PMSM z uszkodzeniem stojana.....	33
2.3.2 Model polowo-obwodowy silnika PMSM z uszkodzeniem stojana.....	34
2.4 Modelowanie demagnetyzacji silnika PMSM	36
2.4.1 Model matematyczny silnika z demagnetyzacją.....	36
2.4.2 Model polowo-obwodowy silnika PMSM o uszkodzonych magnesach trwałych	38
2.5 Model uszkodzenia łożyska tocznego.....	41
2.5.1 Model łożyska tocznego bazujący na metodzie elementów skończonych	42
3 Układ sterowania silnikiem synchronicznym	46
3.1 Strategie sterowania silnikiem PMSM	46
3.1.1 Strategia zachowania stałego kąta mocy.....	47
3.1.2 Strategia zachowania maksymalnego współczynnika mocy	48
3.1.3 Strategia zachowania stałej wartości amplitudy skojarzonego stojana.....	50
3.1.4 Zestawienie omawianych strategii sterowania.....	50
3.2 Metody regulacji prędkości silników synchronicznych o magnesach trwałych	52
3.2.1 Sterowanie skalarne silnikiem PMSM.....	53
3.2.2 Sterowanie polowo-zorientowane.....	55
3.2.3 Bezpośrednie sterowanie momentem	58
4 Charakterystyka wybranych uszkodzeń silnika synchronicznego o magnesach trwałymi.....	62
4.1 Zwarcia w silniku PMSM	65
4.2 Demagnetyzacja w silniku PMSM	68
4.3 Uszkodzenie łożysk w silniku PMSM	70
5 Opis badań silników synchronicznych o magnesami trwałymi	75

5.1	Wprowadzenie	75
5.1.1	Stanowisko eksperymentalne.....	76
5.1.2	Analizowane sygnały diagnostyczne	78
5.2	Metodyka badań – ekstrakcja symptomów z układu sterowania.....	81
5.2.1	Otwarty układ sterowania silnika PMSM.....	82
5.2.2	Sterowanie wektorowe silnika PMSM	84
5.2.3	Wpływ odsprężania na działanie układu	87
5.2.4	Wpływ parametrów regulatorów prądu	95
6	Diagnostyka silników synchronicznych	105
6.1	Klasyczne sieci neuronowe w diagnostyce maszyn elektrycznych.....	105
6.1.1	Diagnostyka uszkodzeń bazująca na perceptronie wielowarstwowym	106
6.1.2	Klasyfikator uszkodzeń bazujący na samoorganizującej sieci Kohonena.....	109
6.1.3	Pozostałe podejścia bazujące na sztucznej inteligencji	111
6.2	Wykorzystanie perceptronu wielowarstwowego w detekcji uszkodzeń.....	112
6.3	Wykorzystanie samoorganizującej sieć Kohonena do analizy uszkodzeń silnika z magnesami trwałymi	115
7	Wnioski końcowe	118
	Bibliografia	121
	Załącznik A Parametry silnika PMSM	133
	Załącznik B Weryfikacja modelu polowo-obwodowego.....	134
	Załącznik C Parametry łożyska SKF6306	138
	Załącznik D Identyfikacja położenia wału Silnika PMSM.....	139
	Załącznik E Przekształcenia składowej prądu w układzie sterowania	141
	Załącznik F Tablice przydatności sygnałów pod kątem diagnostyki	144

WYKAZ WYBRANYCH OZNACZEŃ I TERMINÓW

Wykorzystywane skróty:

- AE – Autoenkoder, *ang. Autoencoder*
- BLDC – Bezszcotkowy silnik prądu stałego, *ang. BrushLess Direct Curren*
- CNN – Konwolucyjna sieć neuronowa, *ang. Convolutional Neural Network*
- DBN – Głęboka sieć przekonań, *ang. Deep Belief Network*
- DTC – Bezpośrednie sterowanie momentem, *ang. Direct Torque Control*
- FEM – Metoda elementów skończonych, *ang. Finite Elements Method*
- FFT – Szybka transformata Fouriera, *ang. Fast Fourier Transform*
- FOC – Sterowanie polowo-zorientowane, *ang. Field Oriented Control*
- GAN – Sieci generatywnych przeciwników, *ang. Generative Adversarial Network*
- HPF – Filtr górnoprzepustowy, *ang. High-Pass Filter*
- LPF – Filtr dolnoprzepustowy, *ang. Low-Pass Filter*
- MLP – Perceptron wielowarstwowy, *ang. Multilayer Perceptron*
- MPC – Sterowanie predykcyjne, *ang. Model Predictive Control*
- PMSM – Silnik synchroniczny o magnesach trwałych, *ang. Permanent Magnet Synchronous Motor*
- PMW – Modulacja szerokości impulsów, *ang. Pulse-Width Modulation*
- RCV – Wektor resztkowy prądu, *ang. Residual Current Vector*
- SEM – Siła elektromotoryczna
- SOM – Samoorganizująca Sieć Kohonena, *ang. Self Organizing Map*
- SVM – Modulacja wektorowa, *ang. Space Vector Modulation*
- SVM – Maszyna wektorów nośnych, *ang. Support Vector Machine*

Oznaczenia:

Układy współrzędnych:

- α - β – kartezyjski, stacjonarny układ odniesienia,
- d - q – kartezyjski układ współrzędnych wirujących z prędkością wirowania wirnika,

Modelowanie matematyczne:

- B – współczynnik tarcia mechanicznego,
- E_s – siła elektromotoryczna,
- E_{sd}, E_{sq} – składowe odsprężające,
- I_s, i_s – prąd fazowy,
- J_m – moment bezwładności silnika,
- L_{sX} – indukcyjność własna stojana silnika,
- L_d, L_q – indukcyjność w osiach d - q silnika,
- M_e – moment elektromagnetyczny,
- M_o – moment obciążenia,
- M_{sXX} – indukcyjność wzajemna silnika ($X = A/B/C$),

- p_b – liczba par biegunów,
- R_{sx} – rezystancja fazowa stojana,
- U_s, u_s – napięcie fazowe,
- θ_e – kąt elektryczny,
- θ_m – kąt mechaniczny,
- Ψ_s – strumień magnetyczny stojana,
- Ψ_{PM} – strumień pochodzący od magnesów trwałych,
- ω_m – mechaniczna prędkość kątowna silnika,
- ω_s – elektryczna prędkość kątowna silnika,

Modele uszkodzeń:

- K_{dem} – współczynnik demagnetyzacji,
- N – liczba wszystkich zwojów w fazie,
- N_{sf} – liczba uszkodzonych zwojów w fazie,

Charakterystyczne częstotliwości:

- f_{bw} – częstotliwość charakterystyczna dla uszkodzeń bieżni wewnętrznej,
- f_{bz} – częstotliwość charakterystyczna dla uszkodzeń bieżni zewnętrznej,
- f_d – harmoniczne związane z uszkodzeniem magnesów trwałych,
- f_k – częstotliwość charakterystyczna dla uszkodzeń elementu tocznego,
- f_{lk} – częstotliwość charakterystyczna dla uszkodzeń i luzów koszyka,
- f_r – częstotliwość rotacyjna,
- f_s – podstawowa częstotliwość napięcia zasilania,
- f_{sh} – harmoniczne związane z uszkodzeniem stojana,
- f_u – częstotliwość odpowiadająca konkretnemu symptomowi uszkodzenia,

Parametry konstrukcyjne:

- d – średnica elementu tocznego,
- D – średnica podziałowa łożyska,
- ϑ – kąt pracy łożyska (0° dla łożyska kulkowego zwykłego).

Układ sterowania:

- T_c – zadana stała regulacji składowych prądu.
- δ – kąt między strumieniem magnetycznym stojana a wirnika,
- η – kąt między wektorem strumienia skojarzonego stojana a prądem stojana,
- ω_c – szerokość pasma przenoszenia,

Rozdział 1

WPROWADZENIE

Na przestrzeni wieków, wraz z postępem technologicznym, rozwój maszyn w przemyśle odzwierciedlał się w kolejnych skokach rozwoju technologii [75]. Początkowy okres, związany z maszyną parową, symbolizował rewolucję przemysłową, wprowadzając nową erę produkcji masowej. Jednakże, w miarę upływu lat, zauważono ograniczenia maszyny parowej, co skłoniło do poszukiwania nowych rozwiązań.

Wprowadzenie silników elektrycznych ukazało nowe perspektywy, umożliwiając opracowanie maszyn realizujących złożone operacje i precyzyjne sterowanie procesami przemysłowymi. Począwszy od silników prądu stałego [92], [122], które stanowiły pierwszą generację silników elektrycznych wykorzystywanych w przemyśle. Rozdzielenie sterowania strumieniem i momentem elektromagnetycznym w silnikach prądu stałego, pozwoliło na dokładne dostosowanie maszyn do różnych zastosowań. Ich wszechstronność sprawia, że są nie tylko narzędziem napędowym, ale także układem elektromechanicznym umożliwiającym precyzyjną kontrolę i optymalne wykorzystanie energii w różnorodnych procesach przemysłowych. Mimo korzyści płynących z mechanizacji i zastosowań silników prądu stałego w układach napędowych, należy zwrócić uwagę na ich budowę. Zastosowanie szczotek i komutatora wpływa negatywnie na trwałość silnika, zwłaszcza w sytuacjach intensywnego użytkowania. Konsekwencją tego jest konieczność regularnych przeglądów, co z kolei generuje dodatkowe koszty. W rezultacie, aby zachować optymalną wydajność i minimalizować ryzyko uszkodzenia, wymagane są systematyczne przeglądy i konserwacja.

Silniki indukcyjne [83], [133] stanowią znakomite rozwiązanie, pozbawione wielu wad charakteryzujących silniki prądu stałego. Znajdują one szerokie zastosowanie w przemyśle, co wynika z licznych zalet, które oferują. Jednym z kluczowych atutów jest brak elementów komutacyjnych, co ogranicza konieczność ich konserwacji. Ponadto, silniki indukcyjne są znane z wysokiej niezawodności i długiej żywotności, co przekłada się na zmniejszone koszty eksploatacji. Silniki indukcyjne cechują się prostotą konstrukcji, co ułatwia ich produkcję i obsługę. W przypadku zastosowań przemysłowych, gdzie wymagane są trwałość i niezawodność, silniki indukcyjne często są preferowanym wyborem. Sterowanie tych maszyn można było odnieść do idei sterowania silnikiem obcowzbudnym prądu stałego, wykorzystując koncepcję sterowania polowo zorientowanego [83]. Dzięki temu rozwiązaniu możliwe stało się osiągnięcie

lepszej efektywności energetycznej i wydajności w porównaniu do poprzednich technologii.

Kolejne działania oraz ograniczenia wynikające z norm energetycznych dotyczących efektywności energetycznej, przyczyniły się do wzrostu zainteresowania maszynami o wysokiej wydajności energetycznej [57], [120], [138]. Analizując kolejne koncepcje budowy maszyn elektrycznych, przemysł zwrócił uwagę na silniki z magnesami trwałymi. Silniki synchroniczne z magnesami trwałymi z ang. *Permanent Magnet Synchronous Motor* (PMSM) oraz bezszczotkowe silniki prądu stałego z ang. *BrushLess Direct Current* (BLDC), oparte na zastosowaniu magnesów trwałych, przyniosły kolejne zmiany w dziedzinie napędów elektrycznych [133]. Wykorzystanie magnesów trwałych, zwłaszcza neodymowych, stanowi kluczowy element tych nowoczesnych silników, wpływając zarówno na ich osiągi, jak i wszechstronność zastosowań. Jedną z głównych zalet tych silników jest możliwość znacznego zmniejszenia rozmiarów maszyn przy jednoczesnym utrzymaniu wysokiej sprawności i wydajności. Magnesy trwałe, z racji swojej siły magnetycznej, pozwalają na uzyskanie silnych pól przy mniejszych rozmiarach maszyny, co stanowi istotne uproszczenie w projektowaniu kompaktowych i efektywnych napędów. Silniki PMSM i BLDC wydają się obecnie znaleźć zastosowanie w różnych branżach przemysłowych. W motoryzacji te silniki są często stosowane w pojazdach elektrycznych i hybrydowych, gdzie ich kompaktowe rozmiary, wysoka sprawność oraz zdolność do dynamicznego sterowania prędkością stanowią kluczowe elementy dla osiągnięcia wysokiej sprawności wyników [71], [92], [120].

Wspomniane maszyny znajdują zastosowanie w różnych obszarach, charakteryzując się specyficznymi właściwościami:

- Silniki prądu stałego powszechnie wykorzystywane są w urządzeniach elektrycznych, takich jak wentylatory, wiertarki, urządzenia AGD czy napędy pojazdów elektrycznych. Ze względu na prostotę sterowania, znajdują także zastosowanie w systemach automatyki i robotyki. Charakteryzują się łatwą regulacją prędkości i momentu obrotowego za pomocą sterowania napięciem twornika, a także posiadają zdolność szybkiej zmiany kierunku obrotów swojego wirnika.
- Silniki indukcyjne są stosowane w wielu różnych gałęziach przemysłu, m.in. w systemach napędowych maszyn, wentylacji, klimatyzacji oraz pompach. Charakteryzują się prostotą konstrukcji, brakiem szczotek do komutacji, co minimalizuje zużycie i konieczność konserwacji. Są również stosunkowo odporne na uszkodzenia mechaniczne.
- Silniki synchroniczne z magnesami trwałymi (PMSM) zyskują popularność w zaawansowanych aplikacjach, takich jak pojazdy elektryczne, napędy przemysłowe, systemy automatyki jak również robotyka. Posiadają wysoką efektywność, zdolności regulacyjne, wysoką gęstość mocy oraz są stosunkowo

bezobsługowe. Ich zastosowanie jest szczególnie korzystne w układach napędowych o wymaganej, wysokiej niezawodności.

- Bezszcotkowe silniki prądu stałego (BLDC) są powszechnie stosowane w elektronice użytkowej, modelarstwie, elektronarzędziach. W branży transportowej pełnią kluczową rolę w silnikach elektrycznych pojazdów, co przyczynia się do rozwoju mobilności elektrycznej. Ich zalety obejmują również mniejsze wymiary i masę w porównaniu do tradycyjnych silników. Dzięki temu są idealne do zastosowań, gdzie ograniczone są miejsce i waga, jak np. w dronach czy mikrorobotach.

W kontekście silników, niezależnie od rodzaju zastosowanej maszyny napędowej, problematyka uszkodzeń pozostaje kluczowym aspektem w historii rozwoju tych urządzeń. Bez względu na to, czy mamy do czynienia z silnikiem prądu stałego, indukcyjnym czy innym rodzajem napędu, konieczne jest systematyczne monitorowanie, konserwacja i ewentualna naprawa, aby utrzymać optymalną wydajność i uniknąć potencjalnych problemów związanych z awariami. W środowisku przemysłowym ciągle poszukujemy innowacji, a doskonalenie technologii odgrywa kluczową rolę w dążeniu do efektywności i zrównoważonego rozwoju [58]. Badania nad silnikami PMSM wynikają z dynamicznego rozwoju przemysłu, opartego na analizie historycznego rozwoju oraz skoncentrowanego na zagadnieniach związanych z ekologią, takich jak minimalizacja zużycia energii, czy ograniczenie produkcji CO₂. Współczesne badania nad silnikami PMSM obejmują nie tylko aspekty konstrukcyjne i techniczne, ale również integrację z zaawansowanymi systemami diagnostycznymi oraz dostosowanie do wymogów zrównoważonego rozwoju. Tym samym, zaangażowanie w tę tematykę stanowi wkład w rozwój nowoczesnych rozwiązań napędowych, mających istotny wpływ na efektywność i ekologiczność różnych sektorów przemysłu.

Silniki PMSM cieszą się obecnie coraz większą popularnością ze względu na wysoką moc przy niewielkich rozmiarach oraz możliwość pracy przy wysokich prędkościach obrotowych. Ich konstrukcja wykorzystuje magnesy trwałe, przekłada się to na niższe zużycie energii i zwiększoną sprawność energetyczną. Ponadto, silniki PMSM posiadają charakterystykę momentu obrotowego, która jest stabilna i równomierna w różnych warunkach pracy, co sprawia, że są idealne do zastosowań, gdzie istotne jest zachowanie prędkości na stałym poziomie, nawet w zmiennych warunkach obciążenia. W związku z tym w rozprawie doktorskiej, głównym poruszonym zagadnieniem będą silniki PMSM, a analiza symptomów uszkodzeń podczas różnych defektu będzie kluczowa dla zrozumienia ich pracy i potencjalnej diagnostyki. Badania dotyczące potencjalnych uszkodzeń w trakcie pracy będą istotnym aspektem, mającym na celu poprawę nie tylko niezawodności, ale także przedłużenie żywotności zaawansowanych układów napędowych z silnikami synchronicznymi o magnesach trwałych. Dlatego też, podejście do diagnostyki i monitorowania pracy silników PMSM będzie integralną częścią rozwoju nowoczesnych technologii napędowych, wpisując się w kontekst zrównoważonego rozwoju oraz efektywności energetycznej.

1.1 USZKODZENIA MASZYN ELEKTRYCZNYCH

Uszkodzenie to stan, w którym urządzenie, materiał lub system traci zdolność do pełnego wykonywania wymaganych funkcji, co może prowadzić do ograniczenia lub całkowitej utraty efektywności danego elementu. Rozważając temat uszkodzeń, zdefiniowano i sklasyfikowano przyczyny tych problemów w celu skutecznej analizy oraz identyfikacji ogólnych czynników na nie wpływających. W tym kontekście [15], wspomniano o trzech kluczowych kategoriach usterek, z których każda prezentuje swoje specyficzne cechy, istotne dla zrozumienia wpływu na funkcjonowanie i trwałość danego elementu:

- **USTERKI KATASTROFICZNE**

Charakteryzują się nagłym wystąpieniem i prowadzą do natychmiastowego i całkowitego zatrzymania wykonywanych funkcji. Te awarie są zazwyczaj poważne i związane z czynnikami niezależnymi od warunków normalnej pracy. Występują losowo, zazwyczaj nie podlegając żadnym standardowym procedurom lub działaniom użytkownika. Niemniej jednak, niosą poważne konsekwencje dla całego systemu.

- **USTERKI EWOLUCYJNE**

Związane są z eksploatacją maszyny. Podczas normalnej pracy następuje stopniowa degradacja poszczególnych elementów. W początkowej fazie tego procesu wpływ na wydajność i funkcjonowanie maszyny jest niewielki, a ewentualne negatywne skutki są ledwo zauważalne. Jednak w miarę dalszego postępu eksploatacji, degradacja elementów staje się bardziej zauważalna i wpływa na zdolność maszyny do realizowanych zadań. Ten moment to czas, w którym należy wykryć i przeprowadzić naprawę, zanim dojdzie do całkowitego zatrzymania systemu.

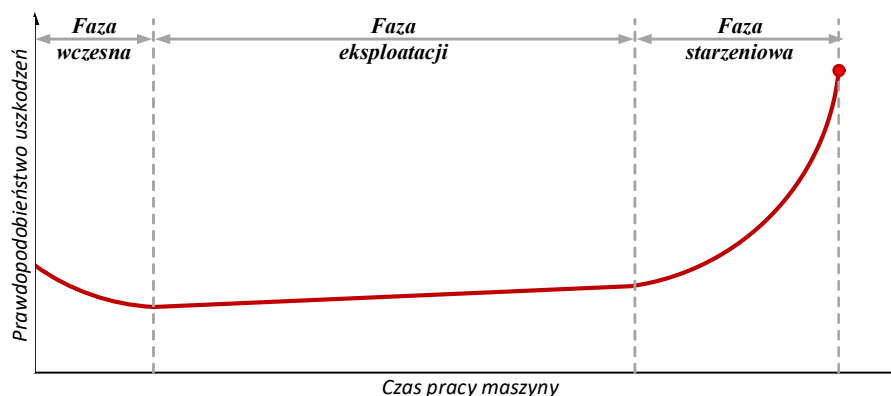
- **USTERKI CELOWE**

Usterki celowe odnoszą się do celowego wprowadzenia uszkodzenia i prowadzą do przerwania wykonywania funkcji, niezależnie od zarejestrowanego stanu. Mogą wynikać z działań zewnętrznych, sabotażu lub celowych zakłóceń.

W dziedzinie diagnostyki szczególnie ważne są usterki ewolucyjne, gdyż stopniowy ich rozwój stwarza możliwość skorzystania z wczesnych metod diagnostycznych. W celu przeciwdziałania awariom, wprowadzono międzynarodowe normy, począwszy od ISO 9000, ogłoszonej po raz pierwszy w 1987 roku, która definiuje modele zapewniające jakość w procesach projektowania, produkcji, instalacji, serwisu oraz badania maszyn i urządzeń [58], [117].

Monitorowanie i rozpoznawanie tego rodzaju usterek na etapie ich wczesnego rozwoju pozwala uniknąć poważnych konsekwencji, skrócić czas przestoju oraz zoptymalizować planowanie działań konserwacyjnych. Należy również zwrócić uwagę na cykl życia maszyny, który można opisać zmiennością parametrów charakteryzujących wydajność, niezawodność lub ogólną funkcjonalność maszyny w funkcji czasu (rys. 1.1). Opis ten jest wykorzystywany w obszarze utrzymania ruchu oraz zarządzania cyklem pracy maszyn, mając na celu opisanie zachowania się parametrów w trakcie eksploatacji. Zbieranie, interpretacja i przetwarzanie danych umożliwiają określenie, w której fazie

maszyna się znajduje oraz pozwala prognozować, kiedy potencjalnie może pojawić się potrzeba konserwacji urządzenia. Zaprezentowany cykl pracy maszyny rys. 1.1 składa się z trzech kluczowych faz, które obejmują różne etapy jej funkcjonowania w trakcie eksploatacji. Poszczególne fazy można scharakteryzować następująco:



Rys. 1.1 Podstawowy cykl pracy maszyny.

- **FAZA WCZESNA**

Na początku pracy (faza docierania maszyny), występuje okres, w którym ryzyko wystąpienia awarii jest stosunkowo niskie, a wydajność jest na wysokim poziomie. Jest to okres początkowy, który zazwyczaj charakteryzuje się stabilnym funkcjonowaniem.

- **FAZA EKSPLOATACJI**

W trakcie tej fazy (normalna praca) maszyna pracuje w pełni swojej wydajności, a ryzyko awarii zaczyna stopniowo wzrastać. W miarę upływu czasu mogą pojawiać się pierwsze oznaki zużycia, co może skutkować stopniowym spadkiem niezawodności.

- **FAZA STARZENIA**

W późniejszym okresie funkcjonowania maszyny, zwłaszcza po znacznym przepracowaniu, wzrasta ryzyko awarii, a wydajność może ulec znacznemu obniżeniu. W tej fazie maszyna może wymagać częstszych napraw, aż do momentu, gdy przestaje spełniać swoje pierwotne funkcje lub dokładność realizowanych zadań staje się nieefektywna, co w rezultacie prowadzi do jej uszkodzenia.

Ważnym aspektem analizy krzywej życia maszyny jest możliwość zastosowania strategii utrzymania ruchu, takich jak planowana konserwacja, naprawy profilaktyczne czy modernizacje, w celu maksymalizacji efektywności i przedłużenia żywotności maszyny. Optymalne zarządzanie cyklem życia maszyny może przyczynić się do zwiększenia niezawodności, obniżenia kosztów utrzymania i zminimalizowania przestoju produkcyjnych.

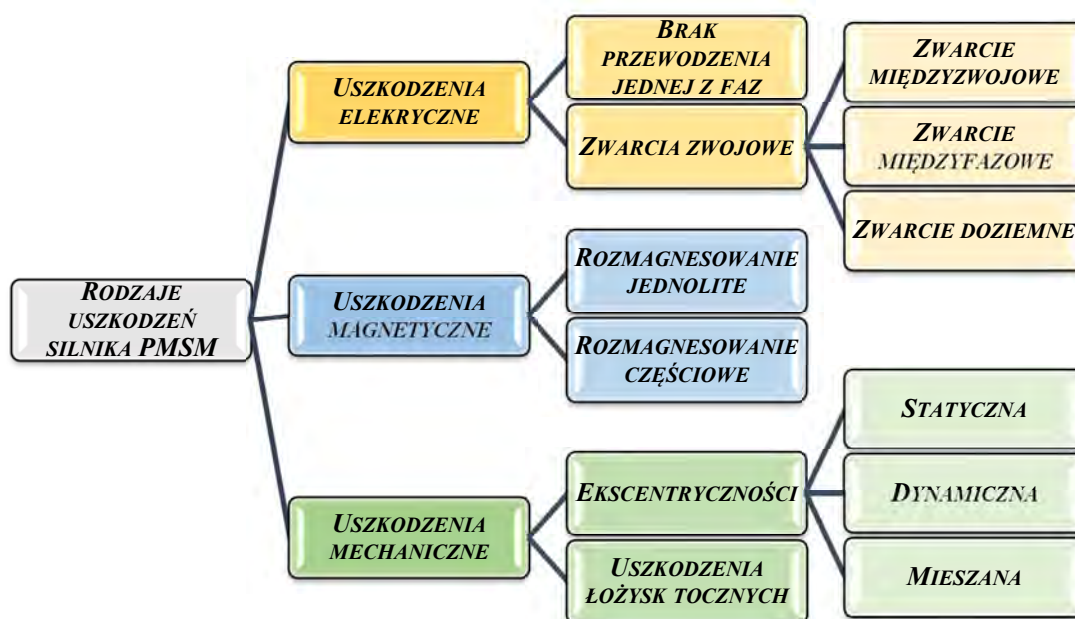
1.2 PODZIAŁ USZKODZEŃ SILNIKA SYNCHRONICZNEGO Z MAGNESAMI TRWAŁYMI

Niezaplanowane przerwy w funkcjonowaniu układu napędowego są niezwykle niekorzystne dla ciągłości procesu produkcyjnego. Często prowadzą one do przestoju w produkcji, co może generować straty finansowe wynikające z zatrzymania linii produkcyjnej oraz konieczności naprawy lub wymiany uszkodzonego sprzętu. Straty te mogą przewyższyć koszty zakupu nowego urządzenia. Dlatego minimalizując prawdopodobieństwo wystąpienia ryzyka awarii osiąga się poprzez regularne przeglądy konserwacyjne oraz monitorowanie podstawowych parametrów silnika podczas eksploatacji. Niemniej jednak te działania nie eliminują fundamentalnych przyczyn awarii, lecz pozwalają określić, kiedy maszyna zbliża się do awarii. Na podstawie artykułów przeglądowych [19], [20], [22], [84], [137], [139] można zdefiniować kilka rodzajów uszkodzeń silnika PMSM. Analizując konsekwencje uszkodzeń dla silników PMSM wyróżnione są defekty o charakterze elektrycznym, mechanicznym oraz magnetycznym. Na rys. 1.2 przedstawiono potencjalne możliwe uszkodzenia silnika elektrycznego z magnesami trwałymi, podzielone według wymienionych kategorii:

- **USZKODZENIA ELEKTRYCZNE**

Awarie elektryczne silnika PMSM obejmują brak przewodzenia jednej z faz oraz zwarcie zwojowe, czyli są ściśle związane ze stojanem silnika [123].

Utrata przewodzenia jednej z faz jest zwykle wynikiem odłączenia fazy od źródła zasilania silnika. Może być spowodowana wewnętrznym uszkodzeniem uzwojenia stojana, awarią mechaniczną złącza maszyny lub uszkodzeniem elementów półprzewodnikowych w falowniku. W efekcie przez jedno z pasm uzwojenia nie przepływa prąd. Awaria spowodowana brakiem przewodzenia powoduje oscylację wielkości rejestrowanych podczas pracy maszyny, zauważalne jest niezrównoważenie prądów, pulsacja momentu elektromagnetycznego, jak również prędkość napędu.



Rys. 1.2 Klasyfikacja uszkodzeń silników PMSM.

Zwarcie zwojowe jest zazwyczaj spowodowane degradacją izolacji uzwojenia stojana i najczęściej ma swój początek przy uszkodzeniu pojedynczych zwojów maszyny. Uszkodzenia są głównie rezultatem tarcia izolacji zwojów pod wpływem naprężeń mechanicznych lub termicznych uzwojenia, co z kolei wynika z ekstremalnych stanów pracy [64]. Zwarcie również może być spowodowane czynnikami, takimi jak niekontrolowane stany przejściowe, długotrwałe przeciążenia silnika oraz niekorzystne warunki pracy, obejmujące wysoką temperaturę, dużą wilgotność, wibracje oraz czynniki chemiczne. Destrukcyjny charakter tego zjawiska powoduje przepływ prądu w miejscu zwarcia silnika o wartości wielokrotnie większej od prądu znamionowego [125]. W rezultacie następuje lokalny wzrost temperatury oraz zniszczenie izolacji, w efekcie czego dochodzi do rozprzestrzenienia się skutków zwarcia na całe pasmo. Uszkodzenie stojana w kontekście uszkodzenia silnika to sytuacja w silnikach szczególnie poważna, gdyż może ono prowadzić do zwarcia międzyzwojowego, międzyfazowego, fazowo-dziemnego, a nawet do demagnetyzacji. Rozpoznanie zwarcia zwojowego we wczesnym stadium jest szczególnym wyzwaniem, jednak diagnostyka w tym właśnie etapie jest najbardziej pożądana, ponieważ umożliwia zapobieżenie potencjalnym uszkodzeniom w całym stojanie. Rozległe uszkodzenie są poważnym zagrożeniem dla całego systemu napędowego. W przypadku tego typu defektu, zabezpieczenia nadprądowe automatycznie włączają się, aby zapobiec dalszym uszkodzeniom maszyny. W wyniku zadziałania tych zabezpieczeń następuje wyłączenie napędu, co prowadzi do zatrzymania procesu technologicznego. Rozległe uszkodzenie najczęściej oznacza całkowite zniszczenie napędu. Konieczna jest zatem szybka naprawa lub nawet wymiana uszkodzonej maszyny, co generuje znaczne koszty. Brak natychmiastowego wykrycia i zdiagnozowania tego rodzaju usterki może skutkować rozprzestrzenieniem się i uszkodzeniem w większym stopniu izolacji uzwojenia stojana, co z kolei niesie ze sobą ryzyko katastrofalnych awarii.

- **USZKODZENIA MAGNETYCZNE**

W przypadku silnika PMSM główne problemy związane z uszkodzeniami magnetycznymi wynikają z defektu magnesu trwałego znajdującego się na wirniku maszyny.

Demagnetyzację można podzielić na jednolitą na wszystkich biegunach lub częściową, zależną od tego, czy uszkodzenie magnesu zachodzi równomiernie na całym biegunie, czy tylko częściowo na przekroju biegunów [59], [61]. Czynniki powodujące zaburzenie pola magnetycznego prowadzące do rozmagnesowania to: wysoka temperatura pracy powyżej temperatury Curie lub awaria układu chłodzenia, starzenie się magnesów, uszkodzenia mechaniczne, korozja magnesów, a także nadmierny prąd twornika wymuszony podczas sterowania. Po osłabieniu pola magnetycznego wytworzonego przez magnesy trwałe, wymagany jest zwiększenie prądów stojana w porównaniu do maszyny nieuszkodzonej, aby wygenerować ten sam wyjściowy moment elektromagnetyczny. Konsekwencją tego zjawiska są większe straty energii w postaci ciepła w przewodzących elementach silnika, co prowadzi do podwyższenia temperatury pracy maszyny. Proces demagnetyzacji magnesu trwałego nasila się, co

ostatecznie skutkuje utratą jego pierwotnych właściwości magnetycznych. Silnik może dojść do punktu, w którym jego działanie staje się nieefektywne, wymagając pilnej naprawy lub nawet wymiany uszkodzonych komponentów.

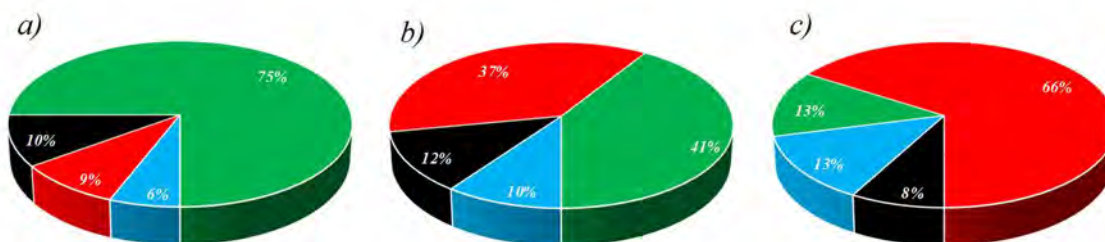
- **USZKODZENIA MECHANICZNE**

Do kategorii uszkodzeń mechanicznych należą ekscentryczność oraz awaria łożysk tocznych.

Ekscentryczność określamy jako nierównomierność szczeliny powietrznej w silniku między stojanem a wirnikiem maszyny. Rozróżniamy ekscentryczność statyczną, dynamiczną oraz mieszaną [128]. Możliwe usterki wynikające z niedoskonałości produkcyjnych, takich jak niewyważenie, ugięcie wału, niewyosiowanie oraz defekty łożysk. Błąd ekscentryczności zaburza generowane pole magnetyczne powodując powstanie dodatkowych wibracji w silniku, generacji hałasu oraz pulsację momentu elektromagnetycznego.

Ostatnim rozpatrywanym defektem są awarie łożysk tocznych [119]. Łożysko stanowi kluczowy element w maszynach wirujących mający za zadanie przenieść siły powstałe w stojanie na wał mechaniczny w postaci ruchu obrotowego. Ich nieprawidłowe funkcjonowanie prowadzi do nieefektywnej pracy maszyny, jak również przyspiesza proces zużycia napędu. Przyczyny awarii łożysk tocznych mogą być związane z nieprawidłowym montażem, nadmiernym obciążeniem, jak również mogą być wynikiem długotrwałej eksploatacji. Wymienione czynniki prowadzą do powstania różnych uszkodzeń elementów łożyska, takich jak zużycie bieżni, deformacja kulki, korozja elementów łożyska, a także utrata smaru, powodująca pogłębianie się uszkodzenia. W wyniku wystąpienia jednej z wymienionych przyczyn zachodzi degradacja struktury łożysk, co wpływa negatywnie na ich wydajność i trwałość. Może to prowadzić do wzrostu drgań mechanicznych wewnątrz maszyny, co z kolei generuje dodatkowy hałas. Poszczególne typy uszkodzeń zostaną szczegółowo opisane w dalszej części rozprawy.

Omówiono różne rodzaje uszkodzeń silnika, które zostały skategoryzowane i sklasyfikowane. Niemniej jednak wskazane defekty można powiązać ze sobą na podstawie wzajemnych relacji. Powstałe uszkodzenie pierwotne jednego z elementów maszyny wprowadza zakłócenia w jej pracy, generując zmiany, które nie tylko przyczyniają się do rozrostu pierwotnej awarii, ale także mają wpływ na pozostałe elementy maszyny. W literaturze można znaleźć raporty dotyczące statystyk uszkodzeń poszczególnych elementów. Na podstawie przeprowadzonych analiz statystycznych podzielono na kategorie wcześniej zdefiniowane uszkodzenia silników [15] Ten podział pozwolił na dokładniejsze zrozumienie charakteru występujących usterek w maszynach. Przedstawiono uzyskane wyniki jako procentowy rozkład uszkodzeń maszyn na rys. 1.3. Z analizy udostępnionych danych wynika, że 75% awarii silników o zasilaniu niskim napięciem ma problemy z łożyskami, podczas gdy jedynie 9% wszystkich usterek wiąże się z uszkodzeniami stojana.



Awarie związane z uszkodzeniem: ■ Stojana ■ Wirnika ■ Łożysk ■ Pozostale

Rys. 1.3 Statystyka uszkodzeń maszyn elektrycznych w zależności od napięcia zasilającego; a) maszyny niskonapięciowe; b) maszyny średniego napięcia; c) maszyny wysokiego napięcia.

W miarę wzrostu napięcia zasilającego maszynę obserwuje się zmniejszenie liczby uszkodzeń łożysk i wzrost liczby problemów związanych z awariami stojana. Dla silników zasilanych wysokim napięciem rozkład procentowy jest całkowicie odwrotny w porównaniu do silników zasilanych niskim napięciem, gdzie 60% awarii jest związane z awariami stojana. Prawdopodobnie dzieje się tak, ponieważ silniki o wysokim napięciu zazwyczaj wykorzystują łożyska ślizgowe, które charakteryzują się wolniejszym tempem degradacji niż łożyska toczne. Jak również wysokie napięcie zasilania zwiększa ryzyko przebicia izolacji, co może prowadzić do powstania łuków elektrycznych, zwarcia oraz uszkodzeń stojana. Uszkodzenia wirnika stanowią około 10% wszystkich awarii.

1.3 PRZEGLĄD METOD MONITOROWANIA I DIAGNOSTYKI SILNIKÓW O MAGNESACH TRWAŁYCH

W Polsce i za granicą wiele ośrodków naukowych skupia się na problematyce wykrywania uszkodzeń w maszynach elektrycznych, modelowaniu maszyn z defektami oraz poszukiwaniu innowacyjnych metod monitorowania i diagnostyki. Aktualne trendy w diagnostyce można obserwować na międzynarodowych konferencjach takich jak *International Conference on Power Electronics and Motion Control (PEMC)*, *Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, *IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics, and Drives (SDEPMED)* i wielu innych, jak również w czasopismach krajowych, takich jak *Bulletin of the Polish Academy of Sciences Technical Sciences, Power Electronics and Drives, Przegląd Elektrotechniczny, Napędy i sterowanie*, oraz zagranicznych jak *IEEE Transactions on Industrial Electronics, Energies, Electronics, IEEE Access* i wielu innych. Niezależnie od miejsca opublikowania każda ma na celu poszukiwanie niezawodnych systemów diagnostycznych, którym stawia się coraz trudniejsze do spełnienia wymagania. Analizowane jest nie tylko prawidłowe rozpoznanie rodzaju awarii, ale również niezmiernie ważne jest dostarczenie informacji o stopniu tego uszkodzenia, jak również czas detekcji. Wykrycie w początkowej fazie rozwoju defektu maszyny pozwala na zaplanowane wyłączenie i przekazanie maszyny do remontu, co pozwala na redukcję kosztów związanych z awarią, ale również nie dopuszcza do krytycznych i nieplanowanych wyłączeń.

Na podstawie dostępnej literatury przeglądowej można stwierdzić, że problem diagnostyki silników jest tematem szeroko rozwijanym [19], [20], [22], [84], [137], [139]. Prace skupiają się na analizie zarówno silników indukcyjnych, popularnych we wszystkich gałęziach przemysłu, jak i silników z magnesami trwałymi, które coraz częściej pojawiają się na tym rynku. Wieloletnie badania w zakresie diagnostyki pozwoliły wyróżnić trzy główne kierunki rozwoju, z których każdy stanowi istotny wkład w rozwój tej dziedziny [58], [84].

Pierwszym z nich jest diagnostyka oparta na modelach matematycznych oraz metodach estymacji parametrów silnika. To podejście wymaga głębokiej analizy matematycznych modeli uszkodzeń maszyn, co prowadzi do precyzyjnego odwzorowania, zrozumienia i zachowania jak funkcjonuje maszyna podczas stanów awaryjnych oraz identyfikację ewentualnych odstępstw od normy. Wspomniana metoda diagnostyki wykorzystuje matematyczne modele maszyn, które opisują ich zachowanie w nieuszkodzonym i uszkodzonym stanie. Modele te są tworzone na podstawie wiedzy inżynierskiej o budowie i działaniu maszyn, a także na podstawie danych eksperymentalnych.

Drugi kierunek skupia się na metodach analizy sygnałów [84] pozyskiwanych z badanych obiektów. W tym przypadku zaawansowane techniki przetwarzania sygnałów są wykorzystywane do detekcji cech, co może wskazywać na potencjalne problemy. Diagnostyka oparta na analizie sygnałów wykorzystuje dane pomiarowe z maszyny w celu wykrycia nieprawidłowości. Dane te mogą pochodzić z różnych źródeł, tj. czujników temperatury, prędkości, wibracji, jak i również sygnałów elektrycznych tj. prądu, napięcia, strumienia magnetycznego, czy mocy.

Trzeci obszar to metody oparte na sztucznej inteligencji [15]. Wraz z postępem technologii, techniki takie jak uczenie maszynowe czy głębokie sieci neuronowe stają się coraz bardziej powszechne w diagnostyce maszyn. Sztuczna inteligencja umożliwia zaawansowaną analizę danych, identyfikację wzorców oraz prognozowanie możliwych usterek na podstawie wcześniej niewidocznych zależności. Diagnostyka oparta na sztucznej inteligencji korzysta z różnorodnych metod, takich jak uczenie maszynowe, sieci neuronowe, logikę rozmytą do analizy danych pomiarowych z silnika. Dzięki temu jest w stanie wykryć nieprawidłowości w jej pracy napędu elektrycznego, które nie są jeszcze zauważalne dla obsługi.

W miarę ewolucji tych technik, zacieranie granic między poszczególnymi kierunkami staje się coraz bardziej widoczne, co otwiera nowe możliwości połączeń pomiędzy nimi. Informacje pozyskane z jednego obszaru badawczego mogą efektywnie wspierać rozwój innych metod diagnostycznych.

Metody diagnostyczne opartych na przetwarzaniu sygnału, a także metody wykorzystujące algorytmy sztucznej inteligencji zostały przedstawione i omówione odpowiednio w rozdziałach V oraz VI rozprawy doktorskiej.

W ostatnich latach diagnostyka oparta na modelach matematycznych stała się przedmiotem wielu badań, które skoncentrowały się na analizie różnych rodzajów uszkodzeń. Popularność tego podejścia można powiązać z rosnącą mocą obliczeniową

komputerów, a co za tym idzie możliwością projektowania silników elektrycznych pod konkretne zastosowania. Modyfikacja modelu silnika nienaruszonej maszyny poprzez wprowadzenie zmian pozwala uzyskać dokładny model z określonym uszkodzeniem, który stanowi kluczowe źródło informacji w przypadkach awaryjnych. Rozbudowany model dostarcza precyzyjną informację, którą można wykorzystać w algorytmach uczenia maszynowego. Badania symulacyjne przynoszą szereg korzyści, zwłaszcza w kontekście swobody dostosowywania parametrów napędu i uwzględniania różnorodnych scenariuszy w tym awarii, bez konieczności ingerencji w rzeczywiste urządzenia. Prowadzi to również do odejścia od dokonywania pomiarów w stanach uszkodzeń silników, a pozwala na ekstrakcję tylko cech, które są związane z danym uszkodzeniem. W ramach badań symulacyjnych należy wyróżnić modele matematyczne bazujące na podejściu analitycznym [31], [32], [34], [36], [42], [41], [62], [72], [73], [93], [99] oraz numerycznym [4], [6], [7], [24], [25], [38], [39], [45], [48], [51], [76], [136]. Modele analityczne prowadzą do sformułowania opisu matematycznego bazującego na równaniach fizycznych. Należy jednak zaznaczyć, że wymagają wielu uproszczeń, co zawsze prowadzi do rozbieżności w porównaniu z wynikami eksperymentalnymi. Modele numeryczne charakteryzują się wysoką precyzją, ale wymagają znacznego nakładu obliczeniowego, co ogranicza ich zastosowanie w diagnostyce w czasie rzeczywistym. Niemniej jednak, wyniki uzyskane z modeli numerycznych mogą posłużyć do opracowywania baz symptomów, ułatwiających diagnostykę w czasie rzeczywistym, bez potrzeby wykonywania skomplikowanych obliczeń.

Prezentowane podejścia w modelach analitycznych sprowadzają się do zdefiniowania równań fizycznych a następnie wykazaniu, że podczas uszkodzenia pojawiają się harmoniczne w analizowanych widmach. Analizując model zwarcia zwojowych silnika PMSM rozwiązania opierają się na analizie jednej z faz w układzie trójfazowym [2], [12], [73], [99] lub po zastosowaniu transformaty Clarke-Park w układzie $d-q$ [12], [41], [72], [73], [99]. We wspomnianych publikacjach autorzy wykorzystują zaprojektowane modele jako detektory uszkodzenia bazujące na sygnale napięciowym z wykorzystaniem filtrów aktywnych [73]. Z kolei w [72] model silnika służy jako obserwator, a detekcja awarii realizowana jest przy wykorzystaniu wektora resztkowego prądu z ang. *residual current vector* (RCV), generowanego na podstawie residuum, będącego różnicą pomiędzy zmierzonymi prądami stojana, a prądami uzyskanymi z obserwatora. Modele również są wykorzystywane w sterowaniach predykcyjnych. Zaprezentowane rozwiązanie [41] przedstawia nową metodę diagnozowania zwarcia zwojowego w silnikach PMSM z zastosowaniem transformaty falkowej. Metoda wykorzystuje transformatę falkową do ekstrakcji cech wady z funkcji kosztu w systemie sterowania predykcyjnego z ang. *model predictive control* (MPC), a następnie diagnozuje wadliwe zwarcie poprzez monitorowanie znormalizowanego wektora cech energetycznych obliczonego z współczynników transformacji falkowej. Istnieją również podejścia związane z wstrzykiwaniem składowych wysokoczęstotliwościowych do sygnału, co zaprezentowano w [32]. Zaproponowana metoda wykrywa uszkodzenia stojana w magnesach trwałych synchronicznych silników,

utrzymując jednocześnie wysoką odporność na zakłócenia. Jednak wysoką skuteczność uzyskano jedynie w przypadku dużego momentu obrotowego. Trendy diagnostyczne bazujące na sygnałach pochodzących z układu sterowania można również dostrzec w [12]. Autorzy wykorzystują transformatę Parka do ekstrakcji trzeciej harmonicznej związanej z uszkodzeniem stojana jako ekstraktor wskaźnika, którego wzrost można bezpośrednio utożsamić z defektem stojana.

W celu uzyskania precyzyjnych wyników podczas projektowania maszyn elektrycznych stosuje się technikę metod elementów skończonych. Używanie tej metody wiąże się z długotrwałym procesem, który wymaga znacznej ilości czasu oraz mocy obliczeniowej. Dodatkowo, w trakcie przeprowadzania badań symulacyjnych w procesie projektowania, dla każdego punktu pracy konieczne jest przeprowadzenie analizy zjawisk zachodzących w maszynie, co generuje znaczne koszty, wynikające z czasochłonnego projektowania [130].

Poświęcony na projektowanie czas można dodatkowo wykorzystać przekształcając wirtualny prototyp silnika w symulacyjny model uwzględniający wybrane awarie, do analizy takich uszkodzeń jak zwarcia zwojowe [39], [45], [110], [111], [118], demagnetyzacja [6], [7], [25], [51], [76], [136], czy ekscentryczność [1], [38], [45]. Przykładem prezentującym to zagadnienie są artykuły [45], [118] w których opisano powstały prototyp MJF-30-6 generatora synchronicznego. W [45] autorzy przedstawili kompleksowy model uszkodzeń silnika, uwzględniający zarówno ekscentryczność statyczną, jak i zwarcia zwojowe. W ramach przeprowadzonych badań wykorzystano zaawansowany model 2D, który wiernie odwzorowuje charakterystyki silnika o mocy 30 kVA. Analiza symulacyjna tego modelu umożliwia głębsze zrozumienie potencjalnych korzyści wynikających z jego zastosowania oraz pozwala zaznajomić się z wpływem uszkodzeń na funkcjonowanie silnika. Dodatkową zaletą jest fakt, że nie ma konieczności fizycznego uszkodzenia silnika w celu przeprowadzenia porównań. W dalszych badaniach [118] autorzy zbudowali model 3D generatora synchronicznego, rozszerzając tym samym analizę badanego napędu. Wprowadzenie modelu 3D umożliwiło bardziej precyzyjne zrozumienie interakcji między siłami elektromagnetycznymi a strukturą mechaniczną generatora, co jest kluczowe dla dalszych eksploracji zagadnień związanych z uszkodzeniami i diagnostyką.

Rozwój modeli symulacyjnych jest obiecującą perspektywą dla uzupełniania posiadanych baz symptomów, ponieważ pozwala uwzględniać różnorodne czynniki wpływające na proces diagnozowania. Warto podkreślić, że kluczowym elementem skutecznej diagnostyki jest skoncentrowanie się na bazach symptomów, które są odpowiednio dobrane do analizowanego przypadku. Dalszy postęp w rozwijaniu baz symptomów związanych z konkretnymi uszkodzeniami wiąże się bezpośrednio z implementacją symulacji. Symulacje te umożliwiają generowanie nowych, sztucznych danych diagnostycznych, co w rezultacie może poprawić precyzję procesu diagnozowania. Wprowadzenie symulacji do procesu diagnostycznego stwarza możliwość tworzenia danych, szczególnie tam, gdzie rzeczywiste dane diagnostyczne są trudno dostępne lub będą wiązać się z dużymi kosztami uszkodzenia danego obiektu.

Symulacje pozwalają na modelowanie różnorodnych scenariuszy uszkodzeń i warunków pracy, co w efekcie pozwala na uzyskanie danych diagnostycznych w bardziej kontrolowany sposób. Obecnie konkurencyjnymi i powszechnie dostępnymi danymi diagnostycznymi są bazy zawierające informacje wyłącznie o uszkodzeniach mechanicznych uzyskane drogą eksperymentalną. Do tych baz należą baza *Case Western Reserve University Bearing Data Center (CWRU)* [16], *Paderborn University Bearing DataCenter* [85], *Pronastia Data Challenge Bearing Dataset* [49], *NASA AMES Prognostics Data* [79]. W literaturze można zauważyć powszechne wykorzystanie wspomnianych baz w licznych artykułach, począwszy od analizy metod analizy sygnału, aż po rozwinięte techniki oparte na sztucznej inteligencji. Pomimo istniejących baz danych, warto zauważyć, że potencjalnie mogą być one zbyt ubogie, aby kompleksowo analizować szeroki zakres danych dotyczących różnorodnych uszkodzeń. Dlatego kontynuacja rozwoju symulacji i poszerzanie baz symptomów może stanowić kluczowy kierunek badawczy, umożliwiając bardziej zaawansowane i kompleksowe analizy diagnostyczne.

Rozważając kolejny krok po zgromadzeniu bazy sygnałów, warto rozważyć również analizę wpływu układów sterowania pod kątem diagnozowania ewentualnych uszkodzeń. Modele diagnostyczne stanowią istotne narzędzie, które umożliwia rozszerzenie analizy o ocenę wpływu systemu regulacji na wykrywanie potencjalnych usterek silnika pracującego w zamkniętej strukturze sterowania. Współpraca układów sterowania z modelami matematycznymi pozwala na szczegółową analizę, co jest kluczowe dla identyfikacji potencjalnych problemów oraz opracowania skutecznych strategii planowania przestojów. Dodatkową zaletą jest to, że diagnostyka może być przeprowadzana równocześnie z obliczeniem sygnałów sterujących napędem (sygnałów PWM). Analiza wpływu układu sterowania w silnikach PMSM obejmuje skoncentrowanie się na konkretnej strategii, aby następnie dobrać odpowiedni algorytm sterowania i parametry regulatorów. W literaturze spotykamy wykorzystanie sygnałów ze struktury [12], [23], [47], [55], [102], [124], [127], począwszy od silnika indukcyjnego, gdzie autorzy [127] przedstawili innowacyjną diagnostykę w układzie regulacji. W ramach tego podejścia dokonali analizy sygnałów odsprzęgających układ, prezentując skuteczność wykorzystania tych sygnałów w diagnostyce uszkodzeń zwarć zwojowych. Ich badania skupiły się na ocenie działania silnika indukcyjnego w warunkach różnych obciążeń oraz zróżnicowanych warunkach pracy. W wyniku analizy sygnałów odsprzęgających, autorzy zdołali udowodnić poprawność funkcjonowania diagnostyki, co stawia to podejście jako obiecujące narzędzie do monitorowania stanu silników indukcyjnych. W artykule [102] skupiono się na silniku PMSM, szczegółowo analizując wpływ regulatora prędkości na działanie układu. Badania obejmowały analizę sygnału prądu silnika w celu wykrywania ewentualnych uszkodzeń ekscentryczności wirnika. Wykazano, że moment obciążenia ma istotny wpływ na wyniki badań, a także zauważono zależność prędkości od szerokości pasma przenoszenia regulatora prędkości. Warto zaznaczyć, że przy bardzo niskiej wartości tego parametru w prądzie obserwuje się ograniczone ilości informacji. Eksperymentalnie zweryfikowano, że przy takich

warunkach regulacji prędkości, sygnał prądowy staje się niewystarczający do pełnej analizy stanu silnika. To podejście sugeruje, że przy bardzo niskiej szerokości pasma regulatora prędkości konieczne może być monitorowanie innych sygnałów, takich jak napięcie, w celu skutecznej detekcji usterek wirnika. Dalsza analiza struktury ujawniła możliwość bezpośredniej ekstrakcji symptomów. Autorzy [13] zaproponowali ekstrakcję symptomów z wektora napięcia w układzie $d-q$. Metoda ta charakteryzuje się niskim zapotrzebowaniem na moc obliczeniową i umożliwia identyfikację zwarcia zwojowego po przekroczeniu zdefiniowanego progu wzrostu wskaźnika związanego z drugą harmoniczną napięcia sterującego. Przedstawiono również układ oparty na procesorze sygnałowym firmy Texas Instruments prezentując możliwość skutecznej detekcji zwarcia z układu sterowania przy niewielkiej mocy obliczeniowej, jak opisano w publikacji [55]. Również autorzy [23] zajęli się analizą zwarcia, proponując metodę diagnostyki offline i online dla pojazdów elektrycznych, opartą na strukturze sterowania. Zauważono, że metoda online nie była w stanie wykryć usterek przy niskiej prędkości, jednak wartościowe wyniki osiągnięto w obszarze wysokich prędkości. W niskim zakresie prędkości natomiast wykrywanie usterek zostało zrealizowane przez system offline dzięki jego wysokiej czułości. Na podstawie integracji obu schematów detekcji uzyskano dobrą wydajność w systemach diagnostycznych. Nowe podejście do analizy struktury sterowania zastosowano również w [124], gdzie dla silnika dziewięciofazowego (3-fazowego z potrójną redundancją) wykorzystano sygnały mocy czynnej i mocy biernej generowane podczas warunków zwarcia między zwojami. Analiza wykazała, że składowe mocy są odpowiednimi wskaźnikami do detekcji zwarcia zwojowego zarówno w trybie pracy napędowej, jak i generatorowej. Wyniki pokazują, że, z wyjątkiem niewielkiego obszaru niskich prędkości, proponowana technika może niezawodnie wykrywać zwarcia i ułatwiać działania łagodzące w celu zminimalizowania prądu zwarcia zwojowego, nie wpływając negatywnie na pracę systemu w normalnych warunkach.

1.4 CEL, TEZA NAUKOWA I ZAKRES ROZPRAWY

Z przedstawionej analizy literatury wynika, że diagnostyka silników elektrycznych jest zagadnieniem ważnym i ciągle rozwijanym obszarem badawczym, aktywnie badanym w wielu ośrodkach naukowo-badawczych. Mimo to, z perspektywy diagnostyki, niewystarczająco przeanalizowanym tematem jest ekstrakcja informacji pochodzących z sygnałów układu sterowania dla różnych awarii występujących w silnikach synchronicznych o magnesach trwałych. Szczególnie interesujące wydaje się zrozumienie wpływu nastaw regulatorów w układzie sterowania na zawartość informacji w widmie sygnałów. W tym celu, badania prowadzone w ramach niniejszej rozprawy doktorskiej skoncentrowano między innymi na tym zagadnieniu, skupiając się na ekstrakcji symptomów uszkodzeń z sygnałów ze struktury sterowania dla różnych modeli matematycznych silnikach o magnesach trwałych. W badaniach przeanalizowano uszkodzeniach w postaci zwarć zwojowych oraz uszkodzeń magnesów trwałych oraz łożysk tocznych.

Głównym celem badawczym pracy jest przeprowadzenie analizy oraz oceny potencjału zastosowania modeli uszkodzeń silnika PMSM jako generatorów symptomów do detekcji charakterystycznych cech dla systemów opartych na sieciach neuronowych. Rozprawa skupia się na znalezieniu i opracowaniu charakterystycznych cech uszkodzeń, bazując na wykorzystaniu modeli matematycznych. Znalezione symptomy zostaną wykorzystane do treningu płytkich sieci neuronowych w celu identyfikacji oraz klasyfikacji różnych rodzajów uszkodzeń w kontekście pracy silnika w zamkniętej pętli sterowania. W związku z tym sformułowano następujące cele badawcze:

- 1. ANALIZA WPLYWU UKŁADU STEROWANIA SILNIKA PMSM NA GENEROWANE SYMPTOMY USZKODZEŃ W RÓŻNYCH WARUNKACH PRACY.**
- 2. WYKORZYSTANIE MODELI MATEMATYCZNYCH USZKODZEŃ SILNIKA DO SKUTECZNEJ DIAGNOZY RÓŻNYCH RODZAJÓW USZKODZEŃ.**
- 3. OPRACOWANIE SYSTEMÓW DIAGNOSTYKI BAZUJĄCYCH NA SZTUCZNEJ INTELIGENCJI, WYKORZYSTUJĄCYCH INFORMACJE ZAWARTE W SYGNAŁACH Z ZAMKNIĘTEJ STRUKTURY STEROWANIA.**

Wobec powyższego celu sformułowano następujące tezy rozprawy doktorskiej:

1) WYKORZYSTANIE ZAAWANSOWANYCH MODELI MATEMATYCZNYCH UWZGLĘDNIAJĄCYCH USZKODZENIA SILNIKA SYNCHRONICZNEGO O MAGNESACH TRWAŁYCH JAKO ŹRÓDEŁ SYMPTOMÓW USZKODZEŃ DLA SIECI NEURONOWYCH UMOŻLIWIA SKUTECZNE IDENTYFIKOWANIE I KLASYFIKOWANIE RÓŻNORODNYCH USZKODZEŃ.

2) UWZGLĘDNIENIE WPLYWU UKŁADU STEROWANIA I JEGO PARAMETRÓW W PRZYPADKU WYSTĄPIENIA RÓŻNEGO RODZAJU USZKODZEŃ SILNIKA PMSM JEST NIEZBĘDNE W CELU OPRACOWANIA ZAAWANSOWANYCH DETEKTORÓW UMOŻLIWIAJĄCYCH SKUTECZNE MONITOROWANIE ORAZ PODNIESIENIE POZIOMU BEZPIECZEŃSTWA PRACY ANALIZOWANYCH SILNIKÓW O MAGNESACH TRWAŁYCH.

Zakres pracy obejmował badania nad analizą wpływu struktur sterowania silnika PMSM w warunkach różnych rodzajów uszkodzeń. Szczegółowe obszary badań i analiz zawarte w zakresie pracy obejmowały:

- krytyczną analizę obecnego stanu wiedzy w obszarze diagnostyki silników synchronicznych o magnesach trwałych,
- opracowanie modeli analitycznych uszkodzeń silnika PMSM, uwzględniających różne scenariusze uszkodzeń,
- opracowanie modeli matematycznych uszkodzeń silnika PMSM przy wykorzystaniu technik FEM, uwzględniające m.in. zwarcia zwojowe, demagnetyzację silnika oraz uszkodzenia łożysk tocznych.

- przeprowadzenie szczegółowych badań symulacyjnych, które uwzględniają różne rodzaje uszkodzeń silnika PMSM pracującego w zamkniętej strukturze sterowania, zwrócenie uwagi na kooperację modelu struktury sterowania z modelem polowo-obwodowym, w procesie ko-symulacji,
- przygotowanie stanowiska laboratoryjnego do przeprowadzania badań diagnostycznych, pozwalającego na prowadzenie badań w kontrolowanych warunkach,
- opracowanie aplikacji umożliwiającej sterowanie silnikiem PMSM, która umożliwi wizualizację wielu parametrów użytkownikowi, implementację sterowania silnikiem oraz integrację z zewnętrznymi czujnikami pomiarowymi,
- opracowanie algorytmu odczytywania aktualnego położenia z resolwera,
- wykonanie szeregu badań eksperymentalnych na specjalnie przygotowanym stanowisku laboratoryjnym, które umożliwiło rejestrowanie sygnałów w kontrolowanych warunkach zbliżonych do przemysłowych,
- analizę wpływu parametrów struktury sterowania na pracę silnika PMSM w przypadku wystąpienia uszkodzeń, identyfikując symptomy wpływające na skuteczność diagnostyki,
- przygotowanie modeli uszkodzeń zastosowanych w badaniach laboratoryjnych, które wykorzystują uszkodzenia wirnika (demagnetyzacja) oraz łożysk tocznych, które zostaną poddane analizie w ramach pracy,
- przygotowanie sygnałów ze struktury sterowania polowo-zorientowanego jako wskaźników uszkodzeń. Dzięki zbadanym wskaźnikom możliwe jest wykrywanie usterek na wczesnym etapie i określanie rodzaju uszkodzenia,
- opracowanie detektorów uszkodzeń silnika PMSM, wykorzystujących sieci neuronowe, w celu skutecznej identyfikacji i klasyfikacji uszkodzeń,
- ocenę uzyskanych wyników badań.

Niniejsza rozprawa doktorska została podzielona na siedem ponumerowanych rozdziałów. Poza tym zawiera wykaz oznaczeń umieszczony na początku pracy, spis literatury oraz załączniki. Pierwszy rozdział stanowi wprowadzenie do tematyki poruszonej w rozprawie doktorskiej, gdzie dokonano analizy literatury, sformułowano tezy, cele oraz zakres badawczy. Kolejny rozdział poświęcono omówieniu modelowania uszkodzeń w silniku PMSM, prezentując zarówno modele analityczne, jak i polowo-obwodowe. Ten etap stanowił podstawę dla badań zawartych w rozprawie. Rozdział trzeci przedstawia zagadnienia związane ze sterowaniem silnikiem o magnesach trwałych w otwartej i zamkniętej strukturze sterowania. W czwartym rozdziale omówiono charakterystyczne symptomy wybranych uszkodzeń, które mogą być identyfikowane w widmach sygnałów. Następnym rozdziałem omawia metodykę badań oraz prezentuje uzyskane wyniki dotyczące struktury sterowania, uwzględniając wpływ odsprzęgania oraz nastaw regulatora na funkcjonowanie napędu oraz charakterystyki uzyskanego sygnału. Kolejny rozdział posłużył opracowaniu systemów diagnostycznych, opartych na pozyskanych cechach, umożliwiających klasyfikację oraz detekcję uszkodzeń. Ostatni

z numerowanych rozdziałów ma na celu podsumowanie rozprawy oraz przedstawienie wniosków wynikających z analizy uzyskanych wyników badań. Dodatkowo, do pracy dołączono sześć załączników zawierających szczegółowe informacje o parametrach silnika, weryfikację modeli, wybrane obliczenia oraz dane wykorzystane w opracowaniu wyników badań.

Rozdział 2

MODELOWANIE MATEMATYCZNE SILNIKÓW O MAGNESACH TRWAŁYCH Z WYBRANYMI USZKODZENIAMI

2.1 WPROWADZENIE

Wraz z rosnącą mocą obliczeniową komputerów, powszechne staje się stosowanie reprezentacji matematycznej oraz symulacji układów elektromechanicznych metodami numerycznymi. Obliczenia zaczynają odgrywać kluczową rolę w podejściu opartym na wykorzystaniu modelu matematycznego, co umożliwia diagnozę silników elektrycznych [78], [82]. Model silnika elektrycznego reprezentuje opis sposobu działania napędów przy użyciu zależności matematycznych. Badania w tym obszarze pozwalają inżynierom i naukowcom na lepsze zrozumienie, symulację i optymalizację działania silników elektrycznych oraz w coraz większym stopniu stają się istotne w diagnostyce uszkodzeń.

Głównym celem modelowania silników elektrycznych jest opisanie zachowania w zależności od różnych czynników, takich jak napięcie zasilające, obciążenie, temperatura czy obecność uszkodzeń. Dzięki zastosowaniu prototypu cyfrowego silnika możliwe staje się prognozowanie zachowań silnika, między innymi momentu obrotowego, prędkości obrotowej, prądu, napięcia oraz strumienia magnetycznego. Pozwala to na projektowanie optymalnych systemów, diagnozowanie uszkodzeń w celu późniejszego opracowywanie strategii naprawczych [58]. W praktyce modelowanie silników elektrycznych pozwala na głębsze zrozumienie pracy napędów, identyfikację potencjalnych problemów, dostosowanie parametrów oraz zwiększenie efektywności i niezawodności. Jest to obszar badań ciągle rozwijany, a nowe narzędzia symulacyjne przyczyniają się do coraz dokładniejszego projektowania i doskonalenia silników elektrycznych.

Istnieje kilka podejść do wykorzystywania symulacji do reprezentacji zachowania silników elektrycznych. Można wymienić wśród nich modele analityczne, polowe oraz polowo-obwodowe. Pierwsze badania nad silnikami o magnesami trwałymi bazowały na matematycznym opisie silnika (modelach analitycznych) wykorzystujących zestaw równań różniczkowych, które opisują zależności prądów i strumieni magnetycznych w silniku. Charakteryzują się szeregiem założeń upraszczających, które są wprowadzane w celu zminimalizowania złożoności modelu, jednocześnie zachowując wystarczający

poziom dokładności. Dzięki takiemu podejściu modele analityczne są stosunkowo łatwe do analizy i mogą być używane do szybkich szacunków i uproszczonych symulacji. Ponadto, charakteryzują się tym, że wymagają niewielkiego nakładu zasobów obliczeniowych, co sprawia, że są szczególnie przydatne podczas pracy systemu w czasie rzeczywistym. Modele polowe są najbardziej zaawansowane i dokładnie opisują zjawiska występujące w silnikach elektrycznych. Uwzględniają dokładne rozkłady pól elektrycznych i magnetycznych wewnątrz silnika, co pozwala na precyzyjną analizę działania maszyny. Modele polowo-obwodowe łączą aspekty technik analizy równań obwodowych i polowych. Pozwalają one na obserwację zmian zarówno rozkładu pola, jak i parametrów obwodowych silnika, co daje bardziej kompleksowy obraz jego pracy.

Warto zauważyć, że model jest niezbędny w celu estymacji różnych wielkości podczas trwania uszkodzenia (np. rezystancji stojana, prądu fazowego, strumienia magnetycznego). W trakcie formułowania opisu modelu korzysta się z wielkości zarejestrowanych podczas badań eksperymentalnych, takich jak prądy i napięcia. Pozwala to na precyzyjne sformułowanie i późniejszą weryfikację samego modelu oraz dalszą analizę wpływu uszkodzenia na analizowany układ. Ponadto, uzyskane dane są wykorzystywane do oceny wpływu uszkodzeń oraz wyznaczenia symptomów w dalszych etapach badań. Warto podkreślić, że każdy rodzaj modelu matematycznego posiada swoje unikalne zalety oraz ograniczenia. Wybór odpowiedniego modelu staje się zatem kwestią szczególnie istotną, uzależnioną od konkretnego przypadku badawczego. Wykorzystywany model symulujący usterkę musi uwzględniać specyfikę uszkodzenia, rodzaj dostępnych danych oraz zakres analizy. Zrozumienie różnic pomiędzy modelami staje się kluczowe dla skutecznego podejścia do projektowania układów diagnostyki bazujących na modelach.

Wnioski płynące z tych na modelach będą istotne dla opracowywania skutecznych metod detekcji uszkodzeń w silnikach synchronicznych z magnesami trwałymi, poprawiając zrozumienie procesów zachodzących w maszynach i zwiększając ich niezawodność oraz efektywność.

2.2 OPISY MATEMATYCZNE SILNIKA PMSM

Silnik PMSM to rodzaj silnika elektrycznego, który wykorzystuje magnesy trwałe do wytworzenia pola magnetycznego wirnika, w przeciwieństwie do tradycyjnych silników synchronicznych, gdzie pole magnetyczne generowane jest za pomocą uzwojeń zasilanych prądem stałym. Pola magnetyczne wirnika i stojana są zgodne, co powoduje, że silnik obraca się z synchroniczną prędkością obrotową, czyli z prędkością obrotową pola magnetycznego stojana. Ze względu na swoją konstrukcję silniki PMSM charakteryzują się wysoką sprawnością, umożliwiają realizację precyzyjnych zadań przy jednocześnie wysokiej wydajności. Ich sprawność może przekraczać 90%, co sprawia, że są one bardziej energooszczędne niż inne typy silników elektrycznych [14], [46], [138]. Najczęściej silniki PMSM znajdują zastosowanie w precyzyjnych układach sterowania położeniem, pracując w jako serwomechanizmy. Serwomechanizmy charakteryzują się zdolnością precyzyjnego sterowania, co pozwala na ich zastosowanie w wymagających

aplikacjach, takich jak np. robotyka. Aby zrozumieć i efektywnie projektować układy oparte na silnikach PMSM, niezbędne jest poznanie ich działania przy wykorzystaniu odpowiednich modeli matematycznych.

2.2.1 MODEL MATEMATYCZNY NIEUSZKODZONEGO SILNIKA PMSM

Rozważany model wyjściowy silnika elektrycznego obejmuje przypadek maszyny nieuszkodzonej, który stanowi punkt odniesienia dla pozostałych modeli analizowanych w dalszej części rozprawy. Model analityczny silnika synchronicznego z magnesami trwałymi zamocowanymi na powierzchni, wymaga przyjęcia kilku założeń upraszczających [91], [115], [133] tj.:

- uzwojenia trójfazowe analizowanego silnika są symetryczne,
- parametry indukcyjności oraz rezystancji są stałe i niezmiennie w czasie,
- pomija się straty w żelazie stojana,
- zakłada się równomierność szczeliny powietrznej,
- brak uzwojenia w wirniku maszyny,
- przyjmuje się tylko podstawową harmoniczną rozkładu pola w szczelinie, pomija się wszystkie wyższe harmoniczne,
- obwody magnetyczne są liniowe (brak nasycenia magnetycznego),
- obwody magnetyczne są izotropowe (pomija się zjawisko histerezy),

Założenia upraszczające pozwalają na uzyskanie prostego modelu matematycznego silnika PMSM. Opis silnika w nieruchomym układzie współrzędnych wygląda następująco [63], [99]:

- równanie napięciowe obwodu stojana:

$$\mathbf{U}_s = \mathbf{R}_s \mathbf{I}_s + \frac{d\mathbf{\Psi}_s}{dt}, \quad (2.1)$$

gdzie

$$\mathbf{U}_s = \begin{bmatrix} U_{sA} \\ U_{sB} \\ U_{sC} \end{bmatrix}, \mathbf{I}_s = \begin{bmatrix} I_{sA} \\ I_{sB} \\ I_{sC} \end{bmatrix}, \mathbf{\Psi}_s = \begin{bmatrix} \Psi_{sA} \\ \Psi_{sB} \\ \Psi_{sC} \end{bmatrix}, \mathbf{R}_s = \begin{bmatrix} R_{sA} & 0 & 0 \\ 0 & R_{sB} & 0 \\ 0 & 0 & R_{sC} \end{bmatrix},$$

U_{sX} – napięcie fazowe, I_{sX} prąd fazowy, Ψ_{sX} – strumień magnetyczny stojana, R_{sX} – rezystancja fazowa stojana,

- równanie sprzężeń magnetycznych

$$\mathbf{\Psi}_s = \mathbf{L}_s \mathbf{I}_s + \mathbf{\Psi}_{PM}, \quad (2.2)$$

$$\text{gdzie: } \mathbf{\Psi}_{PM} = \Psi_{PM} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos\left(\theta_e - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta_e + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix}^T, \mathbf{L}_s = \begin{bmatrix} L_{sA} & M_{sAB} & M_{sAC} \\ M_{sBA} & L_{sB} & M_{sBC} \\ M_{sCA} & M_{sCB} & L_{sC} \end{bmatrix},$$

2. MODELOWANIE MATEMATYCZNE SILNIKÓW O MAGNESACH TRWAŁYCH Z WYBRANYMI USZKODZENIAMI

gdzie: L_{sX} – indukcyjność własna silnika, M_{sXX} – indukcyjność wzajemna silnika, Ψ_{PM} – strumień pochodzący od magnesów trwałych, θ_e – kąt elektryczny,

- siła elektromotoryczna

$$\mathbf{E}_s = \frac{d\Psi_{PM}}{dt}, \quad (2.3)$$

- równanie momentu:

$$M_e = \frac{3}{2} p_b \operatorname{Im}(\Psi_s^* \mathbf{I}_s), \quad (2.4)$$

gdzie p_b – liczba par biegunów,

- równanie ruchu przy połączeniu sztywnym pomiędzy silnikiem a maszyną roboczą:

$$J_m \frac{d\Omega_m}{dt} = M_e - M_o - B\Omega_m. \quad (2.5)$$

W przypadku symetrycznych uzwojeń silnika można założyć następującą relację między poszczególnymi parametrami silnika PMSM: $R_s = R_{sA} = R_{sB} = R_{sC}$, $L_s = L_{sA} = L_{sB} = L_{sC}$, $M_s = M_{sAB} = M_{sBA} = M_{sBC} = M_{sCB} = M_{sAC} = M_{sCA}$. Relację między wymienionymi parametrami będą wykorzystywane w dalszej części pracy.

Zapis matematyczny w kartezjańskim układzie współrzędnych wirujących d - q upraszcza opis modelu zaprezentowany w układzie ABC , stając się użytecznym narzędziem w analizie silników PMSM. Uzyskanie modelu w układzie d - q sprowadza się do wykorzystania transformacji Clarke oraz Parka, które umożliwiają przeniesienie wielkości z układu trójfazowego do układu odniesienia związanego z wirnikiem maszyny. Transformacja Clarke przekształca trójfazowe wielkości do układu stacjonarnego α - β . Następnie transformacja Parka obraca układ tak, aby oś d była zorientowana zgodna z osią magnetyczną stojana. Wykorzystując wspomniane transformacje na równania (2.1)–(2.4) uzyskamy wektorowe równania silnika:

$$\mathbf{U}_s = \mathbf{R}_s \mathbf{I}_s + \frac{d\Psi_s}{dt} + jp_b \omega_s \Psi_s, \quad (2.6)$$

$$\Psi_s = \mathbf{L}_s \mathbf{I}_s + \Psi_{PM}, \quad (2.7)$$

Wykorzystując zespolone wektory przestrzenne w układzie d - q :

$$\mathbf{U}_s = u_{sd} + ju_{sq}, \mathbf{I}_s = i_{sd} + ji_{sq}, \Psi_s = \psi_d + j\psi_q. \quad (2.8)$$

Podstawiając do równań (2.6)–(2.7) uzyskuje się:

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_d}{dt} - jp_b \omega_s \psi_q, \quad (2.9)$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\psi_q}{dt} + jp_b \omega_s \psi_d, \quad (2.10)$$

$$\psi_d = L_d i_{sd} + \Psi_{PM}, \quad (2.11)$$

$$\psi_q = L_q i_{sq}, \quad (2.12)$$

$$m_e = \frac{3}{2} p_b (\psi_d i_{sq} - \psi_q i_{sd}), \quad (2.13)$$

gdzie: i_{sd} , i_{sq} , u_{sd} , u_{sq} , ψ_d , ψ_q – prądy, napięcia i strumienie odpowiednio w osiach d i q , ω_s – prędkość kątowa wirnika, Ψ_{PM} – strumień pochodzący od magnesów trwałych, R_s – rezystancja stojana, L_d , L_q – indukcyjność w osi d oraz q , p_b – liczba par biegunów.

Przedstawiony model w układzie d – q dobrze sprawdzi się do opisu silnika zarówno o magnesach zamontowanych na powierzchni silnika ($L_d = L_q$), jak również o magnesach umieszczonych wewnątrz wirnika ($L_d < L_q$). Analizowany silnik Lenze 14H15 posiada magnesy trwałe umiejscowione bezpośrednio na powierzchni wirnika, co prowadzi do założenia, że występuje symetria magnetyczna oraz indukcyjności w osiach d i q wynikająca z symetrycznej szczeliny powietrznej dla drogi strumienia magnetycznego [11], [133].

$$L_d = L_q. \quad (2.14)$$

Przyjmując to założenie równanie (2.13) upraszcza zapis momentu elektromagnetycznego generowanego w silniku PMSM, redukując wpływ działania momentu reluktancyjnego. Zależność na moment elektromagnetyczny przyjmuje postać:

$$M_e = \frac{3}{2} p_b i_{sq} \Psi_{PM}. \quad (2.15)$$

W celu uzupełnienia modelu matematyczny silnika PMSM, konieczne jest uwzględnienie równania równowagi mechanicznej. Zakładając, że moment bezwładności silnika jest stały [115] oraz pomijając moment wynikający z tarcia statycznego, równanie równowagi może zostać sformułowane w następujący sposób:

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J_m} (M_o - M_e), \quad (2.16)$$

$$\frac{d\theta_m}{dt} = \omega_m, \quad (2.17)$$

gdzie: J_m – moment bezwładności silnika, M_o – moment obciążenia, θ_m – położenie kątowe wirnika (kąt mechaniczny).

Model silnika PMSM w układzie d – q jest powszechnie stosowany do analizy stanów dynamicznych i opracowywaniu estymatorów, jak również stanowi punkt wyjścia dla analizy nieuszkodzonego silnika. Warto zauważyć także, że naturalne jest wykorzystanie tego modelu podczas sterowania połowo-zorientowanego.

2.2.2 MODEL POŁOWO-OBWODOWY

W trakcie obliczeń połowo-obwodowych, aby uzyskać wartości pola elektromagnetycznego poszukuje się rozwiązań dla poszczególnych punktów pracy napędu. W tym celu rozwiązuje się równania Maxwella w skończonym obszarze

przestrzeni z odpowiednimi warunkami brzegowymi oraz określonymi warunkami początkowymi. Dzięki temu jest łatwiejsza analiza i zrozumienie zachowania maszyny w różnych. Współcześnie do projektowania i analizy działania maszyn elektrycznych coraz częściej wykorzystuje się oprogramowanie, które pozwala na numeryczne rozwiązanie pola elektromagnetycznego. W ramach tego podejścia wykorzystywane są zarówno modele dwuwymiarowe, jak i trójwymiarowe, co pozwala na precyzyjne odwzorowanie zjawisk zachodzących w silnikach elektrycznych. Jednym z najbardziej popularnych podejść jest metoda elementów skończonych (FEM, ang. *finite element method*) prezentowana w wielu pracach [4], [6], [7], [24], [25], [38], [39], [45], [48], [51], [76], [136]. W symulacjach numerycznych silnika przyjmuje się, że maszyna jest badana w różnych węzłach w stanie ustalonym. Założenie to pozwala na pominięcie analizy wpływu ruchu obrotowego oraz zjawisk związanych z komutacją. Zastosowanie takiego uproszczenia analizy oraz modelowania zachowania systemu, umożliwiając skupienie się na kluczowych aspektach i zależnościach.

W równaniach polowo-obwodowych wykorzystuje się następujące równania [5], [105]:

- **PRAWO INDUKCJI FARADAYA:**

$$\nabla \times \mathbf{E} + \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} = \mathbf{0}, \quad (2.18)$$

- **PRAWO GAUSSA DLA MAGNETYZMU**

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0, \quad (2.19)$$

- **PRAWO AMPERA**

$$\nabla \times \mathbf{H} - \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} = \mathbf{J}, \quad (2.20)$$

- **PRAWO GAUSSA DLA ELEKTRYCZNOŚCI**

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho, \quad (2.21)$$

gdzie poszczególne wektory \mathbf{E} , \mathbf{D} , \mathbf{B} i \mathbf{H} są zdefiniowane jako:

\mathbf{E} – wektor natężenie pola elektrycznego $\left(\frac{V}{m}\right)$, \mathbf{D} – wektor indukcji magnetycznej $\left(\frac{C}{m^2}\right)$,

\mathbf{B} – wektor indukcji magnetycznej (T), \mathbf{H} – wektor natężenia pola magnetycznego $\left(\frac{A}{m}\right)$,

oraz wielkości wymuszające te pola:

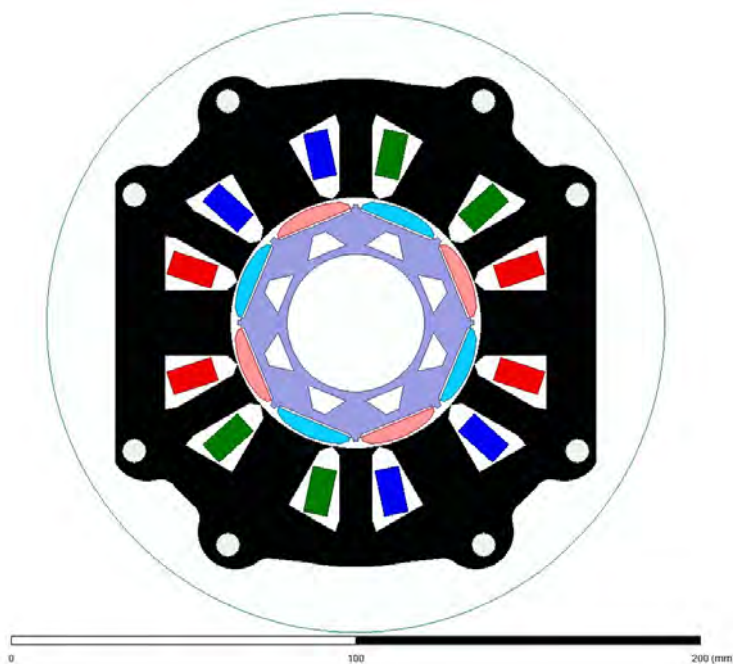
\mathbf{J} – wektor gęstości prądu $\left(\frac{A}{m^2}\right)$, ρ – wektor gęstości ładunku elektrycznego $\left(\frac{C}{m^3}\right)$,

wszystkie wymienione prawa powiązane są ze sobą za pośrednictwem prawa zachowania ładunku:

$$\nabla \cdot \mathbf{J} + \frac{\partial \rho}{\partial t} = 0. \quad (2.22)$$

W badaniach wchodzących w zakres niniejszej rozprawy doktorskiej analizowany jest silnik *Lenze 14H15* o parametrach wymienionych w załączniku A. Model maszyny wykorzystywany do obliczeń został skonstruowany z uwzględnieniem dokładnego odwzorowania fizycznych właściwości blach elektrotechnicznych znajdujących się w stojanie oraz wirnika maszyny. Na podstawie tych parametrów opracowano dwuwymiarowy model zaprezentowany na rys. 2.1. Model ten odnosi się do stanu braku uszkodzenia silnika PMSM.

Jak wcześniej wspomniano, w ramach analizy badanej maszyny przyjmuje się, że wirnik jest w pozycji nieruchomej. Niemniej jednak, przy kolejnych iteracjach obliczeń następuje modyfikacja kąтового położenia tego wirnika (zmiana położenia). W trakcie pojedynczego kroku obliczeniowego wyznaczane są kluczowe wielkości, takie jak prąd, siła elektromotoryczna oraz moment elektromagnetyczny, w odpowiedzi na zadaną wartość napięcia zasilania. Podczas przeprowadzanych badań zastosowano różne koncepcje konstrukcji wirnika, aby możliwie najwierniej oddać wyniki uzyskane z modelu symulacyjnego w porównaniu z rezultatami badań eksperymentalnych.



Rys. 2.1 Model 2D silnika *Lenze 14H15* w oprogramowaniu *Ansys Maxwell*.

W trakcie badań osiągnięto zadowalającą dokładność odwzorowania. Błąd odwzorowania napięć fazowych nie przekraczał 9%, natomiast w przypadku prądów fazowych wartość błędu mieściła się w granicach 6%. Szczegółowe informacje dotyczące doboru parametrów oraz wyników analizy znajdują się w załączniku B, który stanowi integralną część niniejszej pracy.

2.3 MODELE USZKODZEŃ STOJANA SILNIKA PMSM

Uszkodzenia uzwojeń stojana są jednym z najczęstszych problemów występujących w maszynach elektrycznych wyższych mocy [15] i mogą powodować poważne problemy, takie jak nadmierny wzrost temperatury, spadek wydajności, utratę

stabilności, a nawet całkowite zniszczenie. W tej części pracy zostaną przedstawione dwa modele uszkodzeń zwarc zwojowych w silnikach z magnesami trwałymi: model analityczny oraz polowo-obwodowy, pokrótce omówione w kolejnych podpunktach.

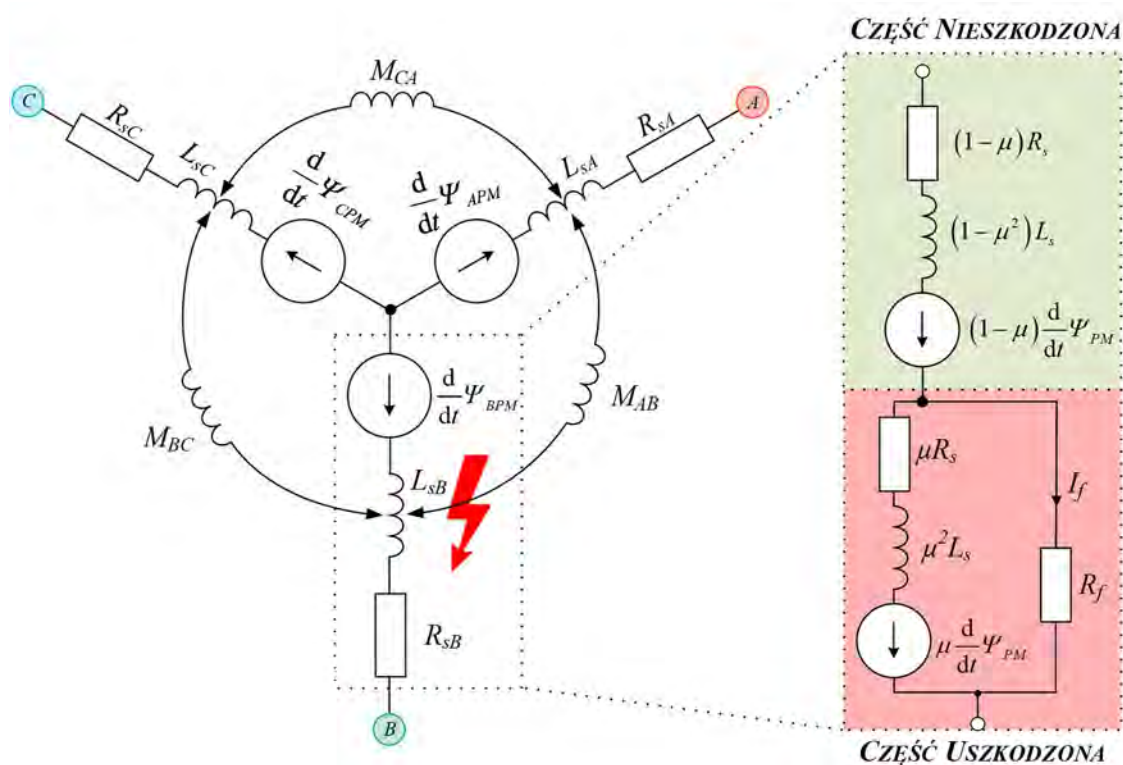
2.3.1 MODEL MATEMATYCZNY SILNIKA PMSM Z USZKODZENIEM STOJANA

W literaturze znajduje się kilka podejść do matematycznego opisu uszkodzonego silnika PMSM. Najpopularniejszym modelem jest uwzględnienie uszkodzenia jednej fazy silnika w układzie stacjonarnym [2], [12], [43], [68], [73], [99] lub jest modelowanie w układzie $\alpha\text{-}\beta$ [2]. Innym podejściem jest modelowanie w układzie $d\text{-}q$ [12], [41], [72], [73], [99], co umożliwi dokładniejszy opis pracy silnika, w przypadku niesymetrii obwodu magnetycznego.

W chwili uszkodzenia stojana powstaje dodatkowy obwód prądowy zaprezentowany na rys. 2.2. Na podstawie literatury można określić, że uszkodzenie reprezentowane jest przez dwa parametry, tj. rezystancję pętli uszkodzenia R_f oraz wskaźnik względnej liczby zwartych zwojów μ :

$$\mu = \frac{N_{sf}}{N}, \quad (2.23)$$

gdzie: N – liczba wszystkich zwojów w fazie, N_{sf} – liczba uszkodzonych zwojów w fazie.



Rys. 2.2 Schemat uzwojeń trójfazowej silnika synchronicznego z uszkodzeniem stojana.

Bazując na równaniach (2.1)–(2.2) w układzie stacjonarnym oraz analizując modele znajdujące się w literaturze (rys. 2.2). W ramach prac nad rozprawą dokorską sformułowano uogólniony model uszkodzeń silnika z magnesami trwałymi, który można zapisać w następującej postaci [63]:

$$\mathbf{U}_{sf} = \mathbf{R}_{sf} \mathbf{I}_{sf} + \frac{d\Psi_{sf}}{dt}, \quad (2.24)$$

$$\Psi_{sf} = \mathbf{L}_{sf} \mathbf{I}_{sf} + \Psi_{PMf}, \quad (2.25)$$

gdzie poszczególne wektory można wyrazić następująco:

$$\mathbf{U}_{sf} = \begin{bmatrix} U_{sA} \\ U_{sB} \\ U_{sC} \\ U_f \end{bmatrix}, \quad \mathbf{I}_{sf} = \begin{bmatrix} I_{sA} \\ I_{sB} \\ I_{sC} \\ -I_f \end{bmatrix}, \quad \mathbf{L}_{sf} = \begin{bmatrix} L_{sA} & M_{sAB} & M_{sAC} & -\mu M_{sAX} \\ M_{sBA} & L_{sB} & M_{sBC} & -\mu M_{sBX} \\ M_{sCA} & M_{sCB} & L_{sC} & -\mu M_{sCX} \\ \mu M_{sXA} & \mu M_{sXB} & \mu M_{sXC} & -\mu^2 L_{sX} \end{bmatrix}, \quad (2.26)$$

$$\Psi_{sf} = \begin{bmatrix} \Psi_{sA} \\ \Psi_{sB} \\ \Psi_{sC} \\ \Psi_f \end{bmatrix}, \quad \Psi_{PMf} = \begin{bmatrix} \Psi_{APM} \\ \Psi_{BPM} \\ \Psi_{CPM} \\ \Psi_{fPM} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R}_{sf} = \begin{bmatrix} R_{sA} & 0 & 0 & \mu_A R_{sA} \\ 0 & R_{sB} & 0 & \mu_B R_{sB} \\ 0 & 0 & R_{sC} & \mu_C R_{sC} \\ \mu_A R_{sA} & \mu_B R_{sB} & \mu_C R_{sC} & \mu R_{sX} + R_f \end{bmatrix}.$$

W zaprezentowanych macierzach w stosunku do maszyny nieuszkodzonej pojawiają się dodatkowe elementy zależne od uszkodzenia. Powstały obwód zwarcia można zdefiniować następująco:

$$U_f = R_f I_f = \mu R_s (I_{sX} - I_f) - \mu^2 L_s \frac{dI_f}{dt} + \mu \mathbf{M}^T \frac{d}{dt} \mathbf{I}_s - \mu \omega_e \Psi_{PM} \sin(\theta_e + \theta_X), \quad (2.27)$$

gdzie: $\mathbf{M} = [M_{sXA}, M_{sXB}, M_{sXC}]^T$.

Zastosowanie oznaczenia X w indeksach wzorów umożliwia uogólnienie modelu zwarcia, ponieważ pozwala wprowadzić zmienną reprezentującą uszkodzoną fazę (A, B, C), co umożliwia określenie zależności występujących podczas różnych rodzajów defektów.

Uszkodzenie stojana wpływa na siłę elektromotoryczną (2.28), a tym samym na generowany moment elektromagnetyczny, który można wyrazić zależnością:

$$\mathbf{E}_{sf} = \frac{d\Psi_{PMf}}{dt}, \quad (2.28)$$

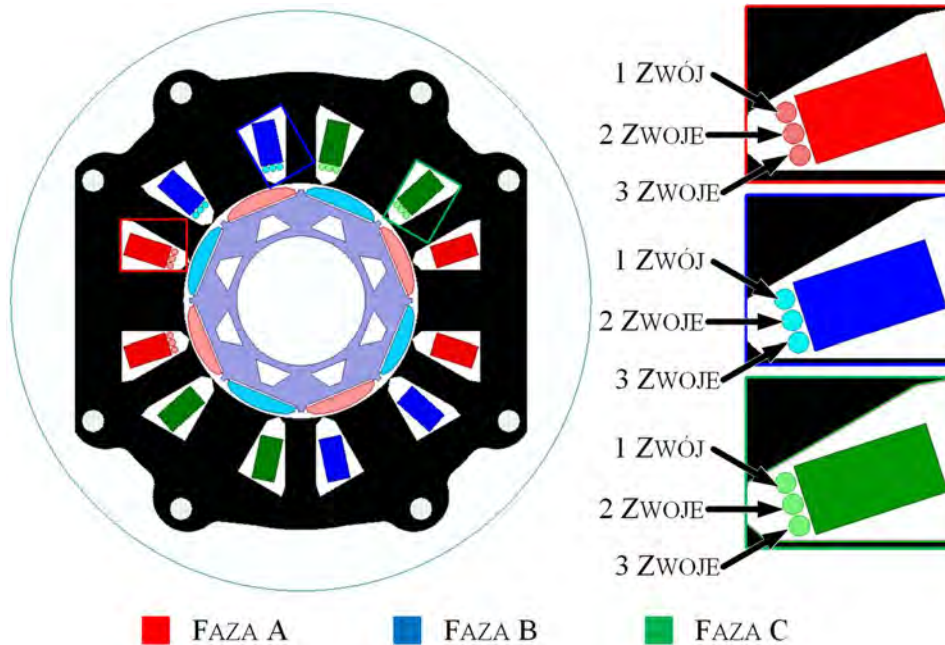
$$M_e = \frac{\mathbf{E}_{sf}^T \mathbf{I}_{sf}}{\Omega_m}. \quad (2.29)$$

2.3.2 MODEL POŁOWO-OBWODOWY SILNIKA PMSM Z USZKODZENIEM STOJANA

W celu przeprowadzenia dokładnej analizy wpływu uszkodzenia stojana w modelu połowo-obwodowym silnika synchronicznego o magnesach trwałych konieczne było dokonanie szeregu modyfikacji w istniejącym modelu symulacyjnym, który został omówiony w rozdziale 2.2 oraz załączniku B. Modelowanie uszkodzenia polegało na założeniu zwarcia kilku zwojów w obrębie jednej z faz stojana. Analogicznie jak zaprezentowano na rys. 2.2. usterka obejmuje konkretny obszar stojana, w którym powstaje zwarcie przez rezystancje o wartości R_f . W celu analizy tej sytuacji,

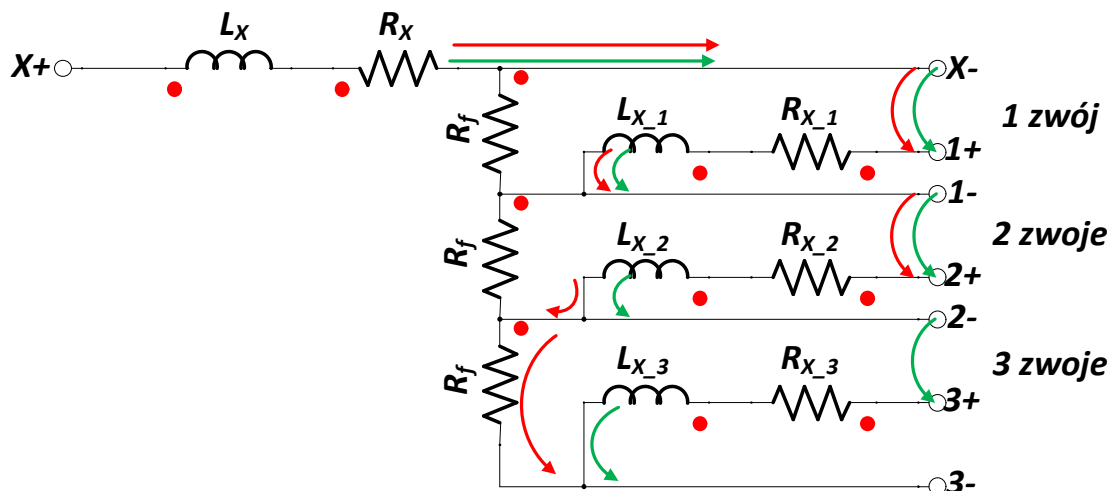
2. MODELOWANIE MATEMATYCZNE SILNIKÓW O MAGNESACH TRWAŁYCH Z WYBRANYMI USZKODZENIAMI

zmodyfikowano model silnika, uwzględniając możliwość występowania awarii w dowolnym paśmie stojana. Model ten został zobrazowany na rys. 2.3.



Rys. 2.3 Model połowy silnika z wyprowadzeniami poszczególnych zwojów.

Podczas badań istnieje możliwość zmiany parametrów stojana oraz wybrania fragmentów faz, które ulegają uszkodzeniu. Umożliwia to badanie różnych scenariuszy awarii, jak na przykład symulowanie uszkodzeń w postaci zwarcia 1, 2 lub 3 zwojów w dowolnej fazie stojana. Wszystkie omówione zmiany w strukturze połączeń dokonywane są bezpośrednio w zastosowanym modelu połowo-obwodowym silnika synchronicznego z magnesami opracowanym w środowisku *Maxwell ANSYS*. Dzięki temu możliwe jest precyzyjne odwzorowanie warunków rzeczywistych i analiza wpływu zmian parametrów na zachowanie maszyny.



Rys. 2.4 Ideowy schemat obwodowy odzwierciedlający dowolną fazę silnika PMSM podczas pracy, wraz z rozrysowanym przepływem prądu: zielony – podczas pracy bez uszkodzenia; czerwony podczas pracy ze zwartymi trzema zwojami. Wykonany na podstawie widoku z programu *Anslys Maxwell*.

Dokonując zmian i adaptacji modelu polowo-obwodowego, zmieniając parametry powodujące uszkodzenie, można przeprowadzić wszechstronną analizę, prezentując wpływ uszkodzenia stojana na zachowanie silnika PMSM. Szczególnie interesujące są charakterystyki elektryczne i mechaniczne, w których widoczna jest informacja o awarii maszyny. Szczegółowe podejście do modelowania uszkodzeń stanowi kluczowy element badawczy, umożliwiający analizę wpływu zmian parametrów na właściwości elektryczne i mechaniczne silnika PMSM. Umożliwia to ocenę charakterystyk prądowych, momentu obrotowego, sprawności oraz innych kluczowych wskaźników pracy silnika. W ten sposób modelowanie uszkodzenia staje się kluczowym narzędziem analizy nie tylko skutków awarii, ale także identyfikacji obszarów, które wymagają dodatkowej ochrony lub modyfikacji konstrukcyjnych w celu zwiększenia odporności na uszkodzenia. Jednocześnie stanowi istotny krok w kierunku zrozumienia, diagnozowania i ewentualnej optymalizacji działania silników PMSM w warunkach uszkodzeń.

2.4 MODELOWANIE DEMAGNETYZACJI SILNIKA PMSM

Opracowanie opisów matematycznych silnika PMSM z uszkodzonymi magnesami trwałymi, przy wykorzystaniu technik modelowania matematycznego, stanowi kolejny punkt badawczy. Podobnie jak w przypadku modelowania zwarć zwojowych, istnieje możliwość zaprezentowania dwóch rodzajów modeli: analitycznego [37], [66], [107], [121] oraz polowo-obwodowego [60], [80], [94], [100], [103]. W ramach analizy wpływu demagnetyzacji silnika, można wyróżnić dwa scenariusze demagnetyzacji, które wynikają z różnych czynników. Pierwszy z nich wynika z działania dużych prądów udarowych oraz przegrzania magnesu, co skutkuje przekroczeniem temperatury Curie. W takim przypadku mówimy o demagnetyzacji całkowitej magnesu, która zmienia wartość generowanego pola magnetycznego w obrębie całego magnesu. Drugi scenariusz związany jest z mechanicznym uszkodzeniem magnesu, prowadzącym do zmiany geometrii magnesu i generowanej przez niego siły magnetycznej, przy zachowaniu niezmiennych parametrów. W literaturze taki proces określa się mianem częściowej demagnetyzacji, czyli lokalnego uszkodzenia magnesu, które wpływa jedynie na obszar dotknięty uszkodzeniem struktury magnesu, co również prowadzi do niewyważenia wirnika. Dokładna analiza tych dwóch scenariuszy pozwala na lepsze zrozumienie efektów uszkodzeń magnesów trwałych na działanie silnika PMSM oraz identyfikację potencjalnych problemów i zagrożeń. Wykorzystując techniki modelowania matematycznego możliwe jest symulowanie tych procesów oraz ocena ich wpływu na wydajność maszyny.

2.4.1 MODEL MATEMATYCZNY SILNIKA Z DEMAGNETYZACJĄ

W kontekście analizy demagnetyzacji w silniku PMSM, rozważanie właściwości magnesów i materiałów żelaznych stanowi kluczowy element przygotowania modelu. W związku z tym, konieczne jest przyjęcie dodatkowych założeń, które precyzyjnie określą wpływ tych elementów na proces demagnetyzacji. Wartościowe informacje na

ten temat zawarte są w literaturze naukowej oraz kartach katalogowych poszczególnych elementów. Należy przyjąć następujące założenia [107]:

- liniowe właściwości magnesów – zakłada się, że reakcja magnesów jest proporcjonalna do pola magnetycznego, co oznacza, że wraz z rosnącym polem magnetycznym wytworzonym przez magnesy, ich właściwości magnetyczne wrastają liniowo,
- nieskończona przepuszczalność materiałów ferromagnetycznych – materiały żelazne wewnątrz silnika posiadają nieskończoną przepuszczalność magnetyczną, co oznacza, że nie wpływają na tor przepływu pola magnetycznego,
- zaniedbanie efektów brzegowych – pomija się ewentualne efekty związane z obszarami krańcowymi, takie jak rozpraszanie strumienia magnetycznego na krawędziach,
- pomija się zjawiska związane z przewodnictwem oraz prądami.

W celu przygotowania modelu silnika z demagnetyzacją należy zmienić strumień generowany przez magnesy trwałe. Magnesy umieszczone w wirniku indukują siłę elektromotoryczną (SEM), której amplituda wzrasta niemal liniowo wraz z prędkością obrotową wirnika. Wartość tej siły będzie bezpośrednio obserwowana w przebiegach napięcia indukowanego w uzwojeniach stojana. W nieuszkodzonym silniku SEM generowana jest w sposób regularny i okresowy w każdym paśmie uzwojenia stojana. Natomiast w przypadku wystąpienia częściowej demagnetyzacji, napięcie indukowane w pojedynczej szczelinie nie jest regularne.

W artykule [121] autorzy zaproponowali modyfikację siły elektromotorycznej wprowadzając współczynnik demagnetyzacji K_{dem} , który wpływa na wartość generowanej siły elektromotorycznej. Parametr K_{dem} przyjmuje wartości z zakresu od 0 (stan nieuszkodzony) do 1 (stan pełniej demagnetyzacji). Wprowadzenie tego współczynnika umożliwi uwzględnienie efektów demagnetyzacji, co jest istotne w przypadku maszyn poddanych takiemu uszkodzeniu. W rezultacie indukowana SEM jak we wzorze (2.3) zmieni się o wartość wynikającą z uszkodzonego magnesu:

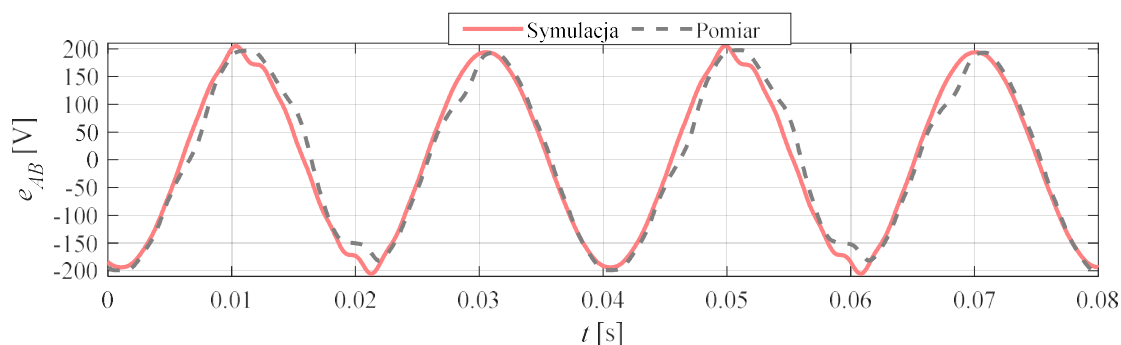
$$E_f = \frac{d\Psi_{PMf}}{dt} = \frac{d(\Psi_{PM} - \Psi_{DEM})}{dt}. \quad (2.30)$$

Wartość Ψ_{DEM} odnosi się do strumienia magnetycznego związanego z efektami demagnetyzacji magnesów trwałych w wirniku maszyny. Można zdefiniować go następującą zależnością:

$$\Psi_{DEM} = K_{dem} \left[\frac{1}{2p} \cos(\theta_e) + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k\pi} \sin\left(\frac{k\pi}{2p_b}\right) \cos\left(\theta_e \left(1 \pm \frac{k}{p_b}\right)\right) \right]. \quad (2.31)$$

Wartość strumienia magnetycznego podczas uszkodzenia, otrzymanego z równania (2.31), wynika z analizy rozkładu Fouriera sygnału prostokątnego, który jest używany do modelowania zmian w polu magnetycznym w przypadku demagnetyzacji magnesów trwałych. Takie podejście do analizy pozwala na określenie wpływu różnego stopnia

demagnetyzacji na strumień magnetyczny. Na rys. 2.5 przedstawiono przykładową wartość SEM dla prędkości synchronicznej oraz demagnetyzacji na poziomie 18%.



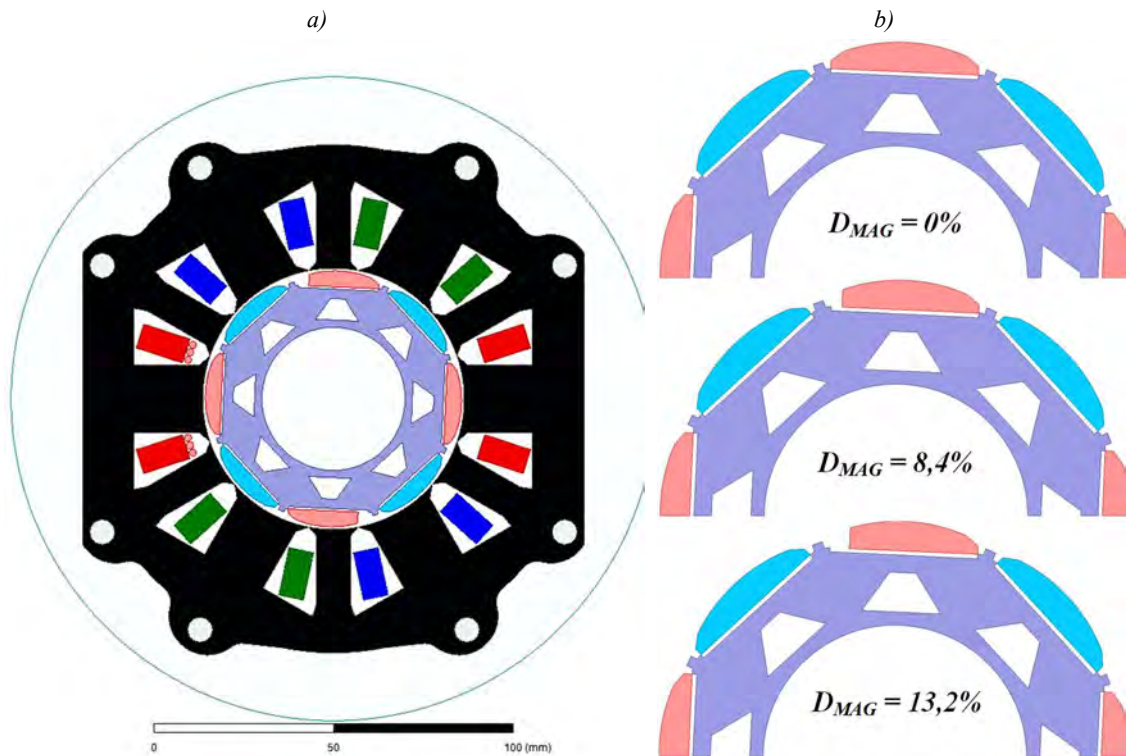
Rys. 2.5 Wyniki symulacyjne siły elektromotorycznej e_{AB} dla zrealizowanego modelu oraz z pomiarów na obiekcie dla częstotliwości $f = 50$ Hz.

2.4.2 MODEL POŁOWO-OBWODOWY SILNIKA PMSM O USZKODZONYCH MAGNESACH TRWAŁYCH

W rozdziale 2.2.2 zaprezentowano model silnika PMSM, który odzwierciedla stan nieuszkodzonego silnika. W celu uzyskania dokładnego modelu uszkodzenia związanego z demagnetyzacją konieczne jest wprowadzenie zmian w wartości wektora indukcji magnetycznej. Analizując uszkodzenia związane z wirnikiem, demagnetyzację można symulować poprzez dokonywanie modyfikacji pola magnetycznego, które obejmuje wszystkie magnesy. Proces ten znany jest jako jednolita demagnetyzacja. Oznacza to, że zmiany w strukturze magnetycznej wirnika będą modelowane poprzez jednolite obniżanie magnetyzmu na całej długości wirnika. Jeżeli następuje modyfikacja wartości pola magnetycznego pojedynczego magnesu mówimy o częściowej demagnetyzacji, która będzie rozważana w dalszej części rozprawy doktorskiej. Na rys. 2.6 pokazano przykładową ekstrakcję magnesów trwałych, która została zastosowana w analizowanym modelu. Porównując to z modelem nieuszkodzonego silnika PMSM przedstawionym w rozdziale 2.2.2, konieczne jest wprowadzenie modyfikacji w celu uzyskania odpowiedniego modelu umożliwiającego symulację uszkodzeń magnesów trwałych. Kluczowym aspektem tego procesu jest dostosowanie wartości wektora indukcji magnetycznej, aby dokładnie odzwierciedlić uszkodzenia. Realizację tej zmiany wykonuje się poprzez zmniejszenie pola powierzchni pojedynczego magnesu lub redukcję wartości indukcji magnetycznej. Dzięki temu możliwe jest skonstruowanie modelu bardziej odpowiadającego rzeczywistym warunkom z uszkodzonymi magnesami trwałymi, umożliwiając bardziej precyzyjne symulacje i analizy.

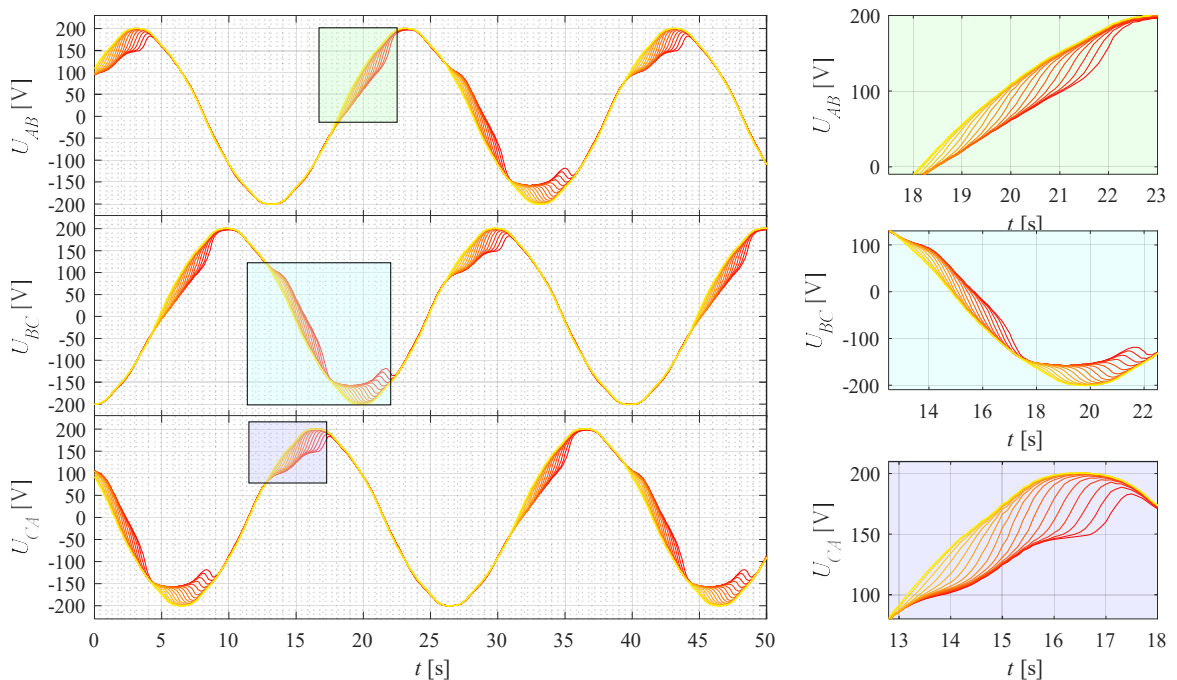
Efekt demagnetyzacji jest wyraźnie widoczny w sile elektromotorycznej generowanej podczas pracy PMSM w trybie generatorowym. Analizowane zmiany, przedstawione na rys. 2.6 b, są bezpośrednio związane z wartościami siły elektromotorycznej. Podczas realizacji prac badawczych przeprowadzono szereg symulacji w celu sprawdzenia w jaki sposób degradacja magnesów trwałych wpływa na

2. MODELOWANIE MATEMATYCZNE SILNIKÓW O MAGNESACH TRWAŁYCH Z WYBRANYMI USZKODZENIAMI



Rys. 2.6 Widok geometrii zastosowanej w analizowanym modelu uszkodzenia:
a) widok całego przekroju b) widok wirnika z procentowym oznaczeniem ekstrakcji magnesu.

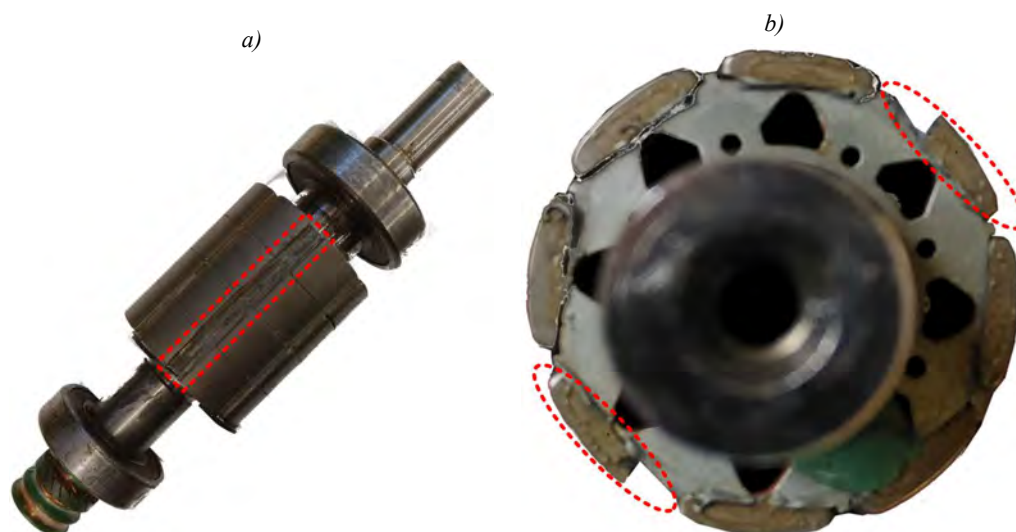
wartość generowanej siły elektromotorycznej uzyskiwanej na obiekcie rzeczywistym (rys. 2.7). Zestawione wyniki prezentują, jak wygląda uszkodzenie począwszy od stanu nieuszkodzonego do uszkodzenia wynoszącego 50%.



Rys. 2.7 Zależność wartości siły elektromotorycznej od stopnia demagnetyzacji przy częstotliwości $f_s=50$ Hz.

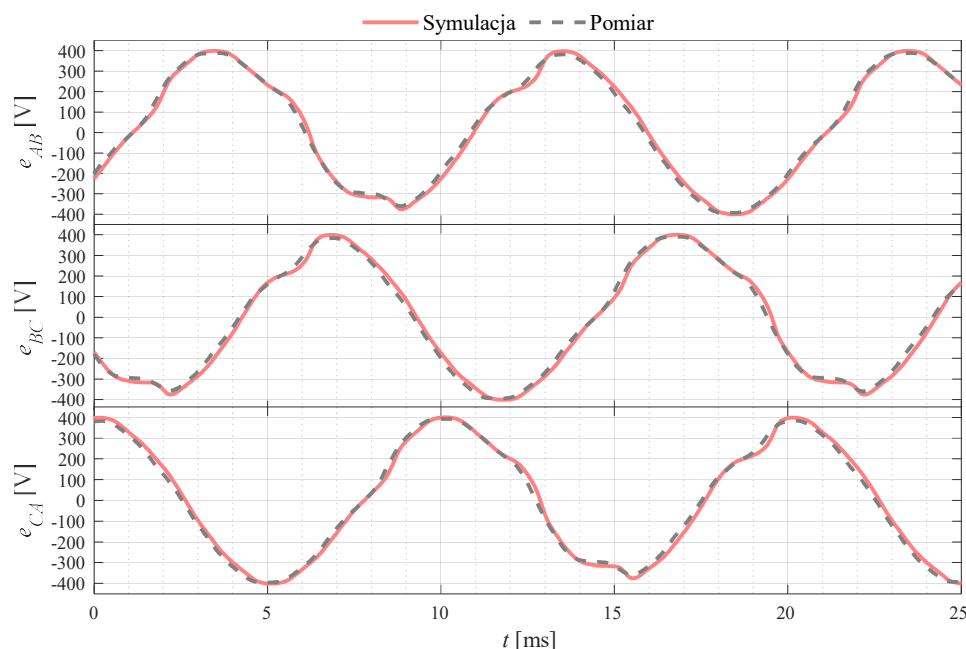
Porównanie wyników symulacji (rys. 2.7) i eksperymentu dla awarii magnesów trwałych w badanym PMSM zaprezentowano na rys. 2.9. Zaprezentowane wyniki badań

rys. 2.9, odpowiadają mierzonej SEM na obiekcie wartość siły elektromotorycznej odpowiadała usunięciu około 20% obszaru magnesów trwałych z jednej pary magnesów.



Rys. 2.8 Realizacja ekstrakcji magnesów wirnika silnika Lenze 14H15.

Weryfikacja eksperymentalna modelu, zaprezentowana na rys. 2.9 potwierdza bardzo precyzyjne odwzorowanie zjawisk zachodzących w silniku PMSM podczas uszkodzeń magnesów trwałych. Pomimo znacznego obciążenia obliczeniowego modelu polowego, jego wysoka dokładność stanowi niezaprzeczalną zaletę. Dzięki temu jest skutecznie używany do analizy wpływu defektów magnesów na działanie silnika PMSM, testowania metod detekcji uszkodzeń oraz generowania wzorców diagnostycznych.



Rys. 2.9 Porównanie SEM uzyskanej z modelu FEM oraz z pomiarów na obiekcie rzeczywistym Lenze 14H15.

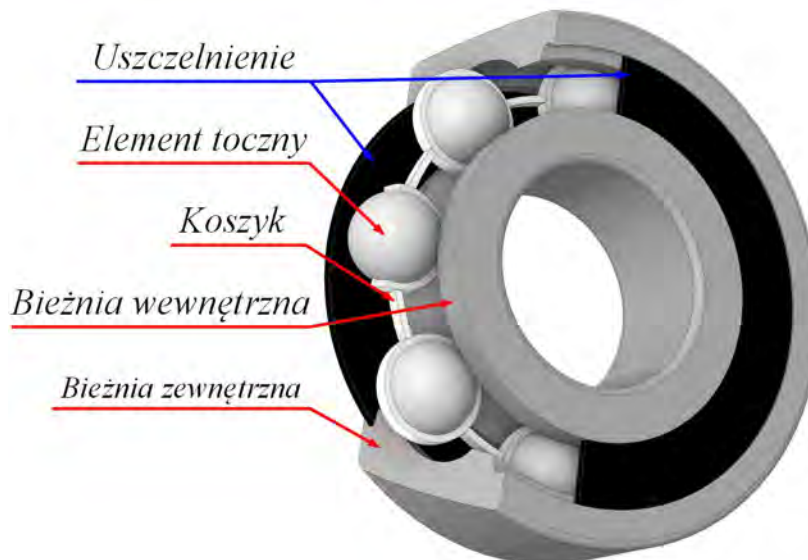
Dodatkowo, porównanie SEM między modelem, a rzeczywistym obiektem, przedstawione na rys. 2.9, potwierdza precyzję modelu obliczeniowego do odzwierciedlenia fizycznego modelowania uszkodzenia magnesów trwałych w silniku

PMSM. Porównując wartości siły elektromotorycznej uzyskanej z modelu analitycznego rys 2.5 wraz z modelem FEM, widać dokładność reprezentacji modelu polowo-obwodowego

2.5 MODEL USZKODZENIA ŁOŻYSKA TOCZNEGO

Łożyska toczne stanowią nieodłączny element wielu maszyn i urządzeń. Ich zadaniem jest umożliwienie ruchu elementów mechanicznych przy jednoczesnym minimalizowaniu tarcia. Analiza pracy łożyska stanowi złożone zagadnienie ze względu na czynniki takie jak zmienne obciążenie, prędkość obrotowa oraz zmienne warunki środowiskowe, które wpływają na nie podczas eksploatacji. Modelowanie staje się więc istotnym narzędziem umożliwiającym badanie różnych scenariuszy w warunkach eksploatacyjnych. W literaturze, podobnie jak w przypadku wcześniejszych modeli uszkodzeń, wyróżniamy metody analityczne oraz metody oparte na modelu elementów skończonych.

Metody analityczne, takie jak teoria ruchu obrotowego i równania różniczkowe opisujące dynamikę układu, są często używane do uzyskania ogólnego zrozumienia działania systemu [10], [44], [67], [96], [97], [129]. Te podejścia pozwalają na uzyskanie rozwiązań matematycznych, co może być szczególnie przydatne do analizy układów mechanicznych. Formułowanie modelu do analizy łożysk tocznych opiera się na obliczeniu drgań łożyska podczas różnych warunków pracy. Drgania są wynikiem interakcji pomiędzy elementami łożyska, a ich dokładne określenie wymaga uwzględnienia równania kontaktu Herza [44]. Równanie to opisuje sposób, w jaki siły i naprężenia oddziałują między elementami tocznymi a bieżniami łożyska tocznego.



Rys. 2.10 Budowa łożyska tocznego kulowego.

Techniki bazujące na metodzie elementów skończonych dzielą badany system na skończoną liczbę elementów, a następnie opisują zachowanie każdego z tych elementów za pomocą równań różniczkowych [33], [69], [114]. Równania te są rozwiązywane numerycznie, co pozwala na uzyskanie przybliżonych, ale bardziej realistycznych

wyników. To podejście jest szczególnie skuteczne w przypadku analizy złożonych struktur, takich jak systemy mechaniczne, gdzie interakcje między elementami są istotne dla całkowitego zachowania systemu. W analizie brane są pod uwagę różne scenariusze awarii, z których każdy przejawia się charakterystycznymi objawami. Na rys. 2.10 zaznaczono poszczególne elementy łożyska. Podczas analizy uszkodzeń łożysk skupiono się na następujących elementach: element toczny, koszyk, bieżnia wewnętrzna oraz zewnętrzna. Przykłady uszkodzeń poszczególnych elementów zaprezentowano w [26].

2.5.1 MODEL ŁOŻYSKA TOCZNEGO BAZUJĄCY NA METODZIE ELEMENTÓW SKOŃCZONYCH

W rozwijaniu modeli teoretycznych konieczne są liczne założenia, które nieuchronnie pomijają wiele istotnych czynników mogących wpływać na sygnał drgań mechanicznych. Z drugiej strony podejście bazujące na metodzie elementów skończonych wymaga niewielu założeń, jednak ograniczone jest poprzez wymaganą wysoką moc obliczeniową. Modele symulacyjne bazujące na wykorzystaniu metody elementów skończonych są skutecznym i efektywnym sposobem zrozumienia wad łożysk i uzyskiwania analiz drgań z większą dokładnością. Przed rozpoczęciem modelowania należy uwzględnić kilka parametrów które będą miały znaczenie podczas analizy:

- **Złożoność modelu:** w przypadku łożysk może być wyjątkowo duża ze względu na nieliniowe zachowanie materiałów, odkształcenia i interakcje pomiędzy różnymi komponentami. Modele muszą uwzględniać różne aspekty, takie jak elastyczność elementów, kontakt między elementami toczącymi się a bieżniami, ilość węzłów poddanych analizie, a także obciążenia dynamiczne.
- **Model geometryczny i dobór materiałów:** analizowane modele muszą uwzględniać rzeczywistą geometrię elementów (rys. 2.10). Ponadto, właściwości materiałowe, takie jak moduł Younga, współczynnik Poissona i inne, są kluczowe dla precyzyjnego odzwierciedlenia zachowania łożyska podczas obciążeń.
- **Warunki brzegowe:** przyjęcie odpowiednich warunków brzegowych przybliży symulację do odzwierciedlenia realistycznego modelu. Należy uwzględnić takie elementy jak wiązania punktu odniesienia poszczególnych elementów, dopuszczalne przemieszczenia brzegowe, działające siły na poszczególne komponenty.

Parametry oprogramowania, na które należy zwrócić uwagę:

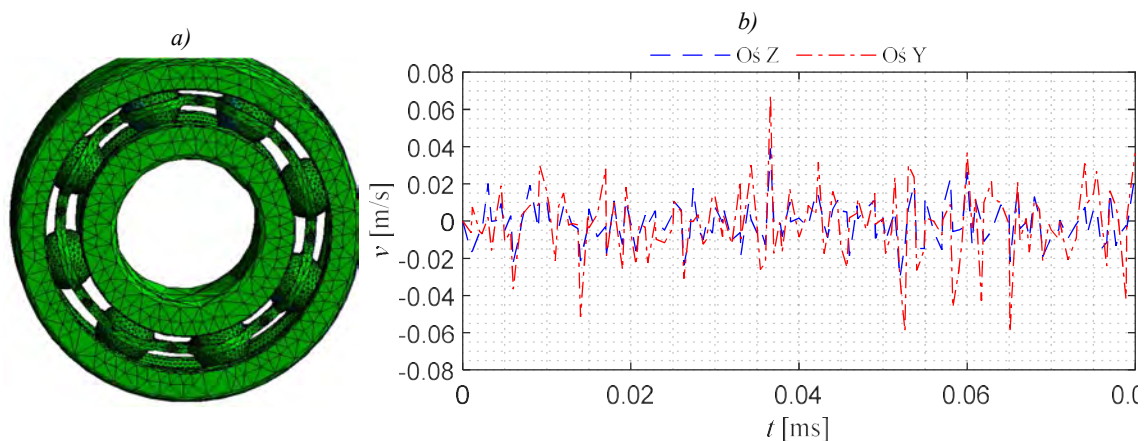
- **Definicja siatki** – dzieli geometrię modelu elementów skończonych na węzły. Węzły są punktami w przestrzeni, w których obliczane są wartości modelu w każdej iteracji.
- **Rodzaj siatki** – czyli sposób rozlokowania węzłów między sobą. Możemy wyróżnić siatkę strukturalną, w której węzły i elementy są ułożone w zorganizowany, strukturalny sposób oraz siatkę nieuporządkowaną, wtedy

2. MODELOWANIE MATEMATYCZNE SILNIKÓW O MAGNESACH TRWAŁYCH Z WYBRANYMI USZKODZENIAMI

węzły i elementy są nieregularnie rozmieszczone, co zapewnia większą elastyczność, ale jest bardziej kosztowne obliczeniowo.

- **Rodzaje elementów** – określa kształt geometryczny połączeń węzłów, a także sposobu, w jaki te elementy są używane do przybliżania rozwiązania wewnątrz obszaru, rozróżniamy elementy trójkątne, czworokątne, tetraedralne, heksaedryczne.
- **Gęstość siatki** – odnosi się do liczby węzłów i elementów w danym obszarze. Wyższa gęstość siatki zazwyczaj prowadzi do bardziej precyzyjnych wyników, ale zwiększa koszty obliczeniowe.
- **Udoskonalenie siatki** – polega na dostosowywaniu siatki (zwiększenie rozdzielczości w punktach krytycznych) w celu zwiększenia dokładności w obszarach zainteresowania.

Uwzględniając powyższe aspekty, zamodelowano trójwymiarowy model łożyska, wykorzystując do tego celu oprogramowanie Ansys Workbench. Model ten jest reprezentacją numeryczną struktury łożyska, opartą na analizie FEM. Opracowanie trójwymiarowego modelu łożyska przy użyciu zaawansowanego oprogramowania umożliwia precyzyjne symulacje zachowania tego elementu w różnych warunkach pracy i obciążeń. W modelu 3D uwzględniano szczegółowe parametry geometryczne łożyska. Podczas analizy skupiono się na łożysku SKF 6306, którego parametry elementu zestawiono w załączniku C. Analiza badanego łożyska pozwala na przeprowadzenie symulacji, które są istotne dla identyfikacji potencjalnych problemów oraz diagnozowania ewentualnych wad czy uszkodzeń. Na rys. 2.11 zaprezentowano model łożyska bez defektów wraz z zarejestrowanym sygnałem prędkości drgań w płaszczyźnie Z oraz X.

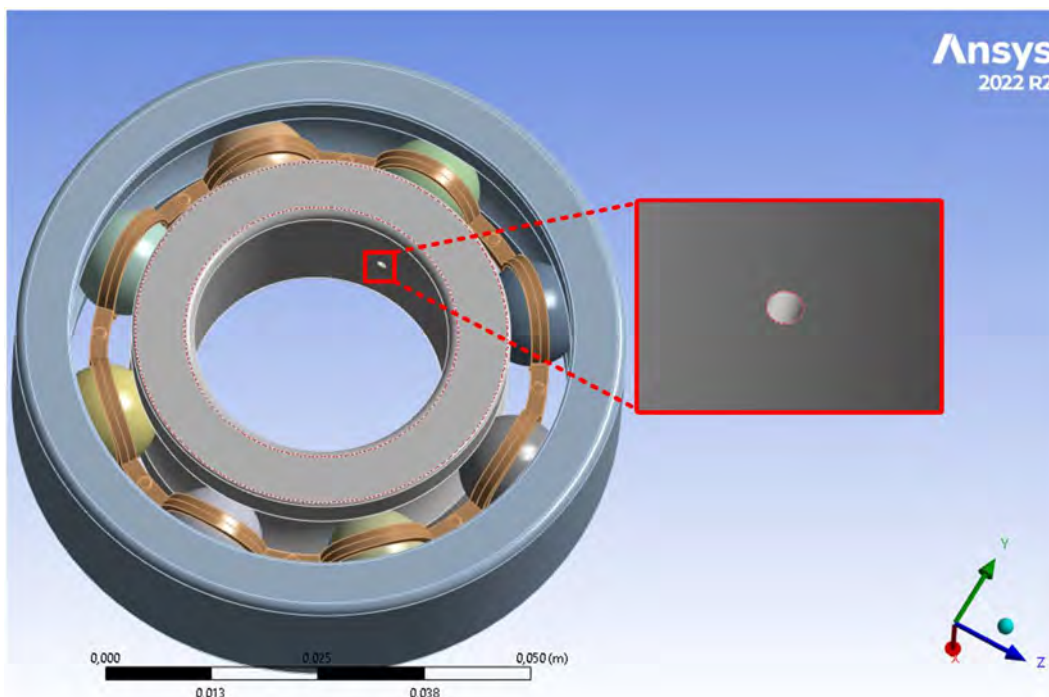


Rys. 2.11 Realizacja modelu 3D łożyska tocznego bez uszkodzenia.

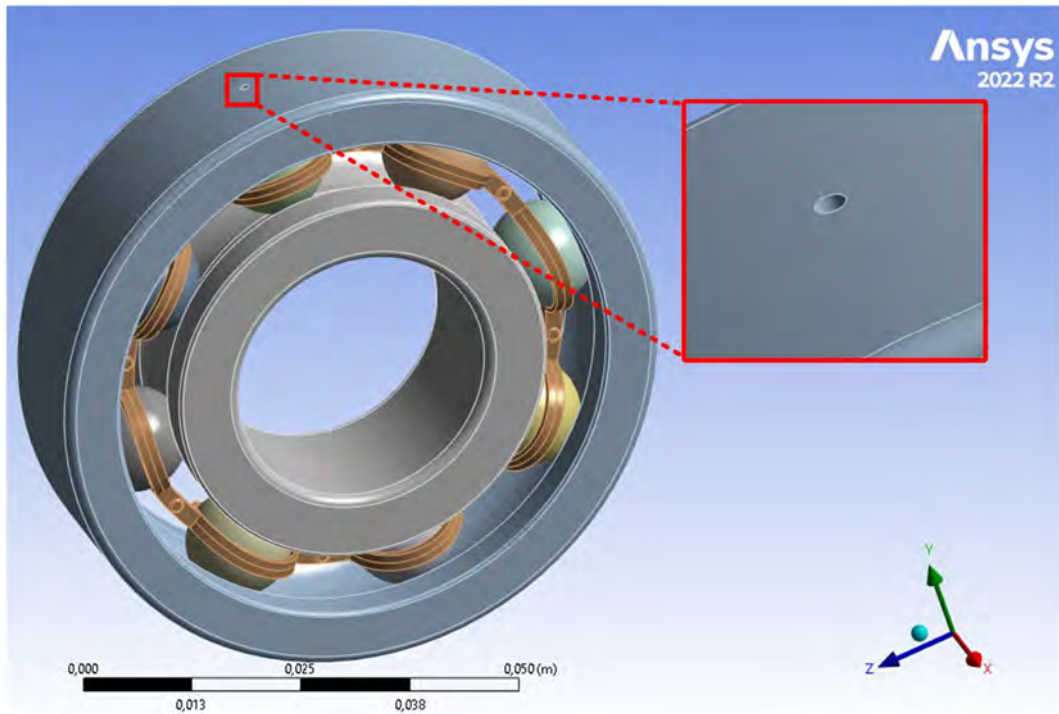
Podczas przeprowadzanej symulacji analizowano uszkodzenia poszczególnych elementów, takie jak: uszkodzenie bieżni wewnętrznej (rys. 2.12), uszkodzenie bieżni zewnętrznej (rys. 2.13) oraz uszkodzenie elementu tocznego (rys. 2.14). Uszkodzenia zostały odwzorowane poprzez wydrążenie otworu o średnicy 1 mm. W przypadku bieżni wewnętrznej i zewnętrznej, defekt rozciągał się przez całą długość elementu, natomiast w przypadku kulki dotyczył głębokości 1 mm.

Podczas przeprowadzania symulacji skupiono się wyłącznie na jednym zestawie warunków pracy, konkretnie dwóch obrotach bieżni wewnętrznej przy ustalonej prędkości 25 obrotów na minutę. Nie zostały przeprowadzone badania w wielu punktach pracy układu ze względu na bardzo długi czas obliczeń. Pojedyncza symulacja zajęła aż 294 godziny, co przekłada się na 12 dni i 6 godzin obliczeń. Wykorzystano do tego celu komputer biurowy o następujących parametrach: 32 GB pamięci RAM oraz procesor i7-10700 o taktowaniu 2,90 GHz.

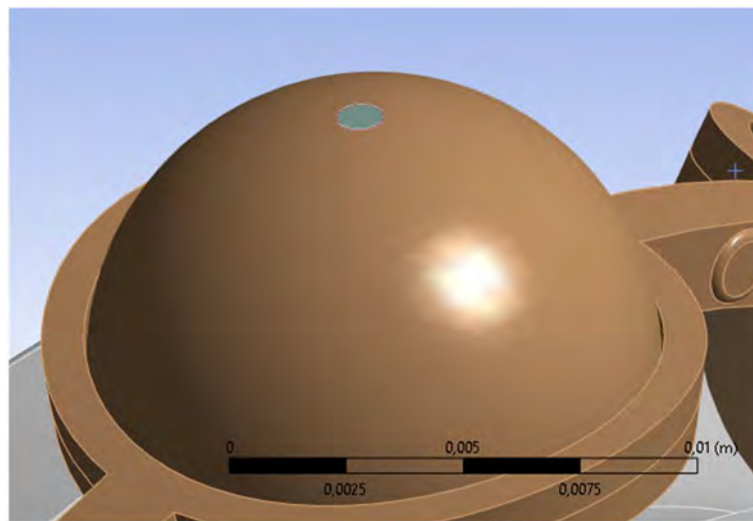
Pomimo, że przeprowadzone badania dostarczyły szczegółowej analizy potencjalnych uszkodzeń w obrębie badanego systemu, pojawia się konieczność przeniesienia obliczeń na maszynę o znacznie wyższych parametrach obliczeniowych. Takie przeniesienie może znacząco przyspieszyć tempo analizy, umożliwiając bardziej skomplikowane i precyzyjne obliczenia. Przeniesienie obliczeń na bardziej zaawansowaną platformę obliczeniową może przyspieszyć proces analizy, umożliwiając skrócenie czasu potrzebnego do uzyskania wyników. Wydajniejsze jednostki obliczeniowe, takie jak mocne karty graficzne GPU, są często kluczowe w przyspieszaniu operacji związanych z obliczeniami numerycznymi. Korzystanie z maszyn o wyższych parametrach obliczeniowych otworzy możliwość opracowania kompleksowej bazy symptomów uszkodzeń. Dzięki wydajności tych systemów możliwe jest przygotowanie szeregu symulacji i analizowanie danych, co pozwala na skuteczniejsze identyfikowanie charakterystycznych objawów różnych rodzajów uszkodzeń łożysk. Inwestycja w tego rodzaju obliczenia staje się zatem inwestycją w rozwój precyzyjnych i efektywnych strategii diagnostycznych, co przekłada się na długoterminowe korzyści. W ten sposób, środki przeznaczone na wyliczenie parametrów stanowią strategiczną inwestycję w rozwój zaawansowanych narzędzi diagnostycznych.



Rys. 2.12 Model symulujący uszkodzenie bieżni wewnętrznej łożyska tocznego.



Rys. 2.13 Model symulujący uszkodzenie bieżni zewnętrznej łożyska tocznego.



Rys. 2.14 Model symulujący uszkodzenie elementu tocznego.

Rozdział 3

UKŁAD STEROWANIA SILNIKIEM SYNCHRONICZNYM

Klasyczny układ regulacji silników elektrycznych to zestaw elementów elektronicznych oraz oprogramowania zaimplementowanego na mikrokontrolerze. Połączenie tych elementów zapewnia kontrolowane i precyzyjne działanie silnika stanowiącego element wykonawczy. W nowoczesnych układach napędowych ważne jest rozważenie jakie komponenty wykorzystać do automatycznej regulacji, zarówno pod względem sprzętowym, jak i programowym. Rozważając klasyczny zamknięty układ sterowania silnikiem PMSM od strony sprzętowej wyposażony jest on w mikroprocesor, falownik napięcia oraz zestaw czujników, które zapewniają informację o prędkości oraz prądach. Natomiast od strony programowej automatyczny układ regulacji pozwalają na rozważenie kilku scenariuszy sterowania zależny od przyjętej strategii sterowania oraz układu realizującego daną idee.

W tym rozdziale przedstawione zostaną podstawowe pojęcia związane ze strategiami sterowania oraz omówione zostaną klasyczne układy regulacji automatycznej silnikiem PMSM. Dodatkowo, w kontekście diagnostyki rozważanych w dalszej części rozprawy silników PMSM, omówiony zostanie dokładnie układ sterowania połowozorientowany. W rozdziale 5 zaprezentowano i przeanalizowano mechanizm zmiany parametrów w torze prądowym układu sterowania. Wykorzystane podejście posłuży do analizy stanów pracy silnika w różnych warunkach, zarówno w stanie nieuszkodzonym, jak i podczas uszkodzenia silnika.

3.1 STRATEGIE STEROWANIA SILNIKIEM PMSM

Strategie sterowania jakie wykorzystywane są w silniku z magnesami trwałymi wykorzystują zależność:

$$m_e = \frac{3}{2} p_b \operatorname{Im}(\Psi_s^* \mathbf{I}_s), \quad (3.1)$$

z której wynika, że moment elektromagnetyczny zależny jest od iloczynu strumienia magnetycznego stojana i prądu stojana. W literaturze najczęściej opisywane są strategie sterowania [9], [61], [133]:

- I. Strategia sterowania z zachowaniem stałego kąta mocy,
- II. Strategia sterowania z zachowaniem stałego współczynnika mocy,

III. Strategia sterowania z zachowaniem stałej wartości amplitudy skojarzonego stojana,

Podczas projektowania układu regulacji niezbędna jest znajomość przyjętej strategii sterowania dla rozpatrywanego obiektu.

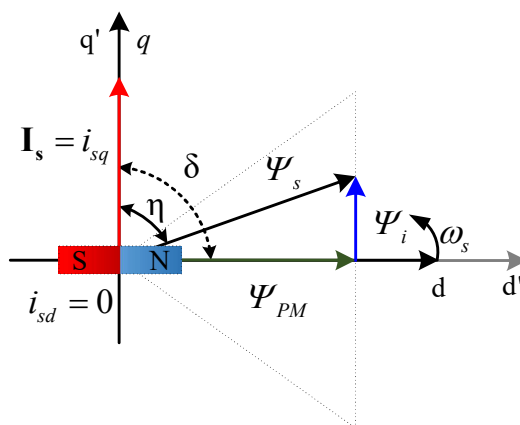
3.1.1 STRATEGIA ZACHOWANIA STAŁEGO KĄTA MOCY

W strategii zachowania stałego kąta mocy przyjęto, że kąt δ między zmiennym strumieniem magnetycznym w stojanie Ψ_s , a prądem stojana pozostaje stały, równy $\delta = \pi/2$, niezależnie od prędkości obrotowej wirnika. W praktyce oznacza to, że kąt między osią d (oś strumienia magnetycznego) w układzie stojana a osią d' (oś strumienia magnetycznego na wirniku) pozostaje niezmienny i wynosi 0 stopni.

Stosując te założenia przyjmuje się, że wektor prądu stojana powinien mieć tylko składową i_{sq} o wartości $|\mathbf{I}_s| = i_s$, gdzie składowa i_{sq} reprezentuje składową prądu stojana związaną z mocą czynną. Wykorzystując równanie (2.4), można uzyskać poniższe wyrażenie na moment elektromagnetyczny:

$$m_e = \frac{3}{2} p_b \Psi_{PM} i_q = k_m i_s, \quad (3.2)$$

Na podstawie przyjętych uproszczeń, możemy stwierdzić, że w układzie współrzędnych d - q strumień generowany przez magnesy trwałe pozostaje stały w czasie. Wartość momentu jest bezpośrednio związana jedynie z amplitudą prądu stojana. Przy analizie tego rodzaju sterowania można dostrzec, że strumień Ψ_s skojarzony z uzwojeniem stojana jest większy (pod względem wartości) niż strumień Ψ_{PM} generowany przez magnesy trwałe. Pomimo tego, kąt η zawarty pomiędzy strumieniem stojana a prądem jest mniejszy niż $\pi/2$. Na rys. 3.1 zaprezentowano możliwe trajektorie strumienia stojana Ψ_s analizowanych zmiennych elektromagnetycznych.



Rys. 3.1 Schemat przedstawiający rozmieszczenie wektorów strumienia i prądu w strategii sterowania z zachowaniem stałego kąta mocy $\delta = \pi/2$.

Analizując rysunek można zapisać strumień Ψ_i wytworzony jedynie przez prąd stojana wynoszący:

$$\Psi_i = L_d i_d + j L_q i_q, \quad (3.3)$$

Z przyjętych założeń upraszczających wprost wynika, że dla składowej prądu i_{sd} wynoszącej zero, równanie na strumień uprości się do wyrażenia:

$$\Psi_i = jL_q i_{sq}, \quad (3.4)$$

Bazując na powyższych założeniach dotyczących wartości prądu, z równań (2.11) (2.12) oraz wykresu wektorowego przy analizie stanu ustalonego silnika można wyznaczyć zależność amplitudy strumienia stojana:

$$\Psi_s = \sqrt{\Psi_{PM}^2 + \Psi_i^2} = \sqrt{\Psi_{PM}^2 + (L_q i_{sq})^2}, \quad (3.5)$$

W badaniach wchodzących w zakres niniejszej rozprawy analizowane są silniki synchroniczne z magnesami klejonymi na zewnętrznej części wirnika, przyjmując symetrię obwodu magnetycznego można zapisać $L_q = L_d = L_s$ wprowadzając umowną wartość prądu odniesienia w postaci:

$$i_{PM} = \frac{\Psi_{PM}}{L_s} \quad (3.6)$$

Podstawiając powyższą zależność, możemy wyznaczyć zależność amplitudy strumienia skojarzonego stojana od prądu stojana:

$$\frac{\Psi_s}{\Psi_{PM}} = \sqrt{1 + \left(\frac{i_s}{i_{PM}}\right)^2}, \quad (3.7)$$

Powyższe wyprowadzenie będzie stanowić punkt porównania omawianych strategii sterowania. Zestawienie w postaci wykresów momentu elektromagnetycznego i strumienia w funkcji prądu zaprezentowano na rys. 3.4 oraz rys. 3.5.

3.1.2 STRATEGIA ZACHOWANIA MAKSYMALNEGO WSPÓŁCZYNNIKA MOCY

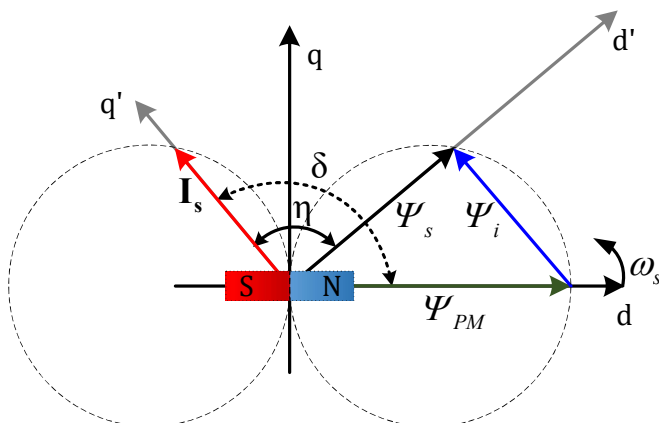
W strategii zachowania maksymalnego współczynnika mocy stosuje się takie algorytmy regulacji, aby utrzymać kąt η na stałym poziomie, nawet przy zmieniających się warunkach obciążenia i prędkości. W przypadku tej strategii, kontrola prądu stojana odbywa się w taki sposób, aby utrzymać odpowiednią fazę względem strumienia wzbudzenia. Pozwala to na osiągnięcie maksymalnej wartości współczynnika mocy, co przekłada się na sytuację, w której cała moc dostarczona do silnika jest wykorzystywana do wygenerowania mocy czynnej. Moment elektromagnetyczny generowany w silniku dla tej strategii sterowania można przedstawić w postaci:

$$m_e = \frac{3}{2} p_b \Psi_s i_s \sin(\eta), \quad (3.8)$$

Opisywany kąt η odpowiada różnicy kątów położenia wektorów strumienia skojarzonego stojana i prądu stojana (rys. 3.2).

Aby uzyskać maksymalny moment elektromagnetyczny, kąt między wektorem prądu stojana a wektorem strumienia skojarzonego stojana musi wynosić $\eta = \pi/2$. Na rys. 3.2 widać, że wektor strumienia skojarzonego stojana Ψ_s jest mniejszy od strumienia

pochodzącego od magnesów trwałych. Jednocześnie kąt δ zawarty między strumieniem wirnika a prądem jest większy od $\pi/2$. Końce omawianych wektorów poruszają się po okręgach. Możliwe trajektorie wektorów w analizowanej strategii sterowania zostały oznaczone szarym kolorem.



Rys. 3.2 Schemat przedstawiający rozmieszczenie wektorów strumienia i prądu w strategii sterowania z zachowaniem stałego współczynnika mocy $\eta=\pi/2$.

Metoda ta pozwala na wytworzenie mocy czynnej, ponieważ wektor siły elektromotorycznej (z prawa Faradaya) pokrywa się z wektorem prądu stojana, jak również wektor napięcia na rezystancji uzwojenia stojana jest w fazie z wektorami prądu i siły elektromotorycznej. W rezultacie otrzymuje się współczynnik mocy o wartości jednostkowej, $\cos\varphi = 1$, przy tej strategii sterowania uzyskuje się zerowe przesunięcie fazowe między prądem i napięciem fazowe. Analizując rys. 3.2 oraz równania charakteryzujące silnik w stanie ustalonym, możliwe jest znalezienie charakterystycznych zależności między amplitudą strumienia stojana a prądem stojana, jak również między rozwijanym momentem elektromagnetycznym a prądem stojana. Strumień skojarzony z uzwojeniem stojana wynosi:

$$\Psi_s = \sqrt{\Psi_{PM}^2 - \Psi_i^2}, \quad (3.9)$$

Wykorzystując zależności zaprezentowane wyżej (3.3),(3.6) oraz podstawiając je do wzoru (3.9), uzyskuje się zależność strumienia stojana w postaci:

$$\frac{\Psi_s}{\Psi_{PM}} = \sqrt{1 - \left(\frac{i_s}{i_{PM}}\right)^2}, \quad (3.10)$$

Natomiast przekształcając wyrażenie na moment elektromagnetyczny, określony na podstawie zależności (3.8), uzyskamy:

$$m_e = \frac{3}{2} p \sqrt{\Psi_{PM}^2 - \left[(L_d i_d)^2 + (L_q i_q)^2 \right]} i_s, \quad (3.11)$$

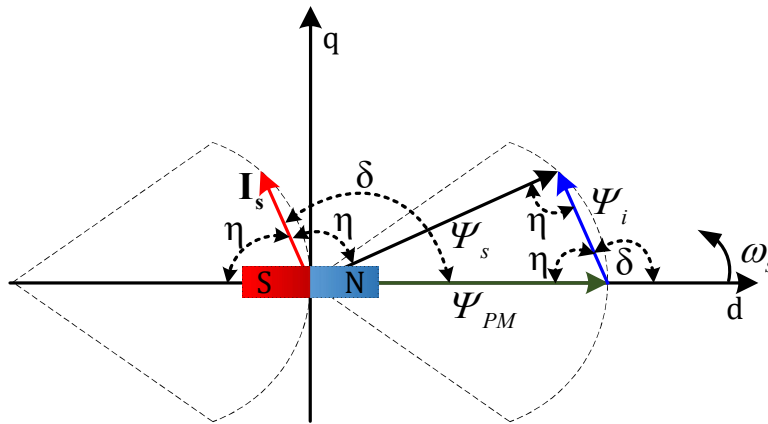
W celu porównania momentów można go znormalizować stosując zależność (3.6) uzyskując następujące wyrażenie:

$$m_e^* = \frac{i_s}{i_{PM}} \sqrt{1 - \left(\frac{i_s}{i_{PM}}\right)^2}, \quad (3.12)$$

Zestawienie w postaci wykresów momentu elektromagnetycznego i strumienia w funkcji prądu zaprezentowano na rys. 3.4 oraz rys. 3.5.

3.1.3 STRATEGIA ZACHOWANIA STAŁEJ WARTOŚCI AMPLITUDY SKOJARZONEGO STOJANA

Strategia zachowania stałej długości wektora strumienia stojana $|\Psi_s|$ sprowadza się do utrzymania stałej amplitudy strumienia stojana, której wartość najczęściej przyjmuje się jako amplituda strumienia Ψ_{PM} generowanego przez magnesy trwałe ($\Psi_s = \Psi_{PM}$). Wiedząc, że położenie wzajemne strumieni będzie zależęć od wektora prądu, trajektorie omawianych wektorów można przedstawić w sposób zaprezentowany na rys. 3.3. Na podstawie wykresu można wywnioskować, że wektor strumienia wytworzony jedynie przez prąd stojana Ψ_i , będzie zależęć od składowych prądu w osiach d - q .



Rys. 3.3 Schemat przedstawiający rozmieszczenie wektorów strumienia i prądu w strategii stałej wartości amplitudy strumienia skojarzonego stojana $\Psi_s = const.$

W tej metodzie sterowania, wartość momentu elektromagnetycznego jest wyrażona za pomocą zależności:

$$m_e = \frac{3}{2} p \Psi_{PM} i_s \sin(\eta), \quad (3.13)$$

Narzucenie stałej wartości $\Psi_s = \Psi_{PM}$ sprawia, że moment zależy zarówno od prądu stojana jak i kąta η . Wartości te są ze sobą ściśle powiązane, więc należy kontrolować obydwie w celu regulacji. W celu porównania wszystkich omawianych metod sterowania, ponownie korzystając z wzoru (3.13) oraz podstawienia (3.6) uzyskamy:

$$m_e^* = \frac{i_s}{i_{PM}} \sqrt{1 - \frac{1}{4} \left(\frac{i_s}{i_{PM}} \right)^2}, \quad (3.14)$$

Zestawienie w postaci wykresów momentu elektromagnetycznego i strumienia w funkcji prądu zaprezentowano na rys. 3.4 oraz rys. 3.5.

3.1.4 ZESTAWIENIE OMAWIANYCH STRATEGII STEROWANIA

Przyjęta strategia sterowania może mieć duży wpływ na wydajność i działanie silnika PMSM. Odgrywa bowiem kluczową rolę w określaniu, w jaki sposób silnik reaguje na zmienne warunki pracy i jak efektywnie wykorzystuje energię elektryczną do generowania momentu obrotowego. Analizując wielkości silnika w stanie ustalonym,

tj. moment elektromagnetyczny oraz strumień skojarzony stojana możliwe jest określenie ich zależności od amplitudy prądu stojana. W celu przeprowadzenia porównania przyjęto symetrię obwodu magnetycznego $L_q = L_d = L_s$ oraz wprowadzono teoretyczną wartość prądu opisaną w równaniu (3.6). W rezultacie uzyskano następujące zależności na moment elektromagnetyczny odniesione do poszczególnych strategii sterowania:

- **ZACHOWANIE STAŁEGO KĄTA MOCY**

$$m_e^* = \frac{i_s}{i_{PM}}, \quad (3.15)$$

- **ZACHOWANIE MAKSYMALNEGO WSPÓŁCZYNNIKA MOCY (3.12)**

$$m_e^* = \frac{i_s}{i_{PM}} \sqrt{1 - \left(\frac{i_s}{i_{PM}}\right)^2}, \quad (3.16)$$

- **ZACHOWANIEM STAŁEGO STRUMIENIA STOJANA (3.14)**

$$m_e^* = \frac{i_s}{i_{PM}} \sqrt{1 - \frac{1}{4} \left(\frac{i_s}{i_{PM}}\right)^2}. \quad (3.17)$$

Natomiast wartości amplitud strumienia skojarzonego stojana zależne od prądu stojana wynoszą dla poszczególnych strategii sterowania:

- **ZACHOWANIE STAŁEGO KĄTA MOCY**

$$\frac{\Psi_s}{\Psi_{PM}} = \sqrt{1 + \left(\frac{i_s}{i_{PM}}\right)^2}, \quad (3.18)$$

- **ZACHOWANIE MAKSYMALNEGO WSPÓŁCZYNNIKA MOCY (3.12)**

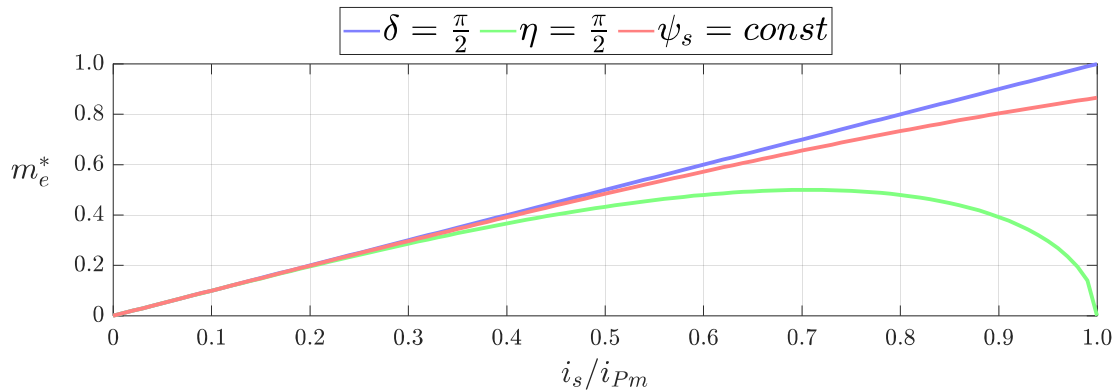
$$\frac{\Psi_s}{\Psi_{PM}} = \sqrt{1 - \left(\frac{i_s}{i_{PM}}\right)^2}, \quad (3.19)$$

- **ZACHOWANIEM STAŁEGO STRUMIENIA STOJANA (3.14)**

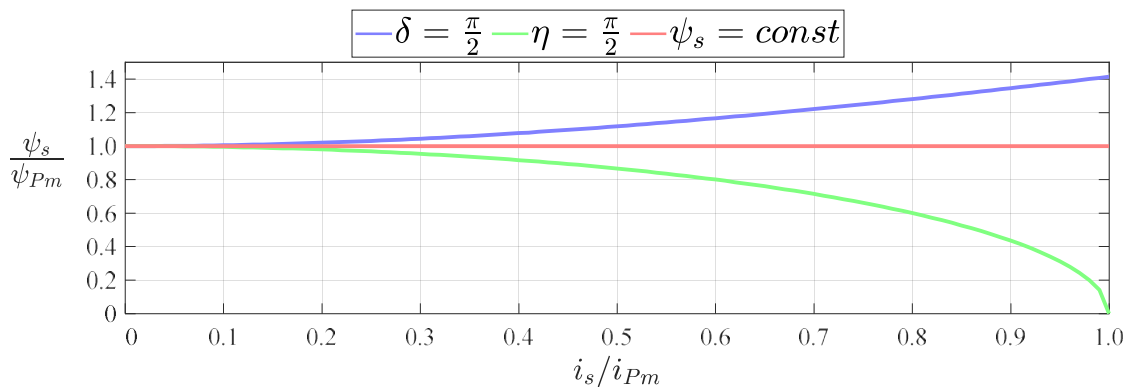
$$\frac{\Psi_s}{\Psi_{PM}} = const = 1. \quad (3.20)$$

Korzystając z powyższych zależności, przeprowadzono analizę i wykreślono charakterystyki dla wszystkich badanych strategii sterowania. Analizując wykres na rys. 3.4, można zauważyć, że strategia z zachowaniem stałego kąta mocy osiąga największą wartość momentu elektromagnetycznego oraz liniowy zakres zmian momentu od prądu stojana. Strategia utrzymywania stałej wartości strumienia skojarzonego stojana prowadzi do mniejszych wartości momentu elektromagnetycznego. Wynika to z faktu, że strumień pozostaje stały w całym zakresie sterowania, co ogranicza możliwość zwiększenia momentu. Zestawienie wskazuje, że strategia zachowująca współczynnik mocy ($\cos\varphi = 1$) wypada najgorzej, pomimo że umożliwia wykorzystanie pełnej mocy dostarczonej przez silnik. Osiąga ona mniejszą wartość momentu elektromagnetycznego w porównaniu do pozostałych strategii, co może wpłynąć na wydajność napędu.

3.2. METODY REGULACJI PRĘDKOŚCI SILNIKÓW SYNCHRONICZNYCH O MAGNESACH TRWAŁYCH



Rys. 3.4 Wykres przedstawiający zależność momentu elektromagnetycznego od prądu stojana dla omawianych strategii sterowania



Rys. 3.5 Wykres przedstawiający zależność strumienia skojarzonego stojana od prądu stojana dla omawianych strategii sterowania.

Podsumowując, każda z tych strategii regulacji ma swoje zalety i wady. Wybór odpowiedniej strategii zależy od konkretnych wymagań aplikacji, docelowego zakresu pracy silnika, dostępnych zasobów i poziomu zaawansowania technologicznego. Analizując prace [9], [61], [133] w których analizowano silniki PMSM działające w stanach pracy napędowej, stwierdzono, że najczęściej stosowaną strategią jest strategia zachowania stałego kąta mocy wektora stojana. Technika ta pozwala na efektywną pracę silnika i liniową generację momentu w zależności od prądu fazowego. Dlatego w dalszej części rozprawy wykorzystano tę strategię sterowania w metodzie wektorowego sterowania silnikiem synchronicznym.

3.2 METODY REGULACJI PRĘDKOŚCI SILNIKÓW SYNCHRONICZNYCH O MAGNESACH TRWAŁYCH

Automatyczna regulacja prędkości silników o magnesach trwałych jest najczęściej realizowana poprzez zmianę częstotliwości napięcia zasilania. Głównym celem tej regulacji jest możliwość precyzyjnego kontrolowania prędkości obrotowej silnika w różnych warunkach obciążenia. Do sterowania częstotliwościowego możemy zaliczyć metody sterowania skalarnego oraz wektorowego, które szczegółowo omówiono w kolejnych podrozdziałach.

do wykorzystania definicji wektora przestrzennego. Na tej podstawie składowa ta przyjmuje wartość:

$$\mathbf{I}_s \cos(\phi) = \operatorname{Re} \left(\frac{2}{3} \left[i_{sA} \cos(\theta_e^*) + i_{sB} \cos\left(\theta_e^* - \frac{2\pi}{3}\right) + i_{sC} \cos\left(\theta_e^* + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \right) \quad (3.22)$$

Natomiast wektor modułu przestrzennego \mathbf{I}_s wyznaczany jako:

$$\mathbf{I}_s = \sqrt{i_{s\alpha}^2 + i_{s\beta}^2}, \quad (3.23)$$

gdzie $i_{s\alpha} = \frac{2}{3} \left[i_{sA} - \frac{1}{2}(i_{sB} + i_{sC}) \right]$, $i_{s\beta} = \frac{\sqrt{2}}{3}(i_{sB} - i_{sC})$.

Zakładając, że stabilizowana wartość strumienia skojarzonego stojana jest równa strumieniowi generowanemu przez magnesy trwałe, siła elektromotoryczna wyindukowana w uzwojeniu stojana, niezbędna do obliczenia amplitudy napięcia stojana zgodnie z równaniem (3.21), dla zadanej częstotliwości f_s przyjmuje wartość:

$$E_s = 2\pi f_s \Psi_{PM}, \quad (3.24)$$

W pracy [17] zaproponowano pętlę regulującą prędkość silnika w odpowiedzi na zmiany momentu obciążenia. Pętla ta korzysta z zakłóceń w mocy wejściowej, które są spowodowane zmianami kąta obciążenia silnika δ i może być przedstawiona za pomocą wyrażenia:

$$P_e = \frac{3}{2} (u_{sq} i_{sq} + u_{sd} i_{sd}) = \frac{3}{2} U_s [i_{sq} \cos(\delta) - i_{sd} \sin(\delta)]. \quad (3.25)$$

Podczas sterowania skalarnego silnikiem PMSM nie ma dostępu do składowych wektora prądu stojana w układzie współrzędnych związanych z prędkością wirnika. Oznacza to, że bezpośrednio wyznaczenie wartości zmiany mocy wejściowej, wynikającej ze zmian kąta obciążenia silnika δ , w tym układzie, jest niemożliwe. W celu skutecznej regulacji prędkości silnika w odpowiedzi na zmiany momentu obciążenia, stosuje się filtr górnoprzepustowy, który pełni kluczową rolę w pętli stabilizującej prędkość. Filtr górnoprzepustowy służy do odfiltrowania składowych niskoczęstotliwościowych, czyli składowych, które zmieniają się wraz z prędkością obrotową silnika. Pozwala to odseparować zakłócenia mocy wejściowej spowodowane zmianami kąta obciążenia silnika δ . Wartość mocy elektrycznej jest obliczana na podstawie zadanej wartości amplitudy napięcia sterowania zgodnie z równaniami (3.21) oraz (3.22) otrzymując:

$$p_e = \frac{3}{2} \mathbf{U}_s^* \mathbf{I}_s \cos(\phi). \quad (3.26)$$

Po wyznaczeniu wartości mocy elektrycznej na wyjściu filtra górnoprzepustowego, wartość ta jest wykorzystywana do dalszej regulacji prędkości silnika, co pozwala na utrzymanie stabilnej pracy w różnych warunkach obciążenia. Sygnał kompensujący wpływa na zmiany mocy wskutek zmian obciążenia silnika, stabilizując pracę układu wyznaczony jest z zależności:

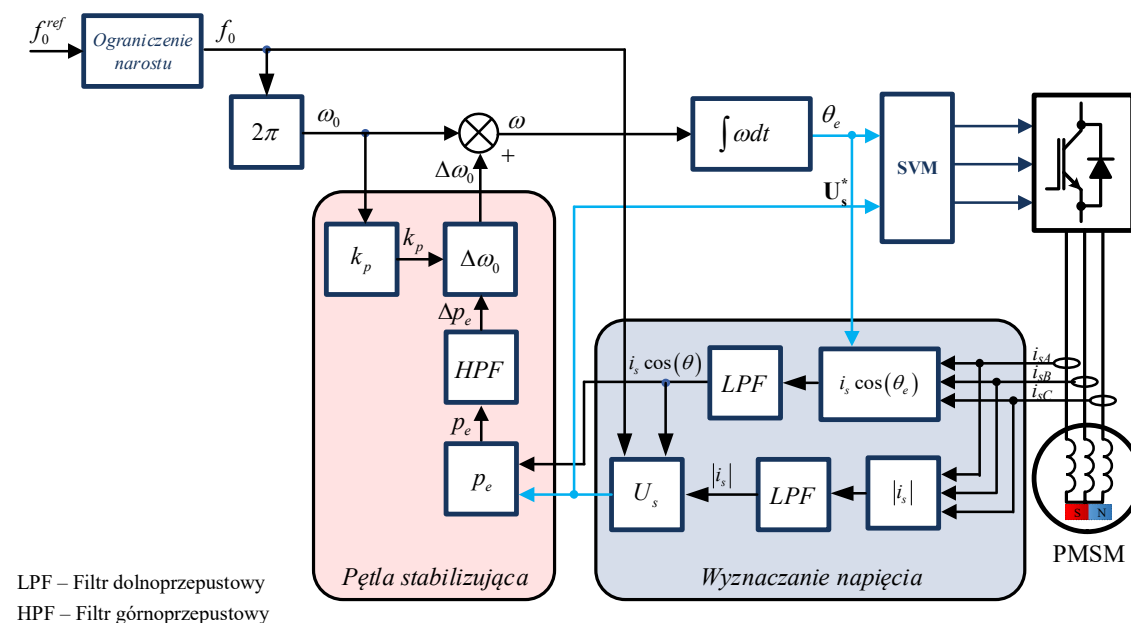
$$\Delta\omega_o = -k_p \Delta p_e, \quad (3.27)$$

gdzie $k_p = \frac{c_1}{\omega_s}$ – wzmacnienie proporcjonalne.

Na rys. 3.7 został przedstawiony kompleksowy schemat sterowania skalarnego, który jest wykorzystywany do regulacji silnika PMSM w dalszych badaniach symulacyjnych. Ten układ składa się z dwóch pętli sterowania, które odgrywają istotną rolę w zapewnieniu stabilnej i precyzyjnej pracy silnika.

Pierwsza wyróżniona część to pętla wyznaczania wartości napięcia sterującego. Jej głównym zadaniem jest określenie odpowiedniej amplitudy napięcia sterującego, które musi zostać wyznaczone do silnika PMSM w celu utrzymania żądanej prędkości i momentu. Pętla ta bierze pod uwagę wszystkie czynniki uwzględnione we wzorze (3.21), determinując wartość napięcia sterującego oraz estymowany prąd obciążenia.

Drugą istotną częścią jest pętla stabilizacji prędkości silnika PMSM, w której głównym celem jest kompensacja wpływu momentu obciążenia na pracę silnika, w celu utrzymania prędkości na zadanym poziomie, pomimo zmian w obciążeniu. Pętla ta reaguje na zakłócenia mocy wejściowej, które są wynikiem zmian kąta obciążenia silnika. Omawiana struktura została wykorzystana podczas badań symulacyjnych w publikacji [62]



Rys. 3.7 Struktura sterowania skalarnego dla silnika PMSM.

3.2.2 STEROWANIE POŁOWO-ZORIENTOWANE

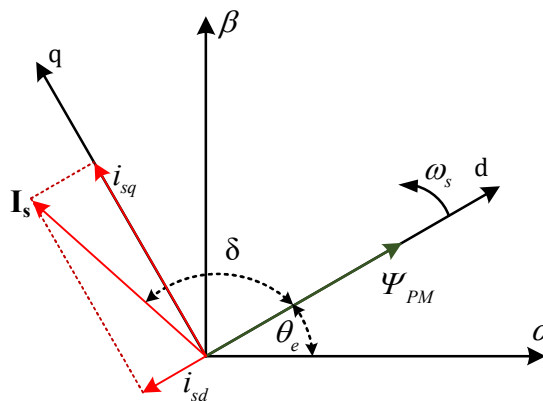
Zasada sterowania połowo-zorientowanego z ang. *Field Oriented Control* (FOC) jest techniką sterowania, która ma powszechne zastosowanie w silnikach synchronicznych z magnesami trwałymi. W tej metodzie, silnik PMSM jest modelowany

na podobieństwo silnika prądu stałego z oddzielnym wzbudzeniem, co pozwala na niezależną regulację strumienia i momentu obciążenia.

W sterowaniu polowo-zorientowanym wartości prądów oraz napięć na uzwojeniu stojana zostają przekształcone z układu trójfazowego ABC , poprzez układ stacjonarny $\alpha\text{-}\beta$, do układu współrzędnych $d\text{-}q$ przy wykorzystaniu wektora strumienia wirującego, który porusza się synchronicznie z polem magnetycznym wirnika. Dzięki tej transformacji, prąd i napięcie stojana są reprezentowane jako wektory o dwóch składowych: d (oś współosiowa z strumieniem magnetycznym) i q (oś prostopadła do strumienia magnetycznego). Wirujący układ wektorów zaprezentowano na rys. 3.8. Układ współrzędnych $d\text{-}q$ obraca się z prędkością kątową równą prędkości kątowej wektora strumienia wirującego wirnika:

$$\omega_s = \frac{d\theta_e}{dt}, \quad (3.28)$$

W układzie współrzędnych $d\text{-}q$ bazując na równaniach silnika PMSM (2.9)–(2.13) oraz stosując strategię sterowania zachowującą stały kąt mocy, prowadzi do idei sterowania polowo-zorientowanego.



Rys. 3.8 Wykres wskazowy metody sterowania polowo-zorientowanej.

W zależności od sposobu obliczenia kąta θ_e , możemy wyróżnić dwie odmiany sterowania polowo-zorientowanego:

- **DIRECT FIELD ORIENTED CONTROL (DFOC)**

W metodzie DFOC kąt θ_e jest mierzony lub dokładnie oszacowany, co pozwala na bezpośrednią kontrolę prądu i napięcia w układzie $d\text{-}q$. Metoda zapewnia precyzyjne i dynamiczne sterowanie silnikiem, jednak wymaga dokładnej informacji o prędkości obrotowej i zaawansowanych algorytmów obliczeniowych. Implementacja metody DFOC jest powszechna tam, gdzie dostępny jest enkoder absolutny lub resolver, umożliwiające pomiar prędkości i kąta położenia wału z dużą dokładnością. Dzięki temu zapewnia się stabilną i efektywną pracę silnika w różnych warunkach pracy. Podejście zaprezentowano w literaturze [61], [122], [133]

- **INDIRECT FIELD ORIENTED CONTROL (IFOC)**

W metodzie IFOC kąt θ_e jest wyznaczany na podstawie pomiarów prądu i napięcia w układzie $\alpha\text{-}\beta$. Następnie jest on używany do transformacji zmiennych między układami

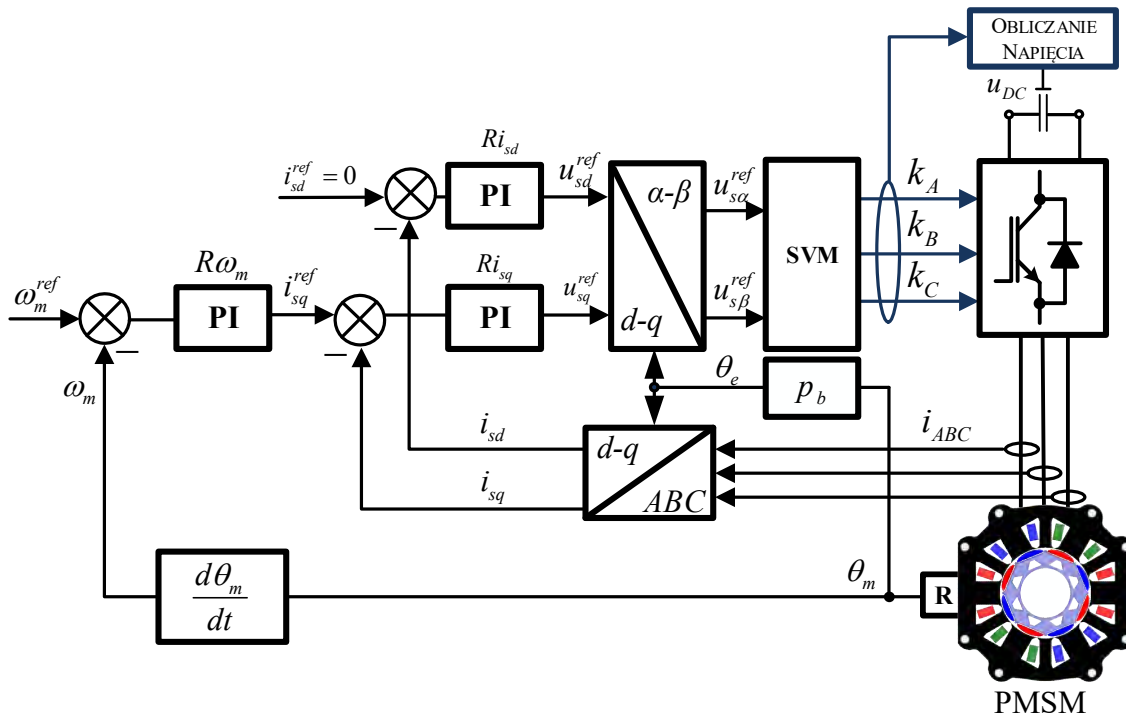
α - β i d - q . Metoda ta znajduje zastosowanie w sterowaniu bezczujnikowym, gdzie pozwala na określenie orientacji pola magnetycznego w sytuacjach, w których jest utrudniony dostęp do pomiaru lub następuje uszkodzenie bezpośredniego pomiaru. Autorzy proponują różne podejścia do estymacji prędkości i kąta, w tym algorytmy oparte na metodach filtrowania [56], obserwatorach stanu [18] lub sztucznej inteligencji [30]. Należy podkreślić istotną różnicę pomiędzy sterowaniem IFOC dla silnika o magnesach trwałych a tradycyjnym sterowaniem silnikiem indukcyjnym. W przypadku sterowania silnikiem indukcyjnym, wyznaczenie kąta położenia bazuje na scałkowaniu sumy pulsacji mechanicznej oraz pulsacji poślizgu. Pulsacja poślizgu wyznaczonej za pomocą składowych prądu znajdujących się w układzie sterowania. Natomiast w sterowaniu IFOC dla silnika o magnesach trwałych nie ma potrzeby wyznaczania poślizgu, ponieważ prędkość mechaniczna koreluje bezpośrednio z prędkością elektryczną. W przypadku silnika PMSM sterowanego za pomocą IFOC, pulsacja jest określana poprzez estymator, a następnie po scałkowaniu tej wartości otrzymuje się położenie. To podejście nawiązuje do sterowania bezczujnikowego.

Obie metody mają swoje zalety i ograniczenia, dlatego wybór odpowiedniej zależy od konkretnych wymagań aplikacji, dostępnych zasobów i poziomu zaawansowania technicznego. W praktyce, zarówno DFOC, jak i IFOC są szeroko stosowane w zaawansowanych napędach elektrycznych, w których kluczowe jest precyzyjne sterowanie prędkością, momentem i efektywność.

W pracy analizowano sterowanie DFOC, gdzie do pomiaru położenia wału silnika wykorzystuje się resolwer. Aktualną pozycję uzyskuje się na podstawie algorytmu opisanego w załączniku D, natomiast pozycja początkowa silnika wyznaczana jest z wykorzystaniem algorytmu określającego aktualną pozycję składowej i_{sd} . Schemat blokowy systemu sterowania FOC przedstawiono na rys. 3.9.

Układ sterowania składa się z trzech regulatorów typu PI, układów transformacji współrzędnych Clarke-Park oraz modulatora wektorowego z ang. *Space Vector Modulation* (SVM). Zgodnie z przyjętą strategią sterowania, składowa wektora prądu stojana decydująca o zachowaniu stałej (znamionowej) wartości strumienia wirnika wynosi zero ($i_{sd}=0$), wartość ta porównywana jest z aktualną wartością składowej wektora prądu i_{sd} . Różnica między tymi składowymi stanowi wejście regulatora prądu Ri_{sd} . W drugim torze sterowania, aktualna prędkość silnika ω_m jest odczytywana z resolwera. Rzeczywista wartość prędkości ω_m jest porównywana z wartością referencyjną. Obliczony błąd regulacji prędkości stanowi wejście do regulatora $R\omega_m$. Wyjście tego regulatora określa wartość zadaną dla regulatora prądu Ri_{sq} w osi q . Obliczone wartości składowych napięcia po transformacji d - q/α - β stanowią sygnały wejściowe modulatora SVM. Do transformacji między układami współrzędnych niezbędna jest informacja o kącie elektrycznym θ_e . Uzyskana wartość kąta położenia mechanicznego θ_m z resolwera przeliczana jest zgodnie z zależnością:

$$\theta_e = p_b \theta_m. \quad (3.29)$$



Rys. 3.9 Struktura sterowania polowo-zorientowana dla silnika PMSM.

3.2.3 BEZPOŚREDNIE STEROWANIE MOMENTEM

Równie popularną metodą sterowania silników PMSM jest metoda bezpośredniego sterowania momentem z ang. *Direct Torque Control*, która początkowo była wykorzystywana jako alternatywa dla sterowania polowo-zorientowanego dla silników indukcyjnych klatkowych. Idea tej metody bazuje na strumieniu stojanym i prędkość obrotowej, bez konieczności przekształcania do układu współrzędnych stojana, czy wirnika. Technika ta bazuje na zachowaniu stałej wartości amplitudy strumienia stojana. Do sformułowania sterowania w tej metody wykorzystuje się równanie napięcia stojana dla silnika PMSM:

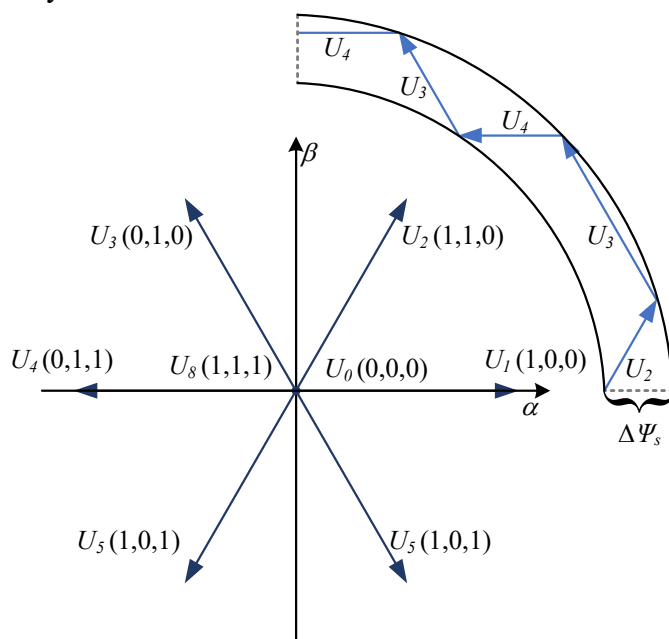
$$\mathbf{U}_s = R_s \mathbf{I}_s + \frac{d\Psi_s}{dt} . \quad (3.30)$$

Pomijając człon $R_s \mathbf{I}_s$ w równaniu (3.30), można przyjąć, że strumień stojana silnika przyjąłby postać:

$$\Psi_s = \int \mathbf{U}_s dt . \quad (3.31)$$

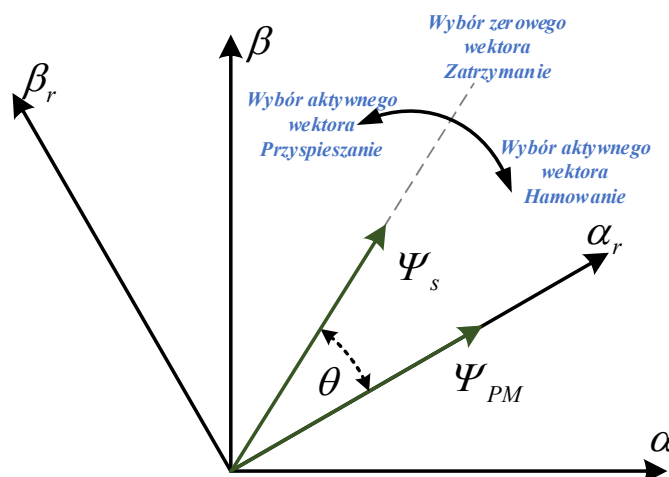
Z równania (3.31) wprost wynika, że wektor napięcia zasilającego ma bezpośredni wpływ na strumień stojana. Wykorzystanie trójfazowego falownika napięcia do zasilania silnika PMSM umożliwia wykorzystanie jednego z ośmiu wektorów napięcia wynikających z możliwości załączeń kluczy falownika. Z ośmiu wektorów, sześć jest niezerowych (aktywnych) i rozmieszczonych w przestrzeni co $\pi/3$ radianów. Wektory aktywne pozwalają na regulację amplitudy i położenia strumienia stojana, podczas gdy wektory o napięciu zerowym (pasywne) powodują zatrzymanie strumienia stojana. W każdym okresie sterowania można wybrać tylko jeden wektor przestrzenny napięcia, co ogranicza

zdolność do regulacji kierunku i zakresu strumienia stojana. Proces formowania wektorów napięcia wraz z dostępnymi napięciami z falownika trójfazowego zaprezentowano na rys. 3.10.



Rys. 3.10 Napięcie wyjściowe falownika przedstawiane jest jako wektory przestrzenne, wraz z procesem formowania trajektorii strumienia stojana przez odpowiednią selekcję wektorów napięcia.

Mając kontrolę nad strumieniem stojana (Ψ_s), możemy założyć, że przy szybkich zmianach strumienia stojana, strumień wirnika (Ψ_{PM}) jest traktowany jako stały. Dzieje się tak ponieważ stała czasowa wirnika jest znacznie większa niż stała czasowa stojana. Zmiany wektora strumienia stojana zaprezentowano na rys. 3.11.



Rys. 3.11 Trajektoria wektora strumienia stojana Ψ_s w stosunku do wektora strumienia wirnika Ψ_r .

W literaturze można spotkać dwa podejścia do metody bezpośredniego sterowania momentem silnika PMSM:

- Z zastosowaniem tablicy przełączeń (DTC-ST). W podejściu tym wykorzystuje się tablicę przełączeń, która zawiera wcześniej zdefiniowane wektory napięcia odpowiadające różnym warunkom strumienia stojana i momentu elektromagnetycznego. Na podstawie zmierzonych różnic strumienia i momentu,

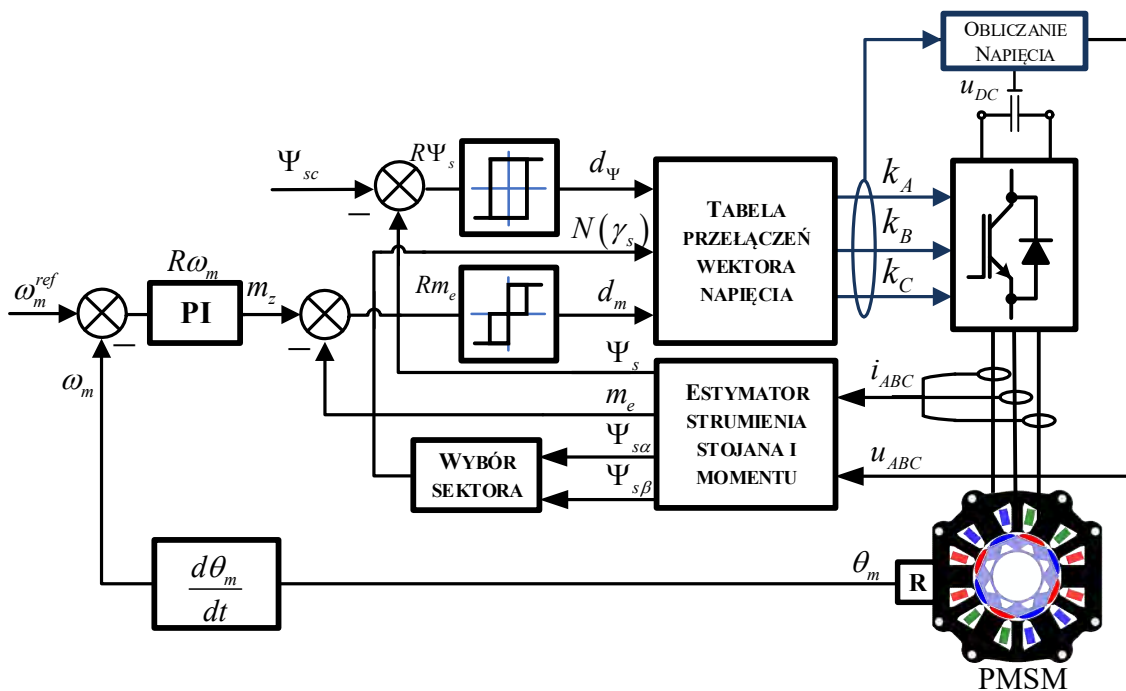
3.2. METODY REGULACJI PRĘDKOŚCI SILNIKÓW SYNCHRONICZNYCH O MAGNESACH TRWAŁYCH

odpowiedni wektor napięcia jest wybierany z tablicy i podawany na silnik. Technika ta pozwala na szybką reakcję na zmiany obciążenia i zapewnia wysoką dynamikę sterowania. Przykład wykorzystania tej techniki został zaprezentowany w [29]

- Z zastosowaniem metod modulacji wektorowej (DTC-SVM). W tym podejściu metoda DTC jest połączona z technikami modulacji wektorowej ang. *Space Vector Modulation* (SVM). SVM pozwala na płynniejszą kontrolę, poprzez wybranie odpowiedniego wektora napięcia z zestawu podstawowych wektorów. Poprzez zmiany wypełnienia i kątów fazowych podstawowych wektorów, można osiągnąć pożądany strumień stojana i moment obrotowy z mniejszymi oscylacjami i lepszą dynamiką. Wykorzystanie tej struktury sterowania zaprezentowano w [116].

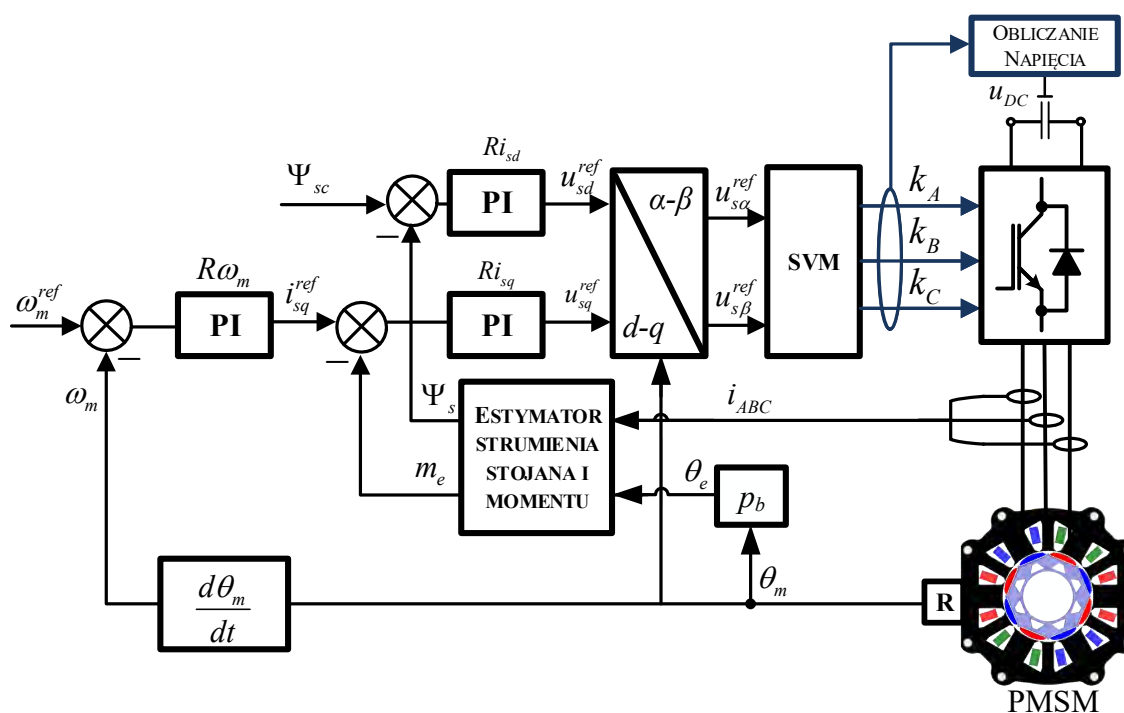
Niezależnie od zastosowanej metody sterowania w układzie niezbędny będzie estymator strumienia stojana oraz momentu elektromagnetycznego, gdyż na podstawie tych wartości wyznaczany jest odpowiedni wektor sterujący.

Tradycyjny system sterowania DTC-ST charakteryzuje się prostą strukturą sterowania oraz wysoką jakością działania zarówno w warunkach statycznych, jak i dynamicznych. Składa się z 1 regulatora prędkości typu PI oraz 2 regulatorów histerezowych. W tym tradycyjnym podejściu DTC, przełączanie między podstawowymi wektorami napięcia jest zmienne w czasie, zależne od wybronego wektora z tablicy przełączeń. W rezultacie nieuniknione są oscylacje strumienia i momentu obciążenia w silniku, co może prowadzić do niepożądanych efektów takich jak drgania, oscylacje momentu i strumienia. Jednak niewątpliwą zaletą sterowania DTC-ST jest łatwość implementacji. Schemat blokowy struktury sterowania DTC-ST zaprezentowano na rys. 3.12.



Rys. 3.12 Struktura sterowania bezpośredniego sterowaniem momentem DTC-ST dla silnika PMSM.

W technice DTC-SVM wykorzystano zalety zauważone w sterowaniu polowozorientowanym, zamiast używania wcześniej zdefiniowanej tablicy przełączeń, stosuje się modulator SVM. W układzie pojawiają się dwa dodatkowe regulatory prądu, które mają za zadanie wypracować odpowiednie wartości napięć sterujących. Praca układu z modulatorem SVM sprowadza się również do przejścia między układami współrzędnych. DTC-SVM jest uznawane za ulepszoną wersję DTC z lepszą dynamiczną i redukcją oscylacji momentu i strumienia, co czyni je bardziej popularnym wyborem w nowoczesnych zastosowaniach sterowania silnikiem PMSM. Struktura sterowania bezpośredniego sterowania momentem DTC-SVM zaprezentowano na rys. 3.13.



Rys. 3.13 Struktura sterowania bezpośredniego sterowania momentem DTC-SVM dla silnika PMSM.

Rozdział 4

CHARAKTERYSTYKA WYBRANYCH USZKODZEŃ SILNIKA SYNCHRONICZNEGO O MAGNESACH TRWAŁYMI

Zrozumienie wpływu uszkodzenia na funkcjonowanie silnika jest kluczowe dla opracowania skutecznych strategii diagnostycznych, mających na celu monitorowanie stanu technicznego urządzenia. Szczegółowa analiza uszkodzeń umożliwia identyfikację charakterystycznych cech sygnałów diagnostycznych, co w konsekwencji pozwala na efektywne diagnozowanie napędu. Wykrywanie nawet początkowego stadium usterek ma zasadnicze znaczenie dla utrzymania silnika w dobrym stanie oraz minimalizowania ewentualnych przestojów produkcyjnych i kosztów związanych z naprawami.

Proces diagnostyki jest kompleksowym działaniem, składającym się z szeregu etapów, dzięki którym możemy uzyskać informacje na temat aktualnego stanu technicznego maszyny. Szczegółowa analiza różnych przypadków uszkodzeń umożliwia wyodrębnianie unikatowych cech sygnałów diagnostycznych, prowadząc do precyzyjnej diagnozy i analizy stanu napędu. W rezultacie można opracować skuteczne systemy diagnostyczne, co przekłada się na minimalizację przestojów, optymalizację kosztów napraw oraz utrzymanie sprawnego funkcjonowania maszyny.

Proces diagnostyczny uszkodzeń obejmuje szereg etapów (rys. 4.1). W jego skład wchodzi akwizycja, analiza oraz przetwarzanie danych diagnostycznych. Działania te są niezbędne dla pełnego zrozumienia wpływu uszkodzeń na funkcjonowanie silnika oraz dla opracowania efektywnych strategii.

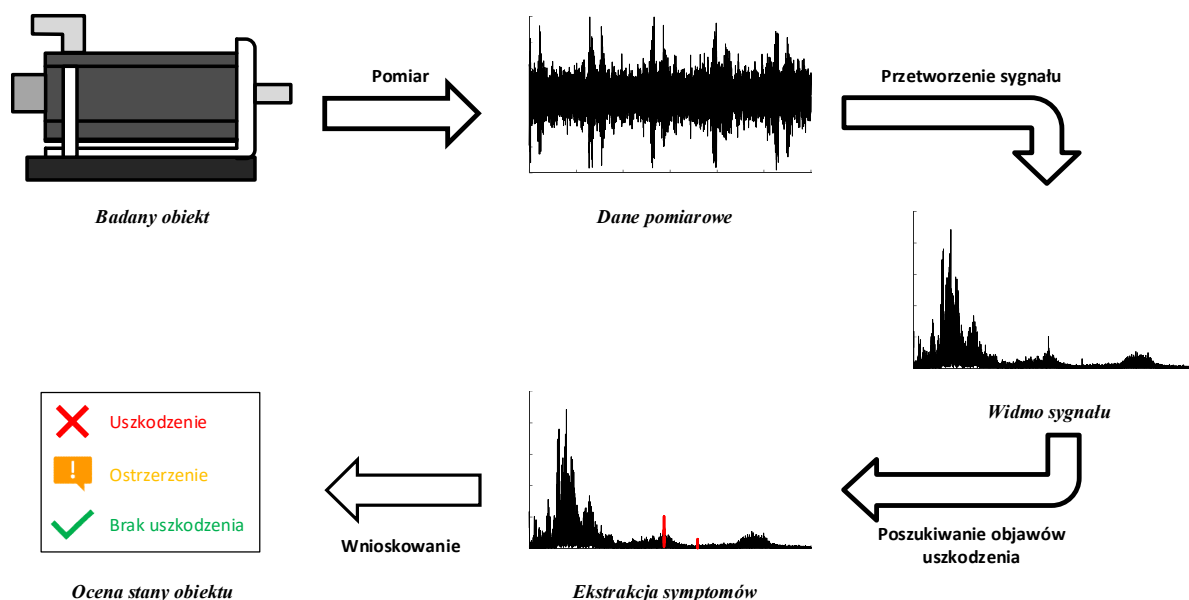
W prezentowanym procesie diagnostyki można wyodrębnić kilka kluczowych etapów:

- Określenie cech badanego obiektu – konieczne jest uwzględnienie parametrów charakteryzujących badany obiekt oraz tych, które są istotne dla oceny stanu maszyny. Należy zwrócić szczególną uwagę na moc silnika, konstrukcję mechaniczną, układ sterowania itp.
- Akwizycja sygnału – wymaga dostosowania narzędzi do charakterystyki badanego silnika. Wybór odpowiedniego przetwornika pomiarowego wpływa na dokładność danych, które obejmują sygnały elektryczne i mechaniczne. W tym celu należy dobrać konkretny przetwornik pomiarowy, określić częstotliwość próbkowania i czas pomiaru. Jest kluczowe w odniesieniu do klasycznych metod ekstrakcji symptomów uszkodzeń. W przypadku zastosowania analizy spektralnej

4. CHARAKTERYSTYKA WYBRANYCH USZKODZEŃ SILNIKA SYNCHRONICZNEGO O MAGNESACH TRWAŁYMI

parametry te wpływają bezpośrednio na rozdzielczość widma, a co za tym idzie na dokładność separacji symptomów uszkodzeń.

- Przetwarzanie sygnału – zebrane dane przetwarzane są za pomocą wybranej metody analizy sygnałów. Wybór właściwej techniki zależy od charakteru sygnałów, rodzaju uszkodzeń oraz specyfiki pracy silnika. W procesie przetwarzania eliminuje się szumy oraz składowe, które nie stanowią istotnych informacji z punktu diagnostyki.
- Ekstrakcja symptomów – dokonuje się identyfikacji i izolacji charakterystycznych cech sygnału mierzonego zawartych w przetworzonych danych. Obejmuje to wyodrębnianie istotnych informacji diagnostycznych, które wskazują na obecność konkretnych uszkodzeń lub nieprawidłowości w funkcjonowaniu silnika. Ekstrakcja symptomów pozwala skoncentrować uwagę na składowych sygnału kluczowych pod względem diagnostyki.
- Wnioskowanie – dotyczące stanu technicznego opiera się na analizie trendu określonych we wcześniejszym kroku symptomów defektu. Proces ten bazuje na wiedzy empirycznej eksperta bądź wykorzystuje algorytmy często wspierane przez sztuczną inteligencję. Ocena stanu maszyny opiera się na zestawieniu wykrytych symptomów z wcześniejszymi danymi referencyjnymi, modelami matematycznymi lub standardami branżowymi. Wnioskowanie umożliwia precyzyjne określenie aktualnego stanu technicznego maszyny, co stanowi podstawę do podejmowania skutecznych działań konserwacyjnych, naprawczych lub planowania przyszłych prac utrzymaniowych.



Rys. 4.1 Etap analizy informacji diagnostycznych na podstawie analizy widma sygnału.

Diagram przedstawiony na rys. 4.1 będzie stanowił podstawę do określenia stanu maszyny, wykorzystując metodę przetwarzania sygnału. Analizując ten diagram można wysunąć wniosek, że kluczową rolę odgrywa ekstrakcja symptomów, umożliwiającą wyodrębnienie istotnych cech sygnałów diagnostycznych. Poszukiwanie tych cech będzie zależne od doboru sygnału. W kolejnych podrozdziałach rozprawy doktorskiej zostanie szczegółowo przeanalizowany pełen proces diagnostyczny.

Ekstrakcja cech sygnałów odgrywa kluczową rolę systemach diagnostycznych maszyn i urządzeń. Początkowo, podstawą tego procesu było stosowanie analizy czasowej, która pozwalała na identyfikację zmian w sygnałach w zależności od czasu. W przypadku analizy czasowej, wartości takie jak wartość skuteczna, średnia, maksimum, współczynniki asymetrii sygnału, współczynniki szczytu czy kurtoza stanowią ważne wskaźniki [98], [131], które są źródłem istotnych cech sygnału. Jednakże nie dostarczają informacji o możliwym uszkodzeniu konkretnego elementu. Niemniej jednak, z biegiem czasu zauważono, że analiza czasowa może być niedokładna, szczególnie w przypadku sygnałów charakteryzujących się okresowością lub występującymi stanami przejściowymi. W celu analizy takich sygnałów coraz częściej wykorzystuje się podejścia czasowo-częstotliwościowe, które umożliwiają analizę zmian widma sygnału w przedziale czasu. Mowa tutaj o metodach takich jak: krótkoczasowa transformacja Fouriera [87], transformacja falkowa [88] oraz transformacja Wignera-Ville[101]. Pomimo, że te metody są skuteczne podczas stanów przejściowych oraz zmian w charakterystyce częstotliwościowej sygnałów, ich zastosowanie wiąże się z wysokim obciążeniem obliczeniowym. W praktyce wciąż preferuje się klasyczne algorytmy analizy FFT (ang. *Fast Fourier Transform*), które pomimo ograniczeń w zastosowaniu do stanów ustalonych, są znacznie bardziej efektywne pod względem zasobów obliczeniowych. W związku z powyższym metody analizy spektralnej stanowią kompromis pomiędzy uzyskaniem wysokiej jakości symptomów przy niewielkim nakładzie obliczeniowym.

Transformacja Fouriera to narzędzie matematyczne powszechnie używane do analizy sygnałów w dziedzinie częstotliwości. Diagnostyka silników elektrycznych korzysta z metody FFT, która cieszy się dużą popularnością w identyfikowaniu charakterystycznych cech sygnałów diagnostycznych. Umożliwia ona wykrywanie potencjalnych uszkodzeń w maszynach poprzez przekształcenie sygnału z dziedziny czasu na dziedzinę częstotliwości. Idea stosowania FFT wykorzystuje fakt, że defekty generują specyficzne i okresowe zakłócenia w sygnałach, które są obserwowalne przy charakterystycznych dla danego uszkodzenia częstotliwościach. Dzięki temu analiza udziału dodatkowych składowych widma wynikających z uszkodzenia stanowi informacje o stanie technicznym maszyny, co jest istotne w kontekście diagnostyki. Wśród różnych technik ekstrakcji symptomów uszkodzeń, szybka transformacja Fouriera pozostaje najbardziej powszechnie stosowaną metodą [58], [62], [86], [87], [89], [134], [135], łącząc precyzję oceny symptomów uszkodzeń z umiarkowaną złożonością obliczeniową.

4.1 ZWARCIA W SILNIKU PMSM

W niniejszym podrozdziale skoncentrowano się na analizie zwarcia w silnikach PMSM. Zwarcia, będące jednym z najczęstszych uszkodzeń w elektrycznych układach napędowych, mogą mieć poważne konsekwencje dla niezawodności, efektywności i trwałości silnika. Uszkodzenie stojana jest niepożądanym zjawiskiem, które może prowadzić do różnych problemów, takich jak wzrost temperatury, dalsza wzmocniona degradacja izolacji, utrata sprawności i wydajności silnika. Awarie stojana są efektem uszkodzeń izolacji, wad produkcyjnych, czy też oddziaływania czynników zewnętrznych, takich jak ekstremalne warunki środowiskowe czy nieprawidłowe parametry zasilania. Defekty stojana są wynikiem uszkodzeń izolacji, wad produkcyjnych, czy działania czynników zewnętrznych. Ponadto, na proces degradacji izolacji uzwojeń wpływa zasilanie silników z przemienników częstotliwości. Impulsowy charakter napięcia wpływa niekorzystnie na stan techniczny izolacji prowadząc do jej wzmoczonej degradacji. Tak jak wspomniano w rozdziale 1 zwarcia zwojowe można podzielić na trzy główne kategorie: zwarcia międzyzwojowe (pomiędzy cewkami tego samego uzwojenia), międzyfazowe (pomiędzy uzwojeniami różnych faz) oraz doziemne (zwarcia do obudowy). Każdy rodzaj zwarcia niesie ze sobą potencjalne ryzyko dla integralności strukturalnej silnika oraz bezpieczeństwa operacyjnego. Choć uszkodzenia w postaci zwarć międzyfazowych i doziemnych spowodują zadziałanie zabezpieczenia nadprądowego, to zwarcia zwojowe mogą pozwolić na dalszą pracę napędu. Jednakże, wraz z liczbą zwartych zwojów, wzrasta zarówno koszt naprawy silnika, ryzyko rozprzestrzenienia się na kolejne fazy, a w rezultacie nagłego wyłączenie napędu z ciągu technologicznego.

Analizując prądy fazowe w trakcie występowania uszkodzenia stojana widoczny jest wzrost wartości chwilowych oraz skutecznych prądów fazowych. Wykrywanie i interpretacja tych zmian jest możliwa podczas wystąpienia zwarcia w kilku do kilkunastu zwojów. W przypadku analizy zwarcia niewielkiej liczby zwojów, wskaźniki te mogą stać się nieefektywne, a cechy ilościowe w pomiarze prądu mogą być mylone z szumami pomiarowymi oraz z wpływem momentu obciążenia, co wpływa na dokładność diagnozy. Dodatkowym aspektem, jak wspomniano w rozdziale 2, jest wystąpienie asymetrii stojana jako efektu zwarcia. W powstałym węźle płynie prąd, który w rezultacie prowadzi do pojawiania się oscylacji prądu w zwartej fazie. Przechodząc do dziedziny częstotliwości, w przypadku zwarcia w uzwojeniu stojana, obserwuje się pojawienie się składowych prądu stojana, które będą rosły w zależności od stopnia uszkodzenia. Wartości poszukiwane można określić za pomocą zależności [40], [112], [132]:

$$f_{sh} = \left(1 \pm \frac{2k+1}{p_b} \right) f_s, \quad (4.1)$$

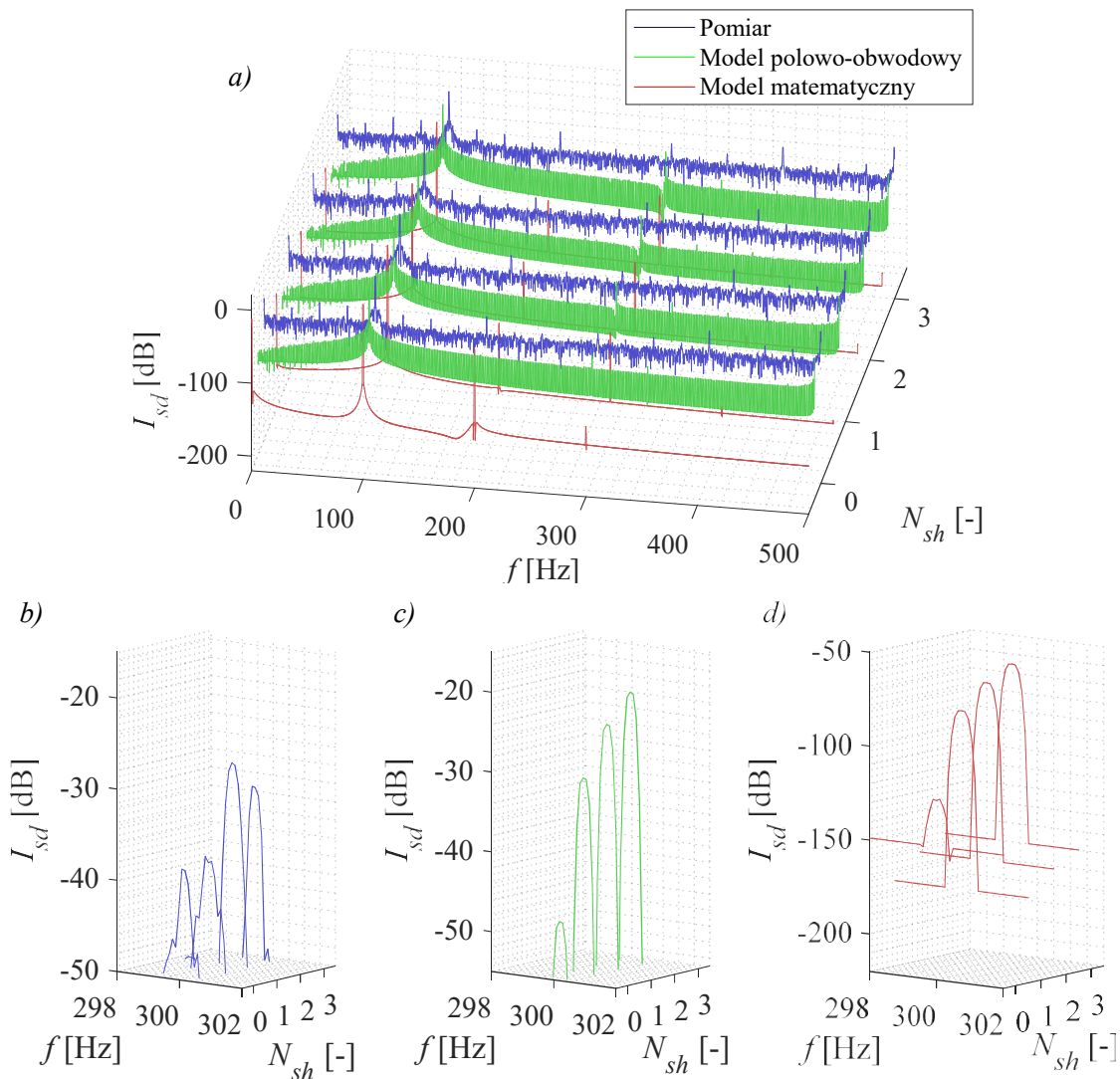
gdzie:

- f_s – podstawowa częstotliwość napięcia zasilania,
- f_{sh} – harmoniczne związane z uszkodzeniem stojana,

p_b – liczba par biegunów,
 k – 1,2,3

Skutek zwarć zwojowych jest wyraźnie widoczny w postaci zmiany amplitudy składowej prądów fazowych przy częstotliwości $3f_s$ która jest silnie powiązana z stopniem uszkodzenia (rys. 4.2). Ponadto, analiza trzeciej harmonicznej częstotliwości podstawowej odzwierciedla asymetrię uzwojeń stojana.

Jednakże, w kontekście diagnostyki w zamkniętej strukturze sterowania, należy zwrócić uwagę na pomiary wielkości w zamkniętej strukturze sterowania. Sygnały w układzie zamkniętym zmieniają odniesienie przechodząc z układu trójfazowego ABC do wektorów w układzie odniesionym względem wirnika $d-q$. Te wektory są kluczowymi wielkościami w kontekście zamkniętych struktur regulacyjnych, gdzie układ regulacji kontroluje pracę maszyny elektrycznej. Warto podkreślić, że w omawianym układzie następuje utrata informacji dotyczącej składowej podstawowej prądu f_s , która zamieniana jest na składową stałą.



Rys. 4.2 Widma prądu stojana w fazie B dla częstotliwości pracy $f_s=100$ Hz dla różnych stanów zwarć zwojowych; a) porównanie analizowanych przypadków; zoom na częstotliwość $3f_s$ dla pomiarów b), modelu polowego c), modelu analitycznego d).

**4. CHARAKTERYSTYKA WYBRANYCH USZKODZEŃ SILNIKA SYNCHRONICZNEGO O
MAGNESACH TRWAŁYMI**

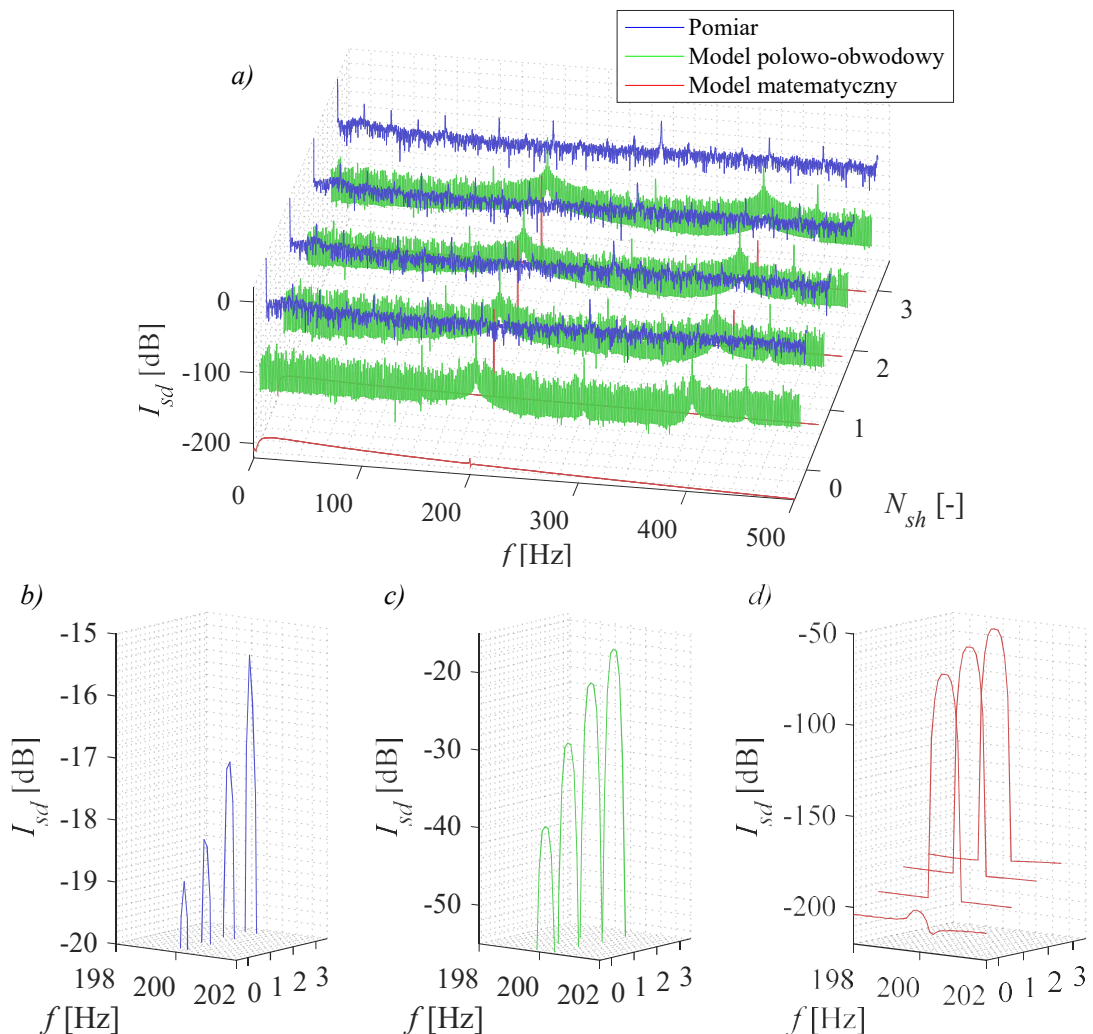
Ten fakt jest znaczący, ponieważ analiza amplitud charakterystycznych częstotliwości opisanych w równaniem (4.1) zmienia znaczenie. W wypadku układu zamkniętej regulacji w układzie pojawiają się krotności parzyste, a w szczególności $2f_s$:

$$f_{sh} = 2kf_s \quad (4.2)$$

gdzie:

- f_s – podstawowa częstotliwość napięcia zasilania,
- f_{sh} – harmoniczne związane z uszkodzeniem stojana,
- p_b – liczba par biegunów,
- k – 1,2,3,...,

W załączniku E zaprezentowano przykład przejścia częstotliwości uszkodzenia $3f_s$ z układu ABC do częstotliwości $2f_s$ układu $d-q$. Analiza widma pozwala zaobserwować wzrost amplitud składowych przy częstotliwościach stanowiących parzyste harmoniczne związane z uszkodzeniem stojana, choć najbardziej znaczącą zmianę obserwuje się w przypadku składowej $2f_s$ harmonicznej prądu stojana w składowej i_{sd} , która jest silnie powiązana z stopniem uszkodzenia (rys.4.3).



Rys. 4.3 Widmo prądu stojana dla składowej I_{sd} dla częstotliwości pracy $f_s=100$ Hz dla różnych stanów zwarcie zwojowych; a) porównanie analizowanych przypadków; zoom na częstotliwość $3f_s$ dla pomiarów b), modelu polowego c), modelu analitycznego d).

Analizując rys. 4.2 w porównaniu z rys. 4.3, nasuwa się wniosek dotyczący dwóch istotnych aspektów. Pierwszym spostrzeżeniem jest poziom referencyjny widma (poziom szumów). Wartości tego poziomu prezentują się następująco: dla najprostszego modelu analitycznego wynosi poniżej -150 dB, dla modelu polowo-obwodowego -90 dB, a dla wyników pomiarów -68 dB. Poziom referencyjny widma jest dobrym punktem odniesienia, umożliwiającym porównanie jak modele są zbliżone do rzeczywistego obiektu. Dokładność danych w modelu polowo-obwodowym jest znacznie bliższa niż dla modelu analitycznego który posiada szereg założeń upraszczających. Analiza tych wartości pozwala na zrozumienie, jakie zakresy są charakterystyczne dla różnych modeli czy eksperymentalnych pomiarów.

Drugim aspektem jest poziom referencyjny poszczególnych symptomów z modeli w porównaniu z obiektem. Zakładając korelację między krotnością $3f_s$ dla prądów fazowych, a $2f_s$ składowymi prądu w osiach sterowania, można zauważyć, że składowe w układzie $d-q$ posiadają większe wartości niż składowa analizowana w pojedynczej fazie. Transformacja prądów do układu $d-q$, zwiększa ilość informacji diagnostycznej, a widoczna korelacja między krotnościami $3f_s$ i $2f_s$, może wskazywać na większą skuteczność składowych w układzie sterowania do diagnozowania stanu technicznego badanego napędu. Należy zaznaczyć, że badania zaprezentowane na rys. 4.2 oraz rys. 4.3 zostały wykonane dokładnie w tych samych warunkach pracy napędu.

4.2 DEMAGNETYZACJA W SILNIKU PMSM

Demagnetyzacja w silniku PMSM to proces utraty magnetyzmu w magnesach trwałych, które są wykorzystywane do generowania pola magnetycznego. W wyniku tego procesu magnesy stopniowo tracą swoje właściwości, co wpływa na efektywność i wydajność działania silnika. Na powstanie demagnetyzacji może wpływać wiele różnych czynników, takich jak przeciążenia, nadmierne nagrzewanie się silnika czy uszkodzenia mechaniczne. W efekcie demagnetyzacji obserwuje się wzrost amplitudy składowych prądów fazowych stojana. Analiza spektralna prądów pozwala precyzyjnie monitorować trend zmian amplitud widma, co w efekcie umożliwia określenie stopnia degeneracji magnesów. Poszukiwanie charakterystycznych cech uszkodzeń można opisać równaniem [52], [112]:

$$f_d = \left(1 \pm \frac{k}{p_b}\right) f_s = f_s \pm k f_r, \quad (4.3)$$

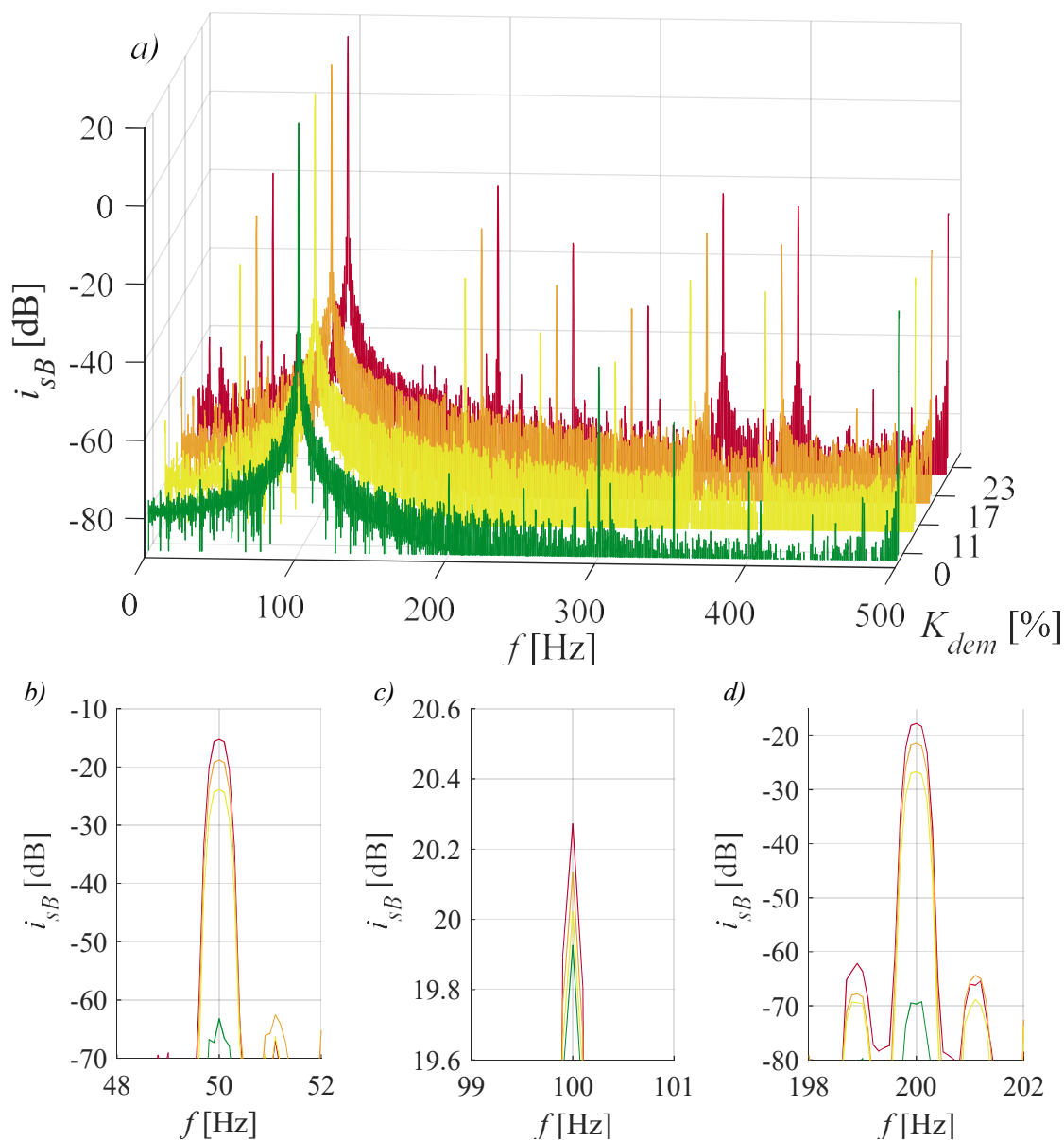
gdzie:

- f_s – częstotliwość podstawowa napięcia zasilania,
- f_d – harmoniczne związane z uszkodzeniem magnesów trwałych,
- f_r – częstotliwość rotacyjna,
- p_b – liczba par biegunów,
- k – 1,2,3

Uszkodzenie magnesów trwałych może wystąpić na dwa sposoby: jako uszkodzenie jednorodne lub w formie częściowej demagnetyzacji. W zakresie

**4. CHARAKTERYSTYKA WYBRANYCH USZKODZEŃ SILNIKA SYNCHRONICZNEGO O
MAGNESACH TRWAŁYMI**

niniejszego rozprawy doktorskiej, zostało przeanalizowane uszkodzenie magnesów trwałych w postaci demagnetyzacji częściowej (degradacja fragmentu pojedynczego bieguna magnesu). Ze względu na trudność fizycznego modelowania defektu na wirniku maszyny, które wymaga zestawu wirników w celu modelowania różnych stopni uszkodzenia. Przeprowadzono w warunkach kontrolowanych uszkodzenia wirnika maszyny, a określenie dokładnej wartości demagnetyzacji ustalono porównując wyniki eksperymentalne z symulacyjnymi. Porównując różne stopnie demagnetyzacji, użyto modelu przedstawionego w rozdziale 2.4.2. Przeprowadzone zostało wiele badań symulacyjnych, uwzględniając różne stopnie demagnetyzacji, w celu lepszego zrozumienia wpływu tego zjawiska na działanie silnika. W trakcie analizy różnych stadiów uszkodzenia potwierdzono widoczność symptomów związanych z defektem magnesów opisanych zależnością (4.3).



Rys. 4.4 Widmo prądu w fazie B dla modelu połowo-obwodowego dla różnych przypadków demagnetyzacji przy $f_s=100$ Hz oraz $M_o=M_n$; a) widmo sygnału; b) $2f_r$ c) $4f_r$ d) $8f_r$.

Na rys. 4.4 przedstawiono porównanie sygnałów prądu w fazie B dla różnych stopni demagnetyzacji. Porównanie widm prądu pozwala zaobserwować wzrost parzystych krotności częstotliwości rotacyjnej. Ukazane na rys. 4.4b amplitudy przy częstotliwości i $2f_r$, charakteryzuje wyraźny wzrost wskutek wystąpienia uszkodzenia. Podobne wnioski można wyciągnąć podczas analizy widma dla częstotliwości δf_r (rys. 4.4d). Subharmoniczne $2f_r$ i δf_r ukazują charakterystyczne zmiany w sygnałach prądowych, co potwierdza ich istotną rolę w identyfikacji uszkodzeń. Natomiast wartości ich amplitud są często stosowane w diagnostyce i monitorowaniu stanu technicznego silnika [90]. Dodatkowo, przedstawiono składową podstawowej częstotliwości zasilania (rys. 4.4c), gdzie zauważalny jest jedynie niewielki wzrost wartości prądu. Zmiana wartości skutecznej (wzrost podstawowej harmonicznej) wynika z konieczności wysterowania większą wartością prądu w celu przeciwdziałaniu tej samej wartości zewnętrznego momentu obciążenia. Ten niewielki wzrost jest istotny, idealnie pokazuje spadek sprawności analizowanej maszyny, która wymaga dostarczenia większej mocy w celu napędzenia napędu przy niezmiennych warunkach pracy PMSM.

4.3 USZKODZENIE ŁOŻYSK W SILNIKU PMSM

Łożyska stanowią kluczowy element w maszynach wirujących, umożliwiającą przenoszenie sił pomiędzy ruchomymi a nieruchomymi częściami jednocześnie minimalizując opory ruchu. Jednak nieprawidłowy dobór, zła konserwacja, czy intensywna eksploatacja mogą prowadzić do przedwczesnego zużycia i uszkodzenia łożysk, co jest obecnie główną przyczyną awarii silników niskich mocy. Pomimo niewielkich kosztów wymiany łożysk w porównaniu do remontu silnika, diagnostyka stanu technicznego węzła łożyskowego jest kluczowym zadaniem.

Właściwy dobór, montaż i smarowanie są fundamentalnymi warunkami zapewniającymi prawidłową i trwałą pracę łożysk. Przyjmuje się, że temperatura pracy łożyska może wynosić od -40 do $+100$ °C. Jednakże ustalono się, że dla poprawnie zamontowanego i nasmarowanego łożyska temperatura gniazda łożyskowego nie powinna przekraczać 70 °C. Niemniej jednak, nadmierne obciążenia, nieskuteczne uszczelnienia lub zbyt ciasne dopasowanie, prowadzące do małego luzu łożyska, mogą spowodować jego uszkodzenie. Nawet gdy łożyska spełniają wymagane kryteria jakości, nieprawidłowa praca może być wynikiem różnych uszkodzeń, przykładowe uszkodzenia łożysk można odnaleźć w normie ISO 15243:2017 [8] jak również w katalogach producentów [81], [109].

Zaprezentowana na rys. 4.5 klasyfikacja uszkodzeń łożysk tocznych odnosi się do różnych czynników zarówno środowiskowych, wpływu dobranych materiałów, jak i warunków pracy. Zestawienie obejmuje różnorodne rodzaje uszkodzeń, takie jak zmęczenie, zużycie, korozję, erozję elektryczną, deformację plastyczną oraz pęknięcia [44]. Natomiast na rys. 4.6 zaprezentowano skutki opisanych defektów łożysk. W zależności od miejsca i rodzaju uszkodzenia poszukuje się symptomów, które pozwalają na identyfikację awarii. Głównym źródłem sygnału diagnostycznego w łożyskach tocznych są generowane drgania w maszynie. W diagnostyce silników

4. CHARAKTERYSTYKA WYBRANYCH USZKODZEŃ SILNIKA SYNCHRONICZNEGO O MAGNESACH TRWAŁYMI

wykorzystując się zarówno przyspieszenie, prędkość jak i przemieszczenie drgań. Symptomy określające stan łożyska są uzyskiwane poprzez analizę amplitud charakterystycznych częstotliwości w widmie. Znaczny wzrost tych amplitud wskazuje na punktowe uszkodzenie konkretnego elementu. Jak wspomniano w rozdziale 2 (rys. 2.10), w łożysku tocznym może dojść do uszkodzenia poszczególnych elementów, takich jak bieżnia wewnętrzna, zewnętrzna, element toczny oraz koszyk. Każde z wymienionych defektów będzie okresowo generować dodatkowe drgania mechaniczne przenoszone na całą konstrukcję silnika. Przy założeniu jako punktu odniesienia miejsca łożyskowania maszyny, wykorzystanie zależności opisanych w literaturze diagnostycznej zapewnia poprawną ekstrakcję cech świadczących o uszkodzeniu [27], [58], [108]. Identyfikacja defektów konstrukcyjnych łożysk tocznych oparta na analizie widma drgań mechanicznych jest powszechnie stosowaną metodą diagnostyczną po dostosowaniu do norm branżowych.



Rys. 4.5 Klasyfikacja uszkodzeń łożysk tocznych.



Rys. 4.6 Uszkodzenia łożysk tocznych [81], [109].

W tradycyjnym widmie drgań trudnością jest wyodrębnienie objawów związanych z uszkodzeniem poszczególnych elementów konstrukcyjnych łożyska ze względu na obecność szumów i niskie amplitudy składowych. Analiza stanu elementów konstrukcyjnych łożysk, bazująca na widmie drgań, zakłada, że lokalne uszkodzenia powierzchni elementu łożyska generują drgania o charakterystycznych częstotliwościach w zakresie niskich częstotliwości oraz drgania o szerokim pasmie. Charakterystyczne częstotliwości uszkodzeń są określane na podstawie znanych parametrów konstrukcyjnych łożyska, które są odniesione do prędkości rotacyjnej, stosując poniższe zależności:

- CZĘSTOTLIWOŚĆ ROTACYJNA NAPĘDU

$$f_r = \frac{n}{60}, \quad (4.4)$$

- BIEŻNIA WEWNĘTRZNA

$$f_{bw} = \frac{N_k}{2} f_r \left(1 + \frac{d \cos(\vartheta)}{D} \right), \quad (4.5)$$

**4. CHARAKTERYSTYKA WYBRANYCH USZKODZEŃ SILNIKA SYNCHRONICZNEGO O
MAGNESACH TRWAŁYMI**

- **BIEŻNIA ZEWNĘTRZNA**

$$f_{bz} = \frac{N_k}{2} f_r \left(1 - \frac{d \cos(\vartheta)}{D} \right), \quad (4.6)$$

- **ELEMENT TOCZNY**

$$f_k = \frac{D}{2d} f_r \left(1 - \left(\frac{d \cos(\vartheta)}{D} \right)^2 \right), \quad (4.7)$$

- **KOSZYK**

$$f_{lk} = \frac{1}{2} f_r \left(1 - \frac{d \cos(\vartheta)}{D} \right), \quad (4.8)$$

gdzie:

n – prędkość obrotowa [obr/min],

N_k – liczba elementów tocznych łożyska,

f_{bw} – częstotliwość charakterystyczna dla uszkodzeń bieżni wewnętrznej,

f_{bz} – częstotliwość charakterystyczna dla uszkodzeń bieżni zewnętrznej,

f_k – częstotliwość charakterystyczna dla uszkodzeń elementu tocznego,

f_{lk} – częstotliwość charakterystyczna dla uszkodzeń i luzów koszyka,

d – średnica elementu tocznego,

D – średnica podziałowa łożyska,

ϑ – kąt pracy łożyska (0° dla łożyska kulkowego zwykłego).

Zaprezentowane symptomy uszkodzeń łożysk tocznych powinny być widoczne w widmie analizowanego sygnału w postaci charakterystycznej częstotliwości opisanej zależnością:

$$f_{uszk} = |k \cdot f_u \pm l \cdot f_r|, \quad (4.9)$$

gdzie:

f_u – częstotliwość odpowiadająca konkretnemu symptomowi uszkodzenia,

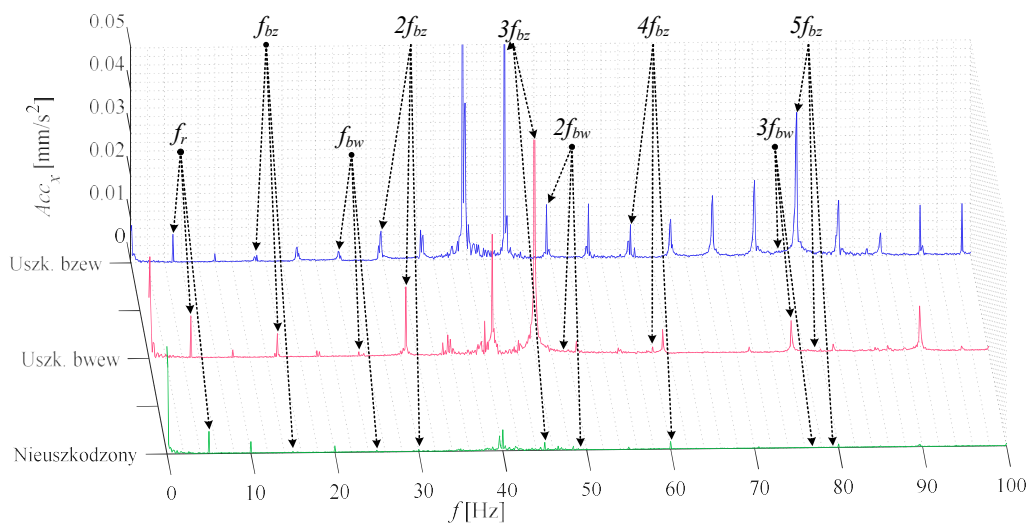
$k = 1, 2, 3 \dots$ – krotność częstotliwości uszkodzenia łożyska,

$l = 0, 1, 2 \dots$ – krotność częstotliwości rotacyjnej.

Wymiary łożysk, konieczne do określenia częstotliwości charakteryzujących uszkodzenia poszczególnych elementów łożyska, zostały przedstawione w załączniku C. Obliczenia subharmonicznych (4.3)-(4.7) powinny stanowić początkowy etap diagnostyki węzłów łożyskowych. Kalkulatory częstotliwości uszkodzeniowych można znaleźć również na stronach producentów konkretnego łożyska tocznego. Dla analizowanego łożyska w rozprawie doktorskiej (łożysko *SKF 6306*), uzyskano wartości charakterystycznych częstotliwości uszkodzenia. Podane składowe zostały odniesione do częstotliwości rotacyjnej f_r wynoszą:

- **BIEŻNIA WEWNĘTRZNA** $f_{bw} = 4,95 f_r$,
- **BIEŻNIA ZEWNĘTRZNA** $f_{bz} = 3,05 f_r$,
- **ELEMENT TOCZNY** $f_k = 3,99 f_r$,
- **KOSZYK** $f_{lk} = 0,38 f_r$.

Znając miejsce poszukiwania w widmie składowych związanych z lokalnymi defektami w badanym łożysku, możliwe jest przeprowadzenie pomiarów i analizy widmowej drgań w miejscu łożyskowania. Uszkodzenia rozproszone obejmują całą przestrzeń łożyska, co sprawia, że dochodzi do awarii szeregu elementów, przez co pierwotne uszkodzenie komponentu jest trudniejsze do sklasyfikowania. Wynika to z braku możliwości przyporządkowania jednoznacznej charakterystycznej częstotliwości uszkodzeniowej [28]. Dodatkowo, warto zauważyć, że subharmoniczne charakterystyczne dla poszczególnych elementów mogą się nakładać. Na przykład, uszkodzenie bieżni wewnętrznej (f_{bz}) i uszkodzenie koszyka ($8f_{lk}$) mogą mieć zbliżone wartości częstotliwości uszkodzeń. Na rys. 4.7 zaprezentowano przykładowe widmo sygnału drgań, gdzie zaznaczono krotności częstotliwości uszkodzeń dla bieżni zewnętrznej oraz bieżni wewnętrznej.



Rys. 4.7 Widmo przyspieszeń drgań z czujnika trójosiowego DeltaTron w osi X dla $f_s=20$ Hz, dla różnych uszkodzeń łożyska tocznego: uszkodzenie bieżni wewnętrznej – kolor niebieski, uszkodzenie bieżni wewnętrznej – kolor czerwony, łożysko nieuszkodzone - kolor zielony.

Rozdział 5

OPIS BADAŃ SILNIKÓW SYNCHRONICZNYCH O MAGNESAMI TRWAŁYMI

5.1 WPROWADZENIE

Rozpoczynając proces analizy uszkodzeń, jak zaprezentowano w rozdziale 4 (rys. 4.1), analiza zwykle rozpoczynała się od przeprowadzenia badań na konkretnym obiekcie. W trakcie prac prowadzonych w ramach rozprawy doktorskiej wykorzystano trzy źródła informacji, które wspierały proces analizy i oceny stanu technicznego silników. Pierwszym źródłem był obiekt rzeczywisty, którym było specjalnie przygotowane stanowisko laboratoryjne z silnikami PMSM. Szczególną uwagę podczas badań skupiono na modelu silnika *Lenze MCS 14H15*. Na tym konkretnym silniku przeprowadzono symulacje różnych rodzajów uszkodzeń, takich jak uszkodzenia stojana oraz wirnika, aby lepiej zrozumieć mechanizmy tych problemów oraz ich wpływ na działanie silnika.

Drugim istotnym źródłem informacji były modele analityczne, które stanowiły teoretyczne podstawy do analizy zachowań silnika. Modele te obejmowały szczegółowe opisy fizycznych procesów zachodzących w maszynie oraz jego podstawowych parametrów.

Trzecim źródłem informacji były modele polowe oraz polowo-obwodowe używane do analizy przy użyciu metod elementów skończonych. Metody te dostarczały bardziej zaawansowanych narzędzi do symulowania zachowania silnika w różnych warunkach pracy oraz w przypadku różnych rodzajów uszkodzeń.

Analizując zebrane dane z tych trzech źródeł, prowadzono weryfikację i dopracowano uzyskane modele matematyczne, aby zapewnić ich dokładność i adekwatność do rzeczywistych warunków pracy silnika. Poprawne modele były kluczowe dla skutecznej analizy stanu silnika oraz identyfikacji potencjalnych problemów i uszkodzeń.

Niezależnie od badanego podejścia, modelu matematycznego lub fizycznego obiektu silnika, celem badań było unifikowanie oraz efektywne wykorzystanie zebranych danych w analizie różnych scenariuszy uszkodzeń. Aby minimalizować rozbieżności, zdecydowano się na zastosowanie jednolitej struktury sterowania DFOC oraz identycznych parametrów nastaw regulatorów we wszystkich przypadkach. Dzięki temu możliwe było skuteczne sterowanie silnikiem z magnesami trwałymi, niezależnie od

konkretnego badania czy charakterystyki badanego obiektu. Dodatkowo, analiza poszczególnych symptomów uszkodzeń była prowadzona zgodnie z tą samą metodyką, co pozwalało na porównywalność wyników oraz ułatwiało wnioskowanie na temat stanu badanych silników. W ramach tych badań zaplanowano plan badań, który został opisany i przedstawiony w kolejnych podrozdziałach, gdzie zaprezentowano również rozwiązania dotyczące identyfikacji i analizy poszczególnych symptomów uszkodzeń. Dzięki temu, można uzyskać kompleksowy wgląd w proces prowadzenia badań oraz w metodykę analizy symptomów uszkodzeń w omawianych podejściach.

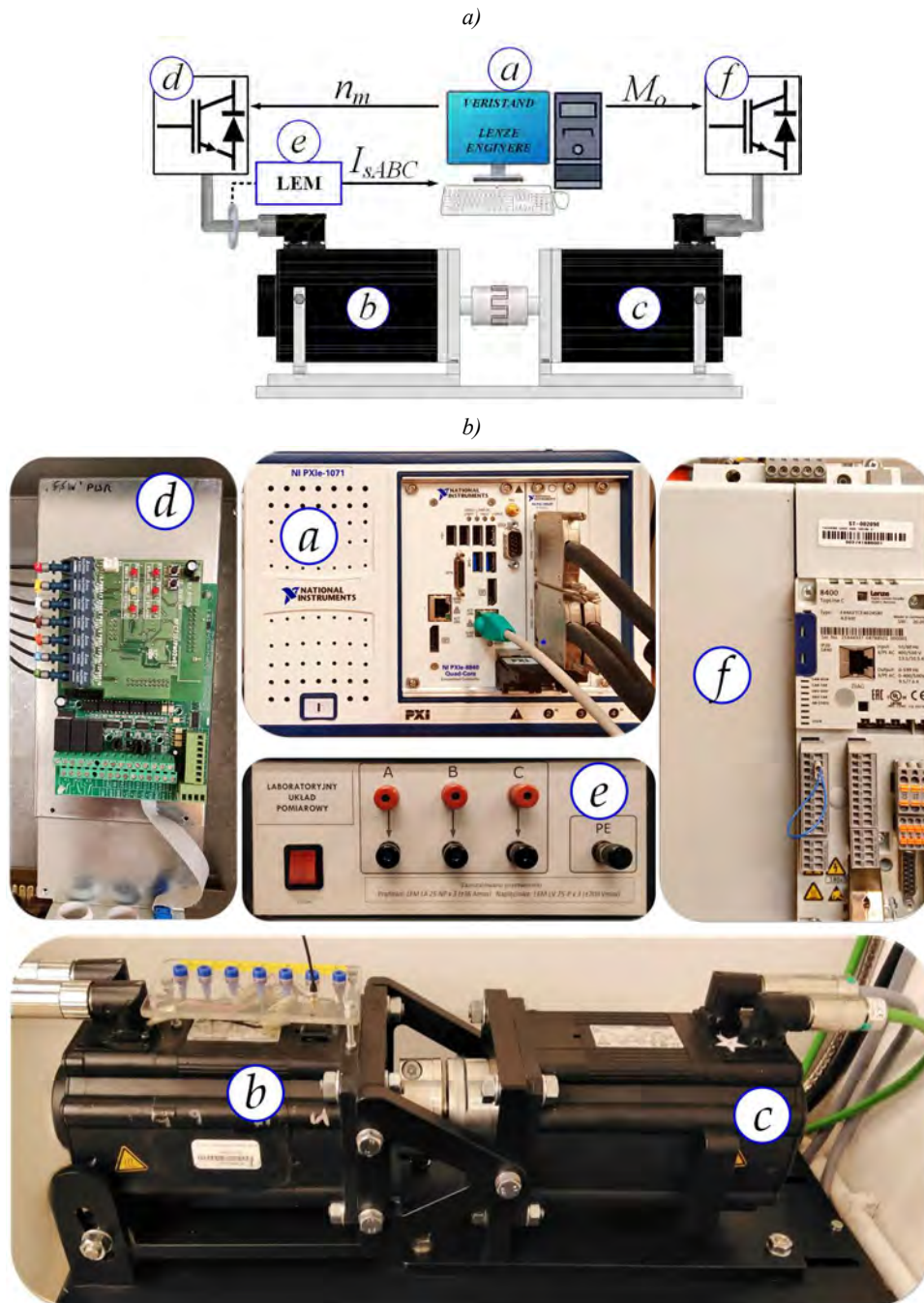
5.1.1 STANOWISKO EKSPERYMENTALNE

Badania eksperymentalne silników synchronicznych z magnesami trwałymi z wprowadzonymi uszkodzeniami zostały przeprowadzone z wykorzystaniem stanowiska laboratoryjnego. Poniżej zestawiono podstawowe informacje dotyczące warunków oraz sposobu przeprowadzenia badań w zależności od rozpatrywanego rodzaju uszkodzenia.

Stanowisko badawcze, przedstawione na rys. 5.1, stanowi zaawansowany system eksperymentalny do badań uszkodzeń silników elektrycznych. Pozwala na przeprowadzenie kontrolowanych badań silnika synchronicznego firmy Lenze, a w szczególności pracy w różnych warunkach obciążenia, sterowania czy awarii. Głównym elementem stanowiska jest komputer przemysłowy *NI PXIe-1071*, wyposażony w jednostkę centralną *NI PXIe-8840 Quad-Core* oraz kartę *FPGA NI PXI-7852R*. To połączenie umożliwia implementację sterowania podczas badań. Stanowisko to zostało zaprogramowane przy użyciu oprogramowania *VeriStand*, a modele poszczególnych komponentów zostały opracowane w środowiskach *Simulink* oraz *LabView*, co zapewnia wszechstronność w implementacji algorytmów sterowania i analizy wyników eksperymentów. Ponadto zbierane są dane badawcze z układu sterowania z maksymalną częstotliwością 10 kHz, dlatego podczas badań wykorzystano drugi komputer przemysłowy *NI PXIe-1082* wyposażony w dwie karty analogowe *NI PXIe-4492* kontrolera *NI PXI-8186* oraz jednostkę sterującą *NI PXIe-8840 Quad-Core*, która pozwoliła na rejestrację sygnału (prądów, napięć, strumieni, drgań, dźwięku) z częstotliwością 32 kHz. Dodatkowo, aby połączyć dwa systemy wykorzystano jeden kanał cyfrowy umożliwiający synchronizację komputera sterującego z układem pomiarowym.

Informacje uzyskane z jednostki sterującej zawierające sygnały sterujące kA , kB , kC wysyłane są do falownika napięcia *TWERD* o mocy 5,5 kW. Sygnały te podlegają konwersji z sygnałów elektrycznych na wiązkę światła, a następnie transmitowane są za pomocą przewodów światłowodowych, co zapewnia szybki i niezakłócony przekaz danych jak również separację galwaniczną między komponentami stanowiska. Dodatkowo, układ wyposażony został w sprzętowy sterownik czasu martwego, co pozwala na minimalizację opóźnień i precyzyjne synchronizowanie działania

poszczególnych elementów. Wspomniany falownik zasilał badany w niniejszej rozprawie silnik *Lenze MCS14H15* o mocy 2,5 kW.



Rys. 5.1 Stanowisko do badania uszkodzeń wirnika oraz stojana PMSM: a) schemat ideowy, b) widok rzeczywisty.

W badaniach eksperymentalnych w celu analizy działania oraz zachowania w zmiennych warunkach pracy, wykorzystano kilka egzemplarzy silnika, które pozwoliły na realizację różnych rodzajów usterek:

- **SILNIK BEZ USZKODZEŃ:**

Pierwszy egzemplarz stanowił punkt odniesienia, ponieważ był w stanie fabrycznym, nie miał żadnych uszkodzeń ani ingerencji mechanicznych. Silnik ten wykorzystano podczas weryfikacji modeli matematycznych.

- **SILNIK Z USZKODZENIEM STOJANA:**

Kolejny egzemplarz silnika został przystosowany do modelowania uszkodzeń stojana. Posiada on wyprowadzenia z poszczególnych cewek uzwojeń stojana, umożliwiające fizyczne modelowanie zwarć zwojowych o różnym stopniu defektu. Model ten odzwierciedlał uszkodzenia w postaci zwarcia metalicznego, które odpowiadają uszkodzeniu izolacji w silniku.

- **SILNIK Z USZKODZENIEM DEMAGNETYZACJI:**

Analizowano również uszkodzenie związane z demagnetyzacją, polegające na degradacji mechanicznej fragmentu magnesów wirnika. Ta awaria miała na celu analizę sytuacji, w której uszkodzenie magnesów prowadzi do zmniejszenia siły magnetycznej w wirniku, co może znacząco wpłynąć na wydajność i parametry pracy silnika.

- **SILNIK Z USZKODZENIEM ŁOŻYSK TOCZNYCH:**

Ostatni egzemplarz silnika został wykorzystany do symulacji defektu związanej z uszkodzeniem łożysk tocznych. W tym przypadku, wymieniono łożysko od strony napędowej na uszkodzone, aby zasymulować typowy problem związany z zużyciem lub uszkodzeniem łożysk, które mogą prowadzić do niestabilnej pracy silnika oraz generowania dodatkowych wibracji i hałasu.

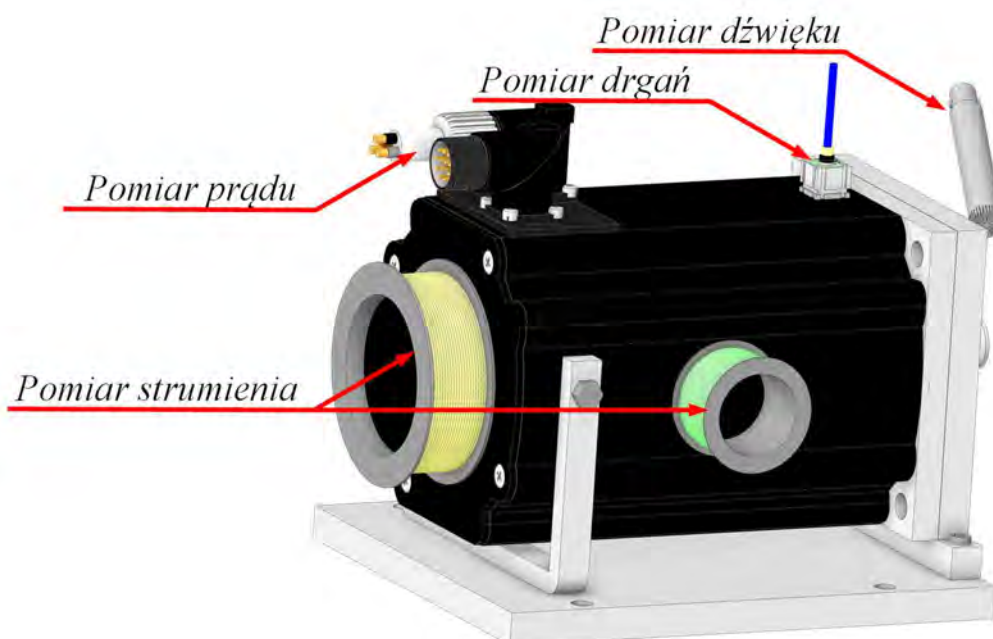
Wykorzystanie różnych egzemplarzy silnika w zróżnicowanych scenariuszach awaryjnych pozwoliło na kompleksową analizę wpływu poszczególnych rodzajów uszkodzeń oraz pozwoliło na dopracowanie wspomnianych wcześniej modeli matematycznych uszkodzeń.

Silnik badany został połączony za pomocą sprzęgła sztywnego z drugim silnikiem PMSM *Lenze MCS14H32* o mocy 4,7 kW, który pełnił rolę obciążenia. Zasilanie tego silnika odbywało się poprzez przemiennik częstotliwości *Lenze TopLine-C 8400*, skonfigurowany za pomocą oprogramowania *Lenze Engineer*. Wartość zadanego momentu obciążenia M_o^{ref} była wysyłana przez komputer sterujący, co umożliwiało precyzyjną kontrolę obciążenia podczas eksperymentów.

Do pomiarów prądów fazowych, napięć międzyfazowych oraz napięcia zasilającego falownik TWERD wykorzystano przetworniki hallotronowe firmy *LEM*. Dodatkowo, mierzona była temperatura silnika τ_M za pomocą czujnika PT-1000, oraz sygnały resolwera U_{ref} , U_{sin} , U_{cos} , niezbędne do określenia położenia wału badanego silnika.

5.1.2 ANALIZOWANE SYGNAŁY DIAGNOSTYCZNE

W celu skutecznej diagnostyki silników z magnesami niezbędna jest kompleksowa analiza sygnałów, które mogą być mierzone w sposób bezpośredni lub pośredni. Zrozumienie stanu oraz warunków pracy urządzenia jest kluczowe dla skutecznej identyfikacji potencjalnych problemów i wczesnego wykrywania usterek. W celu przeprowadzenia pełnej analizy konieczne jest zastosowanie odpowiednich czujników i przetworników, które umożliwią pomiar wielkości, zarówno elektrycznych, jak i mechanicznych, istotnych dla procesu diagnostycznego. Na rys. 3.2 przedstawiono schemat rozmieszczenia czujników pomiarowych na badanym silniku PMSM.



Rys. 5.2 Wielkości zarejestrowane na silniku Lenze MCS 14H15.

Z wykorzystanych w badaniach czujników pomiarowych należy wyróżnić:

- **POMIAR DRGAŃ:**

Do monitorowania drgań wykorzystuje się trójosiowy czujnik *DeltaTron® Accelerometer Type 4506*. Drgania są istotnym wskaźnikiem stanu technicznego urządzenia, ponieważ mogą wskazywać na obecność wad. Każda anomalia powstała w napędzie będzie generować drgania.

- **POMIAR HAŁASU:**

Wykorzystuje się mikrofon kierunkowy *GRAS 46AE 1/2" CCP Free-field* do pomiaru poziomu hałasu w otoczeniu badanego urządzenia. Pomiar hałasu polega na określeniu intensywności dźwięku w danej przestrzeni lub wokół konkretnego źródła dźwięku. Mikrofon rejestruje zmiany ciśnienia akustycznego w otoczeniu, a następnie przetwarza ten sygnał na odpowiedni sygnał elektryczny.

- **POMIAR STRUMIENIA:**

Do pomiaru strumienia magnetycznego wykorzystuje się drut nawojowy o przekroju $\phi 0,35 \text{ mm}^2$ z różną liczbą zwojów. Strumień jest bezpośrednio związany ze zjawiskami fizycznymi mówiącymi o asymetrii magnetycznej, a jego pomiar może dostarczyć informacji o ewentualnych problemach w badanym silniku. Strumień poosiowy jest skierowany wzdłuż osi silnika, natomiast strumień radialny jest skierowany prostopadle do tej osi.

- **POMIAR NAPIĘĆ I PRĄDÓW:**

Do pomiaru wykorzystuje się przetworniki napięciowe *LEM LV 25-P* oraz przetworniki prądowe *LEM LA 25-NP*. Pomiar prądów i napięć fazowych jest kluczowy w sterowaniu i w diagnostyce, jak i umożliwia identyfikację uszkodzeń.

Analiza zebranych sygnałów, obejmujących zarówno sygnały elektryczne, jak i wibroakustyczne, stanowi element procesu diagnostycznego w badaniu stanu technicznego maszyn i urządzeń. Sygnały elektryczne, takie jak prądy fazowe, napięcia

międzyfazowe oraz strumienie, dostarczają bezpośrednich informacji o działaniu silnika elektrycznego. W prądach fazowych widoczne jest obciążenie silnika, ale również jak pokazano w rozdziale 4, informacje o uszkodzeniu, podobnie jak w sygnałach napięć międzyfazowych. Strumień rozproszenia odzwierciedla anomalie w polu magnetycznym silnika i może dostarczać informacje o awariach w jego wnętrzu. Należy również zaznaczyć fakt, że do sygnałów elektrycznych należą składowe prądów oraz napięć, które uzyskuje się pośrednio podczas sterowania napędu. Natomiast sygnały wibroakustyczne, takie jak przyspieszenie drgań i dźwięk, dostarczają cennych informacji w diagnozowaniu oraz monitorowaniu stanu technicznego napędów. Wzrost wartości przyspieszenia drgań może wskazywać na obecność luzów, zużycie łożysk lub inne problemy związane z silnikiem, co będzie się przekładać również na dźwięk, który również jest źródłem informacji dotyczących stanu urządzenia, np. charakterystycznych odgłosów, które mogą sygnalizować nietypowe działanie maszyny.

Kompleksowa analiza wymienionych sygnałów umożliwia nie tylko monitorowanie bieżącego stanu urządzenia, ale również wczesne wykrywanie potencjalnych defektów. Jak przedstawiono w załączniku F, zbadano wpływ różnych uszkodzeń na pojawienie się symptomów w danym sygnale, na podstawie uszkodzeń łożyska tocznego. Kryterium wiarygodności symptomu przyjęto jako 5% wzrostu amplitudy przy analogicznych warunkach pracy napędu w stanie nieuszkodzonym. Następnie wykorzystując warunek (F.1) określono przydatność każdego z tych sygnałów. W rezultacie uzyskano, że:

- **POMIAR DRGAŃ:**

Analiza sygnału przyspieszeń mechanicznych w osi X wykazały niemal 100% skuteczność w wykrywaniu uszkodzeń mechanicznych, co potwierdza jego popularność w diagnostyce uszkodzeń łożysk. Niezależnie od wybranej metody, istnieje wysokie prawdopodobieństwo detekcji. Pomiar drgań w osiach Y i Z przyniósł podobne rezultaty.

- **POMIAR HAŁASU**

Dźwięk uzyskiwany z maszyny należy do sygnałów wibroakustycznych. Podobnie jak sygnał przyspieszeń drgań, pozwala na wykrycie wielu symptomów uszkodzeń. Jednakże jego skuteczność w niskich częstotliwościach jest ograniczona, dlatego w celach diagnostycznych należy skupić się na częstotliwościach uszkodzeń od pięciokrotności i kolejnych.

- **POMIAR PRĄDÓW**

Pomiar wielkości elektrycznej pozwala na odnalezienie pojedynczych wiarygodnych symptomów uszkodzeń łożysk wartych uwagi, tj. f_{bw} , f_{bz} , f_{bz+2f_r} , f_{k+f_r} . Wielkości te można wykryć niezależnie od analizowanej fazy. Przeanalizowano również moduł wektora przestrzennego prądu $|I_s|$, uzyskano kilka obszarów o wiarygodności ok. 50%. Jednak w analizowanym szerokim spektrum nie znaleziono obszarów, w których można byłoby zidentyfikować uszkodzenia łożysk tocznych.

- **SYGNAŁ NAPIĘCIA**

Sygnał napięcia międzyfazowego jest niepewnym sygnałem do diagnostyki łożysk tocznych, ponieważ podobnie jak w przypadku prądu fazowego, można odnaleźć jedynie pojedyncze symptomy uszkodzeń. Natomiast sygnał modułu wektora przestrzennego napięcia $|U_s|$ ukazał kilka charakterystycznych symptomów pozwalających na detekcję uszkodzenia w ok. 90%.

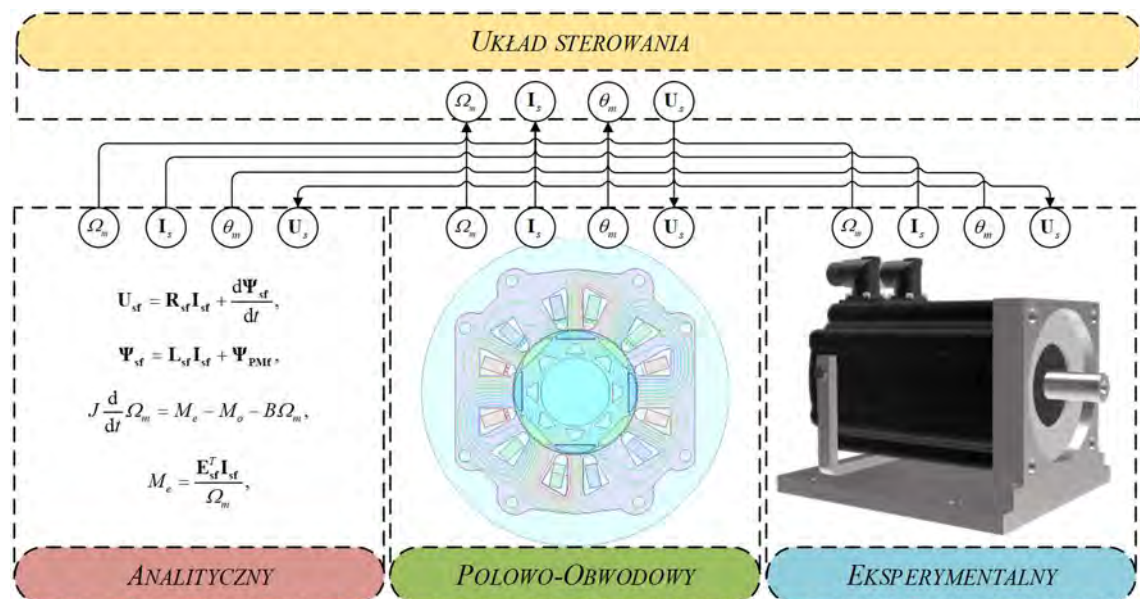
- **STRUMIEŃ POOSIOWY I RADIALNY**

Strumień poosiowy pozwala na wskazanie kilkunastu symptomów, jednak skuteczność wykrycia uszkodzenia elementów łożyska jest niewielkie. Lepszym sygnałem diagnostycznym jest strumień radialny, gdyż zawarta w tym sygnale informacja pozwala na ekstrakcję kilku charakterystycznych częstotliwości uszkodzeniowych.

5.2 METODYKA BADAŃ – EKSTRAKCJA SYMPTOMÓW Z UKŁADU STEROWANIA

Badania przeprowadzone w ramach rozprawy doktorskiej składały się z dwóch równoległych etapów. Pierwszą fazę stanowiły badania eksperymentalne, w trakcie których wykonano serię pomiarów przy użyciu czujników opisanych w rozdziale 5.1.2 oraz monitorowano sygnały pochodzące ze struktury sterowania. W ramach tych badań przeprowadzono szereg testów i obserwacji, które pozwoliły na uzyskanie zbioru danych dotyczących zachowania się badanych silników w różnych warunkach pracy, jak i uwzględniając sytuacje awaryjne.

Drugim równoległym etapem był proces analizy zachowań silnika przy użyciu modelu matematycznego. Opracowany opis silnika pozwolił na symulację oraz odwzorowanie zjawisk związanych z uszkodzeniami silników. Dzięki temu możliwe było przeprowadzenie szczegółowych analiz, identyfikacja czynników wpływających na zachowanie się silników oraz prognozowanie ich pracy w warunkach usterek.

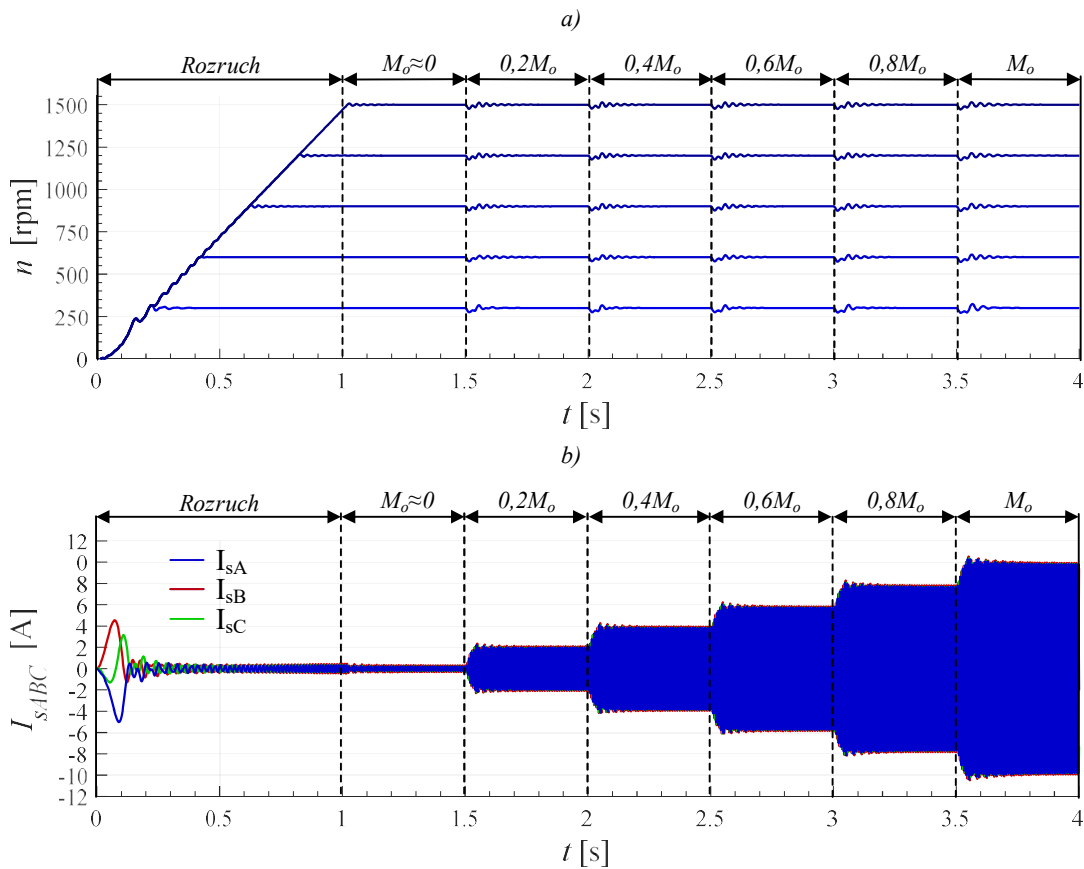


Rys. 5.3 Metodyka badań analizowanych w ramach rozprawy doktorskiej.

Idee analizowanych badań na przykładzie zwarć zwojowych zaprezentowano na rys. 5.3. Ważnym aspektem obu etapów badań było wzajemne ich uzupełnianie. Wyniki z badań eksperymentalnych stanowiły podstawę do weryfikacji i kalibracji modelu matematycznego, a z drugiej strony, modele matematyczne umożliwiały interpretację uzyskanych danych z eksperymentów oraz posłużyły do wnioskowania o mechanizmach zachodzących na badanym obiekcie.

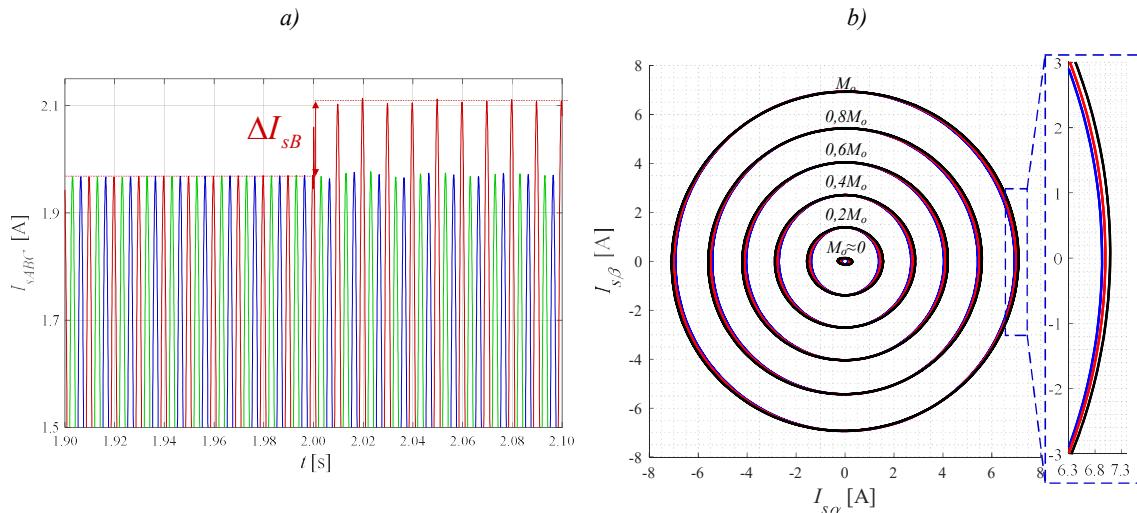
5.2.1 OTWARTY UKŁAD STEROWANIA SILNIKA PMSM

Badania nad otwartym układem (rozdz. 3.2.1) polegały na opracowaniu i doborze wartości filtrów dolnoprzepustowych, aby uruchomić silnik z magnesami trwałymi. Bazując na badaniach symulacyjnych z wykorzystaniem modelu analitycznego (rozdz. 2.2.1 oraz rozdz. 2.3.1), rozpatrywano przypadki związane z uszkodzeniem stojana w postaci zwarć zwojowych zestawiając wyniki ze stanem nieuszkodzonym. Modele symulacyjne analizowanych przypadków zostały wykonane przy użyciu oprogramowania *MATLAB & Simulink*, gdzie podczas symulacji przyjęto krok symulacji równy $1e-6$ s przy użyciu metody Eulera. Wartości te pozwoliły na uzyskanie dokładnej reprezentacji danych rzeczywistego silnika *Lenze MCS 14H15*. Warunkiem dobrania wspomnianego kroku obliczeń było zapewnienie stabilności działania systemu w całym zakresie zmian prędkości obrotowej i momentu obciążenia.



Rys. 5.4 Wartości chwilowe uzyskane z modelu analitycznego silnika PMSM dla różnych wartości momentu obciążenia dla sterowania skalarnego, $M_o = (0-1)M_n$: a) prędkość silnika dla $f_s = (20-100)$ Hz; b) prąd fazowy.

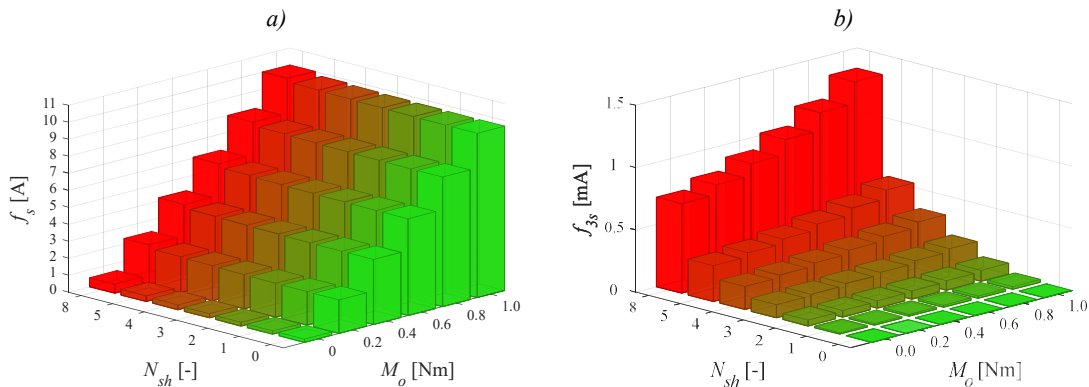
Na rys. 5.4 przedstawiono działanie systemu. Wyniki testów symulacyjnych pokazują rozruch silnika do ustawionej wartości prędkości synchronicznej w zakresie częstotliwości $f_s = (20-100)$ Hz. Następnie, po osiągnięciu stanu ustalonego, silnik obciążano momentem w zakresie $M_o = (0-1) M_n$ z krokiem $0,2 M_n$. Przedstawione przebiegi prezentują poprawność działania układu. W momencie zwiększania momentu obciążenia w strukturze sterowania skalarne występują chwilowe spadki i oscylacje prędkości obrotowej wirnika oraz wzrost wartości prądów fazowych do momentu ponownej synchronizacji.



Rys. 5.5 Wpływ zwarcia zwojowego na prądy w silniku PMSM: a) wzrost wartości chwilowych prądu dla $f_s=100$ Hz i $M_o = 0,2M_n$. b) hodograf dla różnych obciążeń $M_o = (0-1)M_n$ dla $f_s=100$ Hz.

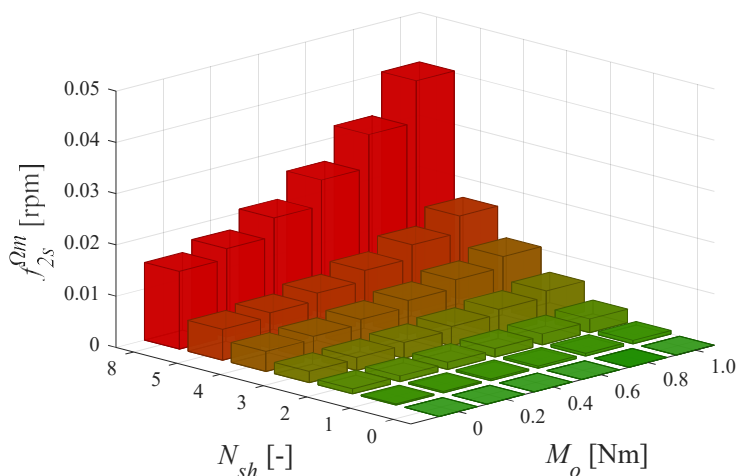
Wystąpienie zwarcia było modelowane w momencie, gdy wartości prędkości silnika oraz momentu obciążenia osiągały stan ustalony. Analizowano wpływ zwarcia tylko niewielkiej liczby zwojów w fazie B stojana (wada początkowa), w zakresie od 1 do 5 oraz 8 zwojów. Przykład przebiegów prądów stojana dla $f_s=100$ Hz i $M_o=0,2 M_n$, podczas nagłego zwarcia 5 zwojów, przedstawiono na rys. 5.5 a). W momencie wystąpienia zwarcia pomiędzy zwojami, można zauważyć wzrost amplitudy prądu stojana. W strukturze sterowania skalarne nie ma widocznego wpływu poza fazą B, w której wystąpiła awaria. Otrzymane przebiegi prądów fazowych zostały przekształcone do ustalonego układu współrzędnych $\alpha-\beta$ i są przedstawione w formie hodografów na rys. 5.5b. Wystąpienie zwarcia zwojowego w silniku zniekształca hodograf prądu, powodując powstanie elipsy. W celu analizy częstotliwościowej, przebiegi wartości chwilowych, przekształcono z wykorzystaniem transformacji Fouriera, a wartości amplitud częstotliwości f_s oraz $3f_s$ zestawiono na rys. 5.6. Zaprezentowane wielkości odpowiadały przekształceniu 10 sekundowej rejestracji sygnału w stanie ustalonym dla różnych wartości momentu obciążenia. Sygnał był próbkowany z częstotliwością $f_p = 16384 (2^{14})$ Hz. Wartości składowej podstawowej prądu (rys. 5.6a) w sterowaniu skalarne zwiększa się wraz z momentem obciążenia, natomiast na amplitudę tej składowej nie wpływa znacząco wzrost liczby zwartych zwojów. Dlatego analiza składowej podstawowej prądu stojana nie jest dobrym czynnikiem jako podstawowa informacja dotycząca diagnozowania uszkodzeń uzwojenia silnika PMSM. Wystąpienie

zwarcia zwojowego w silniku PMSM generuje wzrost trzeciej harmonicznej składowej podstawowej, którego amplituda wzrasta wraz z rosnącym poziomem uszkodzenia (rys. 5.6b). Jak można zaobserwować, im niższa wartość momentu obciążenia dla sterowania skalarne, tym niższa wartość amplitudy harmonicznej $3f_s$ dla analizowanego poziomu wady początkowej uzwojenia stojana.



Rys. 5.6 Wartości amplitud harmonicznej prądu stojana, f_s , od liczby zwartych zwojów oraz wartości momentu obciążenia dla $f_s = 100$ Hz: a) składowa podstawowa f_s , b) trzecia harmoniczna $3f_s$.

Podczas badań zauważono również fluktuacje prędkości podczas uszkodzenia, które zaprezentowano na rys. 5.7. Informacje zawarte w składowej $3f_s$ prądu są przenoszone przez prędkość i mogą być wykorzystane jako wskaźniki alarmujące o potencjalnych problemach w napędzie. Analiza prędkości podczas uszkodzenia zwarcia zwojowego pozwoliła zidentyfikować charakterystyczną cechę w postaci amplitudy dla składowej $2f_s$. Ta wartość jest powiązana z przekształceniem występującym w układzie sterowania. Fluktuacje prędkości mogą być pierwszym widocznym objawem, który umożliwia identyfikację niepokojących zjawisk w działaniu silnika.

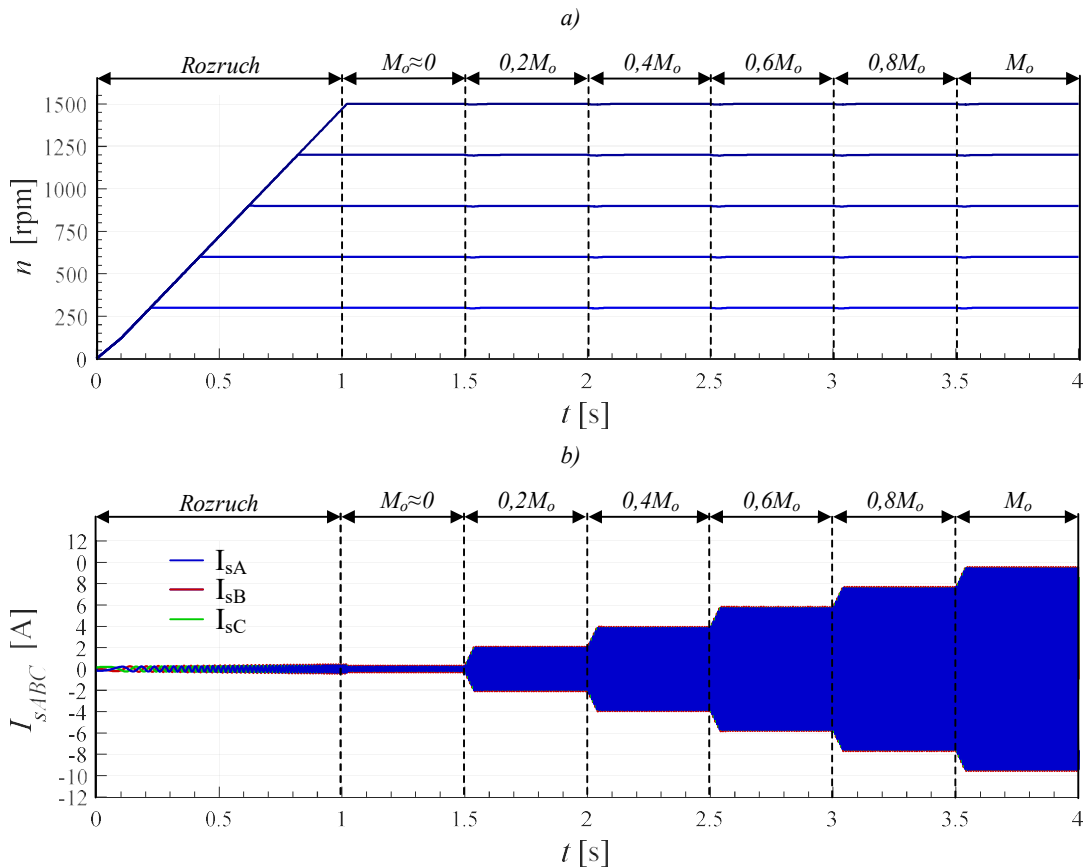


Rys. 5.7 Wartości amplitudy drugiej harmonicznej prędkości wirnika od liczby zwartych zwojów oraz wartości momentu obciążenia dla $f_s = 100$ Hz.

5.2.2 STEROWANIE WEKTOROWE SILNIKA PMSM

Uzyskane wnioski z analizy układu otwartego doprowadziły do porównania zachowania przy zastosowaniu bardziej zaawansowanej metody sterowania, czyli metody

sterowania polowo–zorientowanego. W celu przeprowadzenia badań porównawczych zastosowano ten sam model silnika zaimplementowany w środowisku *MATLAB & Simulink*. Zestawienie zachowania systemu w przypadku wykorzystania różnych metod sterowania umożliwi zrozumienie czy struktura sterowania wpływa na działanie silnika oraz na jego reakcję na zmienne warunki pracy. Skorzystano ze struktury opisanej w rozdz. 3.2.2, dobierając wartości nastaw regulatora prądów oraz prędkości, aby osiągnąć dynamikę zbliżoną do otwartego układu sterowania. Wartości prądów chwilowych oraz prędkości w różnych stanach pracy zostały przedstawione na rys. 5.8. Analiza stanów dla maszyny nieuszkodzonej pozwala na stwierdzenie poprawności działania układu. Korzyści płynące z zastosowania sterowania polowo-zorientowanego są widoczne od samego początku. W momencie wystąpienia obciążenia w strukturze sterowania, obserwuje się jedynie niewielkie spadki prędkości obrotowej. Widoczne zmiany są znacznie mniejsze niż w przypadku sterowania otwartego, co wskazuje na większą stabilność i precyzję działania metody polowo-zorientowanej.

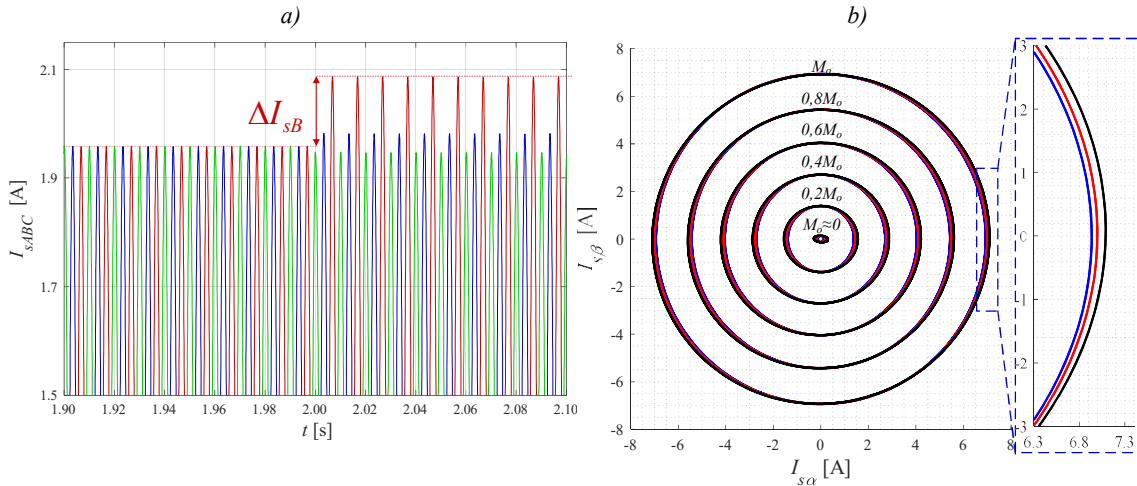


Rys. 5.8 Wartości chwilowe uzyskane z modelu analitycznego silnika PMSM dla różnych wartości momentu obciążenia podczas sterowania FOC, $M_o = (0-1)M_n$: a) prędkość silnika dla $f_s=(20-100)Hz$; b) prąd fazowy.

Dodatkowo, warto zauważyć, że w przypadku sterowania DFOC nie występują oscylacje prądu, które były wywołane zmianami obciążenia w układzie otwartym. Analiza porównawcza prądu i prędkości w różnych warunkach pracy pozwala na obiektywną ocenę skuteczności stosowanej strategii sterowania oraz identyfikację potencjalnych obszarów usprawnień. To istotne dla doskonalenia technik sterowania

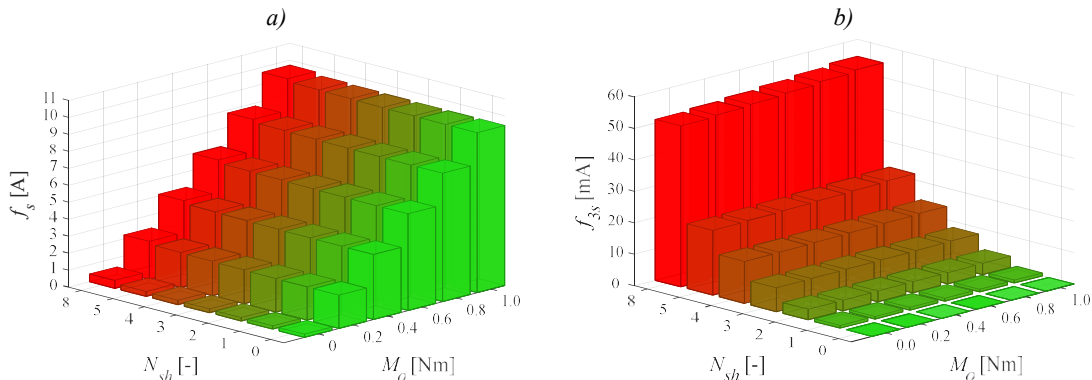
silnikami, co z kolei przekłada się na poprawę wydajności i trwałości układów napędowych w różnorodnych zastosowaniach.

W kolejnym kroku przeanalizowano wpływ zwarcia zwojowych w układzie DFOC, a otrzymane wyniki badań zaprezentowano na rys. 5.9.



Rys. 5.9 Wpływ zwarcia zwojowego na prądy w silniku PMSM: a) wzrost wartości chwilowych prądów dla $f_s=100$ Hz i $M_o = 0,2M_n$. b) hodograf dla różnych obciążeń $M_o = (0-1)M_n$ dla $f_s=100$ Hz.

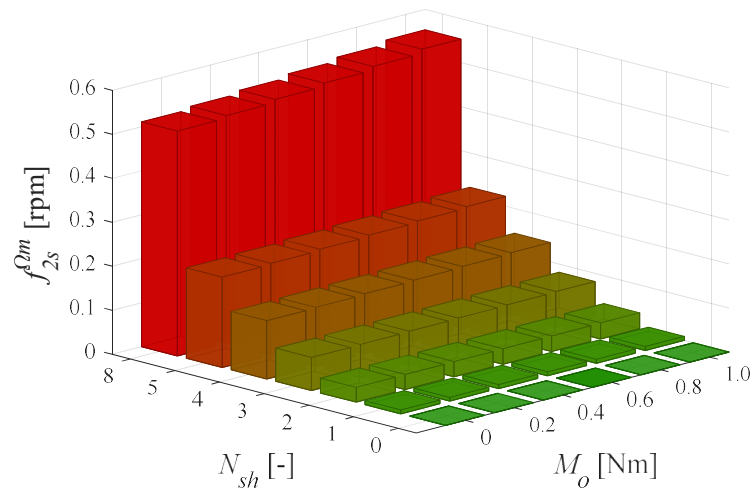
Podczas wystąpienia zwarcia zwojowego w silniku PMSM zauważalny jest wzrost amplitudy prądu w fazie, gdzie występuje uszkodzenie (faza B). Ponadto, struktura sterowania DFOC wpływa na reakcję pozostałych faz, prowadząc do zwiększenia wartości prądu w fazie A oraz zmniejszenia w fazie C. Ten efekt może być zauważony na wykreślonym hodografie na rysunku 5.9b), który również prezentuje elipsę powstałą w wyniku uszkodzenia. Warto jednak zauważyć, że hodograf uzyskany z pomiarów w strukturze DFOC charakteryzuje się mniejszymi odkształceniami w porównaniu do hodografu uzyskanego w przypadku sterowania otwartego. Sugeruje to, że w strukturze sterowania bazującej na metodach wektorowym można zaobserwować wpływ kompensacji uszkodzeń, zwłaszcza w obszarze niskich wartości momentu obciążenia, gdzie ten efekt jest wyraźniej zauważalny. Wraz ze wzrostem wartości momentu obciążenia nadal można dostrzec nieznaczne zniekształcenie hodografu. Wnioski z tych badań podkreślają większą trudność w diagnostyce uszkodzeń w zamkniętej strukturze.



Rys. 5.10 Wartości amplitud harmonicznej prądu stojana, f_s , od liczby zwartych zwojów oraz wartości momentu obciążenia dla $f_s = 100$ Hz : a) składowa podstawowa f_s , b) trzecia harmoniczna $3f_s$.

Ponownie, w celu analizy wartości amplitud dla sterowania polowzorowanego, skupiono się na 10-sekundowych fragmentach sygnału w stanie ustalonym, obserwując zachowanie dla różnych wartości momentu obciążenia. Omawiane fragmenty sygnału zostały poddane przekształceniu Fouriera, a wartości amplitud zaprezentowano na rysunkach. Wartość składowej podstawowej prądu (rys. 5.10 a) w sterowaniu FOC cechuje się nieznacznie mniejszą wartością w porównaniu do układu otwartego. Niemniej jednak, informacje odnoszące się do uszkodzenia zawarte w składowej f_s są ograniczone, ponieważ większe znaczenie ma aktualna wartość obciążenia silnika, niż występujące uszkodzenie. Analizując amplitudy składowej $3f_s$, zauważono niewielkie jej zmiany wraz z momentem obciążenia, wynoszące około 6%. Warto również podkreślić fakt, że wartości amplitud uzyskane z analizy $3f_s$ są kilkukrotnie większe niż w przypadku układu otwartego.

Występujące fluktuacje wartości prędkości, widoczne są również w układzie DFOC podczas uszkodzenia, co zaprezentowano na rys. 5.11.



Rys. 5.11 Wartości amplitudy drugiej harmonicznej prędkości wirnika od liczby zwartych zwojów oraz wartości momentu obciążenia dla $f_s = 100$ Hz.

Symptom uszkodzenia zawarty w prędkość uzyskany podczas badań w strukturze sterowania DFOC charakteryzuje się stałą amplitudą przy zmieniającym się obciążeniu oraz wyraźnym trendem wzrostu w przypadku wystąpienia defektu. Informacja ta dostarcza dodatkowych danych, które można poddać analizie. W przypadku analizowanego defektu, obserwowane fluktuacje prędkości stanowią wskaźnik, który może być wykorzystany do identyfikacji zwarć zwojowych.

5.2.3 WPLYW ODSPRZĘGANIA NA DZIAŁANIE UKŁADU

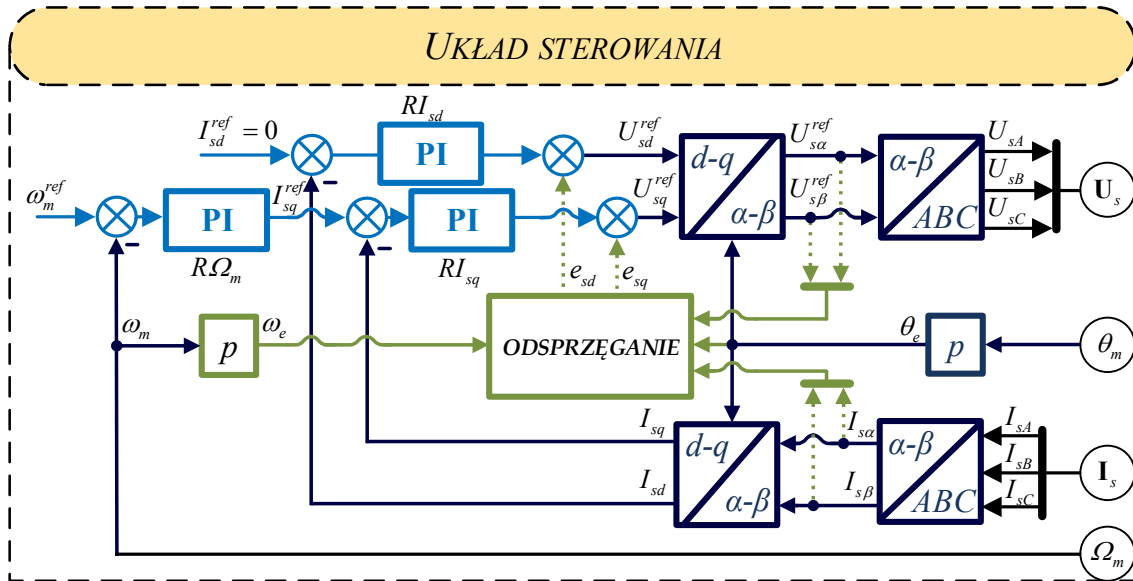
Uzyskanie stabilnej kontroli w stanach ustalonych jest istotne dla regulacji napędu. Analizując układ sterowania, widoczne jest, że wartości napięć w układzie $d-q$ (równania (2.10), (2.11)) są ściśle związane ze sobą poprzez składowe prądu stojana. Wzajemne powiązanie tych zmiennych wpływa na stany dynamiczne pracy silnika, co prowadzi do zgubienia informacji co do poprawnej wartości wychodzącej z regulatorów prądu. W celu

osiągnięcia pełnej kontroli konieczne jest zastosowanie techniki odsprzęgnięcia torów prądowych silnika. Głównym celem odsprzęgnięcia jest eliminacja zależności między torami prądowymi. Dodatkową korzyścią wynikającą z odsprzęgnięcia jest uzyskanie dwóch dodatkowych sygnałów e_{sd} oraz e_{sq} , które mogą być wykorzystane w diagnostyce:

$$e_{sd} = -p_b \omega_s \psi_q \quad (5.1)$$

$$e_{sq} = p_b \omega_s \psi_d \quad (5.2)$$

Biorąc pod uwagę zadany sygnał napięcia oraz informację zwrotną w postaci dodatkowej składowej w tym sygnale, przeanalizowano w jaki sposób uszkodzenie może wpływać na układ sterowania (pokazany na rys. 5.12).



Rys. 5.12 Schemat sterowania FOC z układem odsprzęgającym.

W celu wyznaczenia wartości strumienia skojarzonego stojana w układzie $d-q$, niezbędnego w (5.1)–(5.2) wykorzystano estymator, który bazuje na równaniach bilansu napięcia uzwojenia stojana wyrażonych w układzie stacjonarnym, zakładając normalną pracę bez uszkodzenia.

$$\frac{d\hat{\Psi}_s}{dt} = \mathbf{U}_s - R_s \mathbf{I}_s - \frac{1}{T_f} \hat{\Psi}_s. \quad (5.3)$$

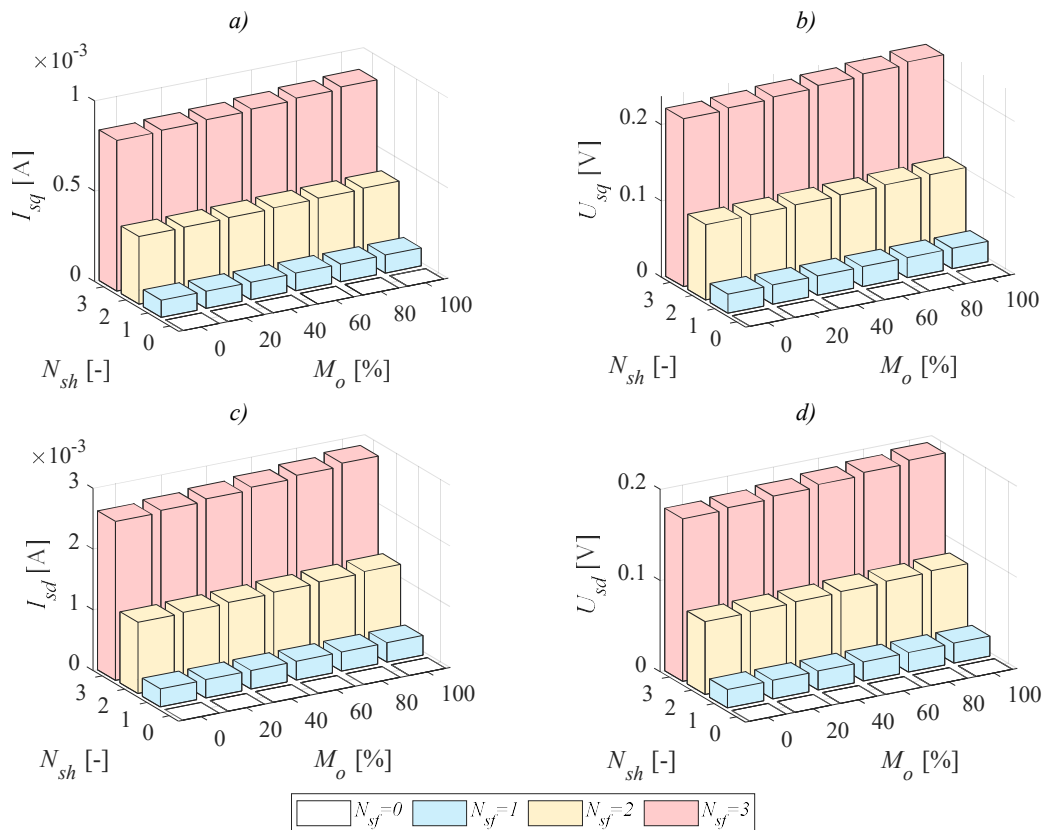
Zastosowany filtr dolnoprzepustowy (o stałej czasowej T_f), ma za zadanie eliminację problemów z określeniem warunków początkowych oraz dryfem DC czujników pomiarowych. Wszystkie sześć składników struktury sterowania, tj. dwa składniki prądowe (I_{sd} , I_{sq}) dwa składniki napięciowe (U_{sd} , U_{sq}) oraz dwa składniki układu odsprzęgnięcia (E_{sd} , E_{sq}) mogą być ewentualnie wykorzystane jako sygnały diagnostyczne.

• **PORÓWNANIE ANALIZOWANYCH MODELI W UKŁADZIE BEZ ODSPRZĘGANIA**

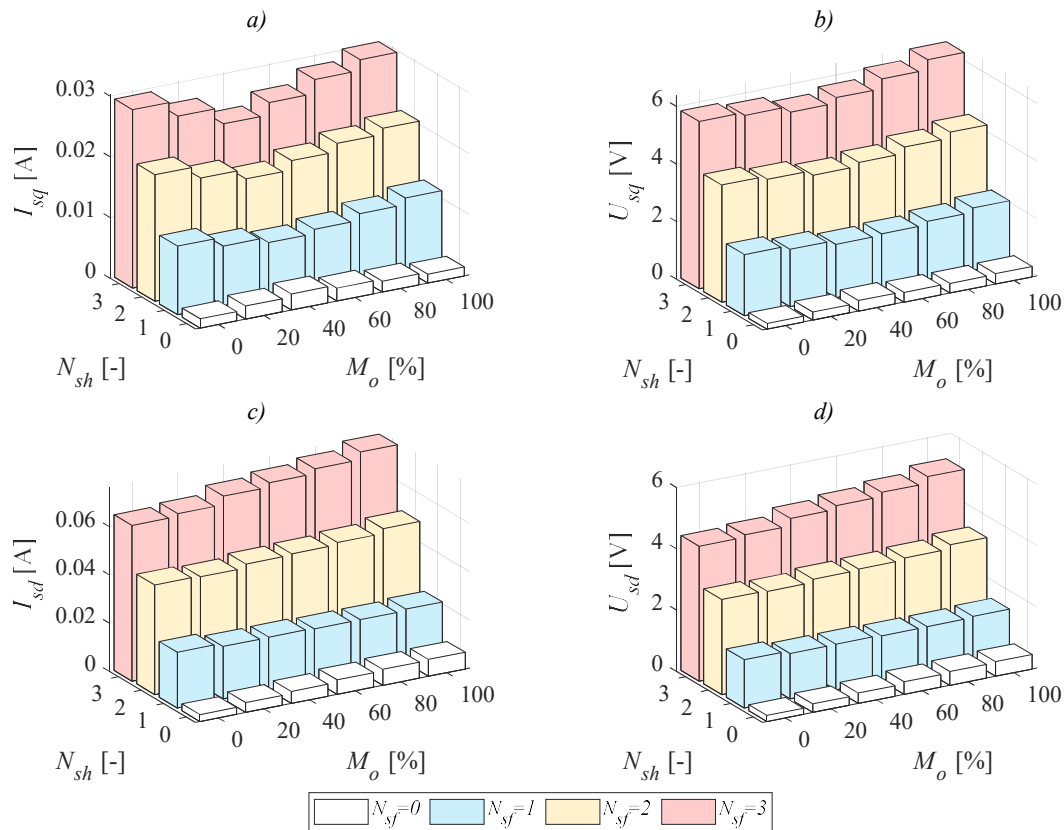
Analizując strukturę sterowania silnika PMSM zasilanego z falownika napięcia (rys. 3.9) możemy wyróżnić 2 tory sterowania, a mianowicie tor sterowania składową I_{sd} odpowiadającą za strumień oraz składową I_{sq} odpowiadającą za moment

elektromagnetyczny. W przypadku modeli matematycznych silnika, we wszystkich analizowanych zmiennych widoczny jest wzrost częstotliwości $2f_s$, która odpowiada nieparzystej składowej harmoniczej $3f_s$ widocznej w widmie prądu fazowego, jak zaprezentowano w rozdziale 4.

Wyniki z modelu analitycznego zaprezentowano na rys. 5.13. W przypadku wystąpienia uszkodzenia w postaci zwarcia zwojowego, w modelu pojawiają się składowe związane z asymetrią stojana, co prowadzi do pojawienia się składowej $2f_s$ w układzie sterowania. Zmiany wskaźników uszkodzeń w układzie bez odsprzęgania są widoczne, chociaż niewielkie. Związane jest to z uproszczeniem modelu matematycznego. Dodatkowo zauważono, że wpływ odsprzęgania jest niezauważalny na działanie układu, ponieważ w modelu brakuje odwzorowania nieliniowości wynikającej z oddziaływania magnesów trwałych. Wraz z rozbudowaniem modelu, odwzorowanie rzeczywistych objawów uszkodzeń staje się bardziej precyzyjna. Jak zaprezentowano w rozdziale 4, rozwinięcie modelu matematycznego prowadzi do coraz dokładniejszych wyników. Zestawienie wyników badań z modeli matematycznych, przedstawione na rys. 5.13-5.14, potwierdza tę tendencję. Amplitudy sygnałów prezentowane na rys. 5.14 wykazują znacznie większe wartości wskaźników w przypadku tego samego rodzaju uszkodzenia, co sugeruje większą wrażliwość modelu na tego typu defekty.



Rys. 5.13 Amplitudy $2f_s$ w modelu silnika analitycznego dla częstotliwości zasilania $f_s=100$ Hz oraz różnych wartości obciążeń dla sygnałów prądowych a) I_{sq} c) I_{sd} oraz napięciowych b) U_{sq} d) U_{sd} w układzie bezodsprzęgania.

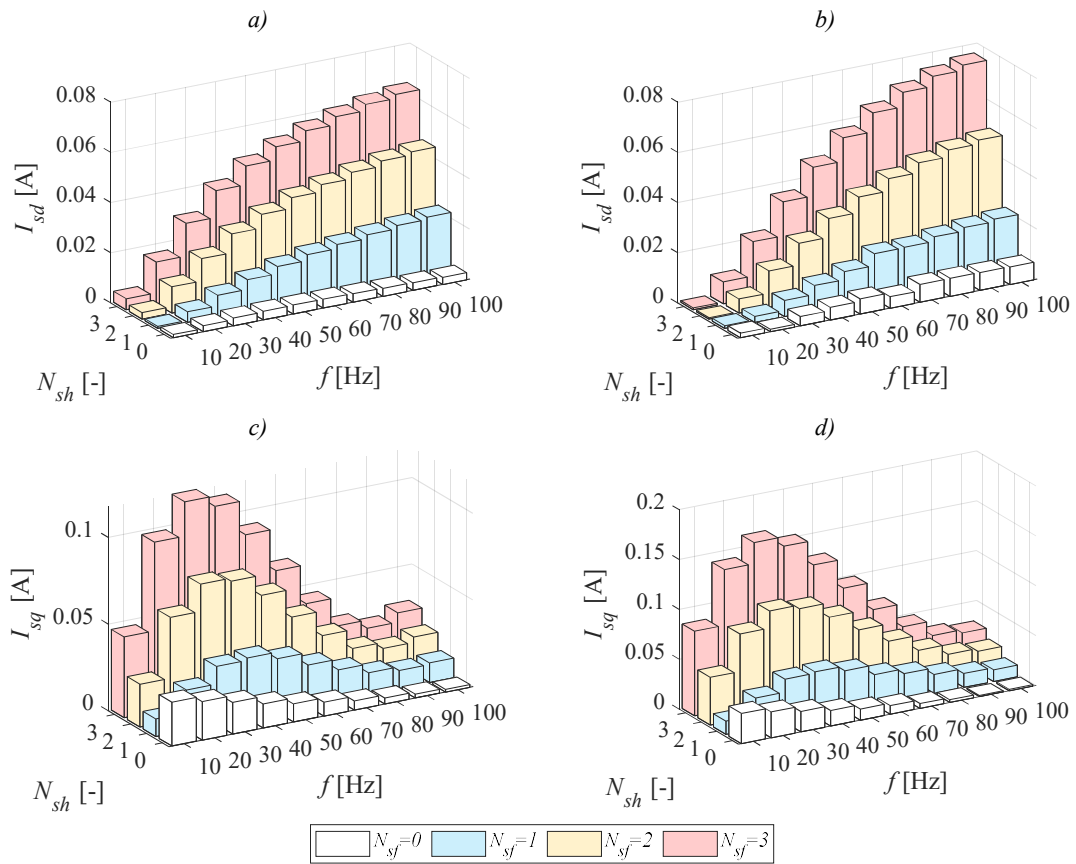


Rys. 5.14 Amplitudy $2f_s$ w modelu FEM dla częstotliwości zasilania $f_s=100$ Hz oraz różnych wartości obciążeń dla sygnałów prądowych a) I_{sq} c) I_{sd} oraz napięciowych b) U_{sq} d) U_{sd} w układzie bezodprzegania.

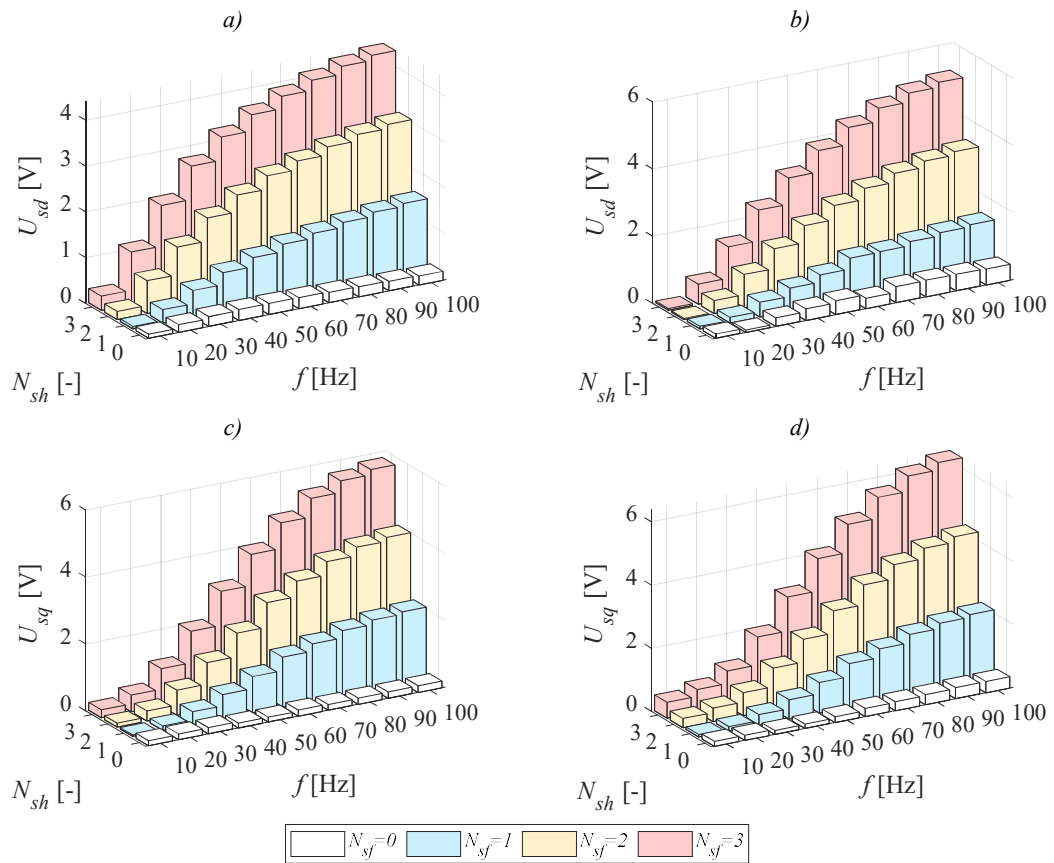
Ponadto, w analizie sygnałów z modelu FEM obserwuje się wahania tych wartości, pomimo przeprowadzenia analizy FFT w warunkach stacjonarnych. Jest to zjawisko, które może wskazywać na nieliniowe reakcje zachodzące w maszynie, które nie zostały uwzględnione w modelu analitycznym.

Można zauważyć korelację między częstotliwością pracy silnika a użytecznością wykorzystanej harmonicznej do diagnostyki uszkodzeń. Analizując wyniki przedstawione na rys. 5.15 dla sygnałów prądu w strukturze sterowania zauważono uwidocznienie symptomów uszkodzeń dla prądu I_{sd} wraz ze wzrostem obciążenia, natomiast w składowej prądu I_{sq} nie zauważono tej tendencji. Z kolei najlepsze właściwości dotyczące symptomów uszkodzenia w składowej I_{sq} , zauważono w zakresie częstotliwości od 20 do 60 Hz. Zarówno dla składowej prądu w osi d oraz osi q , utrudniona jest detekcja uszkodzenia dla częstotliwości pracy w okolicach 10 Hz. Trend zaprezentowany na rys. 5.15, niezależny jest od momentu obciążenia silnika.

Na wyjściu regulatorów prądu uzyskujemy dodatkowe dwa sygnały napięciowe, U_{sd} , U_{sq} . Z przeprowadzonej analizy wynika, że zarówno składowa napięcia U_{sd} oraz U_{sq} dla modelu połowo-obwodowego może z powodzeniem zostać wykorzystana do diagnostyki uszkodzeń, jednak w obrębie niskich częstotliwości w badanym zakresie 10-20 Hz diagnostyka może być utrudniona z powodu nieznacznych zmian wartości składowych wraz z narastającym uszkodzeniem (rys. 5.16).

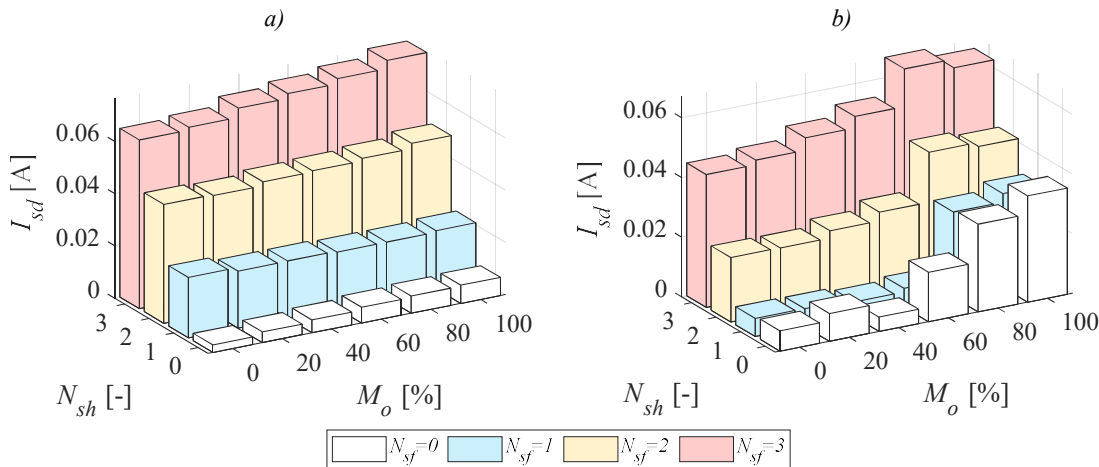


Rys. 5.15 Amplitudy $2f_s$ w modelu FEM dla momentu obciążenia a),c) $M_o=0\%$ b),d) $M_o=100\%$ oraz różnych wartościach obciążenia dla sygnałów prądowych a),b) I_{sd} , c),d) I_{sq} , w układzie bezodsprzegania.



Rys. 5.16 Amplitudy $2f_s$ w modelu FEM dla momentu obciążenia a),c) $M_o=0\%$ b),d) $M_o=100\%$ oraz różnych wartościach obciążenia dla sygnałów napięć a),b) U_{sd} , c),d) U_{sq} , w układzie bezodsprzegania.

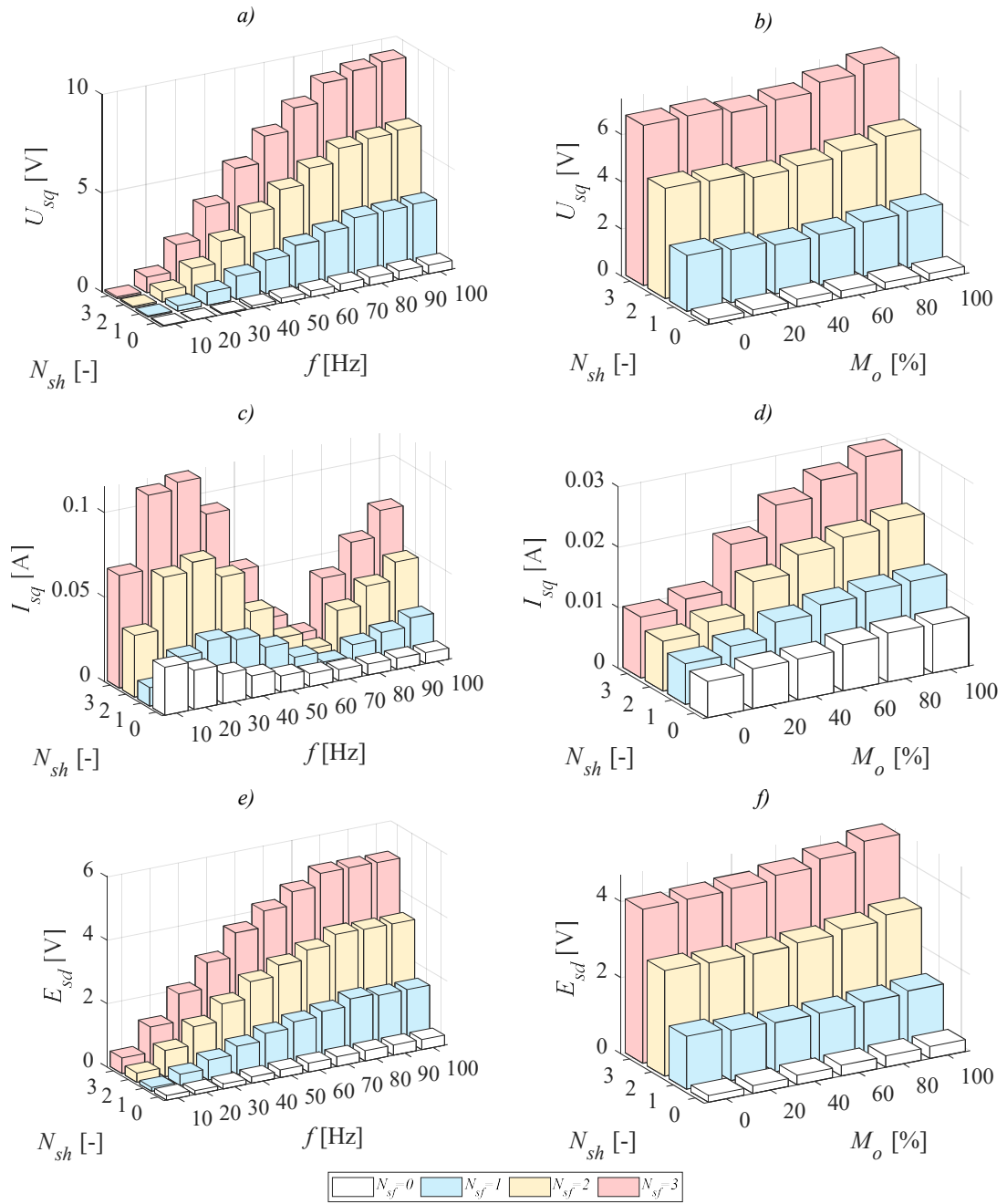
Zaprezentowane na rys. 5.14-5.16 symptomy widoczne są również w badaniach eksperymentalnych silnika PMSM, dla którego przykładowe porównanie wyników uzyskanych z modelu polowo-obwodowego oraz z fizycznego modelu silnika przedstawiono na rys. 5.17.



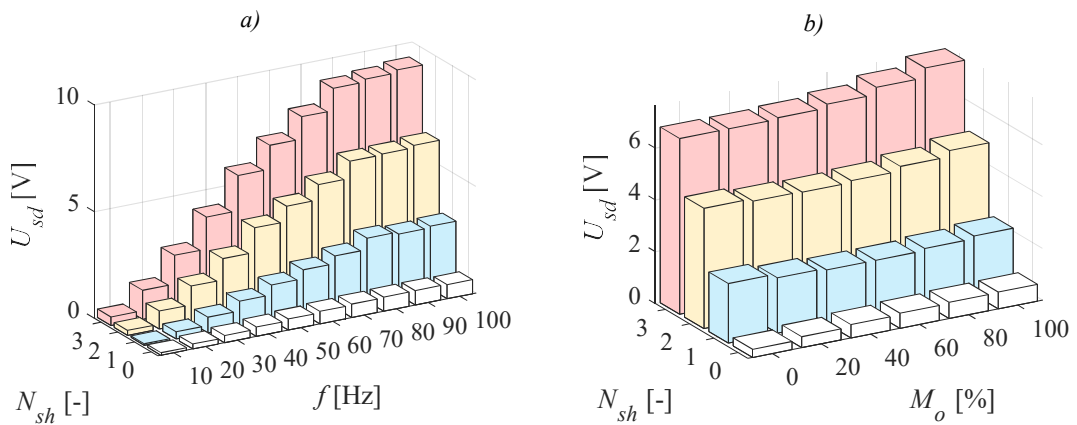
Rys. 5.17 Amplitudy $2f_s$ dla częstotliwości zasilania $f_s=100$ Hz oraz różnych wartości obciążeń dla składowej I_{sd} gdzie : a) model polowo-obwodowy b)eksperyment; w układzie bezodsprzęgania.

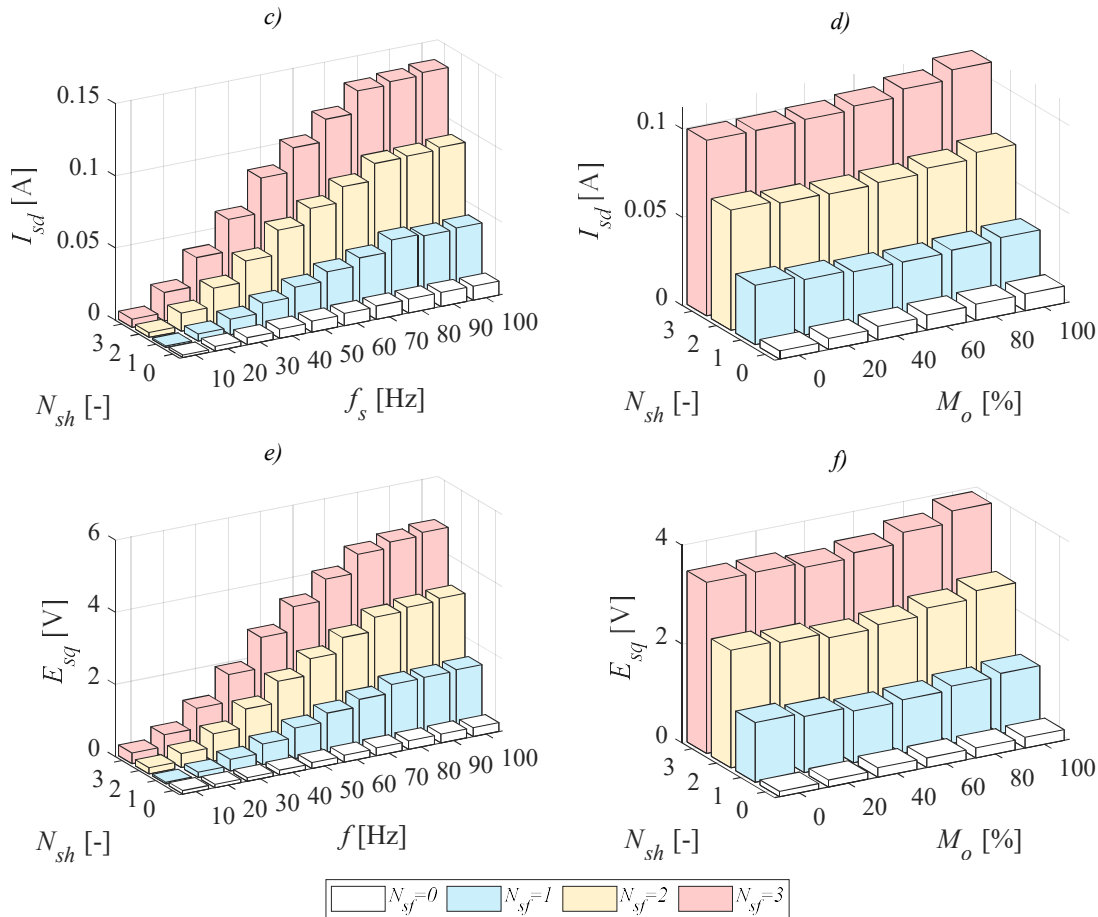
• PORÓWNANIE ANALIZOWANYCH MODELI W UKŁADZIE Z ODSPRĘGANIA

Szczegółowa analiza sygnałów struktury sterowania jest przedstawiona jest na rys. 5.13–5.16. Przeprowadzono serię symulacji dla częstotliwości w zakresie $f_s = (0, 1-1)f_{sN}$ oraz momentu obciążenia $M_o=(0, 1-1)M_n$, a składowe znajdujące się w układzie sterowania przedstawiono na rys. 5.18–5.19. Zaprezentowane wyniki uzyskane są dla 60% nominalnego momentu obrotowego (lewa kolumna) i 60% nominalnej częstotliwości (prawa kolumna). Jednakże wyniki dla różnych częstotliwości i momentów obrotowych zostały również przeanalizowane, a wyniki jakościowe są analogiczne. Częstotliwość ma znacznie większy wpływ na poziom harmonicznej $2f_s$ niż moment obciążenia. Jak widać na rys. 5.18–5.19, wartość amplitudy wskaźnika uszkodzenia wzrasta wraz ze zwiększaniem częstotliwości, zwłaszcza gdy jest ona niższa od 80 Hz. Niemniej, niezależnie od częstotliwości, po wystąpieniu uszkodzenia pojawia się informacja w postaci wzrostu wartości harmonicznej $2f_s$, a poziom tego wzrostu jest wyższy przy wyższych częstotliwościach. Zachowanie składowej napięcia odsprzęgającego E_{sd} jest zbliżone do składowej napięcia U_{sq} . Celowo pogrupowano sygnały odsprzęgające w osi d z wartościami w prądów i napięć w osi q , gdyż wartości do wyznaczania tego sygnału są powiązane ze sobą (5.1–5.2). Jednakże, czułość sygnału E_{sd} jest nieznacznie wyższa dla bardzo niskich częstotliwości w porównaniu do U_{sq} . Z drugiej strony amplitudy częstotliwości $2f_s$ w składowej prądu stojana I_{sq} nie posiadają trendu, maleją między częstotliwościami zasilania 10 Hz i 60 Hz, a następnie ponownie wzrastają do prędkości nominalnej. Sprawia to, że prąd osi q jest nieużytecznym sygnałem diagnostycznym, w przeciwieństwie do składowej I_{sd} , która posiada regularny trend wynikający z uszkodzenia. Wpływ momentu obciążenia (prawa kolumna) jest znacznie mniejszy. Szczególnie sygnały oparte na napięciu i odsprzęganiu są praktycznie niezależne od poziomu tego zakłócenia.



Rys. 5.18 Amplitudy $2f_s$ momentu obciążenia $M_o=0,6M_n$ (a),c),e), dla częstotliwości zasilania $f_s=60$ Hz (b),c),f), dla różnych warunków prac, model FEM: a),b) U_{sq} , c),d) I_{sq} e),f) E_{sd} .





Rys. 5.19 Amplitudy $2f_s$ momentu obciążenia $M_o=0,6M_n$ (a), c), e)), dla częstotliwości zasilania $f_s=60$ Hz (b), c), f)), dla różnych warunków prac, model FEM: a), b) U_{sd} , c), d) I_{sd} e), f) E_{sq} .

Zaprezentowano, że większość składowych napięcia, prądu i sygnału odsprężania można zastosować w diagnozowaniu zwarcia zwojowego. Jak pokazano wcześniej, amplitudy proponowanych wskaźników uszkodzenia wzrastają wraz z częstotliwością zasilania i pozostają prawie stałe przy zmieniającym się momencie obciążenia.

Tab 5.1 Zestawienie sygnałów ze struktury sterowania pod kątem użyteczności

Sygnał	Bez odsprężania			Z odsprężaniem		
	Analityczny	FEM	Eksperyment	Analityczny	FEM	Eksperyment
I_{sd}	✓	✓	✓	✓	✓	✓
I_{sq}	✓	X/✓	X	✓	X/✓	X
U_{sd}	✓	✓	✓	✓	✓	✓
U_{sq}	✓	✓	X	✓	✓	X
E_{sd}	---	---	---	✓	✓	X/✓
E_{sq}	---	---	---	✓	✓	✓

✓ – sygnał możliwy do wykorzystania do diagnostyki; X – sygnał nienadający się do diagnostyki.

Podsumowanie sygnałów opartych na strukturze sterowania zostało szczegółowo zestawione w Tab. 1. Tabela została podzielona na dwie części, uwzględniając zarówno działanie z, jak i bez odsprężania torów sterowania. W analizie porównawczej uwzględniono wszystkie dostępne sygnały w ramach tej struktury sterowania.

Zauważono, że w przypadku projektowania systemu diagnostycznego bazującego wyłącznie na wykorzystaniu modelu analitycznego, wszystkie badane sygnały niosą informację diagnostyczną. Jednakże, jak pokazują wyniki FEM, zauważono zmniejszenie przydatności sygnału prądu w osi q w diagnozowaniu zwarcie międzyzwojowych. Potwierdzono to także eksperymentalnie, co ponownie uzasadnia i dowodzi konieczności stosowania zaawansowanych modeli połowo-obwodowych.

Trendy z modelu z odsprzęgnięciem są analogiczne, jak i bez odsprzęgnięcia. Niemniej jednak, dla układu bez odsprzęgnięcia, liczba dostępnych sygnałów diagnostycznych maleje. Zaprezentowane trendy są istotną informacją przy projektowaniu systemów monitorowania i diagnozowania, zwłaszcza w przypadku struktur sterowania.

5.2.4 WPLYW PARAMETRÓW REGULATORÓW PRĄDU

W zastosowaniach przemysłowych celem stosowania układów regulacji jest osiągnięcie precyzyjnej kontroli prędkości i momentu silnika poprzez uwzględnienie optymalnej dynamiki dla procesu. W strukturze FOC istnieją trzy regulatory: dwa regulatory prądu oraz regulator prędkości. Dobór parametrów nastaw regulatora prądu jest istotny w celu kształtowania odpowiedniej dynamiki pracy silnika. Parametry wymagające doboru to wzmocnienia części proporcjonalnej (K_p) oraz części całkującej regulatora (K_i). Postać regulatorów jaką przyjętą podczas badań opisuje zależność:

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt \quad (5.4)$$

Jeżeli w układzie zastosowano odsprzęgnięcie torów sterowania, co opisano w rozdziale 5.2.3., to sygnały e_{sd} oraz e_{sq} stanowią narzędzie do kompensacji sprzężenia torów prądowych. W przypadku odsprzęgnięcia, wartości te są odpowiednio wyznaczone w celu eliminacji wpływu połączeń skrośnych prądów stojana na sterowanie. Poprawnie zrealizowane odsprzęgnięcie jest kluczowe dla utrzymania wysokiej jakości regulacji oraz efektywności działania systemu napędowego. Zapisując równania regulatorów prądu w postaci operatorowej, otrzymuje się:

$$RI_{sd}(s) = K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} \quad (5.5)$$

$$RI_{sq}(s) = K_{pq} + \frac{K_{iq}}{s} \quad (5.6)$$

Parametry regulatorów składowych wektora prądu mogą zostać dobrane na wiele sposobów. W silniku PMSM z magnesami klejonymi na wirniku, gdzie zakładamy równość wartości indukcyjności $L_s=L_d=L_q$, logicznym jest przyjęcie, że regulatory prądu powinny mieć tę samą dynamikę. W efekcie tego liczba parametrów do dobrania zmniejsza się do 2, a same wartości parametrów regulatorów można przyjąć następująco:

$$K_{pd} = \omega_c L_{sd}, K_{pq} = \omega_c L_{sq}, K_p = \omega_c L_s, \quad (5.7)$$

$$K_{id} = \omega_c R_s, K_{iq} = \omega_c R_s, K_{id} = K_{iq}, \quad (5.8)$$

Przyjęte założenia umożliwiają dobranie wartości ω_c w taki sposób, aby układy regulacji składowych prądu zachowywały się analogicznie do układów RL, co odpowiada członom inercyjnym pierwszego rzędu. Warunek ten jest spełniony, gdy przyjmie się parametry nastaw regulatorów (5.8) i zastosuje się odsprzęganie układu sterowania. Zrealizowanie wymienionych warunków prowadzi do opisanego obiektu zależnością:

$$\frac{I_{sd}(s)}{I_{sd}^{ref}(s)} = \frac{I_{sq}(s)}{I_{sq}^{ref}(s)} = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} = \frac{1}{T_c s + 1} \quad (5.9)$$

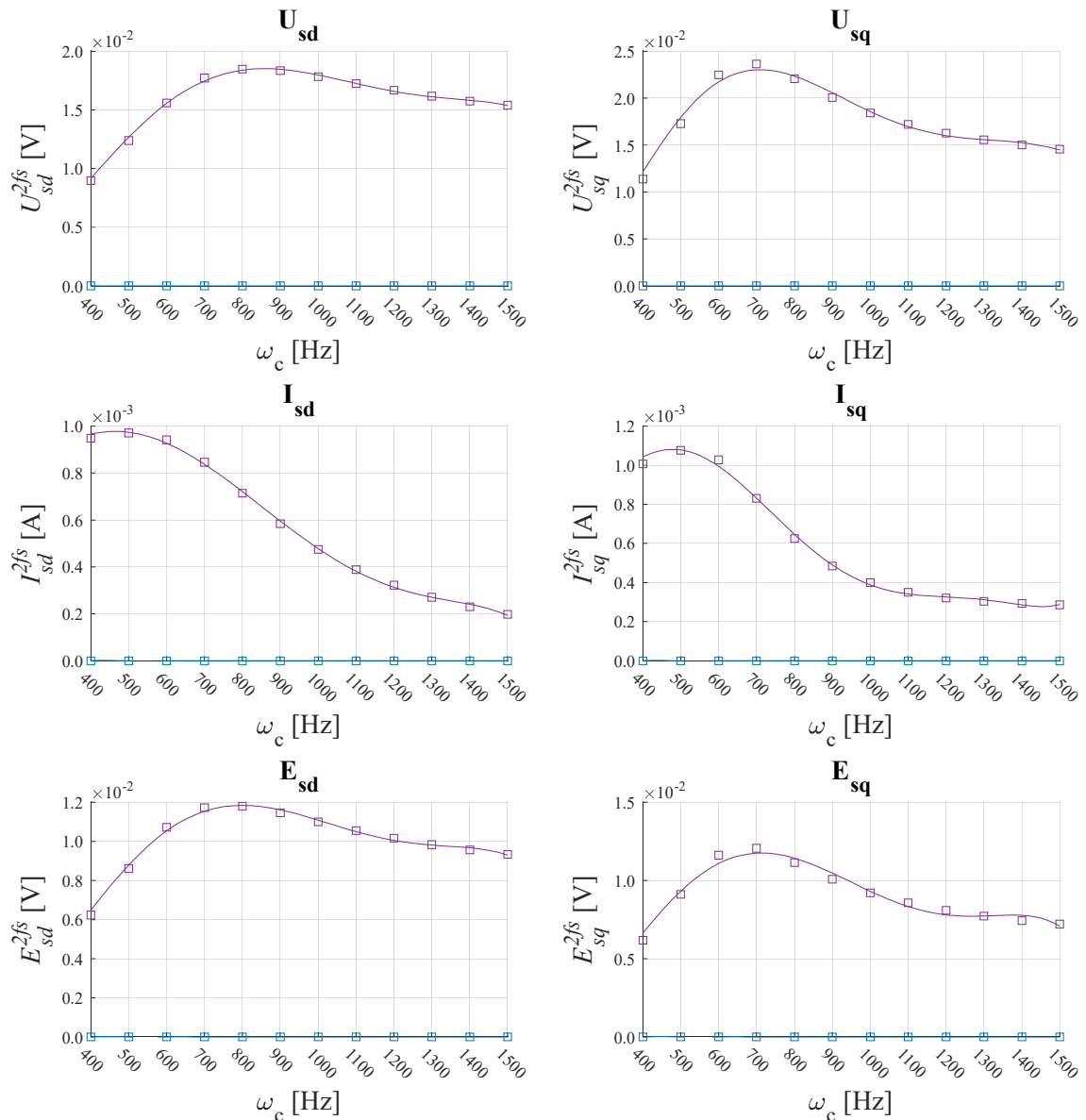
gdzie: ref – wartość zadana, ω_c – szerokość pasma przenoszenia, $T_c = 1/\omega_c$ – zadana stała regulacji składowych prądu.

W przypadku idealnym, oba tory sterowania składowymi prądu stojana funkcjonują jak człony inercyjne pierwszego rzędu. Warunek ten jest osiągalny jedynie wtedy, gdy wartości zadane i rzeczywiste napięcia są identyczne. Aby to osiągnąć, konieczne jest poprawne działanie modulatora napięcia oraz unikanie sytuacji, w których układ osiągnąłby maksymalne napięcie robocze. Dodatkowo, istotne jest dokładne szacowanie sygnałów odsprzęgających.

W analizowanym układzie sterowania należy także uwzględnić możliwość wystąpienia uszkodzenia jednego z elementów w trakcie jego funkcjonowania. Jak przedstawiono wcześniej, sygnały ze struktury sterowania zawierają informacje dotyczące ewentualnych uszkodzeń. W takiej sytuacji konieczne jest ponowne przeanalizowanie tych informacji przy różnych wartościach parametru ω_c . Uszkodzenie wpływa na wartości wyjściowe regulatorów, ponieważ układ będzie próbował kompensować powstałe uszkodzenie. Przeanalizowano wpływ parametrów regulatorów na działanie układu podczas uszkodzeń w postaci zwarć zwojowych oraz demagnetyzacji.

Pierwszym analizowanym przypadkiem jest zwarcie zwojowe, a badania zostały wykonane z wykorzystaniem modelu analitycznego. Wyniki generowanych symptomów uszkodzenia zostały przeanalizowane dla pasma przenoszenia układu regulacji prądu, które obejmuje zakres częstotliwości od 200 do 1500 Hz. Analiza przeprowadzona została dla dwóch scenariuszy: dla nieuszkodzonego silnika oraz dla uszkodzonego stojana maszyny. Wykreślone wyniki zostały uzyskane przy wykorzystaniu transformacji Fouriera przy pracy silnika z ustaloną prędkością obrotową, odpowiadającą napięciu zasilania o częstotliwości w zakresie 10–100 Hz, przy obciążeniu w zakresie 0–100% wartości znamionowej.

Na rys. 5.20 zestawiono wyniki dla punktu pracy ($f_s=60$ Hz, $M_o=0,6M_n$). Otrzymane wyniki pozwalają zauważyć wpływ nastaw regulatorów prądu na działanie układu. Na rysunku widać stan maszyny bez uszkodzenia, która nie zawiera żadnych symptomów, stąd wartości $2f_s$ przyjmują wartości bliskich zero. Pojawiające się uszkodzenie w postaci trzech zwartych zwojów ujawnia się w symptomach uszkodzeń poprzez wzrost amplitudy $2f_s$. Jednak jak można zauważyć w zależności od wartości pasma przenoszenia wartość ta rośnie, osiąga swoje maksimum, a następnie wartość opada. Z punktu widzenia diagnostycznego najlepszymi parametrami pracy jest pasmo przenoszenia w okolicach 600 Hz, ponieważ można byłoby wykorzystać wszystkie sygnały znajdujące się w strukturze.



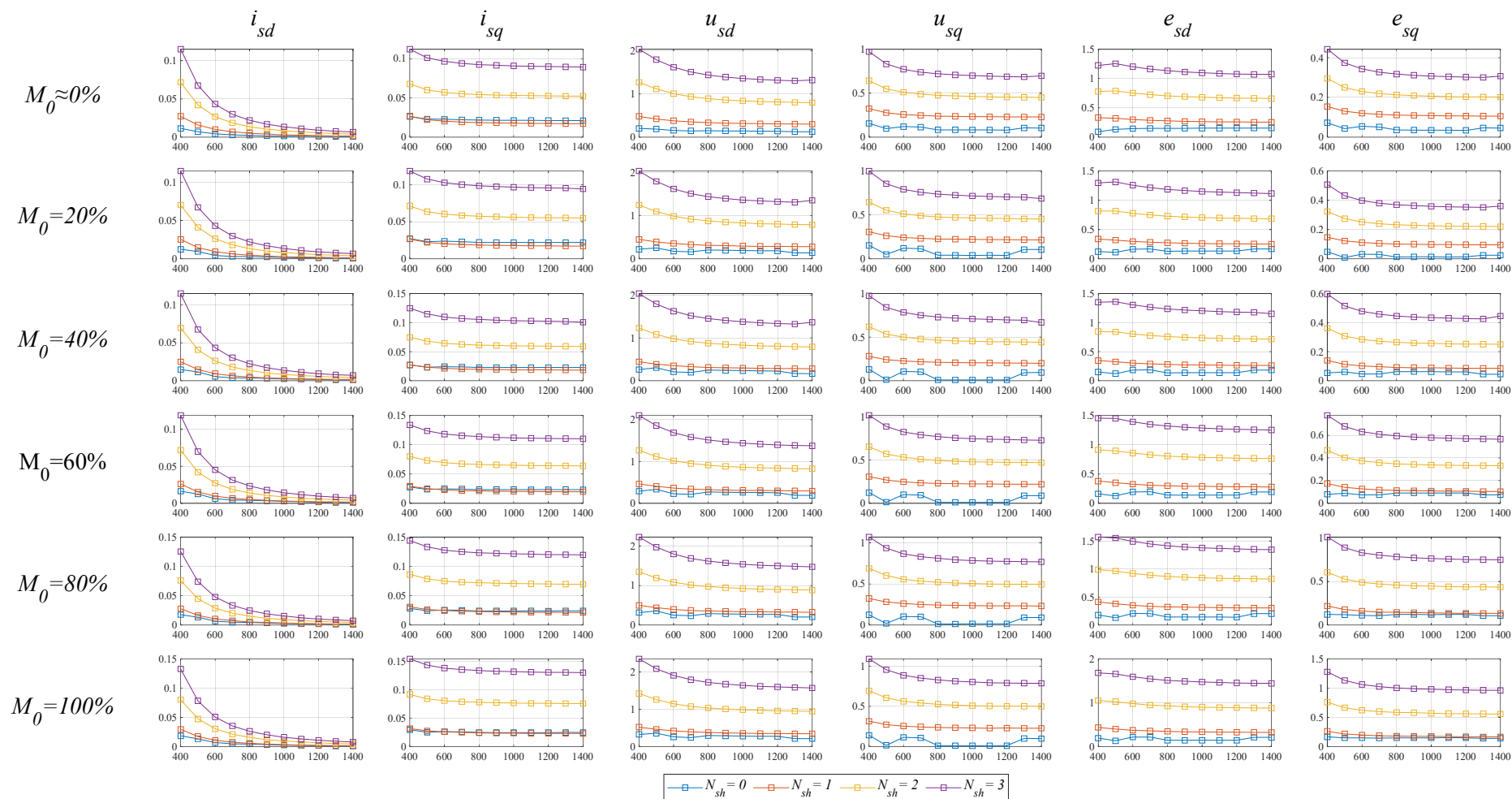
Rys. 5.20 Porównanie charakterystyk $2f_s$ sześciu wirtualnych sygnałów układu sterowania silnikiem PMSM w funkcji pasma przenoszenia układu regulacji prądu dla silnika uszkodzonego ($N_{sh} = 3$) i nieuszkodzonego; częstotliwość zasilania 60 Hz, 60% znamionowego momentu obciążenia; wyniki badań symulacyjnych.

W kolejnym kroku przeanalizowano wyniki badań uzyskanych z modelu FEM dla uszkodzeń w postaci zwarc zwojowych (rys. 5.21–5.23) oraz dla demagnetyzacji (rys. 5.24 – 5.26). Przedstawione wyniki obrazują zależność uzyskanych symptomów od pasma przenoszenia. Wskazują one, że uzyskane objawy są niezależne od momentu obciążenia w punkcie pracy. Natomiast zmieniając częstotliwość zasilania można zauważyć zmianę wskaźnika uszkodzenia, obserwowanego podczas konkretnych nastaw pasma przenoszenia. Oznacza to, że w miarę wzrostu częstotliwości zasilania silnika, obserwowane symptomy przesuwają się w kierunku większej dynamiki (w prawo). Jednakże różnica w postaci przyrostu wartości uszkodzenia między stanem nieuszkodzonym a uszkodzeniem pozostaje widoczna oraz niezależnie od nastaw regulatora.

Zestawione wyniki symulacji dotyczących zwarć zwojowych (rys. 5.21–5.23) dla uszkodzenia z zakresu od 1 do 3 zwartych zwoi oraz pasma przenoszenia w zakresie od 400 do 1400 Hz. Zauważyć można w pracy napędu, że wraz ze wzrostem wpływu nastaw regulatorów (większa dynamika układu) obserwowalna jest tendencja układu do ukrywania symptomów uszkodzeń w strukturze regulacji. Analizując sygnały prądowe w postaci składowych I_{sd} oraz I_{sq} , widoczne jest przesunięcie maksima wartości symptomu $2f_s$ w zależności od pasma przenoszenia. Wraz ze wzrostem częstotliwości pracy symptomy uszkodzeń przesuwają się w „prawo”, dla wyższych częstotliwości pasma przenoszenia, aż do wartości maksimum, gdzie dla częstotliwości pracy $f_s=20$ Hz jest to $\omega_c=400$ Hz, $f_s=60$ Hz to $\omega_c=900$ Hz, $f_s=100$ Hz jest $\omega_c=1400$ Hz. Powiązanie tych dwóch wielkości wskazuje na występowanie zjawisk, które są bezpośrednio związane z parametrami silnika. Z kolei wskaźniki napięciowe wykazują podobny trend co wskaźniki prądowe, choć po osiągnięciu maksima, obserwuje się ich mniejszy spadek. Najlepsze jakościowo wskaźniki uszkodzeń występują przy większych wartościach pasma przenoszenia. Przeprowadzona analiza całego szeregu przypadków pozwala zauważyć, że odpowiedni związek współczynników prądowych oraz napięciowych sygnałów ze struktury pozwala na określenie dobrych wskaźników diagnostycznych. Dzięki temu możliwe jest opracowanie precyzyjnych narzędzi służących do monitorowania oraz oceny stanu systemu, co jest niezwykle istotne dla zapewnienia jego niezawodności i bezpieczeństwa działania.

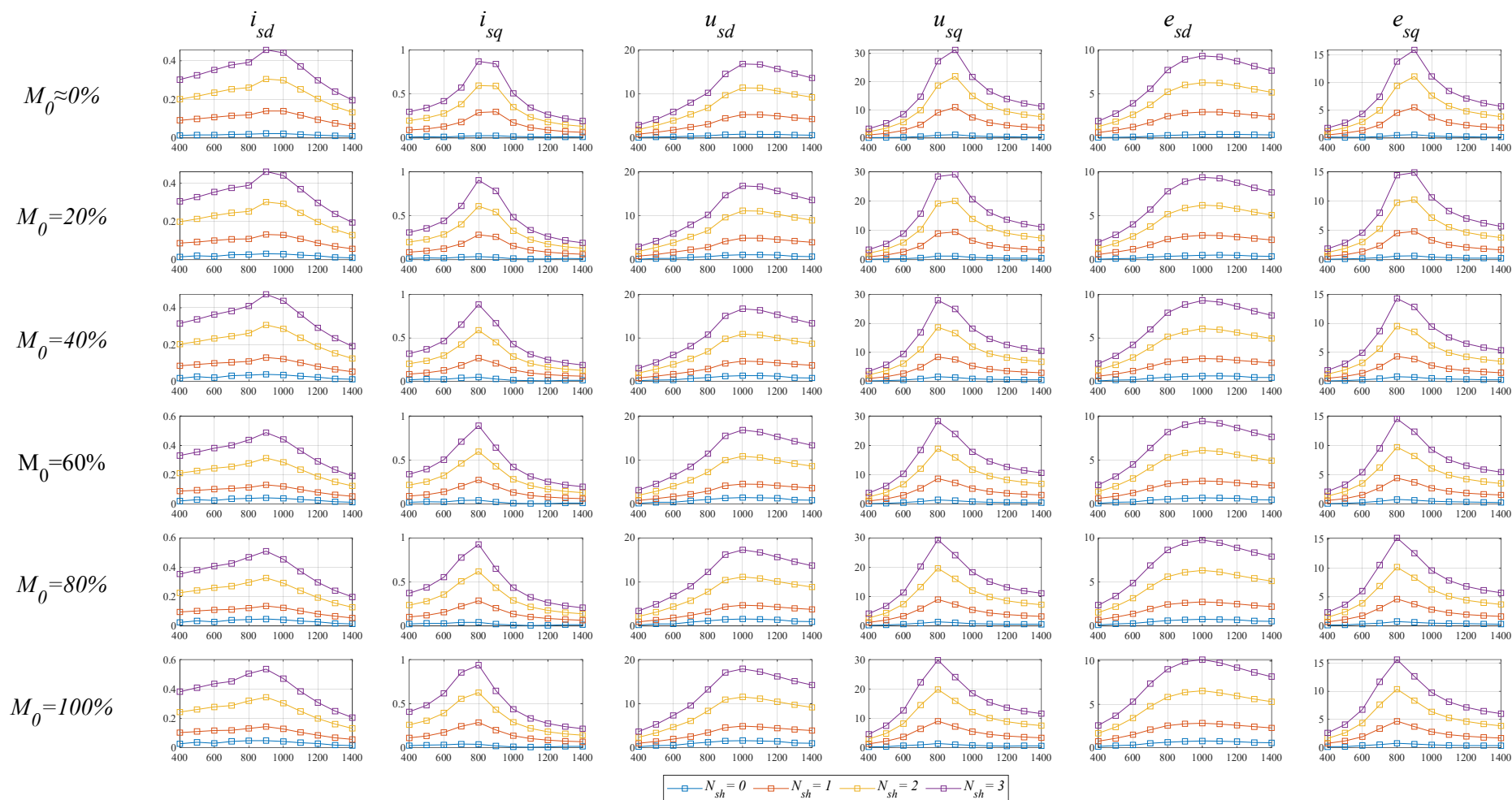
Podobnie ma to miejsce dla uszkodzeń związanych z demagnetyzacją rys. 5.24–5.26. Analiza tych wyników pozwala na znalezienie relacji między wartością częstotliwości f_s , a obserwowanymi symptomami uszkodzeń. Stan nieuszkodzony, posiada bliską zerowo wartość wskaźnika i pojawienie się uszkodzenia w postaci demagnetyzacji widoczne jest we wszystkich analizowanych wartościach symptomów. W przypadku demagnetyzacji, połączenie dużej dynamiki z wysoką częstotliwością sterowania powoduje fluktuację prędkości, co znajduje odzwierciedlenie we wzroście wskaźników napięciowych. Co więcej, w porównaniu do uszkodzeń zwarć zwojowych, wskaźniki napięciowe wykazują znacznie większe wartości, co sugeruje ich przydatność jako wskaźników w całym zakresie analizy pasma przenoszenia. Ta obserwacja wskazuje na ich potencjalne zastosowanie jako skutecznych narzędzi diagnostycznych w procesie oceny stanu systemu.

5. OPIS BADAŃ SILNIKÓW SYNCHRONICZNYCH O MAGNESAMI TRWAŁYMI

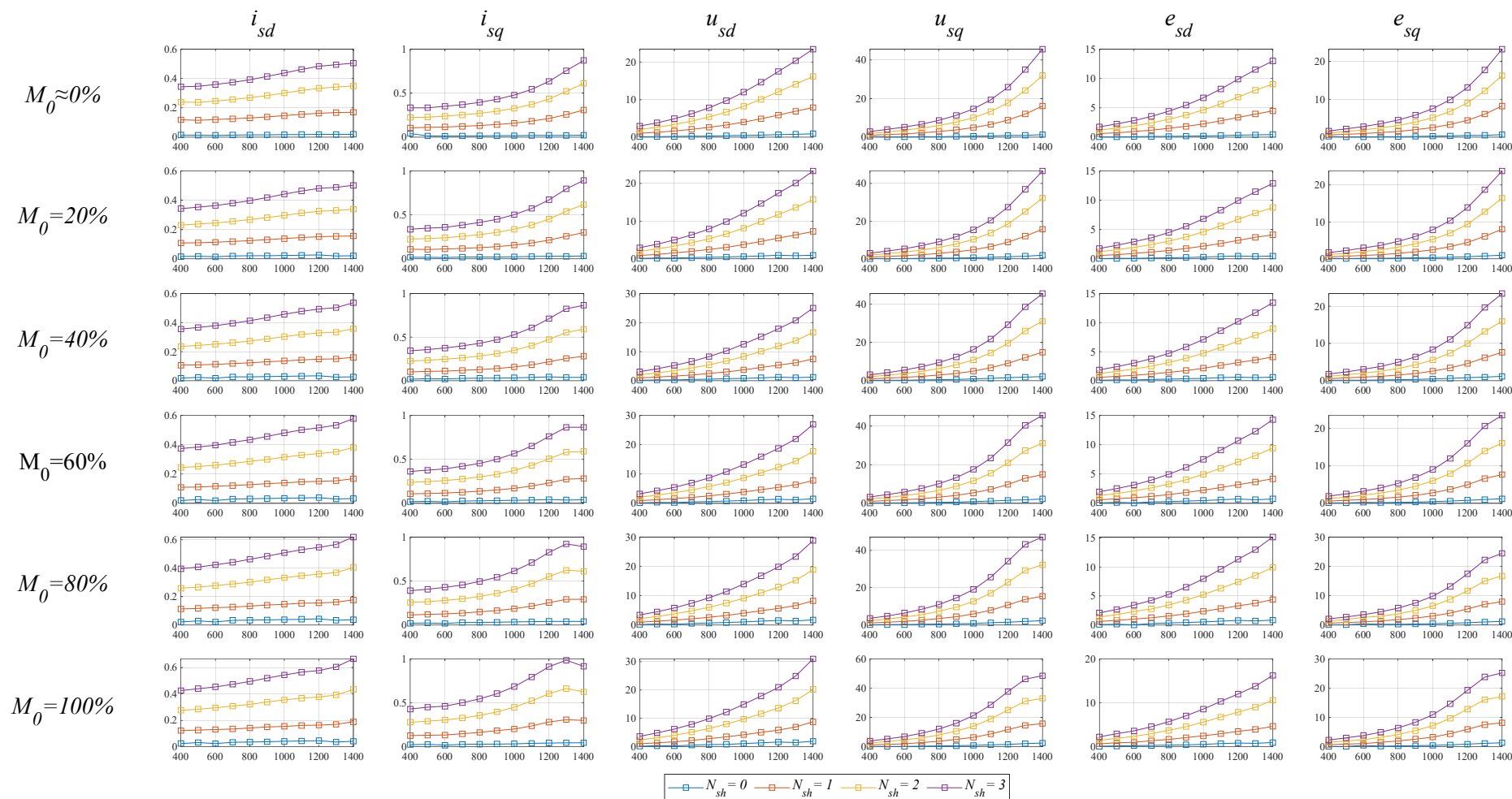


Rys. 5.21 Porównanie charakterystyk 2f, sześciu wirtualnych sygnałów układu sterowania silnikiem PMSM w funkcji pasma przenoszenia układu regulacji prądu dla silnika z uszkodzeniem stojana ($N_{sh} = 1-3$) i nieuszkodzonego; częstotliwość zasilania 20 Hz, dla znamionowego momentu obciążenia; wyniki badań symulacyjnych z modelu FEM.
 Składowe prądu i_{sd} , i_{sq} wyrażone w [A], składowe napięć u_{sd} , u_{sq} , e_{sd} , e_{sq} wyrażone w [V], pasmo przenoszenia wyrażone w [Hz]

5.2. METODYKA BADAŃ – EKSTRAKCJA SYMPTOMÓW Z UKŁADU STEROWANIA

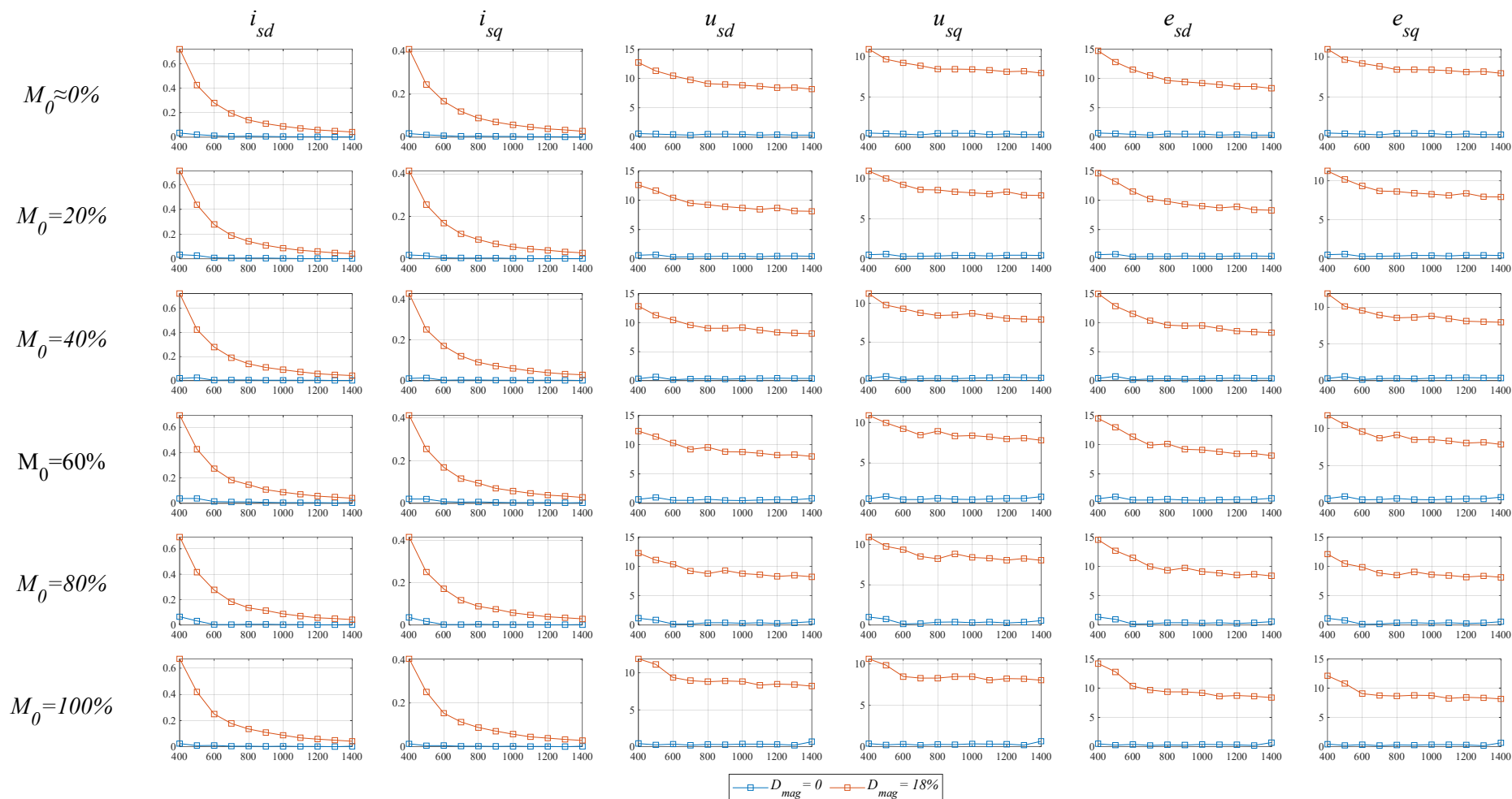


Rys. 5.22 Porównanie charakterystyk 2f, sześciu wirtualnych sygnałów układu sterowania silnikiem PMSM w funkcji pasma przenoszenia układu regulacji prądu dla silnika z uszkodzeniem stojana ($N_{sh} = 1-3$) i nieuszkodzonego; częstotliwość zasilania 60 Hz, dla znamionowego momentu obciążenia; wyniki badań symulacyjnych z modelu FEM. Składowe prądu i_{sd} , i_{sq} wyrażone w [A], składowe napięć u_{sd} , u_{sq} , e_{sd} , e_{sq} wyrażone w [V], pasmo przenoszenia wyrażone w [Hz]



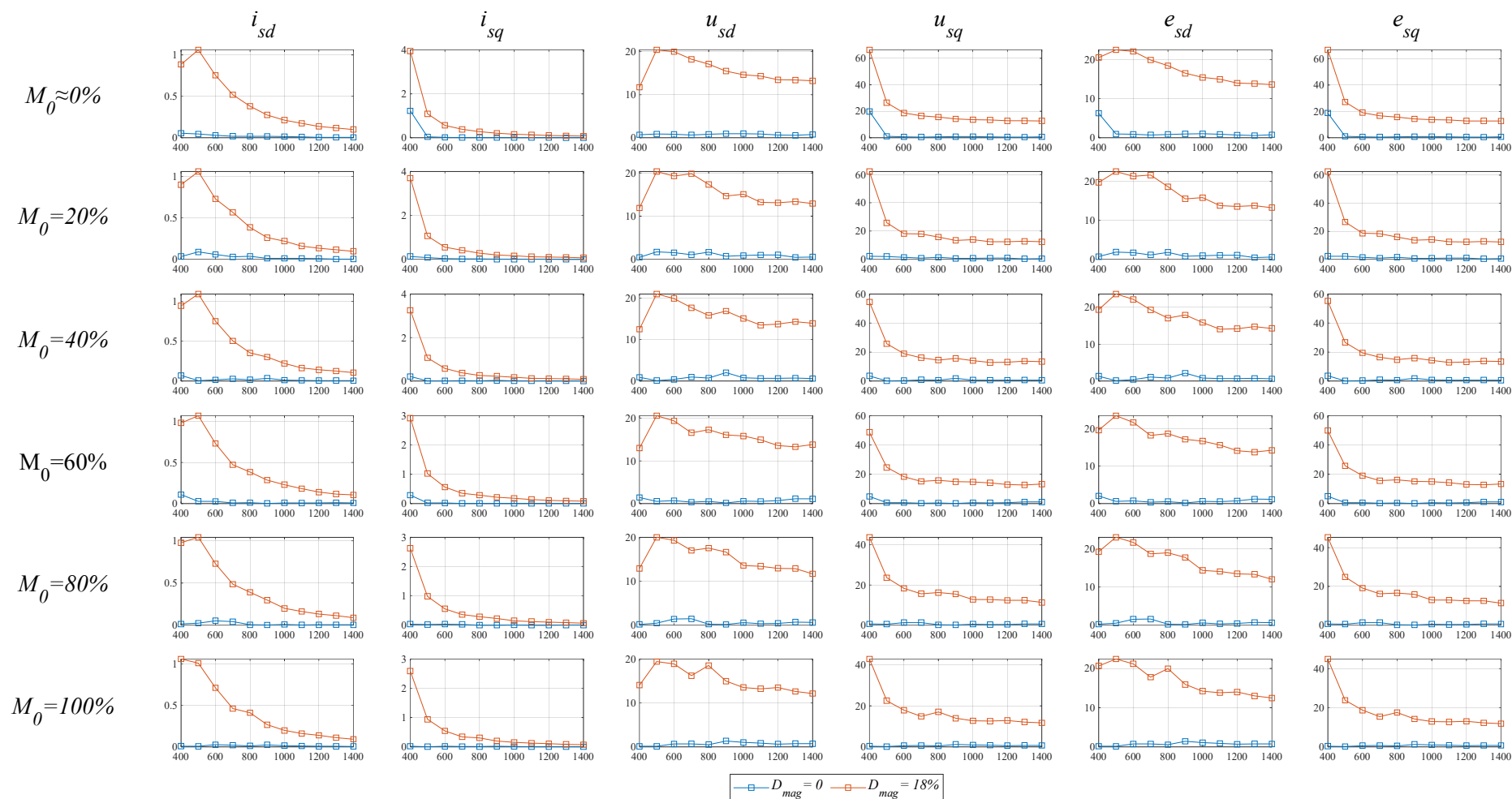
Rys. 5.23 Porównanie charakterystyk $2f_s$ sześciu wirtualnych sygnałów układu sterowania silnikiem PMSM w funkcji pasma przeniesienia układu regulacji prądu dla silnika z uszkodzeniem stojana ($N_{sh} = 1-3$) i nieuszkodzonego; częstotliwość zasilania 100 Hz, dla znamionowego momentu obciążenia; wyniki badań symulacyjnych z modelu FEM. Składowe prądu i_{sd} , i_{sq} wyrażone w [A], składowe napięć u_{sd} , u_{sq} , e_{sd} , e_{sq} wyrażone w [V], pasmo przeniesienia wyrażone w [Hz]

5.2. METODYKA BADAŃ – EKSTRAKCJA SYMPTOMÓW Z UKŁADU STEROWANIA



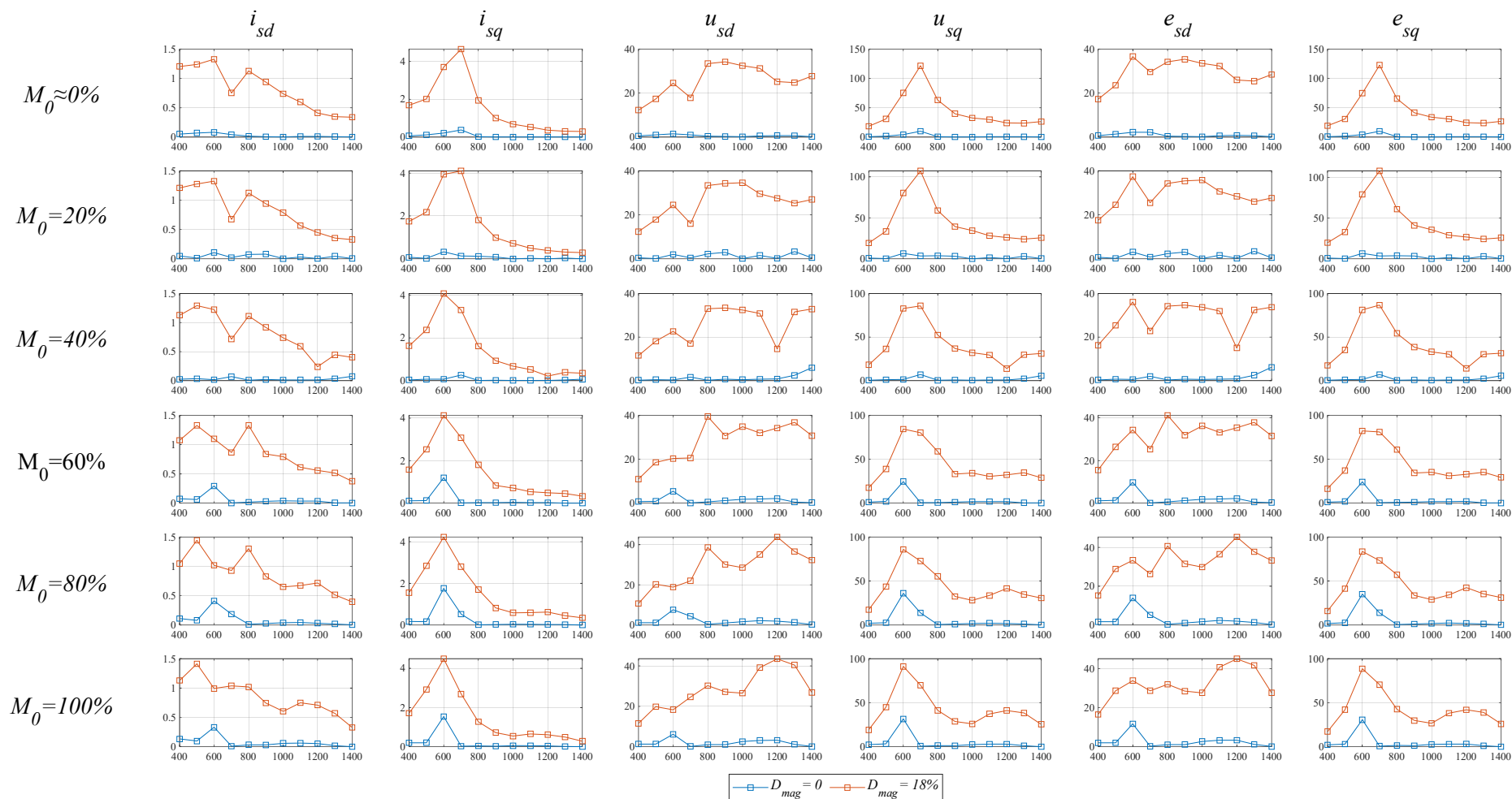
Rys. 5.24 Porównanie charakterystyk f_s sześciu wirtualnych sygnałów układu sterowania silnikiem PMSM w funkcji pasma przenoszenia układu regulacji prądu dla silnika z demagnetyzacją i nieuszkodzony; częstotliwość zasilania 20 Hz, dla znamionowego momentu obciążenia; wyniki badań symulacyjnych z modelu FEM. Składowe prądu i_{sd} , i_{sq} wyrażone w [A], składowe napięć u_{sd} , u_{sq} , e_{sd} , e_{sq} wyrażone w [V], pasmo przenoszenia wyrażone w [Hz]

5. OPIS BADAŃ SILNIKÓW SYNCHRONICZNYCH O MAGNESAMI TRWAŁYMI



Rys. 5.25 Porównanie charakterystyk f_s sześciu wirtualnych sygnałów układu sterowania silnikiem PMSM w funkcji pasma przenoszenia układu regulacji prądu dla silnika z demagnetyzacją i nieuszkodzony; częstotliwość zasilania 60 Hz, dla znamionowego momentu obciążenia; wyniki badań symulacyjnych z modelu FEM. Składowe prądu i_{sd} , i_{sq} wyrażone w [A], składowe napięć u_{sd} , u_{sq} , e_{sd} , e_{sq} wyrażone w [V], pasmo przenoszenia wyrażone w [Hz]

5.2. METODYKA BADAŃ – EKSTRAKCJA SYMPTOMÓW Z UKŁADU STEROWANIA



Rys. 5.26 Porównanie charakterystyk f_s sześciu wirtualnych sygnałów układu sterowania silnikiem PMSM w funkcji pasma przenoszenia układu regulacji prądu dla silnika z demagnetyzacją i nieuszkodzony; częstotliwość zasilania 100 Hz, dla znamionowego momentu obciążenia; wyniki badań symulacyjnych z modelu FEM. Składowe prądu i_{sd} , i_{sq} wyrażone w [A], składowe napięć u_{sd} , u_{sq} , e_{sd} , e_{sq} wyrażone w [V], pasmo przenoszenia wyrażone w [Hz]

Rozdział 6

DIAGNOSTYKA SILNIKÓW SYNCHRONICZNYCH

6.1 KLASYCZNE SIECI NEURONOWE W DIAGNOSTYCE MASZYN ELEKTRYCZNYCH

W różnych gałęziach przemysłu, gdzie maszyny elektryczne stanowią istotny element wielu urządzeń przemysłowych, utrzymanie niezawodności ma kluczowe znaczenie. Diagnostyka maszyn elektrycznych, umożliwiającą wczesne wykrywanie usterek i planowanie konserwacji, odgrywa istotną rolę w zapewnieniu ciągłości produkcji. Współczesne układy napędowe i urządzenia są coraz bardziej złożone, głównie ze względu na zastosowanie dodatkowych elementów energoelektronicznych. Dodatkowo, rozwój technologii pozwolił na współpracę człowieka z maszyną, co wymusiło uwzględnienie dokładniejszych procedur bezpieczeństwa, takich jak implementacja systemów monitorowania i wykrywania usterek, redundancji oraz automatycznych zabezpieczeń. Z drugiej strony, minimalizacja rozmiarów komponentów prowadzi do tego, że monitorowanie stanu technicznego staje się coraz bardziej wymagające. Redukcja rozmiarów wiąże się z gęstszym upakowaniem elementów, co z kolei utrudnia dostęp do nich, zwiększa ryzyko przegrzewania się oraz wzajemnego zakłócania się sygnałów. Proces określania aktualnego stanu maszyny sprowadza się do ciągłej analizy, zbierania, gromadzenia i przetwarzania danych z urządzeń, które mogą obejmować różne sygnały elektryczne lub mechaniczne. Interpretacja zebranych danych jest procesem złożonym i wymaga wiedzy empirycznej dotyczącej zasady działania, jak również budowy konkretnego napędu. Diagnostyka uszkodzenia jest efektem analizy przyczyny powstania oraz prognozowaniem ewentualnych skutków dla całego układu napędowego. W zależności od zastosowanej metody, obserwowany jest brak sformalizowanych zasad zapisu wiedzy diagnostycznej. Zjawisko to prowadzi do tego, że proces detekcji uszkodzenia bazuje w większości na doświadczeniu i intuicji ekspertów.

W literaturze dotyczącej diagnostyki [84], [106] aktualnie widać powszechne zainteresowanie sztuczną inteligencją. W obszarach tego zagadnienia możemy wyróżnić zastosowania płytkich oraz głębokich struktur neuronowych. Początkowo w diagnostyce maszyn wykorzystywano klasyczne (płytkie) sieci neuronowe i logikę rozmytą. Systemy te zapewniały skuteczną detekcję i klasyfikację defektów maszyn na podstawie informacji wyjściowych z klasycznych metod ekstrakcji symptomów uszkodzeń. Klasyczne algorytmy uczenia płytkich struktur neuronowych mają na celu znalezienie

wzorców, zależności lub struktur w danych, które umożliwiają skuteczną klasyfikację lub przewidywanie wartości wyjściowych na podstawie danych wejściowych. Płytke sieci neuronowe posiadają prostszą strukturę i nie wymagają tak dużych zbiorów danych ani zasobów obliczeniowych.

Dynamiczny rozwój systemów komputerowych na początku XXI wieku pozwolił na wprowadzenie idei uczenia maszynowego oraz głębokich struktur neuronowych. Powszechność wykorzystania tych metod zawdzięcza się temu, że zastosowanie algorytmów uczenia sieci neuronowych umożliwia przeanalizowanie dużej ilości danych w celu automatycznego wykrycia cech oraz oceny klasy uszkodzenia na podstawie zgromadzonych informacji. Dzięki temu sieci neuronowe mogą być skutecznym narzędziem w diagnozowaniu defektu, przewidywaniu przyszłych uszkodzeń oraz optymalizacji procesów konserwacji. Ich zdolność do wykrywania subtelnych zmian w danych pozwala na identyfikację potencjalnych problemów w początkowej fazie ich wystąpienia, co z kolei może przyczynić się do zwiększenia niezawodności i efektywności urządzeń technicznych.

Konieczność analizy i pracy nad zagadnieniami związanymi ze sztuczną inteligencją została potwierdzona w licznych badaniach w wielu ośrodkach naukowych. Począwszy od klasycznych sieci neuronowych, poprzez logikę rozmytą, uczenie maszynowe oraz głębokie uczenie, metody te są aktualnie wykorzystywane do analizy stanu technicznego maszyny.

W rozprawie doktorskiej przeanalizowano różne przykłady zastosowań sztucznej inteligencji w diagnostyce, jak również zaimplementowano niektóre rozwiązania do monitorowania stanu technicznego silnika PMSM.

6.1.1 DIAGNOSTYKA USZKODZEŃ BAZUJĄCA NA PERCEPTRONIE WIELOWARSTWOWYM

Perceptron wielowarstwowy MLP (ang. *Multilayer Perceptron*), zwany również jednokierunkową siecią wielowarstwową jest jednym z podstawowych modeli używanych w dziedzinie sztucznej inteligencji. Składa się z co najmniej trzech warstw: warstwy wejściowej, jednej lub więcej warstw ukrytych oraz warstwy wyjściowej. Każda z warstw zawiera neurony odpowiedzialne na przetwarzanie danych wejściowych oraz przekazanie informacji do kolejnych warstw sieci. Perceptron jest to rodzaj prostego modelu matematycznego neuronu biologicznego stanowiącego podstawowy element architektury sztucznych sieci neuronowych. Zestaw danych wejściowych trafia na wejście perceptronu, który przetwarza je za pomocą przypisanych współczynników wagowych połączeń i funkcji aktywacji, a następnie generuje pojedynczą wartość wyjściową.

Opis pojedynczego perceptronu można zapisać jako:

$$f(x_{ij}, w_{ij}) = f_a \left(\sum_{j=1}^N w_{ij} x_{ij} + b_0 \right), \quad (6.1)$$

gdzie:

$f(x_{ij}, w_{ij})$ – wyjście perceptronu

x_{ij} – wartość i -tego wejścia sieci neuronowej w j -tej warstwie,

w_{ij} – współczynnik wagowy j -tej warstwy dla i -tego wejścia,

b_0 – wartość stała (bias),

f_a – funkcja aktywacji,

N – rozmiar wektora wejściowego sieci.

Typowymi funkcjami aktywacji stosowanymi w perceptronie wielowarstwowym są funkcja sigmoidalna i tangens hiperboliczny. Funkcja aktywacji decyduje o stopniu w jakim perceptron zostanie aktywowany, w zależności od wyniku sumy ważonej.

Tak skonstruowana sieć neuronowa, składająca się z wielu neuronów, poddawana jest procesowi treningu, który jest kluczowy dla jej poprawnego działania. Proces ten polega na dostosowywaniu wag połączeń neuronowych na podstawie przygotowanych danych treningowych. W celu dostosowania wag wykorzystuje się gradientowe metody adaptacji, których celem jest minimalizacja funkcji kosztu. Metody te pozwalają dobrać takie parametry sieci, aby uzyskać zdolności generalizacji odpowiedzi. Ten typ sieci jest przykładem nauczania z nauczycielem, a na proces nauki składają się następujące kroki:

- **INICJALIZACJA WAG POŁĄCZEŃ NA POCZĄTKU PROCESU UCZENIA.**

Pierwszym krokiem jest inicjalizacja wag połączeń między neuronami w sieci. Wagi najczęściej są inicjalizowane losowo w okolicach zera.

- **PREZENTACJA DANYCH TRENINGOWYCH**

Dla każdej próbki ze zbioru danych treningowych, sieć prezentuje dane wejściowe i oblicza wartość wyjścia za pomocą aktualnych wag.

- **OBLICZENIE FUNKCJI KOSZTU**

Po obliczeniu wyjścia sieci dla danych treningowych, zostaje obliczona wartość funkcji strat, która określa różnicę między aktualnym stanem wektora wyjściowego sieci a rzeczywistą wartością.

- **AKTUALIZACJA WAG**

Na podstawie wartości funkcji kosztu wykorzystuje się algorytm optymalizacji do aktualizacji wag sieci. Wagi są dostosowywane w kierunku zmniejszenia wartości funkcji kosztu, co ma na celu poprawę dokładności predykcji. Spośród gradientowych metod uczenia powszechnie stosowanymi algorytmami w procesie adaptacji wag sieci są propagacja wsteczna (ang. *backpropagation*) oraz algorytm Levenberga-Marquardta (algorytm L-M).

- **SPRAWDZENIE WARUNKÓW ZAKOŃCZENIA**

Proces uczenia jest powtarzany przez określoną liczbę epok lub do momentu, gdy warunki zakończenia są spełnione. Warunki te mogą obejmować osiągnięcie zadowalającej dokładności modelu na danych treningowych lub zmniejszenie wartości funkcji kosztu poniżej określonego progu.

- **WALIDACJA I TESTOWANIE**

Po zakończeniu procesu uczenia, model jest oceniany na danych walidacyjnych, w celu weryfikacji skuteczności procesu treningu. Następnie model jest testowany na danych, które nie były używane w procesie uczenia ani walidacji, aby ocenić jego zdolności generalizacji na nowe dane.

W ten sposób, poprzez iteracyjne dostosowywanie wag na podstawie danych treningowych, sieć neuronowa jest zdolna do adaptacji, co pozwala jej na wysoką skuteczność w klasyfikacji i/lub detekcji. Jednak należy pamiętać, że na odpowiedź sieci ma wpływ wiele parametrów. Zbudowanie detektora neuronowego, który skutecznie rozwiązuje postawiony problem, sprowadza się do odpowiedniego zaplanowania i przeprowadzenia procesu uczenia. Warunki jakie należy spełnić, aby zapewnić skuteczność i efektywność tego procesu, obejmują kilka czynników. Po pierwsze, dane uczące muszą być starannie dobrane i reprezentować szeroki zakres możliwych przypadków, które detektor będzie musiał rozpoznawać. Dobrze reprezentowane dane umożliwią sieci neuronowej rozpoznanie różnorodnych wzorców i zachowań, co przełoży się na lepszą zdolność do generalizacji na nowe sytuacje. Kolejnym istotnym czynnikiem jest struktura sieci. Powinna być ona jak najprostsza, aby uniknąć nadmiernego dopasowania, rozległe sieci mają skłonność do „zapamiętywania” danych treningowych. Jednocześnie jednak struktura sieci musi być wystarczająco złożona, aby móc efektywnie modelować zależności pomiędzy elementami wektora wejściowego. Optymalna liczba wag i neuronów pozwoli na uzyskanie akceptowalnego błędu podczas uczenia, jednocześnie ograniczając ryzyko przeuczenia modelu. Istotnym aspektem w procesie uczenia jest zakończenie go w odpowiednim czasie. Jest to zwykle moment, gdy osiągnięty zostaje minimalny błąd na zbiorze testującym, który zawiera dane niezależne od zbioru uczącego. Pozwala to uniknąć sytuacji, w której detektor „nauczyłby się” jedynie odwzorowywać dane treningowe, ale miałby trudności z rozpoznawaniem nowych, nieznanych wzorców. Odpowiednie zakończenie procesu uczenia oznacza, że detektor osiągnął poziom generalizacji, gdzie jego umiejętność rozpoznawania wzorców nie jest ograniczona do danych treningowych, ale obejmuje również nowe przypadki w danych testowych, gdzie będzie poprawnie klasyfikował rozpatrywane stany uszkodzeń. Dodatkowo, umożliwi mu to także efektywne działanie w przypadku nowych sytuacji, co jest kluczowe dla jego skuteczności w praktycznych zastosowaniach.

Zastosowanie detektorów uszkodzeń opartych na perceptronie wielowarstwowym zostało przedstawione między innymi w zadaniach wykrywania uszkodzeń stojana [70], [95], [104], [106], [126], jak i wirnika [3], [77], [90] silnika z magnesami trwałymi. Uszkodzenia stojana w głównej mierze dotyczyły zwarć zwojowych. Autorzy wykorzystywali jako informacje wejściowe sieci zarówno statystyczne parametry sygnału, takie jak wartość średnia, maksymalna, kurtoza, jak również wartości amplitud przy charakterystycznych częstotliwościach uzyskanych z FFT [95]. W publikacji [106] opracowano model diagnostyczny, który może być używany w pojazdach elektrycznych i bazuje na zestawach cech w dziedzinie czasu i częstotliwości będących wejściami modelu klasycznego sieci neuronowej. Model korzystający z cech częstotliwościowych

jako wejścia i trzech warstw ukrytych z 40 neuronami w każdej warstwie osiągnął wysoką dokładność detekcji uszkodzenia. Z kolei autorzy w publikacji [104] wykorzystali nieprzetworzony sygnał prądu o częstotliwości próbkowania 1 kHz. W uczeniu sieci neuronowych wykorzystano matematyczne modele uszkodzeń, analityczne modele silnika [70], [104], [106]. Uszkodzenia wirnika dotyczyły defektów magnesów trwałych oraz niewyosiowania. W publikacji [90] skupiono się na wykorzystaniu i opracowaniu wektora wejściowego w przypadku demagnetyzacji. Przedstawione w artykule wyniki badań ukazują bezbłędną detekcję uszkodzeń w badaniach eksperymentalnych. Podobnie, ukazane w [3], generowane w maszynie drgania pozwoliły na opracowanie wskaźników związanych z demagnetyzacją. Wykorzystane wskaźniki pozwoliły na detekcję uszkodzenia, jednak autorzy zwracają uwagę na fakt, że zastosowanie konwencjonalnych technik przetwarzania sygnałów (w dziedzinach czasu i częstotliwości) jest skuteczne tylko w warunkach stacjonarnych.

6.1.2 KLASYFIKATOR USZKODZEŃ BAZUJĄCY NA SAMOORGANIZUJĄCEJ SIECI KOHONENA

Samoorganizująca sieć typu Kohonena (ang. *Self Organizing Map* SOM), nazywana również mapą Kohonena lub mapą cech, jest rodzajem sztucznej sieci neuronowej, która może być używana do analizy danych i tworzenia prostej reprezentacji wielowymiarowych danych. SOM składa się z dwóch warstw, wejściowej oraz wyjściowej. Neurony w sieci są rozmieszczone na dwuwymiarowej siatce, każdy neuron jest połączony z neuronami w swoim otoczeniu na siatce oraz neuronami warstwy wejściowej. Każde połączenie pomiędzy neuronami warstw ma przypisaną wagę, która inicjalizowana jest losowo z zadanego przedziału liczbowego. Wagi połączeń neuronowych są aktualizowane w trakcie procesu uczenia na podstawie informacji o aktywacji określonych neuronów mapy, wskutek zewnętrznego pobudzenia w postaci wektorów danych wejściowych. Ten rodzaj struktury sieci pozwala na samoorganizację neuronów w odpowiedzi na dane wejściowe, co jest charakterystyczną cechą SOM. Ten typ sieci jest przykładem nauczania bez nadzoru, a na proces nauki składają się następujące kroki:

- **PREZENTACJA DANYCH**

Ustalenie losowych wartości współczynników wagowych połączeń neuronowych sieci. Podanie na wejście sieci losowego wektora z zestawu danych uczących. Mogą to być na przykład cechy obrazów, wartości liczbowe czy inne dane, podlegające analizie.

- **WYZNACZENIE ZWYCIĘZCY:**

Wyznaczenie euklidesowej miary odległości między wektorem danych wejściowych a wszystkimi neuronami sieci. Neuron, którego odległość do wektora wejściowego jest najmniejsza podlega dalszej aktualizacji. Oznacza to, że spośród wszystkich neuronów sieci, dany neuron charakteryzuje się cechami najbardziej zbliżonymi do elementów wektora wejściowego.

- **AKTUALIZACJA WAG:**

Po znalezieniu zwycięzcy można zastosować jedną z dwóch koncepcji adaptacji wag neuronów : ang. *Winner Takes All* (WTA) oraz ang. *Winner Take Most* (WTM). Metoda WTA polega na aktualizacji tylko wag połączeń zwycięskiego neuronu, natomiast WTM pozwala również na aktualizację wag sąsiadujących neuronów w zależności od zastosowanego promienia oraz funkcji sąsiedztwa. Wagi zwycięskiego neuronu oraz neuronów sąsiednich są modyfikowane w taki sposób, aby były bliżej wektora danych wejściowych. Proces ten prowadzi do stopniowej optymalizacji sieci neuronowej, umożliwiając jej lepsze odwzorowanie struktury danych oraz efektywniejsze działanie w trakcie przetwarzania informacji.

- **POWTARZANIE PROCESU TRENINGU:**

Proces jest powtarzany dla wszystkich przypadków z zestawu danych uczących, co prowadzi do uporządkowania struktury połączeń neuronowych sieci i dostosowania jej do analizowanych danych. Efektem procesu uczenia jest separacja fragmentów mapy charakteryzujących się uproszczoną reprezentacją cech zbioru uczącego.

Projektowanie struktury sieci samoorganizującej jest kluczowym krokiem w procesie tworzenia efektywnego modelu. Należy uwzględnić dwa główne czynniki wpływające na skuteczność sieci: dobór liczby neuronów oraz rodzaju połączeń pomiędzy nimi.

Liczba neuronów: Liczba neuronów powinna być uzależniona od charakteru danych oraz od ilości poszukiwanych kategorii, cech, które należy wyodrębnić. Zbyt mała liczba neuronów może prowadzić do zbyt dużej generalizacji i utraty szczegółów, podczas gdy zbyt duża liczba neuronów może prowadzić do nadmiernego dopasowania się do danych treningowych, co będzie obserwowalne jako dopasowanie pojedynczego neuronu do wybranego przypadku wektora wejściowego.

Topologia sieci: Mowa tutaj o sposobie połączeń między neuronami. Najczęściej stosowanymi topologiami są połączenia prostokątne lub heksagonalne. Topologia prostokątna jest stosowana w przypadku, gdy dane wejściowe mają strukturę przestrzenną, natomiast topologia heksagonalna może być bardziej efektywna w przypadku danych o charakterze cyklicznym lub równomiernym. Wybór odpowiedniej topologii ma istotny wpływ na organizację przestrzenną neuronów na siatce SOM oraz na sposób, w jaki dane są reprezentowane w tej przestrzeni.

Sieci Kohonena znajdują zastosowanie w diagnostyce silników elektrycznych, głównie w badaniach silników indukcyjnych [35], [53], [54], choć pojawiają się publikacje związane z silnikami PMSM [21], [27], [110], [113], które omawiają zarówno uszkodzenia stojana [21], [110], [113] jak i demagnetyzacji maszyny [27]. Z uszkodzeń elektrycznych badane były uszkodzenia związane ze zwarciami zwojowych oraz demagnetyzacją magnesów. W badaniach wykorzystywano informacje zawarte w prądach fazowych jako podstawę do generowania danych uczących dla sieci SOM. W publikacji [21], autorzy zastosowali transformację falkową do wyodrębnienia cechy sygnałów. W ten sposób uzyskano system diagnostyczny cechujący się krótkim czasem nauki oraz wysoką zdolnością identyfikacji. Natomiast w [110], [113] przeprowadzono

analizę FFT prądów fazowych, co umożliwiło ocenę mieszanych uszkodzeń uzwojenia stojana, jak i demagnetyzacji. Przeprowadzono porównanie badanych systemów diagnostycznych opartych na sieci płytkiej oraz głębokiej. Otrzymane wyniki wykazały, że sieci są skutecznym narzędziem w diagnozowaniu usterek w silnikach PMSM. Z kolei [27] na podstawie symptomów pochodzących z sygnałów drgań rejestrowanych na silniku, przeprowadzono analizę widma sygnału. Analizowano sygnał bezpośredni z czujnika, jak i po przekształceniu transformatą Hilberta. W rezultacie uzyskano wysoką skuteczności systemu w diagnozowaniu defektu łożysk w silniku PMSM.

6.1.3 POZOSTAŁE PODEJŚCIA BAZUJĄCE NA SZTUCZNEJ INTELIGENCJI

W dziedzinie uczenia maszynowego istnieje wiele różnorodnych metod i algorytmów, które umożliwiają komputerom „uczenie się” na podstawie danych i doświadczenia. Wśród wykorzystywanych popularnych płytkich sieci neuronowych do diagnostyki silników, poza wymienionymi wcześniej strukturami MLP oraz SOM zaliczyć można *random forest* (RF), logikę rozmytą (ang. *Fuzzy Logic* FL), maszynę wektorów nośnych (ang. *Support Vector Machines* SVM), drzewa decyzyjne (ang. *decision trees* DT) oraz liniową analizę dyskryminacyjną (ang. *Linear Discriminant Analysis* LDA). Każdy z tych algorytmów ma zastosowania w diagnostyce różnych uszkodzeń silników elektrycznych. Ich wykorzystanie wiąże się ze wstępnym przetwarzaniem sygnału, a następnie ekstrakcją cech mającą na celu opracowanie elementów wektora wejściowego sieci. W kolejnym kroku wektory wejściowe niosące informacje o stanie technicznym maszyny są wprowadzane do algorytmu w celu treningu i późniejszej weryfikacji. Następnie uzyskany efekt zestawiany jest z wiedzą ekspercką, w celu weryfikacji skuteczności klasyfikacji uszkodzeń.

Drugim nurtem sztucznej inteligencji są techniki uczenia głębokiego, które oferują bardziej zaawansowane podejście do analizy danych i wykrywania wzorców. Wśród reprezentatywnych metod głębokiego uczenia się znajdują się *convolutional neural network* (CNN), *autoencoder* (AE), *deep belief network* (DBN), and *generative adversarial network* (GAN). CNN są skuteczne w analizie nieprzetworzonych danych charakteryzujących się uporządkowaną strukturą (tablice wielowymiarowe). Dzięki wykorzystaniu operacji splotu matematycznego są w stanie automatycznie wyodrębnić istotne cechy danych wejściowych bezpośrednio z badanego sygnału. Obróbka danych prowadzi się do utworzenia uporządkowanej reprezentacji danych w postaci wektorów lub wielowymiarowych macierzy (obrazów) z sygnałów, takich jak drgania, prądy czy pomiary termiczne silników elektrycznych. AE jest sztuczną siecią neuronową wykorzystywaną do uczenia nienadzorowanego. Struktura AE składa się z kodera, kodu oraz dekodera i jest często stosowana do redukcji wymiarowości danych oraz detekcji anomalii, a także odsumianiu danych. W przypadku detekcji uszkodzeń, AE może używać dane w stanie nieuszkodzonym do trenowania sieci i wykrywać nieprawidłowości poprzez obliczanie błędu między odtworzonym sygnałem

a oryginalnym sygnałem podczas testowania. DBN wykorzystuje się w analizie danych ze względu na jej zdolność do wyodrębniania i reprezentowania złożonych wzorców danych. DBN stanowi rozwinięcie klasycznej maszyny Boltzmana i składa się z wielu warstw ukrytych, co umożliwia uczenie się hierarchicznych cech reprezentujących różne poziomy abstrakcji danych. Dzięki temu DBN może efektywnie modelować zależności pomiędzy danymi o różnym stopniu złożoności, co czyni go potężnym narzędziem w analizie danych. GAN jest modelem uczenia maszynowego, który składa się z dwóch sieci neuronowych: generatora i dyskryminatora. GAN jest stosowany do generowania nowych danych, które są podobne do tych ze zbioru treningowego. Metoda ta może być używana w diagnostyce usterek łożysk, gdzie sieć GAN z karą gradientową Wasserstein jest wykorzystywana do ekstrakcji rozpoznawalnych cech z normalnych sygnałów prądowych.

Wykorzystanie sztucznej inteligencji niesie ze sobą pewne wyzwania, takie jak potrzeba większych zasobów obliczeniowych i danych treningowych oraz odpowiedniego dopasowania parametrów modelu. Niemniej jednak, korzyści z zastosowania tych technik mogą przyczynić się do poprawy skuteczności diagnozy uszkodzeń w silnikach elektrycznych i zwiększyć precyzję detekcji problemów w danych. Automatyzacja procesu detekcji może znacząco ograniczyć wpływ czynnika ludzkiego na proces decyzyjny.

6.2 WYKORZYSTANIE PERCEPTRONU WIELOWARSTWOWEGO W DETEKCJI USZKODZEŃ

W pracach badawczych do wykrywania uszkodzeń stojana silnika PMSM pracującego w zamkniętej strukturze sterowania polowo-zorientowanego wykorzystano perceptron wielowarstwowy. Zaprojektowany system bazuje na jednokierunkowej sieci neuronowej z dwoma warstwami ukrytymi, złożonej z neuronów o nieliniowych funkcjach aktywacji. Wektor wejściowy sieci zawierał amplitudy widma składowych pochodzących wyłącznie z układu sterowania. Zaprezentowane dane można podzielić na 4 przypadki w zależności od stanu uszkodzenia: braku defektu ($N_{sh} = 0$) oraz usterki uzwojenia stojana w postaci zwarć zwojowych ($N_{sh} = 1,2,3$). Zestawy danych uczących zawierały 24 próbki dla różnych warunków pracy maszyny w zakresie częstotliwości stojana od 50 do 100 Hz z krokiem co 10 Hz oraz zmiany momentu obciążenia M_o od 0 do M_n z krokiem $0,2 M_n$.

Proces uczenia sieci MLP został przeprowadzony poprzez zaprezentowanie sieci neuronowej wszystkich wektorów wejściowych i odpowiadających im odpowiedzi systemu. Przyjęto, że każda warstwa ukryta może zawierać od 2 do 13 neuronów. W związku z tym przeprowadzono szereg symulacji, które miały na celu znalezienie optymalnej konfiguracji sieci. Ponadto, proces uczenia obejmował różną liczbę epok, rozpoczynając od 50, aż do osiągnięcia 1200, co umożliwiło ocenę wpływu tego parametru na jakość wyników. Przeprowadzono analizę wpływu parametrów w celu znalezienia sieci neuronowej, która miałaby właściwości generalizacyjne. Założono, że dane uczące pochodzą wyłącznie z modelu symulacyjnego, podczas gdy dane testowe

pochodzą z pomiarów na fizycznym silniku. W kryterium detekcji systemu ustalono minimalną skuteczność na poziomie 75% (co najmniej 3 z 4 odpowiedzi jako prawidłowe), co stanowiło istotny punkt odniesienia w ocenie efektywności uczenia się.

W trakcie analizy uwzględniono również różną kombinację sygnałów wejściowych ze struktury, tj. sygnałów napięciowych (u_{sd} , u_{sq} , e_{sd} , e_{sq}) oraz prądowych (i_{sd} , i_{sq}), w celu optymalizacji parametrów wejściowych. Podczas analizy brano pod uwagę tylko informacje pochodzące z modeli matematycznych, modelu analitycznego oraz modelu polowo-obwodowego. Po przeprowadzeniu procesu treningu znaleziono najlepszą sieć, a jej parametry zostały szczegółowo zestawione w tab. 6.1 (model analityczny) oraz tab. 6.2 (model polowo-obwodowy).

Tab.6.1. Parametry sieci neuronowej podczas procesu treningu dla danych z modelu analitycznego.

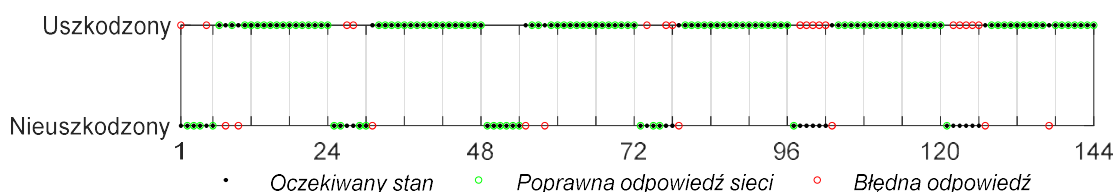
Nazwa parametru	Wartość
Struktura (liczba neuronów w warstwach)	{3}-{10}-{3}-{4}
Rozmiar wektora wejściowego	[1x3]
Funkcja aktywacji	Tangens hiperboliczny
Normalizacja wektora wejściowego	[-1,1]
Algorytm uczący	Levenberg-Marquardt
Liczba epok treningowych	100
Dane treningowe (symulacja) rozmiar pakietu	144
Dane testowe (pomiarzy rzeczywiste) rozmiar pakietu	144
Liczba rozpatrywanych stanów	2
Liczba rozpatrywanych kategorii klasyfikacji usterek	4

Tab.6.2. Parametry sieci neuronowej podczas procesu treningu dla danych z modelu polowo-obwodowego.

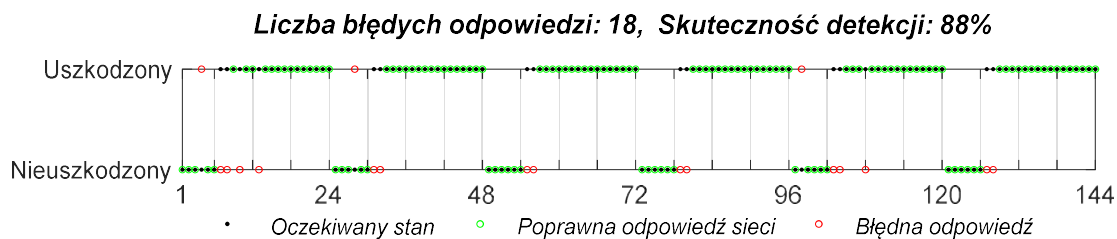
Nazwa parametru	Wartość
Struktura (liczba neuronów w warstwach)	{3}-{4}-{5}-{4}
Rozmiar wektora wejściowego	[1x3]
Funkcja aktywacji	Tangens hiperboliczny
Normalizacja wektora wejściowego	[-1,1]
Algorytm uczący	Levenberg-Marquardt
Liczba epok treningowych	400
Dane treningowe (symulacja) rozmiar pakietu	144
Dane testowe (pomiarzy rzeczywiste) rozmiar pakietu	144
Liczba rozpatrywanych stanów	2
Liczba rozpatrywanych kategorii klasyfikacji usterek	4

Wytypowane sieci neuronowe przetestowano zarówno pod kątem detektora, jak i klasyfikatora. Korzystając wyłącznie z danych uczących pochodzących z modeli, zaprojektowano skuteczny klasyfikator wystąpienia uszkodzenia w początkowej fazie, co jednoznacznie potwierdza trafność zaproponowanego podejścia diagnostycznego. W ramach oceny systemu opartego na sieci neuronowej, ustalono, że skuteczność wykrywania uszkodzeń wyniosła odpowiednio 82% (rys. 6.1) dla danych z modelu analitycznego oraz 88% (rys. 6.2) dla danych z modelu polowo-obwodowego.

Liczba błędnych odpowiedzi: 26, Skuteczność detekcji: 82%



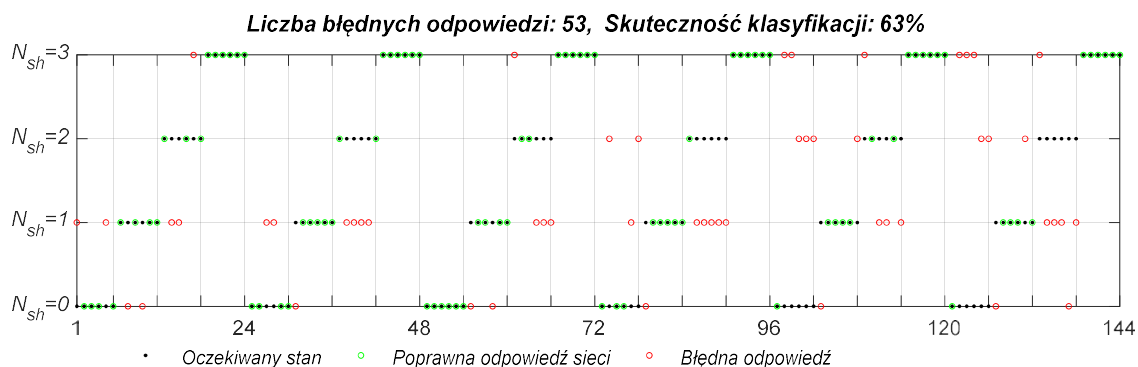
Rys. 6.1 Odpowiedź detektora nauczonego na podstawie danych z modelu analitycznego.



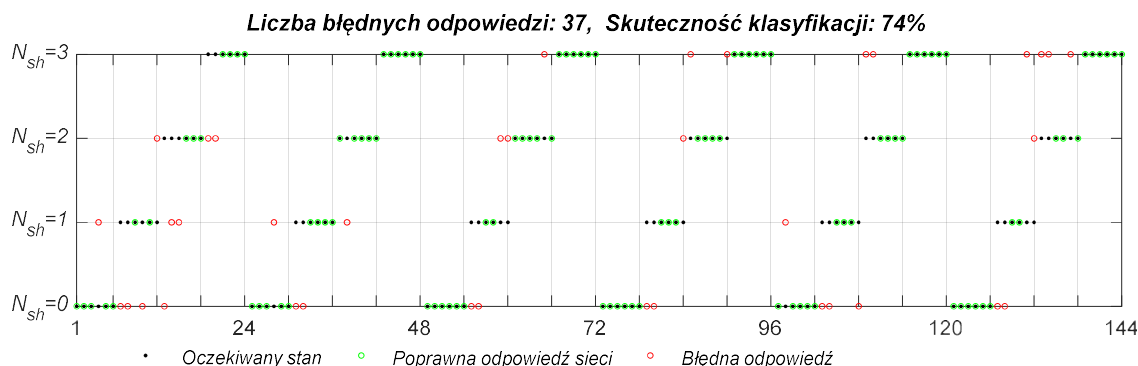
Rys. 6.2 Odpowiedź detektora nauczonego na podstawie danych z modelu polowo-obwodowym.

Kolejnym etapem badań było sprawdzenie zdolności klasyfikowania stopnia uszkodzenia. Zaproponowana sieć osiągnęła skuteczność poprawnej oceny aktualnej kategorii w 63% przypadków dla danych uczących pochodzących z modelu analitycznego oraz 74% klasyfikacji dla sieci uczonych na danych z modelu polowo-obwodowego.

Jednakże, jak pokazano na rys. 6.3 oraz 6.4, najczęstszym przypadkiem błędnej odpowiedzi sieci było wykrycie jednego zwartego zwoju ($N_{sh} = 1$), zamiast braku uszkodzenia ($N_{sh} = 0$). Warto zaznaczyć, że identyfikacja stanu pojedynczego zwartego zwoju stanowi duże wyzwanie ze względu na niewielkie różnice w sygnale diagnostycznym w porównaniu ze stanem nieszkodzonym, szczególnie przy uwzględnieniu zmiennych warunków pracy tzn. dla pełnego zakresu obciążenia i prędkości.



Rys. 6.3 Odpowiedź klasyfikatora nauczonego na podstawie danych z modelu analitycznego.

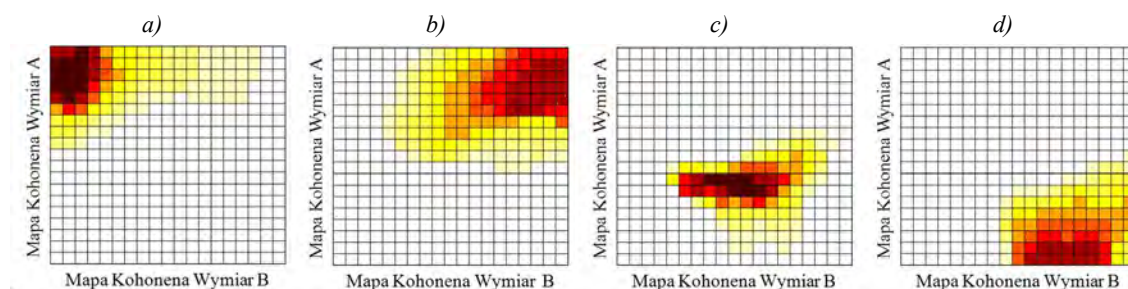


Rys. 6.4 Odpowiedź klasyfikatora nauczonego na podstawie danych z modelu polowo-obwodowego.

6.3 WYKORZYSTANIE SAMOORGANIZUJĄCEJ SIĘ SIECI KOHONENA DO ANALIZY USZKODZEŃ SILNIKA Z MAGNESAMI TRWAŁYMI

Do wykrywania uszkodzeń silnika PMSM pracującego w zamkniętej strukturze sterowania połowo zorientowanego wykorzystano również samoorganizującą się sieć Kohonena. Wektor wejściowy sieci zawierał amplitudy widma sygnałów pochodzących wyłącznie z układu sterowania. Zaprezentowane dane można podzielić na 4 przypadki w zależności od usterki: brak defektu ($N_{sh} = 0$), awarię uzwojenia stojana w postaci zwarcia zwojowego w fazie B ($N_{sh} = 1, 2, 3$), oraz demagnetyzację ($K_{dem} = 18\%$) oraz przypadki mieszane tych uszkodzeń. Każdy stopień uszkodzenia zawierał zestaw 36 próbek dla różnych warunków pracy maszyny w zakresach częstotliwości stojana od 50 do 100 Hz z krokiem co 10 Hz oraz zmiany momentu obciążenia M_o od 0 do M_n z krokiem $0,2 M_n$.

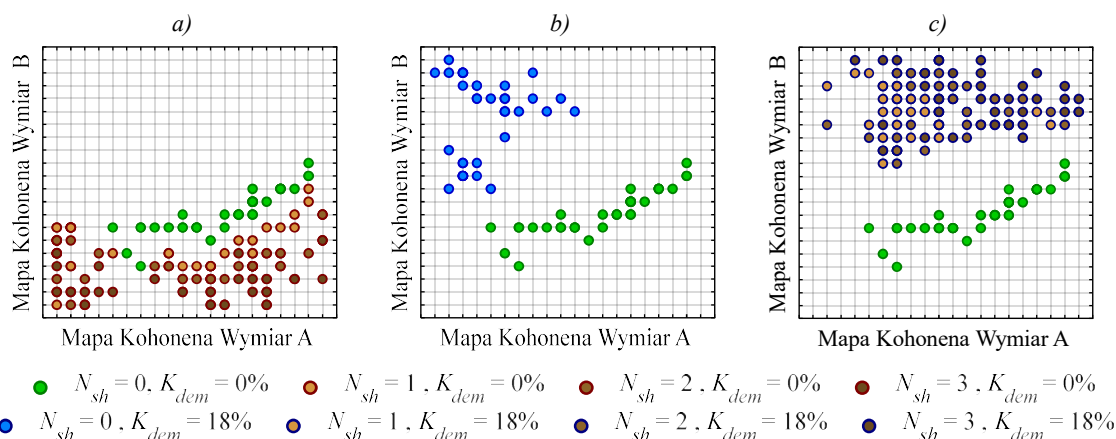
Przeprowadzone badania polegały na wytrenowaniu sieci SOM na podstawie informacji uzyskanych z analizy spektralnej sygnałów z modelu FEM. W procedurze treningu wykorzystano algorytm WTM. Badania przeprowadzono dla różnej wielkości map Kohonena począwszy od mapy 100 neuronów (10×10) do 400 neuronów (20×20). Ostatecznie wybrano mapę składającą się z 400 neuronów. Po zakończeniu procesu treningu uzyskano odpowiedzi dla poszczególnych kategorii uszkodzeń zaprezentowanych na rys. 6.5.



Rys. 6.5 Charakterystyczne obszary SOM rozważanych kategorii uszkodzeń PMSM uzyskane podczas procesu treningu zbiorem danych symulacyjnych: a) demagnetyzacja, b) uszkodzenia mieszane c) nieuszkodzony silnik, d) uszkodzenie uzwojenia stojana: $M_o = (0-1)M_n$, $f_s = (50-100)$ Hz.

Mapy widoczne na rys. 6.5 odpowiadają obszarom, w których aktywowane są neurony należące do odpowiedniej klasy: nieuszkodzony, zwarcia zwojowe, demagnetyzacja, uszkodzenia mieszane. Kolejnym krokiem w analizie jest zidentyfikowanie neuronów, które są najbliższe wektora wejściowego; do tego posłużyły wyniki badań przeprowadzonych na obiekcie rzeczywistym. Testy zostały przeprowadzone dla wyników pomiarów na rzeczywistym obiekcie w analogicznych warunkach jakich uczono sieć SOM. Uzyskane informacje o kategoriach przypisania podczas procesu treningu wektorów treningowych pozwoliły na określenie odpowiedniego stanu technicznego maszyny, możliwe było zweryfikowanie SOM dla wektorów danych testowych (rys 6.6).

6.3. WYKORZYSTANIE SAMOORGANIZUJĄCEJ SIĘ KAHONENA DO ANALIZY USZKODZEŃ SILNIKA Z MAGNESAMI TRWAŁYMI



Rys. 6.6 Klasyfikacja uszkodzeń PMSM oparta na SOM dla danych testowych (opartych na pomiarach):
 a) uszkodzenie uzwojenia stojana, b) demagnetyzacja, c) uszkodzenia mieszane: $M_o = (0-1)M_n, f_s = (50-100) \text{ Hz}$.

Demagnetyzacja wirnika silnika PMSM powoduje uszkodzenie magnesu, co znacząco zmienia wartości przebiegów prądów fazowych i wpływa na sygnały w strukturze układu sterowania. Zmiany te mają bezpośredni wpływ na wartości elementów wektora wejściowego sieci, co umożliwia określenie prawidłowego obszaru uszkodzenia. Ze względu na zastosowanie algorytmu detekcji aktywnego neuronu na podstawie Euklidesowej miary odległości, niewielkie zmiany wektora wejściowego skutkują pobudzeniem neuronów w pewnym obszarze przypisywanym do kategorii defektu. Separacja obszaru charakterystycznego dla demagnetyzacji oraz obszaru bez uszkodzeń jest szczególnie wyraźna, co zostało przedstawione na rys. 6.6. Dodatkowo, obszary odpowiadające demagnetyzacji oraz defektom stojana znajdują się na przeciwległych krańcach mapy Kohonena. W związku z tym dobór elementów wektora (symptomów uszkodzeń) należy uznać za poprawny, gdyż pozwala na prawidłową klasyfikację różnego rodzaju defektów. Ponadto, fakt ten stanowi istotną zaletę w kontekście rozpoznawania zarówno typu, jak i stopnia uszkodzenia oraz zmniejszenia ryzyka błędnej klasyfikacji.

W przypadku jednoczesnego występowania demagnetyzacji i zwarcia w uzwojeniach stojana obserwuje się aktywację neuronów w obszarze nieprzypisanym do żadnej z rozpatrywanych kategorii (rys. 6.6). Podobnie jak w przypadku zwartych zwojów uzwojeń stojana, wraz ze wzrostem liczby takich uszkodzeń można zaobserwować oddalanie się aktywnych neuronów od obszaru charakterystycznego dla demagnetyzacji. Dlatego możliwe jest przybliżone oszacowanie stopnia uszkodzenia stojana nawet w przypadku jednoczesnego uszkodzenia magnesu. Analiza aktywnych neuronów wykazuje, że wzrost stopnia defektu, niezależnie od rodzaju uszkodzenia, skutkuje oddalaniem się od obszaru charakterystycznego dla stanu nieuszkodzonego w kierunku zewnętrznych granic mapy Kohonena. Trend ten jest zauważalny zarówno w przypadku próbek treningowych (model FEM), jak i testowych (obiekt rzeczywisty). Weryfikacja eksperymentalna potwierdziła znalezienie odpowiednich stref do skutecznej klasyfikacji uszkodzeń PMSM przy użyciu SOM, na podstawie danych uczących pochodzących z modelowania FEM.

Przedstawione podejścia ukazują, że techniki sztucznej inteligencji są skutecznym narzędziem umożliwiającym analizę stanu technicznego maszyn elektrycznych.

Rozdział 7

WNIOSKI KOŃCOWE

Tematyka badawcza przedstawiona w rozprawie doktorskiej dotyczy monitorowania i diagnostyki uszkodzeń silników synchronicznych o magnesach trwałych, z uwzględnieniem wpływu struktury sterowania na funkcjonowanie układu w zróżnicowanych warunkach pracy.

W ramach realizacji rozprawy doktorskiej osiągnięto następujące osiągnięcia badawcze:

- Przeprowadzono krytyczną analizę obecnego stanu wiedzy w obszarze diagnostyki silników synchronicznych o magnesach trwałych.
- Przedstawiono metodę opracowania matematycznych modeli uszkodzeń silników synchronicznych z magnesami trwałymi. Opisane modele matematyczne obejmowały różne rodzaje uszkodzeń uzwojeń stojana oraz wirnika analizowanych maszyn.
- Opracowano modele matematyczne uszkodzeń silnika PMSM przy wykorzystaniu technik FEM, uwzględniające m.in. zwarcia zwojowe, demagnetyzację silnika oraz uszkodzenia łożysk tocznych.
- Zrealizowano szczegółowe badania symulacyjne, uwzględniające różne rodzaje uszkodzeń silnika PMSM w zamkniętej strukturze sterowania. Szczególną uwagę zwrócono na wykorzystanie modeli, w tym modeli bazujących na metodzie elementów skończonych FEM oraz łączenie ich w procesie ko-symulacji.
- Przeprowadzono szereg badań symulacji w różnych stanach pracy silnika PMSM, co zaowocowało zgromadzeniem bazy danych. Dane te zostały poddane analizie za pomocą zautomatyzowanych programów, które pozwoliły wydobyć informacje o symptomach uszkodzeń.
- Wykonano wiele serii badań eksperymentalnych na specjalnie przygotowanym stanowisku laboratoryjnym, które umożliwiło rejestrowanie sygnałów w kontrolowanych warunkach zbliżonych do przemysłowych.
- Przygotowano aplikację do sterowania silnikiem PMSM w środowisku VeriStand, która umożliwia wizualizację wielu parametrów użytkownikowi, implementację sterowania silnikiem, algorytm odczytywania aktualnego położenia oraz integrację z zewnętrznymi czujnikami pomiarowymi.
- Opracowano modele zastosowane w badaniach laboratoryjnych, które zawierały fizycznie przygotowane uszkodzenia wirnika (demagnetyzacja) oraz łożysk tocznych, które zostały poddane analizie w ramach pracy.

- Omówiono analizę wpływu parametrów struktury sterowania na pracę silnika PMSM w wyniku wystąpienia uszkodzeń, identyfikując symptomy istotne dla skutecznej diagnostyki.
- Zaproponowano wykorzystanie sygnałów ze struktury sterowania polowozorientowanego jako wskaźników uszkodzeń. Dzięki zbadanym wskaźnikom możliwe jest wykrywanie usterek na wczesnym etapie i określanie rodzaju uszkodzenia.
- Opracowano detektory uszkodzeń silnika PMSM, wykorzystujące sztuczną inteligencję, w tym sieci neuronowe, w celu skutecznej identyfikacji i klasyfikacji uszkodzeń.

Na podstawie przeprowadzonych badań symulacyjnych oraz eksperymentalnych, które zostały wykonane w ramach niniejszej rozprawy doktorskiej i szczegółowo opisane w poszczególnych rozdziałach, opracowano kilka istotnych wniosków. Wnioski te zawierają kluczowe informacje dotyczące zgromadzonej wiedzy oraz rezultatów badań zawartych w niniejszej pracy. W efekcie, możliwe było sformułowanie następujących wniosków:

- Zastosowanie zaawansowanych modeli matematycznych uszkodzeń silnika pozwala na identyfikację charakterystycznych symptomów uszkodzeń oraz umożliwia rozpatrywanie dowolnego punktu pracy. Widoczna jest korelacja między złożonością modelu matematycznego, a jakością pozyskanych informacji.
- Przeprowadzone badania wskazują na wyższą skuteczność modeli opartych na metodzie FEM w porównaniu do modeli analitycznych. Analiza danych oraz wyniki eksperymentów wyraźnie potwierdziły, że modele FEM są dokładniejsze w odwzorowywaniu rzeczywistych warunków i zachowań silnika PMSM. Ich zastosowanie przynosi korzyści w zakresie opracowania precyzyjnych baz symptomów uszkodzeń.
- Wykazano, że analiza uszkodzeń badanego obiektu powinna uwzględniać zastosowany układ sterowania. W zależności od sposobu sterowania, obserwuje się różne zachowanie układu. W układach otwartych widoczne są fluktuacje mierzonych sygnałów w momencie usterki, natomiast w układzie zamkniętym zauważyć można tendencję do kompensacji wpływu uszkodzenia, co zauważalne jest w symptomach uszkodzeń.
- Analiza wpływu struktury sterowania silnika PMSM na pracę podczas wystąpienia różnych uszkodzeń odgrywa kluczową rolę w diagnozowaniu uszkodzeń. Udowodniono, że przyjęta wartość pasma przenoszenia regulatorów prądu (różne parametry) znacząco wpływa na pojawiające się symptomy diagnostyczne, zawarte zarówno w sygnałach prądowych, jak i napięciowych.
- Zastosowanie sieci neuronowych umożliwia opracowanie skutecznych detektorów oraz klasyfikatorów uszkodzeń wyłącznie na podstawie pozyskanych informacji z modeli. Wykorzystany perceptron wielowarstwowy pozwolił na wykrycie uszkodzenia w co najmniej $\frac{3}{4}$ analizowanych przypadków, natomiast

6.3. WYKORZYSTANIE SAMOORGANIZUJĄCEJ SIEĆ KOHONENA DO ANALIZY USZKODZEŃ SILNIKA Z MAGNESAMI TRWAŁYMI

samoorganizująca się sieć typu Kohonena pozwoliła na opracowanie map, które precyzyjnie identyfikują rodzaj uszkodzenia.

Na podstawie analizy uzyskanych wyników oraz wniosków wyciągniętych z przeprowadzonych badań, zdaniem Autora, teza postawiona w rozprawie została udowodniona. Ponadto, cel oraz zakres pracy zostały zrealizowane. Analiza zebranych danych, wraz z opracowanymi rezultatami, potwierdza, że badania przeprowadzone w ramach rozprawy doprowadziły do osiągnięcia wyznaczonych celów. Wnioski płynące z przeprowadzonych analiz oraz eksperymentów stanowią istotne wsparcie dla głównych twierdzeń i założeń prezentowanych w rozprawie. Zdaniem Autora, uzyskane wyniki nie tylko potwierdzają tezę, ale także poszerzają wiedzę na temat omawianego zagadnienia oraz mogą być przydatne w dziedzinie diagnostyki silników o magnesach trwałych.

BIBLIOGRAFIA

- [1] A. Aggarwal, E. G. Strangas, "Review of Detection Methods of Static Eccentricity for Interior Permanent Magnet Synchronous Machine," *Energies*, vol. 12, no. 21, p. 4105, Oct. 2019, doi: 10.3390/en12214105.
- [2] J. Ahmed Farooq, T. Raminosa, A. Djerdir, A. Miraoui, "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*, vol. 27, no. 4, pp. 887–896, Jul. 2008, doi: 10.1108/03321640810878306.
- [3] K. Alameh, N. Cité, G. Hoblos, G. Barakat, "Fault Detection and Isolation for Permanent Magnet Synchronous Machines," in *22nd International Congress on Sound and Vibration- ICSV22*, 2015. doi: 10.13140/RG.2.1.3153.5442.
- [4] F. Alvarez-Gonzalez, A. Griffo, B. Wang, "Permanent Magnet Synchronous Machines Inter-Turn Short Circuit Fault Detection by Means of Model-Based Residual Analysis," in *IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, IEEE, Oct. 2018, pp. 647–652. doi: 10.1109/IECON.2018.8591661.
- [5] F. Assous, P. Degond, E. Heintze, P.-A. Raviart, J. Segré, "On a finite-element method for solving the three-dimensional Maxwell equations," *Journal of Computational Physics*, vol. 109, no. 2, pp. 222–237, 1993.
- [6] A. C. Barmpatza, J. C. Kappatou, "Study of the Total Demagnetization Fault of an AFPM Wind Generator," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 36, no. 2, pp. 725–736, Jun. 2021, doi: 10.1109/TEC.2020.3021215.
- [7] G. Bavendiek, F. Müller, S. Steentjes, K. Hameyer, "Modeling of history-dependent magnetization in the finite element method on the example of a postassembly rotor magnetizer," *International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields*, vol. 33, no. 5, Sep. 2020, doi: 10.1002/jnm.2674.
- [8] R. Bearings—Damage, "Failures—Terms, Characteristics and Causes," 2017.
- [9] Błaszczyk Piotr, "Diagnostyka strategii sterowania napędów z silnikami pmsm," *Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne Nr 2/2012 (95)*, vol. 2, no. 95, pp. 117–120, 2012.
- [10] M. Blodt, P. Granjon, B. Raison, G. Rostaing, "Models for Bearing Damage Detection in Induction Motors Using Stator Current Monitoring," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 4, pp. 1813–1822, Apr. 2008, doi: 10.1109/TIE.2008.917108.
- [11] V. Bobek, "PMSM electrical parameters measurement," *Freescale Semiconductor*, vol. 7, no. 8, p. 13, 2013.
- [12] T. Boileau, N. Leboeuf, B. Nahid-Mobarakeh, F. Meibody-Tabar, "Synchronous Demodulation of Control Voltages for Stator Interturn Fault Detection in PMSM," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 12, pp. 5647–5654, Dec. 2013, doi: 10.1109/TPEL.2013.2254132.

- [13] T. Boileau, N. Leboeuf, B. Nahid-Mobarakeh, F. Meibody-Tabar, “Synchronous Demodulation of Control Voltages for Stator Interturn Fault Detection in PMSM,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 12, pp. 5647–5654, Dec. 2013, doi: 10.1109/TPEL.2013.2254132.
- [14] G. Boztas, O. Aydogmus, “Design of a High-Speed PMSM for Flywheel Systems,” in *2019 4th International Conference on Power Electronics and their Applications (ICPEA)*, IEEE, Sep. 2019, pp. 1–5. doi: 10.1109/ICPEA1.2019.8911148.
- [15] A. J. M. Cardoso, “Diagnosis and Fault Tolerance of Electrical Machines,” *Power Electronics and Drives*, 2018.
- [16] Case Western Reserve University, “Bearing Data Center.” Accessed: Apr. 06, 2023. [Online]. Available: <https://engineering.case.edu/bearingdatacenter/download-data-file>
- [17] P. D. Chandana Perera, F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, P. Thøgersen, “A sensorless, stable V/f control method for permanent-magnet synchronous motor drives,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 3, 2003, doi: 10.1109/TIA.2003.810624.
- [18] S. Chen, Y. Luo, Y. Pi, “PMSM sensorless control with separate control strategies and smooth switch from low speed to high speed,” *ISA Transactions*, vol. 58. 2015. doi: 10.1016/j.isatra.2015.07.013.
- [19] M. Cheng, J. Hang, J. Zhang, “Overview of fault diagnosis theory and method for permanent magnet machine,” *Chinese Journal of Electrical Engineering*, vol. 1, no. 1, pp. 21–36, 2015.
- [20] S. Choi *et al.*, “Fault diagnosis techniques for permanent magnet AC machine and drives—A review of current state of the art,” *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 4, no. 2, pp. 444–463, 2018.
- [21] C. Chuang, Z. Wei, W. Zhifu, L. Zhi, “The Diagnosis Method of Stator Winding Faults in PMSMs Based on SOM Neural Networks,” *Energy Procedia*, vol. 105, pp. 2295–2301, May 2017, doi: 10.1016/j.egypro.2017.03.663.
- [22] Y. Da, X. Shi, M. Krishnamurthy, “Health monitoring, fault diagnosis and failure prognosis techniques for Brushless Permanent Magnet Machines,” in *2011 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, IEEE, 2011, pp. 1–7.
- [23] B. Du, S. Wu, S. Han, S. Cui, “Interturn Fault Diagnosis Strategy for Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor of Electric Vehicles Based on Digital Signal Processor,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 3, pp. 1694–1706, Mar. 2016, doi: 10.1109/TIE.2015.2496900.
- [24] Y. Du, L. Wu, H. Zhan, Y. Fang, “Influence of Dimensional Parameters on Three-Phase Short Circuit and Demagnetization in Surface-Mounted PM Machines,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 36, no. 3, pp. 2514–2523, Sep. 2021, doi: 10.1109/TEC.2021.3051140.

- [25] D. Egorov, I. Petrov, J. Link, R. Stern, J. J. Pyrhonen, "Model-Based Hysteresis Loss Assessment in PMSMs With Ferrite Magnets," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 1, pp. 179–188, Jan. 2018, doi: 10.1109/TIE.2017.2714121.
- [26] Emerson Bearing, "Bearing Failure Analysis." Accessed: Aug. 20, 2023. [Online]. Available: <https://cdn2.hubspot.net/hubfs/427283/Bearing%20Failure%20Analysis-v3.pdf?t=1483565156396>
- [27] P. Ewert, T. Orłowska-Kowalska, K. Jankowska, "Effectiveness Analysis of PMSM Motor Rolling Bearing Fault Detectors Based on Vibration Analysis and Shallow Neural Networks," *Energies*, vol. 14, no. 3, p. 712, Jan. 2021, doi: 10.3390/en14030712.
- [28] P. Ewert, C. Kowalski, "Neuronowy detektor uszkodzeń łożysk tocznych," *Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne*, vol. 92, 2011.
- [29] J. Faiz, S. H. Mohseni-Zonoozi, "A novel technique for estimation and control of stator flux of a salient-pole PMSM in DTC method based on MTPF," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 50, no. 2, 2003, doi: 10.1109/TIE.2003.811591.
- [30] A. Flah, L. Sbita, "A novel IMC controller based on bacterial foraging optimization algorithm applied to a high speed range PMSM drive," *Applied Intelligence*, vol. 38, no. 1, 2013, doi: 10.1007/s10489-012-0361-0.
- [31] D. S. B. Fonseca, C. M. C. Santos, A. J. M. Cardoso, "Stator Faults Modeling and Diagnostics of Line-Start Permanent Magnet Synchronous Motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 56, no. 3, pp. 2590–2599, May 2020, doi: 10.1109/TIA.2020.2979674.
- [32] F. Gao, G. Zhang, M. Li, Y. Gao, S. Zhuang, "Inter-turn Fault Identification of Surface-Mounted Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Inverter Harmonics," *Energies*, vol. 13, no. 4, p. 899, Feb. 2020, doi: 10.3390/en13040899.
- [33] Y. Gao, X. Liu, J. Xiang, "FEM Simulation-Based Generative Adversarial Networks to Detect Bearing Faults," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 16, no. 7, pp. 4961–4971, Jul. 2020, doi: 10.1109/TII.2020.2968370.
- [34] Y. Ge, B. Song, Y. Pei, Y. A. B. Mollet, J. J. C. Gyselinck, "Analytical Expressions of Isolation Indicators for Permanent-Magnet Synchronous Machines Under Stator Short-Circuit Faults," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 34, no. 2, pp. 984–992, Jun. 2019, doi: 10.1109/TEC.2018.2878343.
- [35] E. Germen, M. Başaran, M. Fidan, "Sound based induction motor fault diagnosis using Kohonen self-organizing map," *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 46, no. 1, pp. 45–58, May 2014, doi: 10.1016/J.YMSSP.2013.12.002.
- [36] F. L. T. Guefack, A. Kiselev, A. Kuznietsov, "Improved Detection of Inter-turn Short Circuit Faults in PMSM Drives using Principal Component Analysis," in *SPEEDAM 2018 - Proceedings: International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, 2018. doi: 10.1109/SPEEDAM.2018.8445403.

- [37] B. Guo, Y. Huang, F. Peng, J. Dong, “General Analytical Modeling for Magnet Demagnetization in Surface Mounted Permanent Magnet Machines,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 8, pp. 5830–5838, Aug. 2019, doi: 10.1109/TIE.2018.2873099.
- [38] R. Z. Haddad, C. A. Lopez, S. N. Foster, E. G. Strangas, “A Voltage-Based Approach for Fault Detection and Separation in Permanent Magnet Synchronous Machines,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 6, pp. 5305–5314, Nov. 2017, doi: 10.1109/TIA.2017.2726072.
- [39] R. Z. Haddad, E. G. Strangas, “On the Accuracy of Fault Detection and Separation in Permanent Magnet Synchronous Machines Using MCSA/MVSA and LDA,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 31, no. 3, pp. 924–934, Sep. 2016, doi: 10.1109/TEC.2016.2558183.
- [40] S. Halder, S. Bhat, C. Bhaumik, R. Rakshit, “Stator Inter-Turn Fault Diagnosis in Permanent Magnet Synchronous Motor,” in *2020 IEEE First International Conference on Smart Technologies for Power, Energy and Control (STPEC)*, IEEE, Sep. 2020, pp. 1–6. doi: 10.1109/STPEC49749.2020.9297677.
- [41] J. Hang, J. Zhang, M. Xia, S. Ding, W. Hua, “Interturn Fault Diagnosis for Model-Predictive-Controlled-PMSM Based on Cost Function and Wavelet Transform,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 6, pp. 6405–6418, Jun. 2020, doi: 10.1109/TPEL.2019.2953269.
- [42] J. Hang, D. Yan, M. Xia, S. Ding, Q. Wang, “Quantitative Fault Severity Estimation for High-Resistance Connection in PMSM Drive System,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 26855–26866, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2901121.
- [43] J. Hang, J. Zhang, M. Cheng, J. Huang, “Online Interturn Fault Diagnosis of Permanent Magnet Synchronous Machine Using Zero-Sequence Components,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 12, pp. 6731–6741, Dec. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2015.2388493.
- [44] T. A. Harris, M. N. Kotzalas, *Advanced concepts of bearing technology: Rolling bearing analysis, fifth edition*. 2006.
- [45] Y. He, Y.-Y. Zhang, M.-X. Xu, X.-L. Wang, J. Xiong, “A New Hybrid Model for Electromechanical Characteristic Analysis under SISC in Synchronous Generators,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 1–1, 2019, doi: 10.1109/TIE.2019.2907450.
- [46] S. R. Holm, H. Polinder, J. A. Ferreira, “Analytical Modeling of a Permanent-Magnet Synchronous Machine in a Flywheel,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 43, no. 5, pp. 1955–1967, May 2007, doi: 10.1109/TMAG.2007.892791.
- [47] S. Huang, A. Aggarwal, E. G. Strangas, K. Li, F. Niu, X. Huang, “Robust Stator Winding Fault Detection in PMSMs With Respect to Current Controller Bandwidth,” *IEEE Transactions on*

- Power Electronics*, vol. 36, no. 5, pp. 5032–5042, May 2021, doi: 10.1109/TPEL.2020.3030036.
- [48] A. Ibrayeva, F. Lopez, S. Eriksson, “Modelling of Permanent Magnet Synchronous Generator with Non-linear Magnets,” in *2021 22nd IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, IEEE, Mar. 2021, pp. 209–214. doi: 10.1109/ICIT46573.2021.9453675.
- [49] IEEE PHM 2012, “Pronastia Data Challenge Bearing Dataset.” Accessed: Jan. 06, 2024. [Online]. Available: <https://www.kaggle.com/datasets/alanhabrony/ieee-phm-2012-data-challenge>
- [50] T. M. Jahns, “Variable Frequency Permanent Magnet AC Machine Drives,” in *Power Electronics and Variable Frequency Drives*, Wiley, 1996, pp. 277–331. doi: 10.1002/9780470547113.ch6.
- [51] H. Jeong, H. Lee, S. W. Kim, “Classification and Detection of Demagnetization and Inter-Turn Short Circuit Faults in IPMSMs by Using Convolutional Neural Networks,” in *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, IEEE, Sep. 2018, pp. 3249–3254. doi: 10.1109/ECCE.2018.8558191.
- [52] I.-H. Kao, W.-J. Wang, Y.-H. Lai, J.-W. Perng, “Analysis of Permanent Magnet Synchronous Motor Fault Diagnosis Based on Learning,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 68, no. 2, pp. 310–324, Feb. 2019, doi: 10.1109/TIM.2018.2847800.
- [53] T. Kato, K. Inoue, T. Takahashi, Y. Kono, “Automatic fault diagnosis method of electrical machinery and apparatus by using Kohonen’s self-organizing map,” in *Fourth Power Conversion Conference-NAGOYA, PCC-NAGOYA 2007 - Conference Proceedings*, 2007. doi: 10.1109/PCCON.2007.373122.
- [54] S. H. Kia, H. Henao, G. A. Capolino, “A high-resolution frequency estimation method for three-phase induction machine fault detection,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 4, 2007, doi: 10.1109/TIE.2007.899826.
- [55] K.-H. Kim, “Simple Online Fault Detecting Scheme for Short-Circuited Turn in a PMSM Through Current Harmonic Monitoring,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 6, pp. 2565–2568, Jun. 2011, doi: 10.1109/TIE.2010.2060463.
- [56] O. C. Kivanc, S. B. Ozturk, “Low-cost position sensorless speed control of PMSM drive using four-switch inverter,” *Energies*, vol. 12, no. 4, 2019, doi: 10.3390/en12040741.
- [57] P. Koellensperger, S. Tsotoulidis, “Current and future activities in energy-efficient industrial drives,” in *Components of Power Electronics and their Applications 2023; ETG Symposium*, VDE, 2023, pp. 114–121.
- [58] C. T. Kowalski, *Diagnostyka układów napędowych z silnikiem indukcyjnym z zastosowaniem metod sztucznej inteligencji*. Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, 2013.
- [59] M. Krichen, E. Elbouchikhi, N. Benhadj, M. Chaieb, M. Benbouzid, R. Neji, “Motor Current Signature Analysis-Based Permanent Magnet Synchronous Motor Demagnetization

- Characterization and Detection,” *Machines*, vol. 8, no. 3, p. 35, Jun. 2020, doi: 10.3390/machines8030035.
- [60] M. Krichen, E. Elbouchikhi, N. Benhadj, M. Chaieb, M. Benbouzid, R. Neji, “Motor Current Signature Analysis-Based Permanent Magnet Synchronous Motor Demagnetization Characterization and Detection,” *Machines*, vol. 8, no. 3, p. 35, Jun. 2020, doi: 10.3390/machines8030035.
- [61] R. Krishnan, *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*. CRC Press, 2017. doi: 10.1201/9781420014235.
- [62] M. Krzysztofiak, M. Skowron, T. Orłowska-Kowalska, “Analysis of the impact of stator interturn short circuits on pmsm drive with scalar and vector control,” *Energies*, vol. 14, no. 1, 2021, doi: 10.3390/en14010153.
- [63] M. Krzysztofiak, T. Zawilak, G. Tarchała, “Online control signal-based diagnosis of interturn short circuits of PMSM drive,” *Archives of Electrical Engineering*, vol. 72, no. 1, 2023, doi: 10.24425/ae.2023.143692.
- [64] M. Krzysztofiak, G. Tarchała, “Application of neural networks to the detection of PMSM interturns short circuits windings using mathematical modelling,” *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. 99, no. 4, 2023, doi: 10.15199/48.2023.04.06.
- [65] P. Kumar, P. Samyuktha, “Vector control drive of permanent magnet synchronous motor using resolver sensor,” *International Journal of Computer Science Engineering (IJSCE)*, vol. 2, no. 04, 2013.
- [66] Z. Li, X. Huang, Y. Yu, D. Jiang, L. Wu, T. Shi, “Nonlinear Analytical Modelling for Surface-Mounted Permanent Magnet Motors with Magnet Defect Fault,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, pp. 1–1, 2022, doi: 10.1109/TEC.2022.3145637.
- [67] J. Liu, Y. Shao, “Vibration modelling of nonuniform surface waviness in a lubricated roller bearing,” *Journal of Vibration and Control*, vol. 23, no. 7, pp. 1115–1132, Apr. 2017, doi: 10.1177/1077546315589675.
- [68] W. Liu, L. Liu, I.-Y. Chung, D. A. Cartes, W. Zhang, “Modeling and detecting the stator winding fault of permanent magnet synchronous motors,” *Simulation Modelling Practice and Theory*, vol. 27, pp. 1–16, Sep. 2012, doi: 10.1016/j.simpat.2012.04.007.
- [69] X. Liu, H. Huang, J. Xiang, “A Personalized Diagnosis Method to Detect Faults in a Bearing Based on Acceleration Sensors and an FEM Simulation Driving Support Vector Machine,” *Sensors*, vol. 20, no. 2, p. 420, Jan. 2020, doi: 10.3390/s20020420.
- [70] L. Maraaba, Z. Al-Hamouz, M. Abido, “An efficient stator inter-Turn fault diagnosis tool for induction motors,” *Energies*, vol. 11, no. 3, 2018, doi: 10.3390/en11030653.
- [71] T. Martire, D. Matt, J. Fadar, “The permanent magnet synchronous motor in household appliances domain,” in *2004 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, IEEE, 2004, pp. 1231–1235.

- [72] M. A. Mazzeletti, G. R. Bossio, C. H. De Angelo, D. R. Espinoza-Trejo, "A Model-Based Strategy for Interturn Short-Circuit Fault Diagnosis in PMSM," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 9, pp. 7218–7228, Sep. 2017, doi: 10.1109/TIE.2017.2688973.
- [73] F. Meinguet, E. Semail, X. Kestelyn, Y. Mollet, J. Gyselinck, "Change-detection algorithm for short-circuit fault detection in closed-loop AC drives," *IET Electric Power Applications*, vol. 8, no. 5, pp. 165–177, May 2014, doi: 10.1049/iet-epa.2012.0316.
- [74] H. Mesloub, M. T. Benchouia, A. Golea, M. El Hachemi Benbouzid, "Resolver based vector control implementation of permanent magnet synchronous machine using a dspase," in *2015 10th International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies, EVER 2015*, 2015. doi: 10.1109/EVER.2015.7112918.
- [75] M. Michalski, "Od I do IV rewolucji przemysłowej," *Człowiek w cyberprzestrzeni*, no. 1, pp. 4–10, 2017.
- [76] M. R. Minaz, E. Akcan, "An Effective Method for Detection of Demagnetization Fault in Axial Flux Coreless PMSG With Texture-Based Analysis," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 17438–17449, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3050418.
- [77] S. S. Moosavi, A. Djerdir, Y. Ait-Amirat, D. A. Kkuburi, "Artificial neural networks based fault detection in 3-Phase PMSM traction motor," in *Proceedings - 2012 20th International Conference on Electrical Machines, ICEM 2012*, 2012. doi: 10.1109/ICEIMach.2012.6350089.
- [78] Z. Mynar, L. Vesely, P. Vaclavek, "PMSM Model Predictive Control With Field-Weakening Implementation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 8, pp. 5156–5166, Aug. 2016, doi: 10.1109/TIE.2016.2558165.
- [79] NASA, "Prognostics Center of Excellence Data Set Repository: 4. Bearing ." Accessed: Jan. 06, 2024. [Online]. Available: <https://www.nasa.gov/content/prognostics-center-of-excellence-data-set-repository>
- [80] H. Nejadi-Koti, J. Faiz, N. A. O. Demerdash, "Uniform demagnetization fault diagnosis in permanent magnet synchronous motors by means of cogging torque analysis," in *2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, IEEE, May 2017, pp. 1–7. doi: 10.1109/IEMDC.2017.8002299.
- [81] NSK, "New Bearing Doctor - Diagnosis of bearing problems. Objective: Smooth & reliable operation.," NSK. Accessed: Aug. 28, 2023. [Online]. Available: Diagnosis of bearing problems. Objective: Smooth & reliable operation.
- [82] N. O'Mahony *et al.*, "Deep Learning vs. Traditional Computer Vision," 2020, pp. 128–144. doi: 10.1007/978-3-030-17795-9_10.
- [83] T. Orłowska-Kowalska, *Bezczujnikowe układy napędowe z silnikami indukcyjnymi*. Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, 2003.

- [84] T. Orłowska-Kowalska *et al.*, “Fault Diagnosis and Fault-Tolerant Control of PMSM Drives—State of the Art and Future Challenges,” *IEEE Access*, vol. 10, pp. 59979–60024, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3180153.
- [85] Paderborn University, “Bearing DataCenter.” Accessed: Jan. 06, 2024. [Online]. Available: <https://mb.uni-paderborn.de/kat/forschung/kat-datacenter/bearing-datacenter/bearing-damage>
- [86] P. Pietrzak, P. Pietrzak, M. Wolkiewicz, “Microcontroller-Based Embedded System for the Diagnosis of Stator Winding Faults and Unbalanced Supply Voltage of the Induction Motors,” *Energies*, vol. 17, no. 2, p. 387, Jan. 2024, doi: 10.3390/en17020387.
- [87] P. Pietrzak, M. Wolkiewicz, “Stator Winding Fault Detection of Permanent Magnet Synchronous Motors Based on the Short-Time Fourier Transform,” *Power Electronics and Drives*, vol. 7, no. 1, pp. 112–133, Jan. 2022, doi: 10.2478/pead-2022-0009.
- [88] P. Pietrzak, M. Wolkiewicz, “Application of Spectral and Wavelet Analysis of Stator Current to Detect Angular Misalignment in PMSM Drive Systems,” *Power Electronics and Drives*, vol. 6, no. 1, 2021, doi: 10.2478/pead-2021-0004.
- [89] P. Pietrzak, M. Wolkiewicz, “Stator winding fault detection of permanent magnet synchronous motors based on the bispectrum analysis,” *Bulletin of the Polish Academy of Sciences Technical Sciences*, pp. 140556–140556, Feb. 2022, doi: 10.24425/bpasts.2022.140556.
- [90] P. Pietrzak, M. Wolkiewicz, “Demagnetization Fault Diagnosis of Permanent Magnet Synchronous Motors Based on Stator Current Signal Processing and Machine Learning Algorithms,” *Sensors*, vol. 23, no. 4, 2023, doi: 10.3390/s23041757.
- [91] P. Pillay, R. Krishnan, “Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives. I. The permanent-magnet synchronous motor drive,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 25, no. 2, pp. 265–273, 1989, doi: 10.1109/28.25541.
- [92] A. M. Plamitzer, *Maszyny elektryczne*. Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, 1982.
- [93] Y. Qi, E. Bostanci, M. Zafarani, B. Akin, “Severity Estimation of Interturn Short Circuit Fault for PMSM,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 9, pp. 7260–7269, Sep. 2019, doi: 10.1109/TIE.2018.2879281.
- [94] R. E. Quintal-Palomo, “Analysis of Current Signals in a Partially Demagnetized Vector Controlled Interior Permanent Magnet Generator,” *Power Electronics and Drives*, vol. 4, no. 1, pp. 179–190, Jun. 2019, doi: 10.2478/pead-2019-0012.
- [95] J. Quiroga, D. A. Cartes, C. S. Edrington, L. Liu, “Neural network based fault detection of PMSM stator winding short under load fluctuation,” in *2008 13th International Power Electronics and Motion Control Conference*, IEEE, Sep. 2008, pp. 793–798. doi: 10.1109/EPEPMC.2008.4635364.
- [96] A. Rafsanjani, S. Abbasion, A. Farshidianfar, H. Moeenfar, “Nonlinear dynamic modeling of surface defects in rolling element bearing systems,” *Journal of Sound and Vibration*, vol. 319, no. 3–5, pp. 1150–1174, Jan. 2009, doi: 10.1016/j.jsv.2008.06.043.

- [97] A. Rezig, A. N'Diaye, M. R. Mekideche, A. Djerdir, "Modelling and detection of bearing faults in Permanent Magnet Synchronous Motors," in *2012 XXth International Conference on Electrical Machines*, IEEE, Sep. 2012, pp. 1778–1782. doi: 10.1109/ICEIMach.2012.6350122.
- [98] R. F. Ribeiro Junior, F. A. de Almeida, G. F. Gomes, "Fault classification in three-phase motors based on vibration signal analysis and artificial neural networks," *Neural Computing and Applications*, vol. 32, no. 18, 2020, doi: 10.1007/s00521-020-04868-w.
- [99] L. Romeral, J. C. Urresty, J.-R. Riba Ruiz, A. Garcia Espinosa, "Modeling of Surface-Mounted Permanent Magnet Synchronous Motors With Stator Winding Interturn Faults," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 5, pp. 1576–1585, May 2011, doi: 10.1109/TIE.2010.2062480.
- [100] J. Rosero, L. Romeral, J. A. Ortega, J. C. Urresty, "Demagnetization fault detection by means of Hilbert Huang transform of the stator current decomposition in PMSM," in *2008 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, IEEE, Jun. 2008, pp. 172–177. doi: 10.1109/ISIE.2008.4677217.
- [101] J. A. Rosero, L. Romeral, J. A. Ortega, E. Rosero, "Short-circuit detection by means of empirical mode decomposition and Wigner-Ville distribution for PMSM running under dynamic condition," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 11, 2009, doi: 10.1109/TIE.2008.2011580.
- [102] W. Roux, R. Harley, T. Habetler, "Detecting faults in rotors of PM drives," *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 14, no. 2, pp. 23–31, Mar. 2008, doi: 10.1109/MIA.2007.915789.
- [103] S. Ruoho, E. Dlala, A. Arkkio, "Comparison of Demagnetization Models for Finite-Element Analysis of Permanent-Magnet Synchronous Machines," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 43, no. 11, pp. 3964–3968, Nov. 2007, doi: 10.1109/TMAG.2007.906749.
- [104] B. A. Sa, C. M. V. Barros, C. A. Siebra, L. S. Barros, "A Multilayer Perceptron-Based Approach for Stator Fault Detection in Permanent Magnet Wind Generators," in *2019 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference - Latin America (ISGT Latin America)*, IEEE, Sep. 2019, pp. 1–6. doi: 10.1109/ISGT-LA.2019.8895013.
- [105] M. N. O. Sadiku, *Fundamentals of Engineering Electromagnetics*. CRC Press, 2006. doi: 10.1201/9781315221830.
- [106] T. Shen, A. Kilic, C. Thulfaut, H.-C. Reuss, "An Intelligent Diagnostic Method for Permanent Magnet Synchronous Motors (PMSM) in the Electric Drive of Autonomous Vehicles," in *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe)*, IEEE, Sep. 2019, p. P.1-P.10. doi: 10.23919/EPE.2019.8915161.
- [107] C. Shi, L. Peng, Z. Zhang, T. Shi, "Analytical Modeling and Analysis of Permanent-Magnet Motor with Demagnetization Fault," *Sensors*, vol. 22, no. 23, p. 9440, Dec. 2022, doi: 10.3390/s22239440.

- [108] M. Singh, A. G. Shaik, “Faulty bearing detection, classification and location in a three-phase induction motor based on Stockwell transform and support vector machine,” *Measurement*, vol. 131, pp. 524–533, Jan. 2019, doi: 10.1016/j.measurement.2018.09.013.
- [109] SKF, “Bearing damage and failure analysis,” SKF Group.
- [110] M. Skowron, M. Krzysztofiak, T. Orłowska-Kowalska, “Application of PMSM fault detector based on Kohonen classifier and FEM model,” in *2022 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, SPEEDAM 2022*, 2022. doi: 10.1109/SPEEDAM53979.2022.9842181.
- [111] M. Skowron, M. Krzysztofiak, T. Orłowska-Kowalska, “Effectiveness of Neural Fault Detectors of Permanent Magnet Synchronous Motor Trained with Symptoms from Field-Circuit Modeling,” *IEEE Access*, vol. 10, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3211087.
- [112] M. Skowron, *Diagnostyka uszkodzeń silników indukcyjnych i synchronicznych z magnesami trwałymi przy wykorzystaniu sieci neuronowych z głębokim uczeniem*. [Niepublikowana Rozprawa doktorska] Politechnika Wrocławska, 2021.
- [113] M. Skowron, T. Orłowska-Kowalska, C. T. Kowalski, “Diagnosis of Stator Winding and Permanent Magnet Faults of PMSM Drive Using Shallow Neural Networks,” *Electronics (Switzerland)*, vol. 12, no. 5, 2023, doi: 10.3390/electronics12051068.
- [114] N. Soldat, R. Mitrović, I. Atanasovska, R. Tomović, “A Methodology for Analyzing Radial Ball Bearing Vibrations,” *Transactions of FAMENA*, vol. 44, no. 1, pp. 13–28, May 2020, doi: 10.21278/TOF.44102.
- [115] Świerczyński Dariusz, *Direct torque control with space vector modulation (DTC-SVM) of inverter-fed permanent magnet synchronous motor drive*. 2005.
- [116] D. Świerczyński, M. P. Kaźmierkowski, F. Blaabjerg, “DSP based direct torque control of permanent magnet synchronous motor (PMSM) using space vector modulation (DTC-SVM),” in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2002. doi: 10.1109/isie.2002.1025821.
- [117] S. Szymaniec, M. Kacperak, “Utrzymanie ruchu w przemyśle. Wstęp,” *Napędy i Sterowanie*, vol. 23, 2021.
- [118] G.-J. Tang, H.-C. Jiang, Y.-L. He, Q.-F. Meng, “Electromagnetic Forces and Mechanical Responses of Stator Windings before and after Rotor Interturn Short Circuit in Synchronous Generators,” *Mathematical Problems in Engineering*, vol. 2020, pp. 1–19, Dec. 2020, doi: 10.1155/2020/5892312.
- [119] A. Tedric, N. Michael, K. Harris, “Advanced Concepts of Bearing Technology. Rolling Bearing Analysis.” Taylor & Francis Group, LLC.: Boca Raton, FL, USA, 2006.
- [120] D. Tiwari, J. Miscandlon, A. Tiwari, G. W. Jewell, “A review of circular economy research for electric motors and the role of industry 4.0 technologies,” *Sustainability*, vol. 13, no. 17, p. 9668, 2021.

- [121] J.-C. Urresty, J.-R. Riba, M. Delgado, L. Romeral, "Detection of Demagnetization Faults in Surface-Mounted Permanent Magnet Synchronous Motors by Means of the Zero-Sequence Voltage Component," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 27, no. 1, pp. 42–51, Mar. 2012, doi: 10.1109/TEC.2011.2176127.
- [122] P. Vas, *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. in Monographs in electrical and electronic engineering. Oxford University Press, 1998. [Online]. Available: <https://books.google.pl/books?id=9ORSAAAAMAAJ>
- [123] B. Wang, X. Feng, R. Wang, "Open-Circuit Fault Diagnosis for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives Based on Voltage Residual Analysis," *Energies*, vol. 16, no. 15, p. 5722, Jul. 2023, doi: 10.3390/en16155722.
- [124] B. Wang, J. Wang, A. Griffio, B. Sen, "Stator Turn Fault Detection by Second Harmonic in Instantaneous Power for a Triple-Redundant Fault-Tolerant PM Drive," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 9, pp. 7279–7289, Sep. 2018, doi: 10.1109/TIE.2018.2793188.
- [125] L. Wang, Y. Li, J. Li, "Diagnosis of Inter-Turn Short Circuit of Synchronous Generator Rotor Winding Based on Volterra Kernel Identification," *Energies*, vol. 11, no. 10, p. 2524, Sep. 2018, doi: 10.3390/en11102524.
- [126] L. Wei, L. Qian, M. Wang, M. Tong, Y. Jiang, M. Li, "A novel multi-resolution network for the open-circuit faults diagnosis of automatic ramming drive system," *Defence Technology*, Nov. 2023, doi: 10.1016/J.DT.2023.11.021.
- [127] M. Wolkiewicz, G. Tarchala, T. Orłowska-Kowalska, C. T. Kowalski, "Online Stator Interturn Short Circuits Monitoring in the DFOC Induction-Motor Drive," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 4, pp. 2517–2528, Apr. 2016, doi: 10.1109/TIE.2016.2520902.
- [128] S. Xu, J. Bao, W. Fang, T. Lu, "Study on Characteristics of Rotor Eccentricity for PMSM," *Journal of Physics: Conference Series*, vol. 1176, p. 062005, Mar. 2019, doi: 10.1088/1742-6596/1176/6/062005.
- [129] Y. Yang, W. Yang, D. Jiang, "Simulation and experimental analysis of rolling element bearing fault in rotor-bearing-casing system," *Engineering Failure Analysis*, vol. 92, pp. 205–221, Oct. 2018, doi: 10.1016/j.engfailanal.2018.04.053.
- [130] Y.-M. You, "Optimal Design of PMSM Based on Automated Finite Element Analysis and Metamodeling," *Energies*, vol. 12, no. 24, p. 4673, Dec. 2019, doi: 10.3390/en12244673.
- [131] Y. Yu *et al.*, "Rotor Faults Diagnosis in PMSMs Based on Branch Current Analysis and Machine Learning," *Actuators*, vol. 12, no. 4, 2023, doi: 10.3390/act12040145.
- [132] M. Zafarani, E. Bostanci, Y. Qi, T. Goktas, B. Akin, "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*, vol. 6, no. 4, pp. 2173–2191, Dec. 2018, doi: 10.1109/JESTPE.2018.2811538.

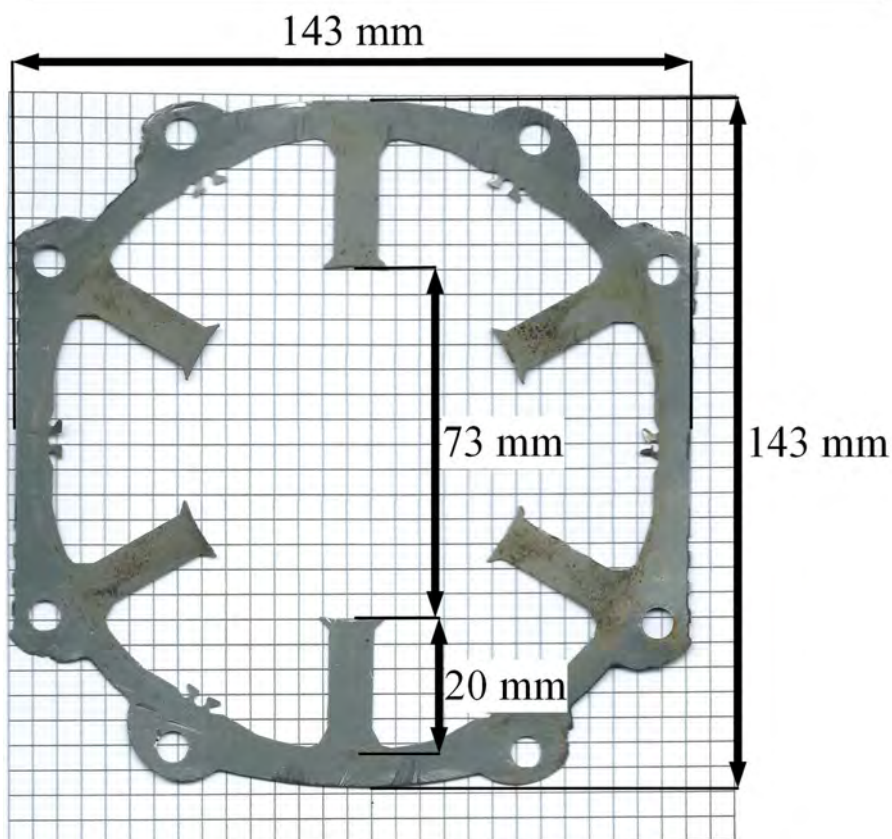
- [133] K. Zawirski, J. Deskur, T. Kaczmarek, *Automatyka napędu elektrycznego*. Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, 2012.
- [134] J. Zhang, A. Tounzi, A. Benabou, Y. Le Menach, “Detection of magnetization loss in a PMSM with Hilbert Huang transform applied to non-invasive search coil voltage,” *Mathematics and Computers in Simulation*, vol. 184, pp. 184–195, Jun. 2021, doi: 10.1016/j.matcom.2020.02.009.
- [135] J. Zhang, A. Tounzi, A. Benabou, Y. Le Menach, “Detection of magnetization loss in a PMSM with Hilbert Huang transform applied to non-invasive search coil voltage,” *Mathematics and Computers in Simulation*, vol. 184, pp. 184–195, Jun. 2021, doi: 10.1016/j.matcom.2020.02.009.
- [136] Y. Zhang, Z. Xiang, X. Zhu, L. Quan, M. Jiang, “Anti-Demagnetization Capability Research of a Less-Rare-Earth Permanent-Magnet Synchronous Motor Based on the Modulation Principle,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 57, no. 2, pp. 1–6, Feb. 2021, doi: 10.1109/TMAG.2020.3019295.
- [137] J. Zheng, Z. Wang, D. Wang, Y. Li, M. Li, “Review of fault diagnosis of PMSM drive system in electric vehicles,” in *2017 36th Chinese Control Conference (CCC)*, IEEE, 2017, pp. 7426–7432.
- [138] “COMMISSION REGULATION (EU) 2019/1781 of 1 October 2019 laying down ecodesign requirements for electric motors and variable speed drives pursuant to Directive 2009/125/EC of the European Parliament and of the Council, amending Regulation (EC) No 641/2009 with regard to ecodesign requirements for glandless standalone circulators and glandless circulators integrated in products and repealing Commission Regulation (EC) No 640/2009,” *Official Journal of the European Union*, vol. L 272/74.
- [139] “Report of Large Motor Reliability Survey of Industrial and Commercial Installations, Part I,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-21, no. 4, pp. 853–864, 1985, doi: 10.1109/TIA.1985.349532.

ZAŁĄCZNIK A PARAMETRY SILNIKA PMSM

W rozprawie badano silnik synchroniczny z magnesami trwałymi firmy *Lenze MCS 14H15* o mocy wyjściowej 2,5 kW. Dane znamionowe analizowanej maszyny przedstawiono w tabeli A1. Dodatkowo, na rys. A.1 zamieszczono skan blachy pakietu elektrycznego stojana, z którego składa się stojan maszyny, wraz z wymiarami.

Tabela A1 Zestawienie parametrów silnika *Lenze 14H15*

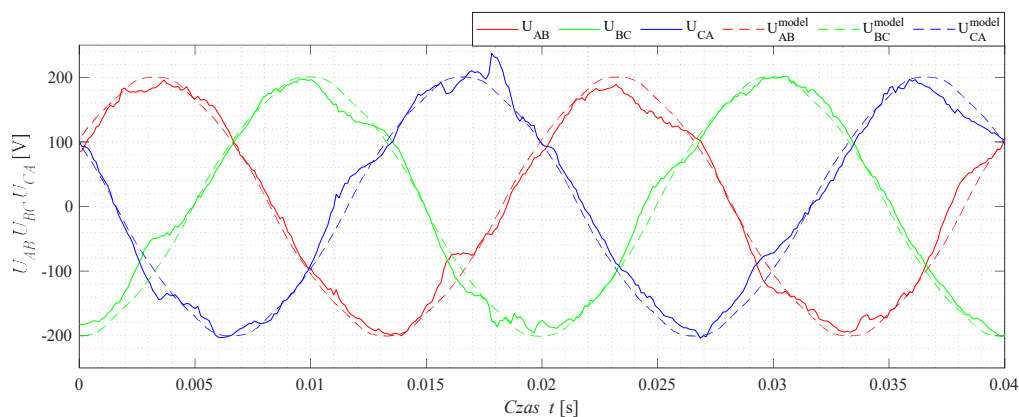
Parametry	Symbol	Wartość	Jednostka
Moc znamionowa	P_N	2500	[W]
Moment znamionowy	M_n	16	[Nm]
Napięcie znamionowe	U_N	325	[V]
Prąd znamionowy	I_N	6,6	[A]
Częstotliwość zasilania	f_N	100	[Hz]
Rezystancja stojana	R_s	1,206	[Ω]
Indukcyjność własna stojana	L_s	27,58	[mH]
Indukcyjność wzajemna silnika	M_s	7,02	[mH]
Prędkość znamionowa	n_N	1500	[rpm]
Liczba par biegunów	p_p	4	[-]
Liczba zwojów w paśmie	N_s	125	[-]
Moment bezwładności	J	1,42	[kg·cm ²]



Rys. A.1 Skan blachy z jarzma stojana silnika *Lenze 14H15* wykorzystanej podczas modelowania

ZAŁĄCZNIK B WERYFIKACJA MODELU POLOWO-OBWODOWEGO

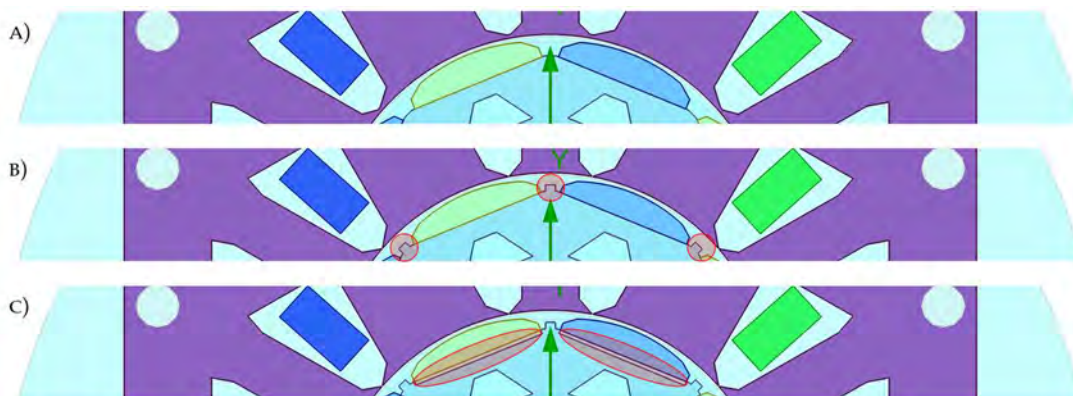
Budowa modelu polowo-obwodowego zaprezentowanego w tej części załącznika sprowadza się do uzyskiwania jak najlepszego odwzorowania modelu silnika MCS14H15 firmy *Lenze* o parametrach zestawionych w załączniku A. Model powstał na podstawie blachy elektrotechnicznej uzyskanej z jarzma stojana (Rys. A.1). Zaprezentowany model składa się z trzech faz przesuniętych względem siebie o kąt 120° , natomiast każda faza składa się z 2 pasm po 125 zwojów. Na wirniku znajduje się 8 magnesów trwałych. W pierwszym etapie weryfikacji przeprowadzono analizę siły elektromagnetycznej wytworzonej za pośrednictwem magnesów trwałych w silniku PMSM. W tym celu wymuszono za pośrednictwem sprzężonego silnika stałą prędkość obrotową, następnie zmierzono wartość napięcia indukowanego na zaciskach maszyny. Zestawienie badań eksperymentalnych wraz z symulacyjnymi zaprezentowano na Rys. B.1. Analizowane stany dotyczą silnika nieuszkodzonego z wymuszoną prędkością 750 obr/min . Badania w tym stanie generują SEM o częstotliwości 50 Hz. Na rys. B.1 przedstawiono porównanie uzyskanych wartości chwilowych napięć międzyfazowych z wartościami rzeczywistymi silnika wykorzystanego w rozprawie doktorskiej. Badania te wskazują na poprawność odzwierciedlenia trendu oraz uzyskanej wartości skutecznej generowanej SEM. Pomimo niewielkich odkształceń widocznych na przebiegach, wartości pomiarowe, takie jak wartość skuteczna oraz poszczególne harmoniczne, odzwierciedlają zachowanie obiektu.



Rys. B.1 Porównanie badań symulacyjnych oraz eksperymentalnych SEM dla silnika PMSM Lenze 14H32

Kolejnym etapem było zasilanie badanego silnika za pomocą falownika przemysłowego oraz rejestracja wielkości fizycznych, takich jak wartość skuteczna prądów fazowych, wartość skuteczna napięć międzyfazowych oraz moment obciążenia. Po analizie wyników pomiarowych zauważono rozbieżności w analizowanych wartościach, dlatego konieczna była poprawa rozpatrywanego modelu. Poszczególne zmiany zostały zaprezentowane na rys. B.2, gdzie rys. B.2a) odpowiada pierwotnej wersji, b) wersji z dodanym elementem rozdzielającym magnesy, wynikającym z konstrukcji wirnika, c) wersji z dodaną warstwą kleju, która została zastosowana do

przytwierdzenia magnesów do wirnika maszyny. Dodatkowo, zamieszczono porównanie uzyskanych wyników w tab. B.1 oraz tab. B.2.



Rys. B.2 Modyfikacje modelu połowo-obwodowego; a) model bazowy, b) model z odseparowanymi magnesami, c) model uwzględniający warstwę niemagnetycznego kleju.

Tab. B.1 Zestawienie wyników eksperymentalnych silnika MCS14H15 dla pomiarów wartości skutecznej prądów fazowych z symulacyjnymi uzyskanych z modeli połowo-obwodowych

Lp.	M_o [Nm]	Cęgi pom. [A]	Model bazowy [A]	b)	c)	b)	c)	Model bazowy [-]	b)	c)	b)	c)
				$B_r=1,16T$		$B_r=1,27T$			$B_r=1,16T$		$B_r=1,27T$	
				[A]	[A]	[A]	[A]		[-]	[-]	[-]	[-]
1	0	0,20	0,02	0,02	0,02	0,02	0,02	10%	12%	8%	8%	12%
2	2	0,80	0,60	0,70	0,64	0,61	0,64	75%	88%	80%	77%	80%
3	4	1,40	1,20	1,39	1,29	1,22	1,27	86%	99%	92%	87%	91%
4	6	2,00	1,80	2,09	1,93	1,84	1,91	90%	105%	97%	92%	95%
5	8	2,70	2,40	2,79	2,58	2,46	2,55	89%	103%	96%	91%	94%
6	10	3,30	3,01	3,49	3,23	3,08	3,19	91%	106%	98%	93%	97%
7	12	4,00	3,61	4,19	3,88	3,70	3,84	90%	105%	97%	92%	96%
8	14	4,60	4,21	4,90	4,54	4,32	4,48	92%	107%	99%	94%	97%
9	16	5,30	4,82	5,61	5,19	4,95	5,13	91%	106%	98%	93%	97%
10	18	6,00	5,42	6,31	5,85	5,57	5,78	90%	105%	98%	93%	96%
11	20	6,70	6,05	7,02	6,63	6,21	6,50	90%	105%	99%	93%	97%

Tab B.2 Zestawienie wyników eksperymentalnych silnika MCS14H15 dla pomiarów wartości skutecznej napięć międzyfazowych z symulacyjnymi uzyskanych z modeli połowo-obwodowych

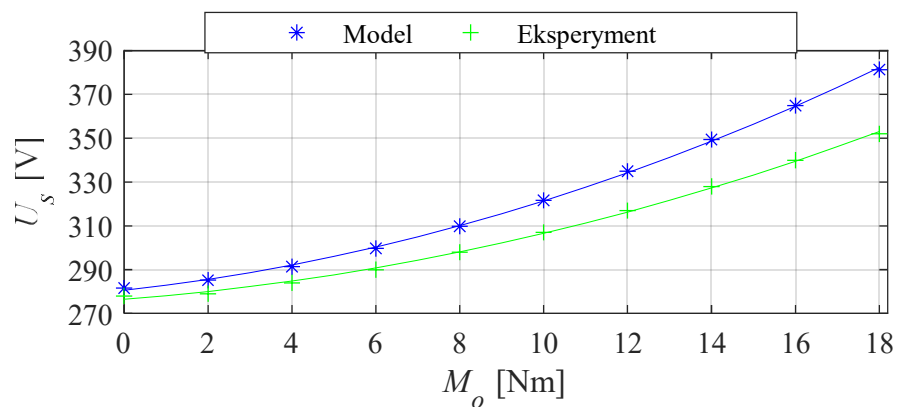
Lp.	M_o [Nm]	Cęgi pom. [A]	Model bazowy [A]	b)	c)	b)	c)	Model bazowy [-]	b)	c)	b)	c)
				$B_r=1,16T$		$B_r=1,27T$			$B_r=1,16T$		$B_r=1,27T$	
				[A]	[A]	[A]	[A]		[-]	[-]	[-]	[-]
1	0	278	303,50	261,20	281,91	295,79	285,22	109%	94%	101%	106%	103%
2	2	279	305,70	264,53	284,72	298,30	287,98	110%	95%	102%	107%	103%
3	4	284	309,90	271,32	290,40	303,26	293,33	109%	96%	102%	107%	103%
4	6	290	315,80	280,95	298,44	310,26	300,83	109%	97%	103%	107%	104%
5	8	298	323,30	292,85	308,50	319,04	310,10	108%	98%	104%	107%	104%
6	10	307	332,10	306,67	320,38	329,44	321,02	108%	100%	104%	107%	105%
7	12	317	342,30	322,21	333,85	341,27	333,41	108%	102%	105%	108%	105%
8	14	328	353,40	339,14	348,71	354,37	347,10	108%	103%	106%	108%	106%
9	16	340	365,60	357,17	364,70	368,67	361,77	108%	105%	107%	108%	106%
10	18	352	378,50	376,07	381,67	383,96	377,46	108%	107%	108%	109%	107%
11	20	354	392,30	395,53	387,15	399,11	382,32	111%	112%	109%	113%	108%

W tabeli B.2 zestawiono wyniki dla pomiarów wartości skutecznej prądów fazowych dla różnych momentów obciążenia. Wykonano także symulację wpływu wartości parametru indukcji magnetycznej B_r . Z przeprowadzonej analizy wynika, że najdokładniejsze odwzorowanie silnika badanego wykazuje model z uwzględnieniem warstwy niemagnetycznego kleju znajdującego się między wirnikiem a magnesami trwałymi. Z wyników uzyskanych badań widać rozrzut wartości w granicach $\pm 8\%$ dla wartości współczynnika $B_r=1,16$ T oraz $\pm 9\%$ dla wartości $B_r=1,27$ T. Podobnie ma to miejsce dla analizy wartości skutecznej napięcia międzyfazowego zasilającego silnik, największy uzyskany błąd wynosił 9%. Zauważono również, że w zakresie momentu obciążenia od 0 Nm do 4 Nm występuje największa rozbieżność między modelem a obiektem rzeczywistym. Jest to związane z występującymi zjawiskami widocznymi szczególnie dla małych obciążeń, tj. momentem tarcia czy momentem zaczepowym. W tym celu dodatkowo wprowadzono zastępczą wartość momentu obciążenia związaną z tymi zjawiskami.

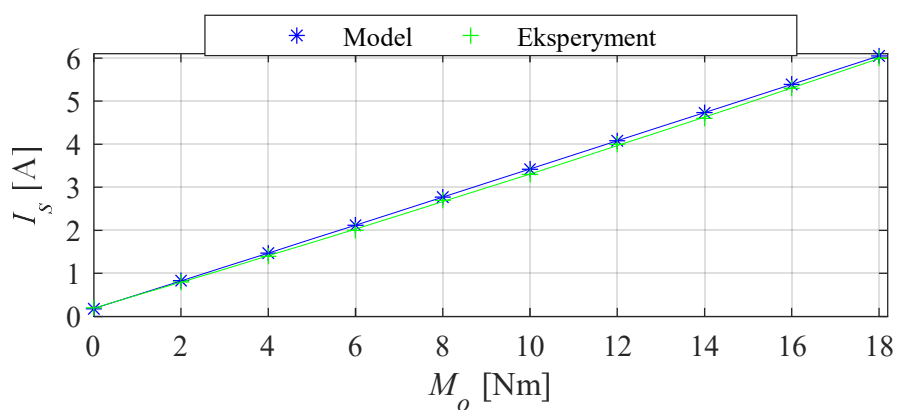
Ostateczny model silnika PMSM został opracowany w wyniku uwzględnienia wszystkich powyższych informacji, przeprowadzono badania symulacyjne oraz porównano wyniki z eksperymentem. Wyniki analiz wartości prądów oraz napięć podczas badań zostały zestawione w tabeli B.3 oraz przedstawione w formie graficznej na rysunkach B.3 i B.4. Ostateczny model FEM przyjęty w badaniach przyjęto błąd odwzorowania silnika, który zawiera się w granicy od -9% do maksymalnie 6% dla prądu oraz od 1% do +7% w przypadku napięcia międzyfazowego. Warto również podkreślić, że proces analizy nie ograniczał się jedynie do uzyskania danych liczbowych, ale obejmował także interpretację wartości chwilowych w różnych warunkach pracy.

Tab B.3 Zestawienie wyników eksperymentalnych silnika MCS14H15 dla pomiarów wartości skutecznej napięć międzyfazowych z symulacyjnymi uzyskanymi z modeli polowo-obwodowych

Lp.	M_o	Cęgi pom.	Wartości prądu fazowego uzyskane z modelu FEM		Cęgi pom.	Wartości napięć międzyfazowych uzyskane z modelu FEM	
	[Nm]		[A]	[A]		[-]	[V]
1	0	0,20	0,18	91%	278,00	281,55	101%
2	2	0,80	0,83	103%	279,00	285,18	102%
3	4	1,40	1,47	105%	284,00	291,35	103%
4	6	2,00	2,12	106%	290,00	299,68	103%
5	8	2,70	2,77	103%	298,00	309,81	104%
6	10	3,30	3,42	104%	307,00	321,63	105%
7	12	4,00	4,08	102%	317,00	334,91	106%
8	14	4,60	4,73	103%	328,00	349,41	107%
9	16	5,30	5,39	102%	340,00	364,95	107%
10	18	6,00	6,05	101%	352,00	381,38	108%
11	20	6,70	6,71	100%	354,00	398,39	113%



Rys. B.3 Charakterystyka badanego silnika Lenze 14H15, zależność wartości napięcia od obciążenia na wale, dane na podstawie Tab. B.3



Rys. B.4 Charakterystyka badanego silnika Lenze 14H15, zależność wartości prądu stojana od obciążenia na wale, dane na podstawie Tab. B.3

ZALĄCZNIK C PARAMETRY ŁOŻYSKA SKF6306

Według noty katalogowej producenta, omawiane łożysko charakteryzuje się dużą uniwersalnością, minimalnym tarcieniem oraz optymalizacją pod kątem ograniczenia hałasu i drgań, co umożliwi ich efektywną pracę przy wysokich prędkościach obrotowych. Posiadają zdolność przenoszenia obciążeń zarówno promieniowych, jak i osiowych w obu kierunkach, co sprawia, że są łatwe w montażu i wymagają mniej obsługi niż wiele innych rodzajów łożysk. W tabeli C1 zestawiono parametry analizowanego w rozprawie łożyska tocznego.

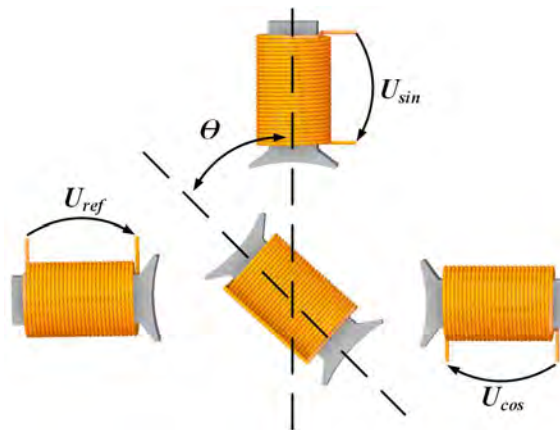
Tab. C.1 Parametry łożyska SKF 6306

	Wymiary		
	Średnica otworu	d	30 mm
	Średnica zewnętrzna	D	72 mm
	Szerokość	B	19 mm
	Średnica obrzeży	d_1	44,6 mm
	Średnica wgłębienia	d_2	61,88 mm
	Wymiar ścięcia montażowego	$r_{1,2}$	1,1 mm
	Parametry obliczeniowe		
	Nominalna nośność dynamiczna	C	29,6 kN
	Znamionowa nośność statyczna	C_0	16 kN
	Graniczne obciążenie zmęczeniowe	P_u	0,67 kN
	Prędkość wzorcowa	n_{wzo}	20000 $\frac{obr}{min}$
Prędkość graniczna	n_{gr}	13000 $\frac{obr}{min}$	
Współczynnik obciążenia minimalnego	k_r	0,03	
Współczynnik obliczeniowy	f_0	13,1	
Masa łożyska	m_{bg}	0,35 kg	

ZAŁĄCZNIK D IDENTYFIKACJA POŁOŻENIA WAŁU SILNIKA PMSM

Badany silnik Lenze MSC 14H15 wyposażony jest w resolver. Resolver wykorzystywany jest do określania kątowej pozycji wału urządzenia, na którym jest zamontowany. Jest on szczególnie przydatny w warunkach pracy charakteryzujących się dużym zanieczyszczeniem, wysoką temperaturą, wibracjami i wilgocią.

Resolver to rodzaj transformatora obrotowego, który przekształca kąt położenia wału na sygnał analogowy. Składa się on z uzwojenia wzbudzenia umieszczonego na wirniku oraz dwóch uzwojeń stojana, przesuniętych o $\pi/2$ (rys. D.1). Gdy resolver jest zasilany napięciem sinusoidalnym o stałej amplitudzie i częstotliwości U_{ref} , w uzwojeniach stojana indukują się siły elektromotoryczne, U_{cos} i U_{sin} , które zależą od położenia wirnika względem osi odniesienia.



Rys. D.1 Schemat ideowy budowy resolvera analogowego.

$$U_{ref}(t) = U_m \sin(\omega_{ref} t), \quad (D.1)$$

$$U_{sin}(t) = U_m k \sin(\omega_{ref} t) \sin(\theta), \quad (D.2)$$

$$U_{cos}(t) = U_m k \sin(\omega_{ref} t) \cos(\theta), \quad (D.3)$$

gdzie:

U_m – wartość szczytowa napięcia [V]

θ – położenie aktualne resolvera [rad]

ω_{ref} – częstotliwość sygnału zmodulowanego [rad/s]

k – współczynnik wzmocnienia resolvera.

Do estymacji kąta położenia wirnika wykorzystano informacje zawarte w publikacjach [65], [74]. Z uwagi na fakt, że amplitudy odniesienia są zależne do aktualnego położenia wału, możliwe jest jednoznaczne określenie pozycji wirnika. Uzyskanie informacji o położeniu odbywa się poprzez wprowadzenie wielkości kąta estymowanego θ_m . W każdej iteracji algorytmu kąt ten jest wykorzystywany do obliczenia wartości $\sin(\theta_m)$ oraz $\cos(\theta_m)$, które następnie są mnożone przez sygnał U_{ref} .

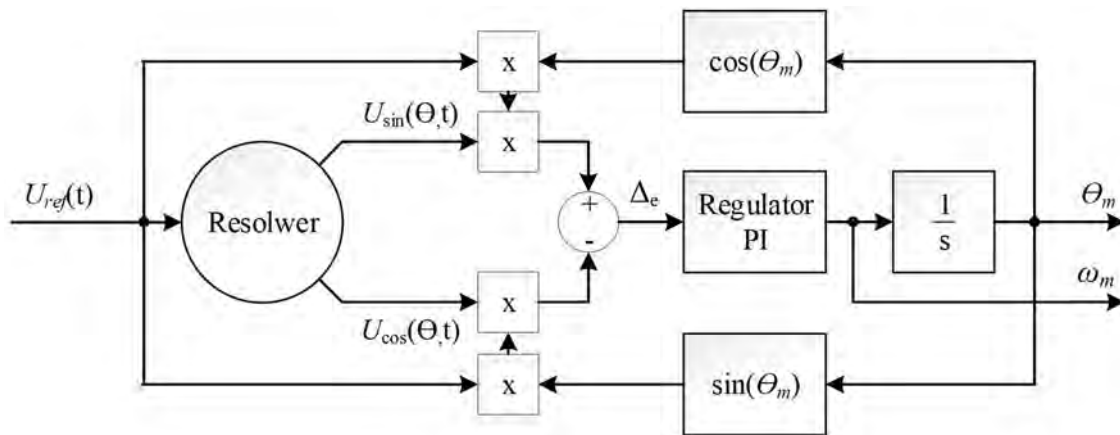
W ten sposób uzyskany sygnał, wykorzystując zależności trygonometryczne oraz mnożąc z sygnałami mierzonymi U_{cos} oraz U_{sin} pozwala określić funkcję błędu, którą można zdefiniować następującą zależnością:

$$\Delta_e = U_{ref}(t) \cos(\theta_m) U_{sin}(t) - U_{ref}(t) \sin(\theta_m) U_{cos}(t), \quad (D.4)$$

po przekształceniu:

$$\Delta_e = U_{ref}(t) U_m k \sin(\omega_{ref} t) [\sin(\theta - \theta_m)]. \quad (D.5)$$

Minimalizując zależność D.4, dąży się do uzyskania dokładnej wartości kąta położenia wirnika θ_m . W procesie tym błąd jest minimalizowany, zmniejszany do zera przez regulator PI (Rys. D.2). Wyjście tego regulatora odpowiada prędkości mechanicznej wału podłączonego do resolwera, a dokonując całkowania otrzymujemy wartość położenia kąтового. Całkowanie pełni rolę sumowania błędów w czasie, co umożliwia precyzyjniejsze wyznaczenie kąta, zwłaszcza przy niewielkich zmianach. Zgodnie z D.5, gdy pętla sterowania osiągnie punkt, w którym błąd wynosi zero (tj. $\Delta_e = 0$), oznacza to, że obliczony kąt θ_m odpowiada wartości mierzonego kąta wirnika θ . Ograniczenie obliczonego kąta do przedziału od 0 do 2π radianów zapewnia jego poprawność oraz możliwość podania go wprost do układu sterowania.



Rys. D.2 Algorytm wyznaczania kąta położenia resolwera.

ZAŁĄCZNIK E PRZEKSZTAŁCENIA SKŁADOWEJ PRĄDU W UKŁADZIE STEROWANIA

Wartości sygnałów prądu w układzie trójfazowym, z uwzględnieniem trzeciej harmonicznej związanej z uszkodzeniem stojana, można zapisać następująco:

$$\begin{cases} i_{sA} = I_s \cos(\omega t + \delta) + I_d \cos(3\omega t + \theta_d) \\ i_{sB} = I_s \cos(\omega t + \delta - \frac{2\pi}{3}) + I_d \cos\left(3\omega t + \theta_d - \frac{2\pi}{3}\right), \\ i_{sC} = I_s \cos(\omega t + \delta + \frac{2\pi}{3}) + I_d \cos\left(3\omega t + \theta_d + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{E.1})$$

Korzystając z zależności trygonometrycznych, można zapisać prąd i_{sA} w następującej formie:

$$\begin{aligned} i_{sA} &= I_s \cos(\omega t + \delta) + I_d \cos(3\omega t + \theta_d) \\ &= I_s \cos(\omega t) \cos(\delta) - I_s \sin(\omega t) \sin(\delta) \\ &\quad + I_d \cos(3\omega t) \cos(\theta_d) - I_d \sin(3\omega t) \sin(\theta_d) \end{aligned} \quad (\text{E.2})$$

Przyjmując, że:

$$\begin{aligned} I_{s\cos} &= I_s \cos(\delta); I_{s\sin} = I_s \sin(\delta) \\ I_{d\cos} &= I_d \cos(\theta_d); I_{d\sin} = I_d \sin(\theta_d) \end{aligned}$$

Otrzymamy

$$i_{sA} = I_{s\cos} \cos(\omega t) - I_{s\sin} \sin(\omega t) + I_{d\cos} \cos(3\omega t) - I_{d\sin} \sin(3\omega t) \quad (\text{E.3})$$

Wykonując obliczenia dla fazy B:

$$\begin{aligned} i_{sB} &= I_s \cos(\omega t + \delta - \frac{2\pi}{3}) + I_d \cos\left(3\omega t + \theta_d - \frac{2\pi}{3}\right) \\ &= I_s \left[\cos(\omega t + \delta) \cos\left(-\frac{2\pi}{3}\right) - \sin(\omega t + \delta) \sin\left(-\frac{2\pi}{3}\right) \right] \\ &\quad + I_d \left[\cos(3\omega t + \theta_d) \cos\left(-\frac{2\pi}{3}\right) - \sin(3\omega t + \theta_d) \sin\left(-\frac{2\pi}{3}\right) \right] \\ &= -\frac{1}{2} I_s \cos(\omega t + \delta) + \frac{\sqrt{3}}{2} I_s \sin(\omega t + \delta) - \frac{1}{2} I_d \cos(3\omega t + \theta_d) + \frac{\sqrt{3}}{2} I_d \sin(3\omega t + \theta_d) \\ &= -\frac{1}{2} I_s (\cos(\omega t) \cos \delta - \sin(\omega t) \sin \delta) + \frac{\sqrt{3}}{2} I_s (\sin(\omega t) \cos \delta + \cos(\omega t) \sin \delta) \\ &\quad - \frac{1}{2} I_d (\cos(3\omega t) \cos \theta_d - \sin(3\omega t) \sin \theta_d) + \frac{\sqrt{3}}{2} I_d (\sin(3\omega t) \cos \theta_d + \cos(3\omega t) \sin \theta_d) \end{aligned}$$

otrzymuje się ostatecznie:

$$\begin{aligned}
 i_{sB} = & -\frac{1}{2}I_{s\cos} \cos(\omega t) + \frac{1}{2}I_{s\sin} \sin(\omega t) \\
 & + \frac{\sqrt{3}}{2}I_{s\cos} \sin(\omega t) + \frac{\sqrt{3}}{2}I_{s\sin} \cos(\omega t) \\
 & - \frac{1}{2}I_{d\cos} \cos(3\omega t) + \frac{1}{2}I_{d\sin} \sin(3\omega t) \\
 & + \frac{\sqrt{3}}{2}I_{d\cos} \sin(3\omega t) + \frac{\sqrt{3}}{2}I_{d\sin} \cos(3\omega t)
 \end{aligned} \tag{E.4}$$

Podobnie jak w przypadku obliczeń dla fazy B, można wyprowadzić zależność dla fazy C:

$$\begin{aligned}
 i_{sC} = & -\frac{1}{2}I_{s\cos} \cos(\omega t) + \frac{1}{2}I_{s\sin} \sin(\omega t) \\
 & - \frac{\sqrt{3}}{2}I_{s\cos} \sin(\omega t) - \frac{\sqrt{3}}{2}I_{s\sin} \cos(\omega t) \\
 & - \frac{1}{2}I_{d\cos} \cos(3\omega t) + \frac{1}{2}I_{d\sin} \sin(3\omega t) \\
 & - \frac{\sqrt{3}}{2}I_{d\cos} \sin(3\omega t) - \frac{\sqrt{3}}{2}I_{d\sin} \cos(3\omega t)
 \end{aligned} \tag{E.5}$$

Przygotowane wartości chwilowe sygnału (E.3-E.5) można przekształcić z wykorzystaniem transformacji Clarke według następującej zależności:

$$\begin{cases} x_\alpha = \frac{2}{3} \left(x_A - \frac{1}{2}x_B - \frac{1}{2}x_C \right) \\ x_\beta = \frac{2}{3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2}x_B - \frac{\sqrt{3}}{2}x_C \right) \end{cases} \tag{E.6}$$

Wykonując obliczenia otrzymamy:

$$\begin{cases} i_\alpha = \frac{2}{3} \left(\begin{aligned} & I_{s\cos} \cos(\omega t) - I_{s\sin} \sin(\omega t) + I_{d\cos} \cos(3\omega t) - I_{d\sin} \sin(3\omega t) \\ & - \frac{1}{2}I_{m\cos} \cos(\omega t) + \frac{1}{2}I_{m\sin} \sin(\omega t) - \frac{1}{2}I_{d\cos} \cos(3\omega t) + \frac{1}{2}I_{d\sin} \sin(3\omega t) \end{aligned} \right) \\ i_\beta = \frac{2}{3} \left(\sqrt{3} \left(\begin{aligned} & \frac{\sqrt{3}}{2}I_{m\cos} \sin(\omega t) + \frac{\sqrt{3}}{2}I_{m\sin} \cos(\omega t) + \frac{\sqrt{3}}{2}I_{d\cos} \sin(3\omega t) + \frac{\sqrt{3}}{2}I_{d\sin} \cos(3\omega t) \end{aligned} \right) \right) \\ i_\alpha = \frac{2}{3} \left(\begin{aligned} & I_{s\cos} \cos(\omega t) - I_{s\sin} \sin(\omega t) + I_{d\cos} \cos(3\omega t) - I_{d\sin} \sin(3\omega t) \\ & - \frac{1}{2}I_{s\cos} \cos(\omega t) + \frac{1}{2}I_{s\sin} \sin(\omega t) - \frac{1}{2}I_{d\cos} \cos(3\omega t) + \frac{1}{2}I_{d\sin} \sin(3\omega t) \end{aligned} \right) \\ i_\beta = \frac{2}{3} \left(\sqrt{3} \left(\begin{aligned} & \frac{\sqrt{3}}{2}I_{s\cos} \sin(\omega t) + \frac{\sqrt{3}}{2}I_{s\sin} \cos(\omega t) + \frac{\sqrt{3}}{2}I_{d\cos} \sin(3\omega t) + \frac{\sqrt{3}}{2}I_{d\sin} \cos(3\omega t) \end{aligned} \right) \right) \end{cases}$$

ostatecznie:

$$\begin{cases} i_\alpha = I_{s\cos} \cos(\omega t) - I_{s\sin} \sin(\omega t) + I_{d\cos} \cos(3\omega t) - I_{d\sin} \sin(3\omega t) \\ i_\beta = I_{s\cos} \sin(\omega t) + I_{s\sin} \cos(\omega t) + I_{d\cos} \sin(3\omega t) + I_{d\sin} \cos(3\omega t) \end{cases} \tag{E.7}$$

Widoczne jest przeniesienie składowej związanej z uszkodzeniem do układu stacjonarnego:

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = I_s \cos(\omega t + \delta) + I_d \cos(3\omega t + \theta_d) \\ i_{s\beta} = I_s \sin(\omega t + \delta) + I_d \sin(3\omega t + \theta_d) \end{cases} \quad (\text{E.8})$$

Uzyskane składowe wektora prądu w układzie stacjonarnym (E.8) przekształcamy do układu wirującego zgodnie z ruchem wirnika maszyny, przyjmując, że $\theta = \omega t$. Zakładając, że układ współrzędnych d - q obraca się z prędkością wirowania wirnika, dokonujemy przekształcenia Parka, które wygląda następująco:

$$\begin{cases} x_d = x_\alpha \cos(\theta) + x_\beta \sin(\theta) \\ x_q = -x_\alpha \sin(\theta) + x_\beta \cos(\theta) \end{cases} \quad (\text{E.9})$$

Dokonując kalkulacji i redukując:

$$\begin{cases} i_d = (I_s \cos(\theta + \delta) + I_d \cos(3\theta + \theta_d)) \cos(\theta) + (I_s \sin(\theta + \delta) + I_d \sin(3\theta + \theta_d)) \sin(\theta) \\ i_q = -(I_s \cos(\theta + \delta) + I_d \cos(3\theta + \theta_d)) \sin(\theta) + (I_s \sin(\theta + \delta) + I_d \sin(3\theta + \theta_d)) \cos(\theta) \\ i_d = \begin{pmatrix} I_{s\cos} \cos(\theta) - I_{s\sin} \sin(\theta) \\ + I_{d\cos} \cos(3\theta) - I_{d\sin} \sin(3\theta) \end{pmatrix} \cos(\theta) + \begin{pmatrix} I_{s\cos} \sin(\theta) + I_{s\sin} \cos(\theta) \\ + I_{d\cos} \sin(3\theta) + I_{d\sin} \cos(3\theta) \end{pmatrix} \sin(\theta) \\ i_q = -\begin{pmatrix} I_{s\cos} \cos(\theta) - I_{s\sin} \sin(\theta) \\ + I_{d\cos} \cos(3\theta) - I_{d\sin} \sin(3\theta) \end{pmatrix} \sin(\theta) + \begin{pmatrix} I_{s\cos} \sin(\theta) + I_{s\sin} \cos(\theta) \\ + I_{d\cos} \sin(3\theta) + I_{d\sin} \cos(3\theta) \end{pmatrix} \cos(\theta) \\ i_d = I_{s\cos} [\cos(\theta) \cos(\theta) + \sin(\theta) \sin(\theta)] + I_{s\sin} [-\sin(\theta) \cos(\theta) + \cos(\theta) \sin(\theta)] \\ \quad + I_{d\cos} [\cos(3\theta) \cos(\theta) + \sin(3\theta) \sin(\theta)] + I_{d\sin} [-\sin(3\theta) \cos(\theta) + \cos(3\theta) \sin(\theta)] \\ i_q = I_{s\cos} [-\cos(\theta) \sin(\theta) + \sin(\theta) \cos(\theta)] + I_{s\sin} [\sin(\theta) \sin(\theta) + \cos(\theta) \cos(\theta)] \\ \quad + I_{d\cos} [-\cos(3\theta) \sin(\theta) + \sin(3\theta) \cos(\theta)] + I_{d\sin} [\sin(3\theta) \sin(\theta) + \cos(3\theta) \cos(\theta)] \\ i_d = I_{s\cos} \cos(0) + I_{s\sin} \sin(0) + I_{d\cos} \cos(2\theta) - I_{d\sin} \sin(2\theta) \\ i_q = I_{s\cos} \sin(0) + I_{s\sin} \cos(0) + I_{d\cos} \sin(2\theta) + I_{d\sin} \cos(2\theta) \end{cases}$$

otrzymamy:

$$\begin{cases} i_d = I_s \cos(\delta) + I_d \cos(2\theta) \cos(\theta_d) - I_d \sin(2\theta) \sin(\theta_d) \\ i_q = I_s \cos(\delta) + I_d \sin(2\theta) \cos(\theta_d) + I_d \cos(2\theta) \sin(\theta_d) \end{cases} \quad (\text{E.10})$$

Ostatecznie:

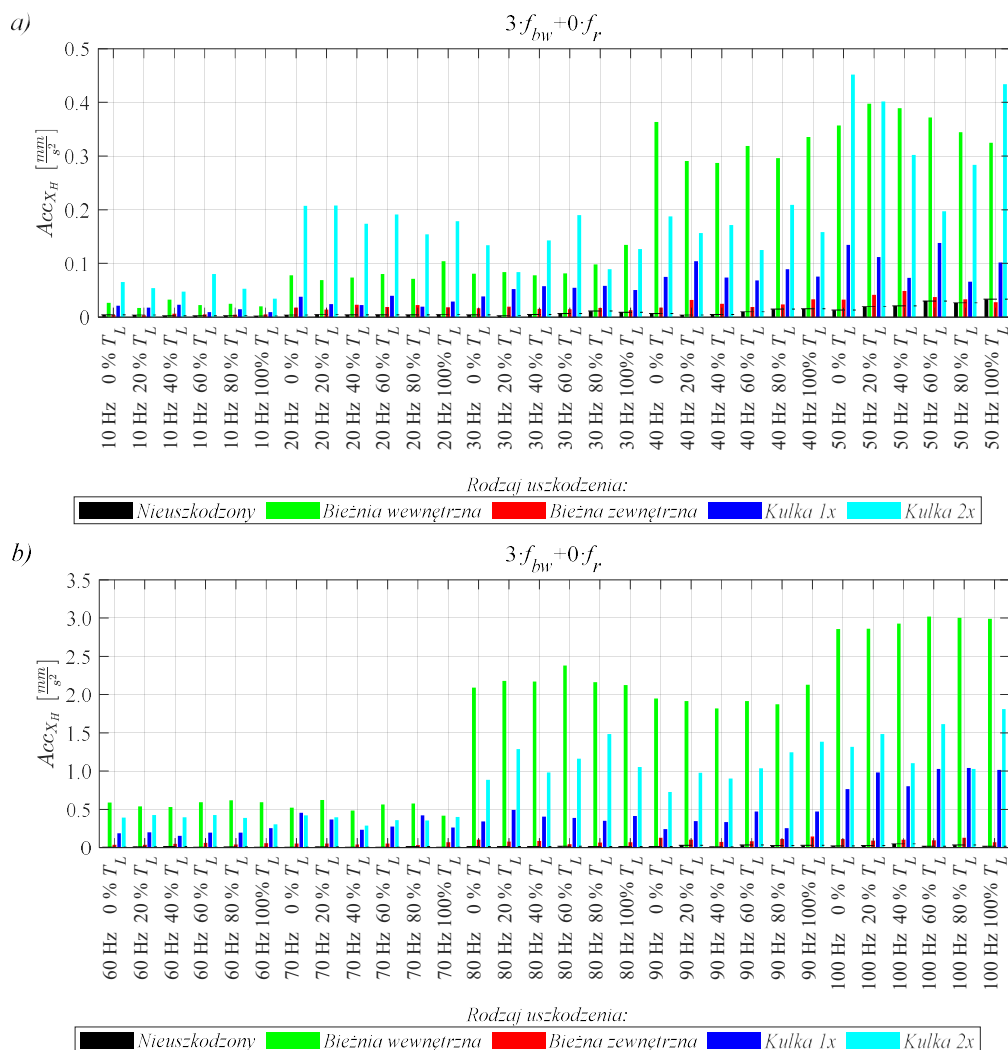
$$\begin{cases} i_d = I_s \cos(\delta) + I_d \cos(2\theta + \theta_d) \\ i_q = I_s \cos(\delta) + I_d \sin(2\theta + \theta_d) \end{cases} \quad (\text{E.11})$$

Uzyskane wyniki wskazują na przeniesienie trzeciej harmonicznej (E.1) do układu sterowania w postaci drugiej harmonicznej (E.11).

ZAŁĄCZNIK F TABLICE PRZYDATNOŚCI SYGNAŁÓW POD KĄTEM DIAGNOSTYKI

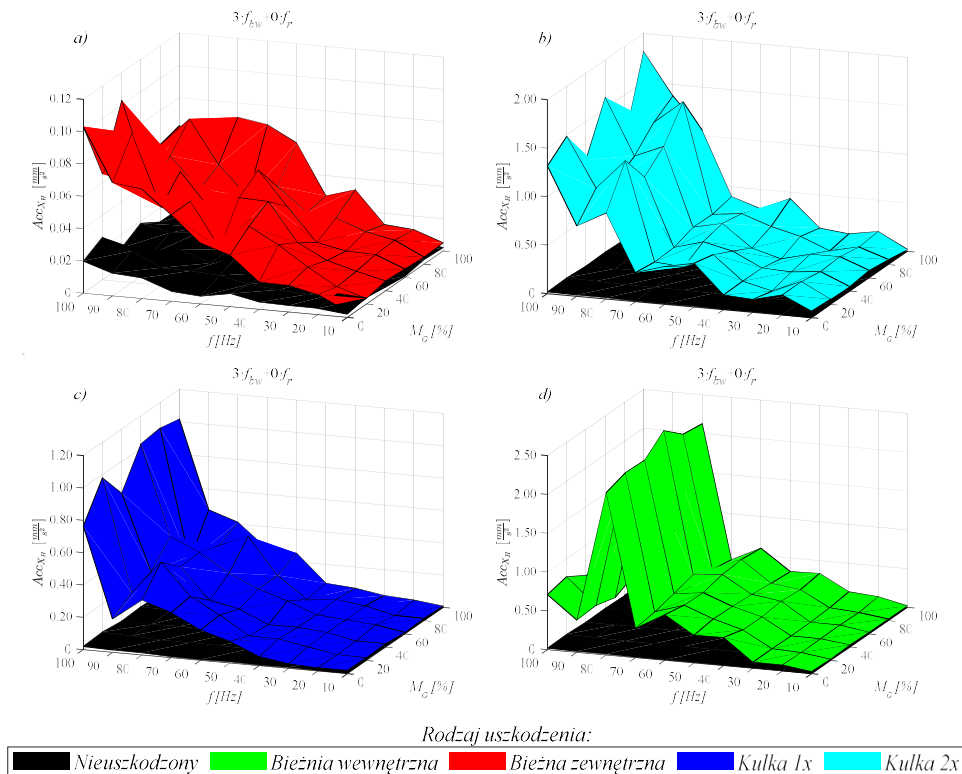
Podczas pomiarów analizowano wpływ różnych sygnałów dostępnych poza systemem sterowania na widoczność symptomów uszkodzeń łożysk tocznych. Podczas badań zamodelowano usterki łożysk tocznych, tj. uszkodzenie elementu tocznego, uszkodzenie bieżni zewnętrznej i uszkodzenie bieżni wewnętrznej, których skutki zostały następnie porównane z silnikiem nieuszkodzonym. Wszystkie wymienione przypadki badano dla częstotliwości zasilania w zakresie $f_s=10-100$ Hz z krokiem 10 Hz oraz zadawano moment obciążenia w zakresie od $M_0=0-100\%$ M_n z krokiem co 20%. Dane pomiarowe uzyskane podczas badań eksperymentalnych poddano analizie za pomocą transformacji Fouriera.

Następnie w widmie sygnału poszukiwano charakterystycznych częstotliwości uszkodzeniach wyznaczonych na podstawie wzorów 4.4–4.8. Zestawione przypadki wykreślono jak na rys. F.1 a następnie porównano ze stanem nieuszkodzonym.



Rys. F. 1 Prążki amplitud sygnału dla wybranych uszkodzeń łożysk tocznych dla częstotliwości w zakresie a) od 10 Hz do 50 Hz b) od 60 Hz do 100 Hz

Porównanie otrzymanych wyników dla silnika w stanie nieuszkodzonym i z wybranym uszkodzeniem posłużyło do znalezienia symptomów. Analiza ta umożliwiła wyodrębnienie charakterystycznych cech, których obecność może sugerować obecność usterki. Porównując amplitudy oraz trendy poszczególnych wskaźników pomiędzy stanem nieuszkodzonym a uszkodzonym, możliwe było zidentyfikowanie wzrostów amplitud zmian symptomów, które mogły świadczyć o usterce. Powstałe płaszczyzny (wartości amplitud dla różnych stanów) zaprezentowane na rys. F.2 posłużyły do zilustrowania oceny przydatności wybranej częstotliwości. Weryfikacja przydatności wybranego symptomu sprowadzało się do sprawdzenia czy amplituda analizowanego symptomu uszkodzenia zwiększyła się co najmniej o 5% w stosunku do stanu nieuszkodzonego, a następnie zbadaniem trendu tej zmiany.



Rys. F. 2 Analizowane płaszczyzny silnika w stanie nieuszkodzonym oraz z uszkodzeniem:
 a) bieżnia zewnętrzna b) dwie kulki c) jednej kulka d) bieżnia wewnętrzna

Analizowano różne objawy uszkodzeń, dzieląc je na 4 kategorie z uwzględnieniem różnych poziomów prawdopodobieństwa skuteczności badanego symptomu (nieprzydatne, wątpliwe, dobre, pewne). Każdy rodzaj defektu miał swoje wartości punktów (60 punktów na płaszczyznę, 10 wartości częstotliwości, dla każdej z nich 6 momentów obciążenia), co pozwoliło na dokładną klasyfikację symptomów. W tabeli F.1 przedstawiono oraz opisano progi, a w tabeli F.2 zaprezentowano jak dokonywano analizy punktów na przykładzie sygnałów drgań. Przeprowadzono te analizy dla symptomów opisanych w zależności 4.9, gdzie częstotliwość uszkodzenia mieściła się w zakresie $k = 1 - 40$, a krotność częstotliwości rotacyjnej od $l = 0 - 5$.

W celu redukcji analizowanych danych oraz stworzenia wskaźnika pozwalającego wykrywanie uszkodzeń łożysk tocznych w całym zakresie, sformułowano następujący warunek:

$$X = \left[\frac{X_{B.zew} + X_{B.wew} + X_{Kulka1x} + X_{Kulka2x}}{60 \cdot 4} \right] \cdot 100\% \quad (F.1)$$

gdzie

- X – procentowy wskaźnik detekcji uszkodzenia,
- $X_{B.zew}$ – liczba punktów spełniających założenia dla stanu uszkodzenia bieżni zewnętrznej
- $X_{B.wew}$ – liczba punktów spełniających założenia dla stanu uszkodzenia bieżni wewnętrznej,
- X_{Kulka2} – liczba punktów spełniających założenia dla stanu uszkodzenia jednej kulki,
- X_{Kulka1} – liczba punktów spełniających założenia dla stanu uszkodzenia dwóch kulek.

Wskaźnik pozwala określić skuteczność analizowanej amplitudy częstotliwości uszkodzeń opisanych wzorem 4.9. Powyższą analizę przeprowadzono dla wszystkich wymienionych sygnałów z roz. 5.1.2. Wyniki zestawiono w tabelach od F.3 do F.10

• **SYGNAŁ PRZYSPIESZEŃ DRGAŃ**

Tab. F 3 Wskaźnik detekcji uszkodzenia dla drgań w osi X

Uszkodzenie	i	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40						
<i>ifbz</i>		99	0	95	93	98	88	98	98	100	98	100	99	97	100	100	98	100	98	100	100	95	100	98	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100				
<i>ifbz+fr</i>		73	89	74	92	89	97	99	98	100	100	100	89	100	100	92	97	100	100	100	100	100	97	100	99	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	99	99	100	100	100	100				
<i>ifbz+2fr</i>		97	18	95	100	93	98	97	100	100	96	97	100	100	100	95	100	100	99	100	100	100	100	100	97	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	99	100	100	100	100	100			
<i>ifbz+3fr</i>		89	95	93	97	83	100	98	100	99	100	99	97	100	100	98	100	100	100	100	95	100	98	99	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	99	100	100	100	100	100	100	100			
<i>ifbz+4fr</i>		95	91	97	88	92	98	100	100	100	100	89	100	100	94	96	100	100	100	100	99	98	100	99	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	98	100	100	100	100	100	100	100			
<i>ifbz+5fr</i>		0	94	94	90	96	97	100	100	98	99	100	100	100	95	100	100	95	100	100	100	100	100	100	99	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	99	100	100	100	100	100	100	100	100			
<i>ifbw</i>		99	98	97	98	100	100	100	97	100	98	100	100	100	100	100	100	100	100	99	100	100	98	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100		
<i>ifbw+fr</i>		94	100	93	100	100	100	98	100	100	100	100	100	96	100	97	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	99	100	97	100	100	100	100	100			
<i>ifbw+2fr</i>		95	95	95	94	100	99	99	100	94	100	99	99	100	100	100	100	100	100	99	100	100	98	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	99	100	100	100	100	100	100	100	100	100		
<i>ifbw+3fr</i>		0	99	83	97	100	100	97	100	95	100	100	100	100	99	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	99	100	100	100	100	100	100	100	100	
<i>ifbw+4fr</i>		98	100	90	95	100	100	100	100	98	100	100	100	100	100	100	100	100	100	98	98	99	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	
<i>ifbw+5fr</i>		97	98	97	99	100	100	97	100	98	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	98	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	99	100	100	100	98	100	100	100	100	100	
<i>ifk</i>		73	0	91	18	93	59	100	99	96	95	100	90	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	
<i>ifk+fr</i>		99	98	99	92	96	94	100	85	98	99	100	97	100	96	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	99	100	100	99	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	99	100	
<i>ifk+2fr</i>		94	96	99	63	83	98	98	100	99	92	99	96	100	100	98	97	100	100	100	100	100	100	100	100	100	99	100	100	100	100	100	100	100	100	99	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	
<i>ifk+3fr</i>		96	98	97	95	88	98	99	100	100	99	93	100	100	100	100	99	98	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100
<i>ifk+4fr</i>		0	88	20	89	17	98	98	96	94	100	89	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	98	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100
<i>ifk+5fr</i>		98	99	91	92	85	99	85	98	98	99	97	100	99	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	99	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100

• **POMIAR HAŁASU**

Tab. F 4 Wskaźnik detekcji uszkodzenia dla dźwięku

Uszkodzenie	i	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40				
<i>ifbz</i>		19	0	21	45	68	64	66	83	97	94	96	98	92	95	98	94	95	98	100	97	92	98	72	95	98	92	100	99	100	99	100	98	96	90	98	95	100	96	99	100	100	100	100	100
<i>ifbz+fr</i>		76	37	84	20	61	81	85	88	92	94	95	64	99	98	95	60	99	99	99	98	97	98	92	94	100	93	100	100	100	100	100	100	98	98	95	91	99	100	100	93	100	100	100	
<i>ifbz+2fr</i>		43	20	75	40	40	90	63	92	95	90	91	97	97	93	94	95	99	87	98	94	98	90	93	99	100	100	96	89	98	100	96	98	96	97	97	100	92	100	100	100	100	100	100	
<i>ifbz+3fr</i>		17	60	43	88	61	66	84	98	98	93	98	93	95	98	94	96	100	100	99	91	98	71	98	98	92	100	100	100	95	100	100	100	100	98	90	98	93	100	97	99	98	100	100	
<i>ifbz+4fr</i>		81	81	59	44	82	86	85	91	94	93	61	97	98	94	94	98	100	99	96	72	98	93	97	98	95	100	100	100	100	100	99	95	95	90	98	100	100	90	100	100	100	100	100	
<i>ifbz+5fr</i>		0	59	20	57	86	83	96	95	90	92	97	97	98	93	98	92	95	87	99	98	98	98	95	100	99	100	95	90	100	100	93	98	97	96	97	98	100	100	100	100	100	100	100	
<i>ifbw</i>		43	90	100	93	99	100	97	93	96	93	100	100	99	98	95	93	98	99	96	94	97	96	100	98	100	100	98	99	100	100	100	100	99	100	100	95	95	95	99	100	92	63	63	
<i>ifbw+fr</i>		35	84	91	95	96	100	95	97	98	86	100	100	94	97	92	97	99	93	99	90	97	98	100	82	97	98	100	98	100	94	100	87	99	98	99	99	94	100	99	94	100	95	63	
<i>ifbw+2fr</i>		84	77	90	87	89	99	98	97	86	98	98	95	96	95	98	100	99	99	100	97	94	99	100	100	100	100	99	98	99	99	100	99	96	100	99	100	99	100	99	95	79	79		
<i>ifbw+3fr</i>		0	95	78	92	97	96	68	98	95	94	99	98	97	98	100	100	99	98	99	98	97	95	100	95	100	100	99	100	99	100	100	99	100	99	100	99	100	99	98	99	92	88	88	
<i>ifbw+4fr</i>		93	90	86	85	98	97	98	97	95	100	100	100	100	74	99	99	100	99	100	90	98	100	100	99	93	99	100	98	100	100	100	100	100	96	100	98	100	97	88	85	85	85		
<i>ifbw+5fr</i>		85	100	90	95	100	97	92	97	94	100	100	99	99	96	92	93	100	100	89	98	96	99	98	100	100	99	99	100	100	100	100	100	96	95	98	100	94	63	66	66	66	66		
<i>ifk</i>		58	0	18	54	81	0	97	95	88	55	97	80	94	100	90	98	98</																											

ZALĄCZNIK F TABLICE PRZYDATNOŚCI SYGNAŁÓW POD KĄTEM DIAGNOSTYKI

Uszkodzenie	i	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40				
<i>ifbz</i>	38	0	17	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
<i>ifbz+fr</i>	18	80	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
<i>ifbz+2fr</i>	53	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	18	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
<i>ifbz+3fr</i>	0	54	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	17	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
<i>ifbz+4fr</i>	98	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
<i>ifbz+5fr</i>	0	18	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	18	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	

Uszkodzenie	i	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40					
<i>ifbw</i>	58	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
<i>ifbw+fr</i>	0	40	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
<i>ifbw+2fr</i>	85	18	17	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
<i>ifbw+3fr</i>	0	52	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
<i>ifbw+4fr</i>	96	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	18	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
<i>ifbw+5fr</i>	0	35	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	

Uszkodzenie	i	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40				
<i>ifk</i>	18	0	40	0	18	0	0	0	0	0	0	0	35	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
<i>ifk+fr</i>	58	97	0	59	35	37	35	0	0	0	0	0	0	17	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
<i>ifk+2fr</i>	0	19	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
<i>ifk+3fr</i>	98	39	79	0	57	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
<i>ifk+4fr</i>	0	40	0	19	0	0	0	17	0	0	36	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
<i>ifk+5fr</i>	97	34	59	36	58	18	0	0	0	0	0	0	18	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

● **STRUMIEN**

Tab. F 9 Wskaźnik detekcji uszkodzenia na postawie strumienia poosiowego

Uszkodzenie	i	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40			
<i>ifbz</i>	20	0	36	0	0	17	0	0	38	0	0	18	53	18	17	34	0	0	18	19	17	0	37	0	0	17	18	0	19	0	0	0	0	0	18	0	0	0	0	0	0	0	18	
<i>ifbz+fr</i>	36	60	0	0	0	0	36	0	0	0	35	17	36	37	37	0	17	0	0	0	0	20	0	0	35	0	40	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	18
<i>ifbz+2fr</i>	18	0	18	0	36	0	36	18	0	36	0	35	19	19	19	0	18	0	36	0	19	0	0	18	0	0	18	0	18	18	0	0	35	0	0	0	0	0	0	0	0	17	35	
<i>ifbz+3fr</i>	67	38	0	18	21	0	18	18	0	53	0	36	0	18	39	0	0	18	0	36	22	0	0	34	34	0	18	0	17	0	0	18	0	0	0	18	0	0	0	0	0	17	18	
<i>ifbz+4fr</i>	75	18	17	85	18	18	0	0	18	17	17	0	52	37	0	0	17	0	0	18	0	0	17	0	21	0	17	0	17	0	18	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	17	
<i>ifbz+5fr</i>	19	19	0	0	0	0	36	0	0	34	0	0	37	19	0	0	37	0	0	36	0	0	18	0	0	35	18	36	18	0	0	35	0	17	0	0	0	0	0	18	0			

Uszkodzenie	i	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40		
<i>ifbw</i>	0	0	0	17	19	72	19	36	20	0	0	18	0	18	19	0	0	17	0	0	0	0	0	18	37	18	17	0	0	18	18	0	17	0	18	0	0	18	0	0	0	0	18
<i>ifbw+fr</i>	66	0	0	0	18	18	0	0	18	0	17	38	17	17	0	35	0	40	0	0	35	0	0	0	0	0	0	0	0	18	0	0	0	0	0	0	0	0	17	0	17	0	
<i>ifbw+2fr</i>	40	0	17	18	34	35	17	0	0	18	0	17	0	0	0	0	18	0	0	0	0	0	35	0	0	0	0	0	17	0	0	0	0	0	0	18	0	39	0	0	0		
<i>ifbw+3fr</i>	0	20	0	0	35	19	55	0	20	56	20	17	18	0	35	54	0	18	0	35	0	0	18	18	17	0	36	17	0	0	0	0	0	0	0	0	0	17	0	0	17	0	
<i>ifbw+4fr</i>	37	37	0	0	71	39	59	0	60	0	20	75	0	0	0	17	18	54	35	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	17	0	0	0	0	0	35		
<i>ifbw+5fr</i>	43	0	18	36	56	39	53	54	18	0	18	18	0	17	34	17	0	0	0	18	0	0	17	0	0	0	0	0	0	0	0	0	35	0	18	0	18	18	0	18	0		

Uszkodzenie	i	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	
<i>ifk</i>	36	19	40	19	20	18	42	37	0	0	0	0	0	0	0	0	0	17	17	0	0	0	0	0	0	18	17	0	0	0	0	17	0	0	0	0	0	0	0	19	0	
<i>ifk+fr</i>	18	60	20	19	0	0	36	17	38	18	37	0	17	17	0	19	53	0	35	0	0	0	17	35	0	0	17	35	0	0	18	0	0	18	0	17	0	0	0	0	0	0
<i>ifk+2fr</i>	67	39	55	18	57	58	0	59	18	0	0	0	0	0	0	36	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	17	35	18	0	17	18	0	18	18	0	18	0	0	0	0
<i>ifk+3fr</i>	75	21	36	19	0	17	0	20	0	17	0	0	0	0	0	0	38	0	0	19	0	0	18	18	0	0	0	0	0	19	0	18	0	18	0	0	36	0	18	0	0	
<i>ifk+4fr</i>	19	40	19	20	36	40	38	0	18	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	18	0	18	0	18	0	0	18	0	0	0	

w diagnostyce łożysk tocznych jest odzwierciedlona przez liczbę wykrytych symptomów.

- Emitowany przez silnik hałas może stanowić skuteczny wskaźnik diagnostyczny w przypadku uszkodzeń łożysk tocznych w silnikach PMSM. W zaprezentowanych symptomach można zauważyć częściowe powiązanie między sygnałem dźwiękowym a przyspieszeniem drgań mechanicznych.
- Sygnały elektryczne, takie jak prąd fazowy i napięcie międzyfazowe, zawierały niewiele informacji związanych z uszkodzeniami łożysk tocznych. Informacje o uszkodzeniach były dostępne głównie w paśmie niskich częstotliwości, a wykryte symptomy uszkodzeń w module wektora prądu oraz napięcia były nieliczne.
- Analiza strumienia poosiowego i radialnego okazała się bardziej obiecująca niż pozostałe sygnały elektryczne w wykrywaniu uszkodzeń łożysk tocznych w silnikach. Wynika z tego, że powstała asymetria silnika powstała podczas uszkodzeń po zastosowaniu prostej metody pomiarowej wprowadza taką asymetrię, co sprawiło, że sygnały strumienia okazały się bardziej skuteczne niż sygnały prądowe i napięciowe.

Podsumowując, w załączniku przeanalizowano 720 różnych symptomów dla silnika nieuszkodzonego oraz z zamodelowanymi 4 różnymi uszkodzeniami łożysk tocznych. Analiza sygnałów elektrycznych wymaga podjęcia próby zastosowania innych metod przetwarzania sygnałów w celu poprawienia skuteczności detekcji.