



Politechnika Wroclawska

DZIEDZINA: Nauki Inżynieryjno-Techniczne

DYSCYPLINA: Automatyka, Elektronika, Elektrotechnika i Technologie Kosmiczne

ROZPRAWA DOKTORSKA

Wektorowe sterowanie tolerujące uszkodzenia czujników prądu w układach napędowych z silnikami indukcyjnymi – detekcja, lokalizacja i kompensacja uszkodzeń

Mgr inż. Michał Adamczyk

Promotor:

Prof. dr hab. inż. Teresa Orłowska-Kowalska

Słowa kluczowe: silnik indukcyjny, sterowanie wektorowe, sterowanie tolerujące uszkodzenia, czujniki prądu, estymator prądu, estymator parametrów

WROCLAW 2023

Niektóre badania realizowane w niniejszej pracy
były współfinansowane przez Narodowe Centrum Nauki,
w ramach projektu o numerze: 2021/41/B/ST7/02971

*Chciałbym złożyć serdeczne podziękowania dla mojej
Promotorki, prof. dr hab. inż. Teresy Orłowskiej-Kowalskiej,
za nieocenione wsparcie i pomoc w trakcie realizacji badań oraz
za wszystkie cenne uwagi dotyczące niniejszej rozprawy doktorskiej.*

*Dziękuję również Pracownikom i Doktorantom
Katedry Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych,
za merytoryczne dyskusje i uwagi, a także za dobrą atmosferę.*

SPIS TREŚCI

WYKAZ OZNACZEŃ I SKRÓTÓW	7
Oznaczenia	7
Skróty	8
1 WSTĘP	10
1.1 Wprowadzenie do układów typu FTC.....	12
1.2 Detekcja uszkodzeń czujników prądu w układach napędowych z silnikami prądu przemiennego.....	17
1.3 Kompensacja uszkodzeń czujników prądu w układach napędowych z silnikami prądu przemiennego.....	20
1.4 Cel i zakres rozprawy	27
2 MODELOWANIE MATEMATYCZNE PRZEKSZTAŁNIKOWYCH UKŁADÓW NAPĘDOWYCH	31
2.1 Silnik indukcyjny	31
2.1.1 Wiadomości wstępne	31
2.1.2 Koncepcja zastosowania uogólnionych wektorów przestrzennych w modelowaniu matematycznym silników prądu przemiennego	31
2.1.3 Transformacje układów współrzędnych.....	32
2.1.4 Model matematyczny silnika indukcyjnego w postaci wektorowej.....	33
2.2 Przemiennik częstotliwości	36
2.2.1 Model matematyczny falownika napięcia	36
2.2.2 Modułacja szerokości impulsów	37
2.2.3 Modulator wektorowy SVM.....	38
3 WEKTOROWE METODY CZĘSTOTLIWOŚCIOWEGO STEROWANIA SILNIKAMI PRĄDU PRZEMIENNEGO	42
3.1 Bezpośrednie sterowanie polowo-zorientowane DFOC.....	42
3.1.1 Odprężenie torów sterowania	43
3.1.2 Analiza pracy struktury sterowania.....	45
3.2 Bezpośrednie sterowanie momentem DTC.....	46
3.2.1 Metoda DTC-ST	47
3.2.2 Metoda DTC-SVM.....	48
3.2.3 Odprężenie torów sterowania	49
3.2.4 Analiza pracy struktury sterowania.....	50

4	WPLYW USZKODZENIA CZUJNIKÓW PRĄDU STOJANA NA PRACĘ UKŁADU NAPĘDOWEGO.....	52
4.1	Rodzaje hallotronowych czujników prądu i ich uszkodzenia.....	52
4.2	Wpływ uszkodzeń czujników prądu na strukturę sterowania	55
4.2.1	Uszkodzenie czujników prądu w strukturze DFOC.....	55
4.2.2	Uszkodzenie czujników prądu w strukturze DTC-SVM.....	61
4.3	Podsumowanie.....	66
5	METODY ESTYMACJI PRĄDU STOJANA	68
5.1	Estymacja prądu w oparciu o symetrię trójfazową	68
5.2	Algorytm Virtual Current Sensor	68
5.3	Estymator prądu oparty na zmodyfikowanym obserwatorze Luenbergera.....	70
5.3.1	Modyfikacja obserwatora Luenbergera	72
6	METODY POPRAWY JAKOŚCI ESTYMACJI PRĄDU STOJANA.....	77
6.1	Wpływ parametrów na jakość estymacji prądu stojana.....	77
6.1.1	Wpływ parametrów na strukturę z dwoma czujnikami prądu.....	78
6.1.2	Wpływ parametrów na strukturę z czujnikiem prądu tylko w fazie A	85
6.1.3	Wpływ parametrów na strukturę z czujnikiem prądu tylko w fazie B.....	91
6.2	Algorytm Dual Modified Luenberger Observer.....	97
6.3	Estymacja rezystancji wirnika i stojana.....	100
6.3.1	Estymator rezystancji wirnika oparty na algorytmie VCS.....	101
6.3.2	Estymator rezystancji wirnika oparty na modelu prądowym i napięciowym strumienia stojana.....	101
6.3.3	Estymator rezystancji wirnika oparty na modelu sieci neuronowej.....	103
6.3.4	Estymator rezystancji stojana oparty na współczynniku proporcjonalności.....	105
6.3.5	Analiza jakości pracy estymatorów w strukturach sterowania wektorowego...	105
6.3.6	Weryfikacja eksperymentalna	115
6.4	Wpływ czasu martwego falownika napięcia oraz jego kompensacji na jakość estymacji prądu stojana	116
6.4.1	Weryfikacja eksperymentalna	122
7	DETEKCJA I KOMPENSACJA USZKODZEŃ CZUJNIKÓW PRĄDU... 	125
7.1	Algorytm detekcji i lokalizacji uszkodzenia	125
7.2	Algorytm kompensacji uszkodzenia	131
8	ANALIZA WEKTOROWYCH STRUKTUR STEROWANIA TOLERUJĄCEGO USZKODZENIA CZUJNIKÓW PRĄDU.....	132

8.1 Scenariusz badań.....	132
8.2 Dynamiczne nawroty przy stałym obciążeniu	133
8.3 Dynamiczne zmiany obciążenia przy stałej prędkości.....	138
8.4 Praca napędu w zakresie małych prędkości kątowych.....	144
8.5 Podsumowanie.....	149
9 WNIOSKI I UWAGI KOŃCOWE	152
BIBLIOGRAFIA.....	157
Publikacje autora rozprawy doktorskiej	166
ZAŁĄCZNIKI	168
Z1. Wyprowadzenia na określenie współczynników macierzy wzmocnień obserwatora Luenbergera.....	168
Z2. Wyprowadzenia modelu matematycznego Flux-linkage observer	172
Z3. Opis stanowiska laboratoryjnego	176
Z4. Parametry badanego silnika indukcyjnego.....	179
Z5. Oprogramowanie do sterowania układem napędowym.....	180

WYKAZ OZNACZEŃ I SKRÓTÓW

Oznaczenia

Układy współrzędnych:

$(A-B-C)$	Układ współrzędnych fazowych
$(\alpha-\beta)$	Prostokątny, stacjonarny układ współrzędnych
$(x-y)$	Prostokątny układ współrzędnych wirujący z prędkością kątową $\omega_{s\psi}$, współbieżnie z wektorem strumienia stojana bądź wirnika
$(u-v)$	Prostokątny układ współrzędnych wirujący z dowolną prędkością kątową ω_k

Parametry i zmienne stanu:

R_r, r_r	Rezystancja wirnika, $[\Omega]$, [p.u.]
R_s, r_s	Rezystancja stojana, $[\Omega]$, [p.u.]
L_m, l_m	Indukcyjność główna, $[H]$, [p.u.]
$L_{\sigma s}, l_{\sigma s}$	Indukcyjność rozproszenia uzwojenia stojana, $[H]$, [p.u.]
$L_{\sigma r}, l_{\sigma r}$	Indukcyjność rozproszenia uzwojenia wirnika, $[H]$, [p.u.]
l_r	Indukcyjność wirnika, $l_r = l_{\sigma r} + l_m$ [p.u.]
l_s	Indukcyjność stojana, $l_s = l_{\sigma s} + l_m$ [p.u.]
σ	Współczynnik całkowitego rozproszenia silnika, $\sigma = 1 - \frac{l_m^2}{l_s l_r}$ [p.u.]
V, v	Dowolna zmienna stanu, [ph.u.], [p.u.]: \mathbf{V}, \mathbf{v} – wektor; V, v – amplituda
\mathbf{x}	Wektor zmiennych stanu, [p.u.]
I_r, i_r	Prąd wirnika, $[A]$, [p.u.]
I_s, i_s	Prąd stojana, $[A]$, [p.u.]
U_s, u_s	Napięcie stojana, $[V]$, [p.u.]
P	Moc czynna $[W]$
S	Moc pozorna $[VA]$
p_b	Liczba par biegunów, $[-]$
f_s	Częstotliwość napięcia stojana, $[Hz]$
f_{PWM}	Częstotliwość PWM, $[Hz]$
J	Moment bezwładności, $[Nm \cdot s^2]$
Ψ_r	Strumień wirnika, [p.u.]
Ψ_s	Strumień stojana, [p.u.]
T_{em}, t_{em}	Moment elektromagnetyczny, $[Nm]$, [p.u.]
T_L, t_L	Moment obciążenia, $[Nm]$, [p.u.]
n	Prędkość obrotowa wirnika, $[\text{obr}/\text{min}]$
ω_m	Prędkość kątowa wirnika, [p.u.]
ω_r	Pulsacja poślizgu, [p.u.]
$\omega_{s\psi}$	Prędkość kątowa wektora strumienia wirnika lub stojana, [p.u.]

ω_k	Prędkość kątowna wirującego układu współrzędnych prostokątnych, ogólnie, [p.u.]
$\gamma_{s\psi}$	Kąt pomiędzy wektorem strumienia wirnika lub stojana, a osią α/A , [rad]
δ	Kąt pomiędzy wektorem prądu stojana i strumienia wirnika, [rad]
δ_ψ	Kąt pomiędzy wektorem strumienia wirnika i stojana, [rad]

Stałe czasowe:

T_s	Krok symulacji, [s]
T_{PWM}	Stała czasowa PWM, $T_{PWM} = \frac{1}{f_{PWM}}$ [s]
T_M	Mechaniczna stała czasowa, $T_M = \frac{J\omega_b}{p_b T_b}$ [s]
T_N	Znamionowa stała czasowa, $T_N = \frac{1}{\omega_b}$ [s]
T_r	Stała czasowa obwodu wirnika, $T_r = \frac{l_r}{r_r} T_N$ [s]
T_s	Stała czasowa obwodu stojana, $T_s = \frac{l_s}{r_s} T_N$ [s]

Ważniejsze indeksy:

<i>ref</i>	Wartość referencyjna
<i>N</i>	Wartość znamionowa
$\hat{}$	Wartość estymowana
<i>b</i>	Wartość bazowa
<i>s</i>	Stojan
<i>r</i>	Wirnik

Skróty

Układ napędowy:

SI	Silnik indukcyjny
FN	Falownik napięcia

Sterowanie FN:

PWM	Modulacja szerokości impulsów (ang. Pulse Width Modulation)
SVM	Modulacja wektorowa (ang. Space Vector Modulation)
SPWM	Sinusoidalna modulacja szerokości impulsów (ang. Sinusoidal Pulse Width Modulation)
SVPWM	Wektorowa modulacja szerokości impulsów (ang. Space Vector Pulse Width Modulation)

Struktura sterowania:

DFOC	Bezpośrednie sterowanie polowo-zorientowane (ang. Direct Field Oriented Control)
DTC	Bezpośrednie sterowanie momentem (ang. Direct Torque Control)

ST	Tablica przełączeń (ang. Switching Table)
NN	Sieć neuronowa (ang. Neural Network)
MRAS	System adaptacyjny z modelem odniesienia (ang. Model Reference Adaptive System)

Sterowanie tolerujące uszkodzenia:

CS	Czujnik prądu (ang. Current Sensor)
FTC	Sterowanie tolerujące uszkodzenia (ang. Fault-Tolerant Control)
CS-FTC	Sterowanie tolerujące uszkodzenia czujników prądu (ang. Current Sensor Fault-Tolerant Control)
FD	Detekcja uszkodzenia (ang. Fault Detection)
FDI	Detekcja i izolacja uszkodzenia (ang. Fault Detection and Isolation)
FC	Klasyfikacja uszkodzenia (ang. Fault Classification)

Estymatory prądu:

LO	Obserwator Luenbergera (ang. Luenberger Observer)
MLO	Zmodyfikowany obserwator Luenbergera (ang. Modified Luenberger Observer)
DMLO	Podwójny zmodyfikowany obserwator Luenbergera (ang. Double Modified Luenberger Observer)
VCS	Wirtualny czujnik prądu (ang. Virtual Current Sensor)
FLO	Obserwator strumienia rozproszenia (ang. Flux-Linkage Observer)
OLO	Obserwator z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego (ang. Open-Loop Observer)

Pojęcia ogólne:

AC	Prąd przemienny (ang. Alternating Current)
DC	Prąd stały (ang. Direct Current)

1 WSTĘP

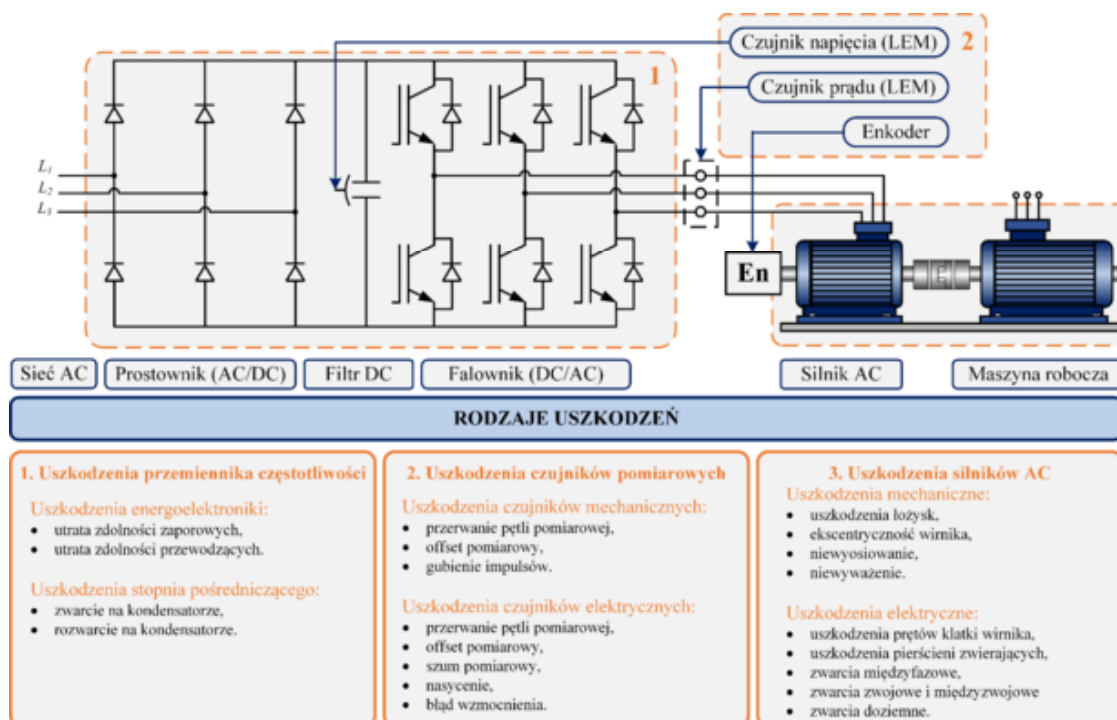
Silniki prądu przemiennego AC, w szczególności silniki indukcyjne (SI) oraz silniki synchroniczne z magnesami trwałymi PMSM (ang. Permanent Magnet Synchronous Motor) są coraz częściej stosowane w układach napędowych, ze względu na swoją wysoką sprawność oraz niewielką liczbę elementów ruchomych w porównaniu do silników spalinowych, co z kolei przekłada się na ich większą bezawaryjność. Stanowią one dominującą grupę odbiorników energii elektrycznej. Do ich produkcji na przestrzeni lat wykorzystuje się coraz doskonalsze materiały.

Wspomniane silniki AC, pomimo stosunkowo nieskomplikowanej budowy mogą być podatne na awarie. Według danych zebranych przez IEEE Industry Applications Society (IAS) na podstawie badań 1141 silników oraz instytutu Electrical Power Research Institute (EPRI), badającego 6312 silniki, wyróżnić można cztery podstawowe rodzaje uszkodzeń występujących w SI, co zostało przedstawione w Tabeli 1.1 (Mustafa et al., 2014).

Tab. 1.1. Częstość występowania poszczególnych uszkodzeń w silnikach indukcyjnych.

Uszkodzony komponent	IEEE(IAS)	EPRI
Łożyska	44%	41%
Uzwojenia	26%	36%
Wirnik	8%	9%
Inne uszkodzenia	22%	14%

Silniki AC wymagające precyzyjnego sterowania, stanowią część przekształtnikowego układu napędowego, zasilanego najczęściej z przemiennika częstotliwości z falownikiem napięcia (FN), w którym występować mogą różne awarie (Peuget, 1998; Gaeta et al., 2011; Kumar et al., 2017; Majumder et al., 2021), takie jak uszkodzenia tranzystorów IGBT (Trabelsi et al., 2010; Orłowska-Kowalska i Sobański, 2013, 2015), czy uszkodzenia elementów prostownika lub kondensatorów w obwodzie pośredniczącym (Yang et al., 2010; Errabelli i Mutschler, 2012; Lee i Choi, 2014; Orłowska-Kowalska et al., 2022). Dodatkowo, przekształtnikowe układy napędowe wyposażone są również w podatną na uszkodzenia aparaturę pomiarową (Rothenhagen i Fuchs, 2009; Akrad et al., 2011; Berriri et al., 2011, 2012; Youssef et al., 2013), wśród której wyróżnić można resolwery (Kim et al. 2010), enkodery (Zidani et al., 2003; Najafabadi et al., 2011; Fan i Zou, 2012; Klimkowski i Dybkowski, 2015; Bouakoura et al., 2017) czy czujniki prądu (ang. Current Sensor, CS) i napięcia (Berriri et al., 2011; Najafabadi et al., 2011; Salmasi i Najafabadi, 2011; Fan i Zou, 2012) Na rysunku 1.1 przedstawiono rodzaje uszkodzeń występujących w układach napędowych z silnikami AC (Klimkowski, 2017).



Rys. 1.1. Rodzaje uszkodzeń w układach napędowych z silnikami AC.

Wpływ na wydajność poszczególnych elementów układu napędowego mają nie tylko zdarzenia losowe ale również ich eksploatacja (Klimkowski, 2014; Orłowska-Kowalska, et al., 2017). Z uwagi na to wymaga się, aby stan układów napędowych był na bieżąco monitorowany i podlegał procesowi diagnostycznemu.

Wyróżnić można dwa podstawowe rodzaje monitorowania procesów i diagnozowania błędów:

- metody oparte na analizie sygnałów,
- metody oparte na modelach obiektu.

Metody oparte na analizie sygnałów mogą być korzystne ze względu na dużą możliwość wyodrębnienia niezbędnych informacji w procesie diagnostycznym. Druga grupa metod wymaga natomiast znajomości niekiedy skomplikowanych modeli matematycznych oraz procesów fizycznych powiązanych z obiektem, co dodatkowo wymaga większego nakładu obliczeniowego i obciążenia układu mikroprocesorowego. Głównymi celami diagnozowania błędów i monitorowania procesów są (Isermann, 2006):

- wczesne wykrywanie drobnych usterek o nagłym bądź początkującym zachowaniu,
- diagnoza elementów wykonawczych, procesów, czujników i komponentów w zamkniętych pętlach,
- nadzór nad procesami w stanach nieustalonych,
- konserwacja i naprawa w oparciu o stan procesu,
- kontrola jakości efektów pracy układu,

- zdalne wykrywanie i diagnozowanie usterek,
- możliwość do zarządzania błędami,
- możliwość do rekonfiguracji i przechodzenia w tryb odporny na uszkodzenia.

Diagnostyka jest terminem odnoszącym się do określenia technicznego stanu badanego obiektu bądź procesu z nim związanego, a do jej głównych zadań należą (Isermann, 2006):

- określenie stanu technicznego badanego obiektu bądź procesu,
- ustalenie przyczyny (geneza),
- przewidywanie przyszłych stanów obiektu bądź procesu (prognoza).

Układy diagnostyczne pełnią trzy podstawowe funkcje (Isermann, 2011; Gao et al., 2015a):

- detekcja – określenie uszkodzenia oraz chwili czasowej jego wykrycia,
- izolacja – określenie typu, lokalizacji oraz czasu wykrycia uszkodzenia poprzez ocenę objawów,
- identyfikacja – określenie wielkości uszkodzenia oraz jego zmienności w czasie.

Powyższe funkcje pozwalają na zwiększenie niezawodności układu napędowego oraz możliwość realizacji strategii sterowania tolerującego uszkodzenia (ang. Fault-Tolerant Control, FTC).

1.1 Wprowadzenie do układów typu FTC

Układy typu FTC stanowią rozwiązania mające na celu utrzymanie funkcjonalności i stabilności systemów w przypadku awarii lub zakłóceń. FTC wykorzystuje zaawansowane algorytmy i strategie sterowania, umożliwiające wykrywanie, diagnozowanie i reagowanie na awarie w systemie. Głównym celem FTC jest minimalizacja wpływu awarii na wydajność i niezawodność systemu. Sterowanie tolerujące uszkodzenia wykorzystuje techniki redundancji: sprzętową oraz programową (Orłowska-Kowalska et al., 2017).

Redundancja sprzętowa odnosi się do wykorzystania zdublowanych komponentów sprzętowych w celu zapewnienia alternatywnych ścieżek lub zdolności do przejęcia funkcji w przypadku awarii głównych komponentów. W przypadku redundancji sprzętowej, można wyróżnić dwa podstawowe rodzaje – statyczną i dynamiczną.

W redundancji sprzętowej statycznej, zdublowane komponenty są stale włączone i pracują równocześnie z głównymi komponentami. Działa to na zasadzie równoległego działania i umożliwia przejęcie funkcji w przypadku awarii jednego z głównych komponentów. Zdublowane komponenty są gotowe do natychmiastowego

przejęcia odpowiednich funkcji, aby utrzymać ciągłość działania systemu. Rozwiązanie to jest nieekonomiczne, ponieważ wiąże się z większym poborem energii elektrycznej.

W przypadku redundancji sprzętowej dynamicznej, zdublowane komponenty są aktywowane tylko w przypadku awarii lub zakłóceń głównych komponentów. W normalnych warunkach działają tylko podstawowe komponenty, a zdublowane komponenty pozostają w stanie gotowości. W momencie awarii głównego komponentu, zdublowane elementy są aktywowane, aby przejąć jego funkcję. Rozwiązania te są bardziej ekonomiczne, ze względu na niższy pobór mocy, jednakże wymagają niekiedy złożonych algorytmów pozwalających na szybką detekcję, lokalizację i kompensację danego uszkodzenia.

Redundancja sprzętowa jest powszechnie uważana za nieekonomiczne rozwiązanie ze względu na duże koszty związane z zakupem i utrzymaniem zdublowanych komponentów. Wymaga to niekiedy podwojenia lub potrojenia kosztów zakupu sprzętu, co może znacznie obciążyć budżet projektu. Ponadto, wymaga to również dodatkowego miejsca fizycznego do przechowywania i zasilania zdublowanych komponentów. W związku z tym dobrą alternatywą jest redundancja programowa.

W porównaniu do redundancji sprzętowej, rozwiązania programowe są bardziej atrakcyjne pod względem ekonomicznym. Umożliwiają one zazwyczaj osiągnięcie podobnych efektów, minimalizując koszty związane z zakupem i utrzymaniem dodatkowego sprzętu. Ponadto, rozwiązania programowe są elastyczne i mogą być łatwo dostosowane do różnych systemów i aplikacji bez konieczności zmiany fizycznej infrastruktury. Dodatkowo, rozwiązania programowe często oferują większą elastyczność i skalowalność w porównaniu do redundancji sprzętowej. Pozwala to na dostosowanie systemu do zmieniających się wymagań i zapewnienie ciągłości działania bez konieczności inwestowania w drogie sprzętowe rozbudowy. W redundancji programowej wyróżnić można dwie strategie: pasywną i aktywną.

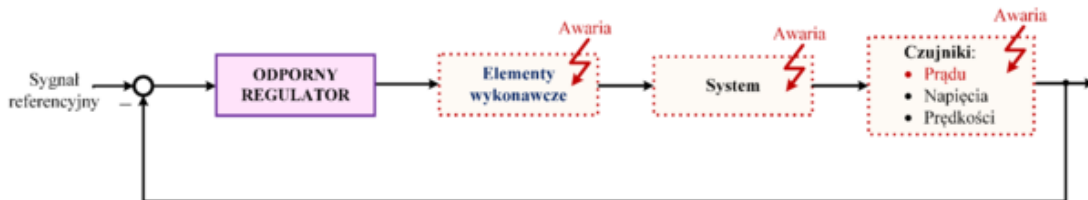
Strategia pasywna ma na celu zapewnienie niezawodności systemu poprzez zastosowanie pojedynczego kontrolera, który może skutecznie radzić sobie z nieoczekiwanymi błędami. W przypadku tego podejścia nie ma konieczności określania rodzaju, rozmiaru ani lokalizacji uszkodzenia. Zamiast tego system przełącza się między dwoma programami. Ogólny schemat tej strategii został przedstawiony na rysunku 1.2 (Orłowska-Kowalska et al., 2017).

Strategia pasywnego FTC opiera się na zaawansowanych technikach sterowania, takich jak sterowanie adaptacyjne, sterowanie predykcyjne i sterowanie oparte na metodach sztucznej inteligencji. W odróżnieniu od strategii aktywnej, pasywne sterowanie FTC nie wymaga dodatkowego systemu diagnostycznego, co oznacza, że jest mniej skomplikowane zarówno pod względem sprzętowym, jak i programowym. Z analitycznego punktu widzenia jest to rozwiązanie bardziej atrakcyjne. Jednak

w dzisiejszych czasach, ze względu na znaczący rozwój technologiczny, ta zaleta nie jest już tak istotna. Ponadto, przed zastosowaniem pasywnej strategii FTC należy wziąć pod uwagę jej główne wady (Verhaegen et al., 2010):

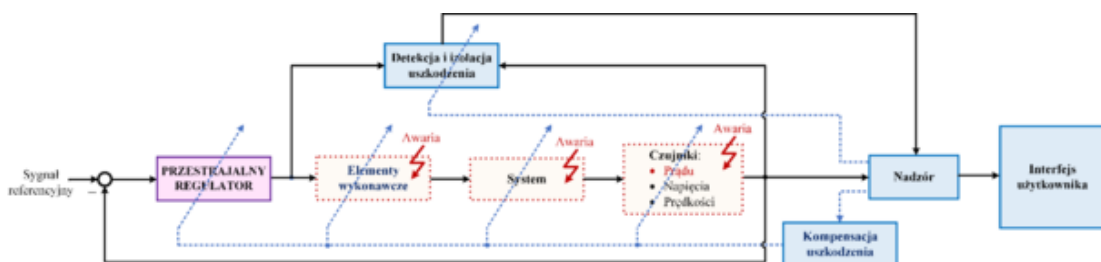
- zwiększenie odporności na niektóre błędy prowadzi do obniżenia wydajności systemu w normalnych warunkach pracy.
- strategia pasywna najczęściej obejmuje tylko ograniczony zakres usterek,
- istnieje możliwość uwzględnienia wad, które nie mają istotnego wpływu na działanie systemu.

Z tego powodu stosowanie strategii pasywnej nie jest zalecane przy projektowaniu układów FTC. Awarie występują stosunkowo rzadko, dlatego nie warto obniżać wydajności systemu kosztem odporności na ograniczoną liczbę usterek (Verhaegen et al., 2010).



Rys. 1.2. Pasywna strategia tolerująca uszkodzenia.

W przeciwieństwie do pasywnej strategii FTC, aktywna strategia pozwala na zachowanie pełnej funkcjonalności napędu przed wystąpieniem uszkodzenia. Dodatkowo, może ona pozwolić na zachowanie kontroli nad układem napędowym pomimo pojawienia się awarii. Na przykład, w przypadku uszkodzenia CS stojana, strategia aktywna pozwoli na wykrycie oraz zlokalizowanie uszkodzenia, a następnie podjęcie działań mających na celu zachowanie bezpiecznej pracy układu (kompensacja uszkodzenia).



Rys. 1.3. Aktywna strategia tolerująca uszkodzenia.

Aktywną strategię (Rys. 1.3) podzielić można na trzy etapy:

- detekcja uszkodzenia,
- lokalizacja uszkodzenia,
- kompensacja uszkodzenia.

W pierwszym etapie należy wykryć uszkodzenie. Po pojawieniu się uszkodzenia układ FTC powinien zlokalizować komponent, który uległ awarii. Następnym etapem jest

podjęcie działań mających na celu zminimalizowanie negatywnego wpływu uszkodzenia na działanie układu. Przykładowo, dla omawianych w niniejszej rozprawie uszkodzeń CS, aktywna strategia FTC pozwoli na wykrycie oraz zlokalizowanie uszkodzonego czujnika, a następnie kompensację poprzez zastąpienie mierzonej wartości przez wartość estymowaną. Dzięki temu można zachować ciągłość pracy napędu oraz dalszą kontrolę nad układem. Należy jednak podkreślić, że wadliwy CS należy naprawić bądź wymienić tak szybko, jak to możliwe.

Do realizacji aktywnej strategii FTC należy zastosować odpowiednie metody matematyczne, takie jak (Kowalski, 2013):

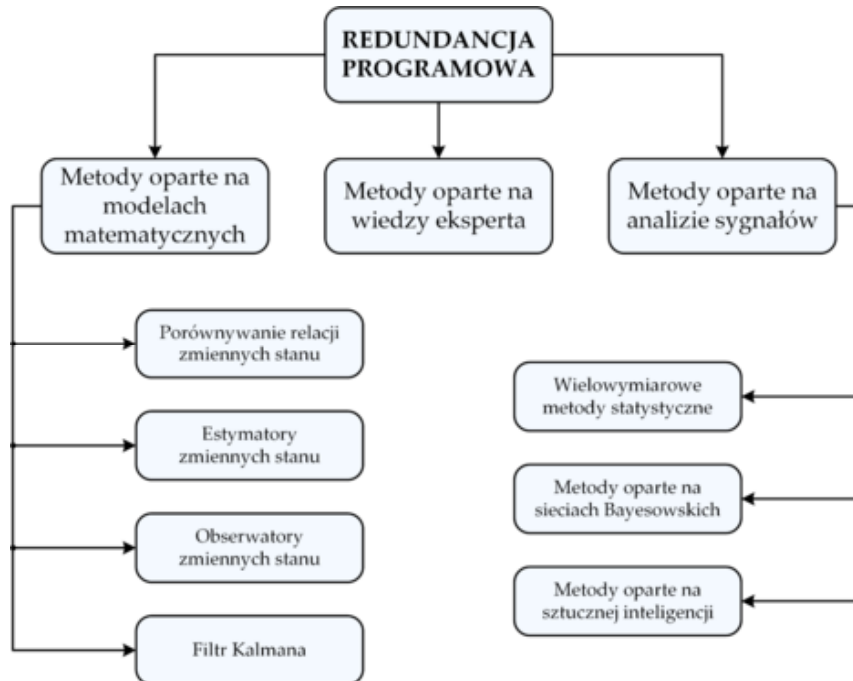
- metody algorytmiczne (estymacja zmiennych stanu, parametrów, analiza sygnałów diagnostycznych),
- metody sztucznej inteligencji (sieci neuronowe (ang. Neural Network, NN), logika rozmyta, sieci neuronowo-rozmyte).

Istotnym problemem jest integracja części diagnostycznej oraz sterującej. Projektowanie tych dwóch systemów oddzielnie może prowadzić do sytuacji, w której wiele algorytmów diagnostycznych nie będzie brało pod uwagę pracy w zamkniętej pętli sterowania, a wiele metod FTC będzie uznawać szacowanie błędów systemu diagnostycznego jako precyzyjne. Takie założenie może nie gwarantować prawidłowego działania po wystąpieniu awarii, a nierzadko może nawet powodować utratę stabilności układu. Aby zapewnić integrację systemu diagnostycznego i sterującego, należy najpierw zbadać, które informacje diagnostyczne są niezbędne dla systemu FTC. Nieprecyzyjne dane z części diagnostycznej mogą być nieprawidłowo zinterpretowane przez system sterujący. Jest to szczególnie istotne w wypadku układów wysokodynamicznych, takich, jak układy napędowe, roboty, samoloty itp. (Blanke et al., 2006; Isermann, 2006; Verhaegen et al., 2010; Jiang i Yu, 2012). Nieprecyzyjna integracja systemu diagnostycznego oraz FTC może doprowadzić do nieprawidłowego działania układu, a nawet do utraty stabilności.

Metody monitorowania wykorzystywane w redundancji programowej, w zależności od sposobu pozyskiwania informacji o aktualnych wartościach zmiennych stanu podzielić można na trzy kategorie (Isermann, 2006, 2011; Jiang, 2011; Orłowska-Kowalska et al., 2017):

- metody oparte na analizie sygnałów,
- metody oparte na wiedzy eksperta (heurystyczne),
- metody oparte na modelach matematycznych.

Zostały one szczerzej przedstawione na rysunku 1.4 (Isermann, 2011; Orłowska-Kowalska et al., 2017).



Rys. 1.4. Podział metod pozyskiwania informacji o zmiennych stanu w redundancji programowej.

Metody oparte na analizie sygnałów opierają się na odpowiednio przetworzonych wartościach mierzonych w dziedzinie czasu ciągłego lub dyskretnego. Narzędzia statystyczne wykorzystywane w pierwszym podejściu wykorzystują m.in. wartość średnią, odchylenie standardowe, rachunek różniczkowy i całkowy (Klimkowski, 2017). W przypadku sygnałów dyskretnych wyróżnić można np.: szybką transformację Fouriera FFT (ang. Fast Fourier Transform) oraz transformację falkową, analizę składowych głównych i niezależnych (PCA, ICA), dekompozycję SVD itp. (Benbouzid, 2000; Benbouzid i Kliman, 2003; Sułowicz, 2005). Pomimo niewielkiej złożoności obliczeniowej metody te charakteryzują się ograniczoną liczbą informacji diagnostycznych zawartych w analizowanych sygnałach. Podstawowe metody wykorzystywane w analizie sygnałów bazują na klasycznych regułach wnioskowania, natomiast ich modyfikacje mogą wykorzystywać teorię sztucznej inteligencji (Kowalski i Orłowska-Kowalska, 2003; Blanke et al., 2006; Kowalski i Kamiński, 2014; Klimkowski, 2017), np.: NN (Skowron et al., 2019a, 2019b) czy sieci konwolucyjne (Skowron et al., 2020; Skowron i Orłowska-Kowalska, 2020).

Metody oparte na wiedzy eksperta (Betta et al., 1995) wykorzystują obszerne bazy zebranych w przeszłości danych dotyczących stanu oraz warunków pracy obiektu. Wiedza heurystyczna powinna zawierać informacje dotyczące diagnozowanego procesu (w postaci dźwięków, zapachów, wibracji, temperatur itd.), w szczególności wcześniejsze awarie, konserwacje czy naprawy (Orłowska-Kowalska et al., 2017). Na jej podstawie określa się relacje pomiędzy zmiennymi stanu badanego obiektu, a symptomami uszkodzeń (Betta et al., 1995; Gao et al., 2015b).

Ostatnią grupę stanowią metody wykorzystujące modele matematyczne badanych obiektów (Campos-Delgado et al., 2008; Rothenhagen i Fuchs, 2009; Berriri et al., 2011; Kowalski, 2013; Klimkowski, 2018), po raz pierwszy zaproponowane w 1971 (Beard, 1971). Najczęściej stosowane są techniki porównawcze, w których proces detekcji wykorzystuje residua, czyli różnice pomiędzy sygnałami mierzonymi, a wynikającymi z modelu (Sułowicz, 2005; Gao et al., 2015b; Orłowska-Kowalska et al., 2017). Układem odniesienia może być obserwator (Berriri et al., 2011), bądź grupa obserwatorów (Youssef et al., 2013). Sygnałami wzorcowymi mogą być również parametry obiektu bądź jego stan techniczny (Sułowicz, 2005). Wadą metod opartych na modelach matematycznych jest ich tendencja do generacji fałszywych bądź opóźnionych detekcji uszkodzeń, ze względu na przyjęte w modelach uproszczenia, zmiany parametrów czy szum pomiarowy. Z tego względu niektóre rozwiązania znane w literaturze opierają się na wykorzystaniu kilku obserwatorów, w których każdy jest podatny na konkretną awarię oraz jak najmniej wrażliwy na pozostałe (Frank, 1990; Caccavale et al., 2013; Zhang et al., 2013). Ponieważ metody odtwarzania zmiennych stanu są tematem bardzo popularnym, rozwiązania te mają ogromny potencjał zastosowania w takich branżach jak (Klimkowski, 2017):

- motoryzacyjna (Xu i Tseng, 2007),
- energetyczna (Dai et al., 2009; Zhu i Gao, 2014),
- lotnicza i kosmiczna (Fonod et al., 2013).

Temat sterowania odpornego na uszkodzenia układów napędowych jest szczególnie popularny ze względu na coraz większe wymagania bezpieczeństwa stawiane tym układom. Ich praca powinna być stabilna, a proces diagnostyczny efektywny. Algorytmy powinny charakteryzować się łatwością w implementacji mikroprocesorowej oraz uniwersalnością. Proces rekonfiguracji powinien być możliwie jak najkrótszy, natomiast jakość pracy napędu po wystąpieniu uszkodzenia, jak najbardziej zbliżona do pracy bezawaryjnej. Niniejsza rozprawa obejmuje tematykę sterowania tolerującego uszkodzenia CS (ang. Current Sensors Fault-Tolerant Control, CS-FTC).

1.2 Detekcja uszkodzeń czujników prądu w układach napędowych z silnikami prądu przemiennego

W przypadku układów napędowych z silnikami prądu AC do precyzyjnego sterowania niezbędne jest wykorzystanie aparatury pomiarowej w celu określenia aktualnych wartości prądów fazowych. Najczęściej są to bezstykowe przetworniki prądowe typu LEM. Przetworniki te wykorzystują efekt Halla. Charakteryzują się one dokładnością na poziomie 0,5% – 5% oraz niskimi stratami (mW) (Ziegler et al., 2009). Czujniki pomiarowe mogą być podatne na awarie, co definiuje się jako nieplanowane odchylenie co najmniej jednej mierzonej zmiennej od dopuszczalnego zachowania

(Isermann, 2011). Może być to odchylenie nagłe, narastające (dryft) bądź pojawiające się sporadycznie.

Wyjściowym sygnałem tych przetworników jest napięcie stałe w przybliżeniu liniowo zależne od wartości mierzonego prądu. Napięcie to jest przetwarzane na wartość cyfrową, a następnie po odpowiednim przeskalowaniu dostarczane do układu sterowania. W rozdziale 4 omówiono charakterystyczne rodzaje uszkodzeń CS.

W detekcji uszkodzeń CS jednym ze stosowanych podejść jest metoda bazująca na przestrzeni parzystości, która wykorzystuje redundancję analityczną do wykrywania i izolowania awarii. Przestrzeń parzystości jest tworzona przez równania i zależności opisujące relacje między sygnałami mierzonymi, a wartościami obliczanymi na podstawie modelu SI. Analizując te zależności, można wykryć odchylenia i niezgodności, które wskazują na obecność uszkodzeń w silniku. Przestrzeń parzystości stanowi dość przydatne narzędzie diagnostyczne. Rozwiązanie wykorzystujące przestrzeń parzystości (Patton i Chen, 1991; Basri et al., 2012), wykorzystane do detekcji uszkodzeń CS przedstawiono w (Berriri et al., 2011). W badaniach zostały wygenerowane trzy residua, dla trzech prądów fazowych, które następnie porównuje się z ustalonym progiem. Metoda ta pozwala na szybką detekcję oraz izolację uszkodzonego CS, przy założeniu, że dwa pozostałe czujniki są sprawne. Jej skuteczność potwierdzono badaniami eksperymentalnymi. Ponadto, metoda ta jest niewrażliwa na zmiany parametrów.

Inne metody dotyczące detekcji uszkodzeń CS, nie wykorzystujących modeli matematycznych SI, mogą bazować na różnym sposobie przekształcania układu współrzędnych fazowych ($A-B-C$) do stacjonarnego układu ($\alpha-\beta$) (Dybkowski i Klimkowski, 2016; Jankowska i Dybkowski, 2022). W ten sposób składowa $i_{s\alpha 1}$ zależy od trzech prądów fazowych, składowa $i_{s\alpha 2}$ zależy od prądu w fazie A , natomiast $i_{s\alpha 3}$ od prądów w fazach B i C . W przypadku składowej w osi β zależności są następujące: $i_{s\beta 1}$ zależy od prądów w fazach B i C , $i_{s\beta 2}$ od prądów w fazach A i C , natomiast $i_{s\beta 3}$ od prądów w fazach B i C . Dodatkowo, wykorzystywane są wskaźniki C_{ri} , obliczane zgodnie z:

$$C_{ri1} = i_{s\alpha 3}^2 + i_{s\beta 1}^2, \quad (1.1)$$

$$C_{ri2} = i_{s\alpha 2}^2 + i_{s\beta 3}^2, \quad (1.2)$$

$$C_{ri3} = i_{s\alpha 2}^2 + i_{s\beta 2}^2. \quad (1.3)$$

Wrażliwość poszczególnych składowych na uszkodzenie danego CS przedstawia tabela 1.2 (Dybkowski i Klimkowski, 2016). Rozwiązanie to pozwala na detekcję oraz lokalizację uszkodzenia, jednakże charakteryzuje się dwoma poważnymi wadami:

- w układzie napędowym wymagane są trzy CS,
- istnieje możliwość wykrycia uszkodzenia tylko jednego CS.

Tab. 1.2. Wrażliwość składowych α - β na uszkodzone CS w danej fazie.

	CS w fazie A	CS w fazie B	CS w fazie C
i_{sa1}	wrażliwy	wrażliwy	wrażliwy
i_{sa2}	wrażliwy	niewrażliwy	niewrażliwy
i_{sa3}	niewrażliwy	wrażliwy	wrażliwy
$i_{s\beta 1}$	niewrażliwy	wrażliwy	wrażliwy
$i_{s\beta 2}$	wrażliwy	wrażliwy	niewrażliwy
$i_{s\beta 3}$	wrażliwy	niewrażliwy	wrażliwy
C_{r1}	niewrażliwy	wrażliwy	wrażliwy
C_{r2}	wrażliwy	niewrażliwy	wrażliwy
C_{r3}	wrażliwy	wrażliwy	niewrażliwy

W (Salmasi, 2017) zaproponowano metodę FDI wykorzystującą wskaźnik asymetrii, stanowiący główne kryterium pojawienia się uszkodzenia CS. W pierwszej kolejności definiuje się normy RMS dla prądów fazowych, a następnie oblicza różnicę między tymi wartościami, dla dwóch faz, w których mierzony jest prąd stojana. Jeżeli różnica ta przekroczy wartość progową, oznacza to, że czujnik uległ awarii. Zmierzony prąd w fazie A jest wzmacniany. Jeżeli ta zmiana wzmocnienia powoduje niższą asymetrię między fazami, oznacza to, że CS w fazie A jest wadliwy, natomiast gdy skutkuje to wyższym wskaźnikiem asymetrii, uszkodzony jest czujnik w fazie B.

W (Garramiola et al., 2018) detekcja odbywa się w trzech krokach. Pierwszy etap polega na eliminacji wartości średniej składowej prądu w osiach dq za pomocą filtru wygładzającego eksponencjalnego. Drugi krok opiera się na filtrach pasmowych, wyśrodkowanych dla częstotliwości poślizgowej oraz jej dwukrotności. Odchylenia offsetu wytwarzają dodatkowe oscylacje w składowych prądowych przy częstotliwości f_s , natomiast błędy wzmocnienia będą widoczne przy $2f_s$. Finalnie, obwiednia oscylacji jest uzyskiwana w trzecim kroku. Takie podejście pozwala jedynie na rozróżnienie błędów offsetowych oraz wzmocnienia. Możliwość określenia błędów offsetowych oraz wzmocnień w generatorze indukcyjnym została przedstawiona również w (Rothenhagen i Fuchs, 2009), gdzie autorzy wykorzystali grupę obserwatorów:

- obserwator prądu stojana,
- obserwator prądu wirnika,
- obserwator napięcia stojana.

Na podstawie zależności pomiędzy sygnałami wyjściowymi tych obserwatorów określano, czy uszkodzenie dotyczyło CS w obwodzie stojana, CS w obwodzie wirnika bądź czujnika napięcia.

W (Najafabadi et al., 2011) autorzy zaproponowali metodę FDI składającą się z jednego obserwatora, w którym estymowane są prądy fazowe stojana i rezystancja wirnika. Wejścia obserwatora stanowią dwie zmierzone wartości prądów fazowych, prędkość kątowna oraz napięcia estymowane na podstawie pomiaru u_{dc} . FDI zakłada

uszkodzenie tylko jednego czujnika. Obserwator wykorzystuje model SI w osiach dq . Wskaźnikiem w jednostce decyzyjnej jest różnica pomiędzy maksymalnymi wartościami amplitudy prądów fazowych i estymowanych. Zaletą tej metody jest to, że nie wymaga konieczności stosowania osobnych obserwatorów dla każdego czujnika.

W artykule (Romero et al., 2010) zaproponowano grupę trzech obserwatorów strumienia wirnika, gdzie każdy wykorzystuje inną parę prądów fazowych. Blok decyzyjny wybiera wartość estymowanego strumienia, który ma najmniejszą różnicę względem strumienia odniesienia. W przypadku wystąpienia uszkodzenia CS w którejkolwiek fazie, dwa obserwatory pokazują błędne wartości, natomiast ten niezależny od fazy, w której znajduje się uszkodzenie, będzie wykorzystywany do struktury sterowania. Sposób ten pozwala jednoznacznie określić miejsce uszkodzenia. Wymagana jest jednak znajomość dwóch prądów fazowych.

Istotną wadą metod zależnych od modelu matematycznego SI jest wysoka wrażliwość na zmiany parametrów. W związku z powyższym utrudnione jest określenie wartości progowej dla różnicy między sygnałem mierzonym oraz estymowanym. Natomiast metody niewykorzystujące modeli matematycznych wymagają najczęściej zastosowania trzech CS, gdzie trzeci jest traktowany jako redundantny.

1.3 Kompensacja uszkodzeń czujników prądu w układach napędowych z silnikami prądu przemiennego

W znanej literaturze można znaleźć różne metody kompensacji uszkodzeń CS. Zostały one podzielone w zależności od liczby dostępnych CS fazowych, zgodnie z tabelą 1.3. Odcień niebieskiego symbolizuje metody niewrażliwe na zmiany parametrów SI, natomiast beżowy – zależne od parametrów SI.

Tab. 1.3. Podział metod umożliwiających kompensację uszkodzenia czujników prądu.

Liczba dostępnych CS fazowych		
2/3	1/3	0/3
Metody bazujące na prawie Kirchhoffa dla odbiornika trójfazowego	Metody bazujące na wyjściu z nieuszkodzonego CS	Metody bazujące na pomiarze prądu stałego w obwodzie pośrednim FN
	Metody bazujące na sygnałach referencyjnych i transformacjach układów współrzędnych	
	Metody bazujące na modelach matematycznych	Metody bazujące na modelach matematycznych

Silniki trójfazowe prądu przemiennego stanowią grupę symetrycznych odbiorników elektrycznych. Zgodnie z prawem Kirchhoffa dla odbiorników trójfazowych suma trzech dowolnych wielkości fazowych, w dowolnej chwili czasowej jest równa zero, co na przykładzie prądu stojana wyrazić można za pomocą zależności:

$$i_{sA}(t) + i_{sB}(t) + i_{sC}(t) = 0. \quad (1.4)$$

W związku z tym, przy wystąpieniu uszkodzenia jednego czujnika jego wyjściową wartość można wyznaczyć z następujących zależności:

$$i_{sA}(t) = -(i_{sB}(t) + i_{sC}(t)), \quad (1.5)$$

$$i_{sB}(t) = -(i_{sA}(t) + i_{sC}(t)), \quad (1.6)$$

$$i_{sC}(t) = -(i_{sA}(t) + i_{sB}(t)). \quad (1.7)$$

Warto podkreślić, że powyższa zależność umożliwia pominięcie w układzie napędowym trzeciego CS, co jest powszechną praktyką.

Rozwiązania, które nie wymagają znajomości modelu lub parametrów SI, są przedstawione w (Chakraborty i Verma, 2015; Salmasi, 2017; Wang et al., 2019). Ich realizacja wymaga dostępności przynajmniej jednego, nieuszkodzonego CS. W (Salmasi, 2017) kompensacja awarii CS opiera się na wskaźniku asymetrii. Po zidentyfikowaniu niepoprawnego CS, jego wzmocnienie wyjściowe, zdefiniowane przez funkcję zaproponowaną przez autorów, jest dostosowywane, aż wskaźnik asymetrii jest niższy niż ustalony próg. Należy jednak podkreślić, że rozwiązanie to pozwala na kompensację jedynie błędu wzmocnienia oraz offsetu pomiarowego.

Inne rozwiązanie CS-FTC, niezależne od parametrów SI, zostało zaproponowane w (Chakraborty i Verma, 2015). Jego idea opiera się na wartościach referencyjnych prądów stojana w osiach ($d-q$) oraz różnym sposobie transformacji układu współrzędnych fazowych ($A-B-C$) do stacjonarnego układu prostokątnego ($\alpha-\beta$). Dodatkowo, niezbędna jest znajomość jednego prądu fazowego. Rozwiązanie to nie wymaga znajomości parametrów SI, a testy przedstawione przez autorów ilustrują wyniki dla stanów ustalonych i w przypadku obecności tylko jednego uszkodzonego CS. Podobne rozwiązanie w przypadku uszkodzenia jednego CS zostało zastosowane dla silnika PMSM (Wang et al., 2019). Autorzy zastosowali również dodatkowe odprężanie napięcia w torach sterowania, co znacznie poprawiło jakość działania systemu w stanach przejściowych.

W dostępnej literaturze można znaleźć wiele rozwiązań dotyczących wykorzystania dodatkowego CS w obwodzie pośrednim FN oraz prawa Kirchhoffa dla odbiorników trójfazowych. Taka koncepcja została zaproponowana już w latach 80. przez Williamsa i Greena (Green i Williams, 1989). W latach 90 falownik został dodatkowo chroniony przed zwarciami i przeciążeniami (Blaabjerg i Pedersen, 1997; Blaabjerg et al., 1997). W trakcie trwania aktywnych wektorów FN prąd w obwodzie pośrednim jest równy jednemu lub sumie dwóch prądów fazowych, co w połączeniu z symetrycznym odbiornikiem, takim, jak SI pozwala na wyznaczenie prądu w danej fazie, zgodnie z:

- Dla wektora $\mathbf{u}_1(1\ 0\ 0)$ (Rys. 1.5a):

$$i_{DC}(t) = 1 \cdot i_{sA}(t) + 0 \cdot i_{sB}(t) + 0 \cdot i_{sC}(t) = i_{sA}(t), \quad (1.8)$$

- Dla wektora $\mathbf{u}_2(1\ 1\ 0)$ (Rys. 1.5b):

$$i_{DC}(t) = 1 \cdot i_{sA}(t) + 1 \cdot i_{sB}(t) + 0 \cdot i_{sC}(t) = i_{sA}(t) + i_{sB}(t) = -i_{sC}(t), \quad (1.9)$$

- Dla wektora $\mathbf{u}_3(0\ 1\ 0)$ (Rys. 1.5c):

$$i_{DC}(t) = 0 \cdot i_{sA}(t) + 1 \cdot i_{sB}(t) + 0 \cdot i_{sC}(t) = i_{sB}(t), \quad (1.10)$$

- Dla wektora $\mathbf{u}_4(0\ 1\ 1)$ (Rys. 1.5d):

$$i_{DC}(t) = 0 \cdot i_{sA}(t) + 1 \cdot i_{sB}(t) + 1 \cdot i_{sC}(t) = i_{sB}(t) + i_{sC}(t) = -i_{sA}(t), \quad (1.11)$$

- Dla wektora $\mathbf{u}_5(0\ 0\ 1)$ (Rys. 1.5e):

$$i_{DC}(t) = 0 \cdot i_{sA}(t) + 0 \cdot i_{sB}(t) + 1 \cdot i_{sC}(t) = i_{sC}(t), \quad (1.12)$$

- Dla wektora $\mathbf{u}_6(1\ 0\ 1)$ (Rys. 1.5f):

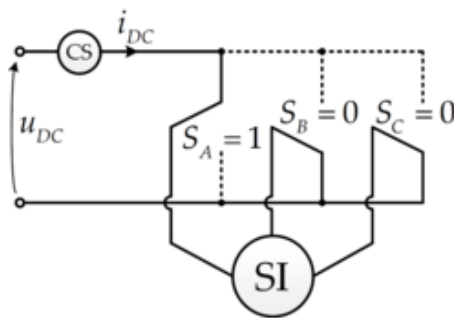
$$i_{DC}(t) = 1 \cdot i_{sA}(t) + 0 \cdot i_{sB}(t) + 1 \cdot i_{sC}(t) = i_{sA}(t) + i_{sC}(t) = -i_{sB}(t), \quad (1.13)$$

- Dla wektora $\mathbf{u}_0(0\ 0\ 0)$ (Rys. 1.5g):

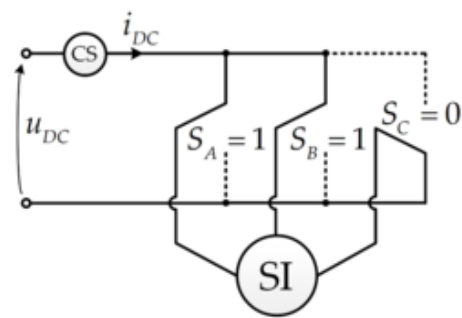
$$i_{DC}(t) = 0 \cdot i_{sA}(t) + 0 \cdot i_{sB}(t) + 0 \cdot i_{sC}(t) = 0, \quad (1.14)$$

- Dla wektora $\mathbf{u}_7(1\ 1\ 1)$ (Rys. 1.5h):

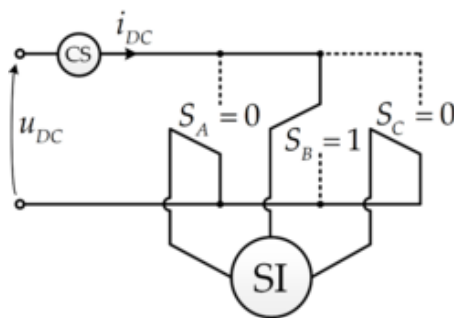
$$i_{DC}(t) = 1 \cdot i_{sA}(t) + 1 \cdot i_{sB}(t) + 1 \cdot i_{sC}(t) = 0. \quad (1.15)$$



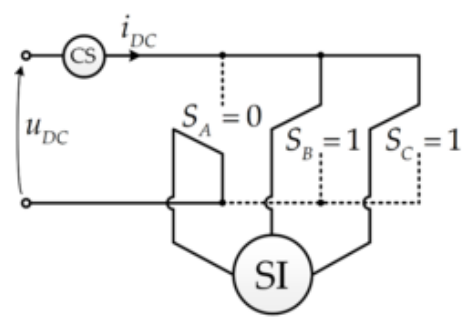
(a)



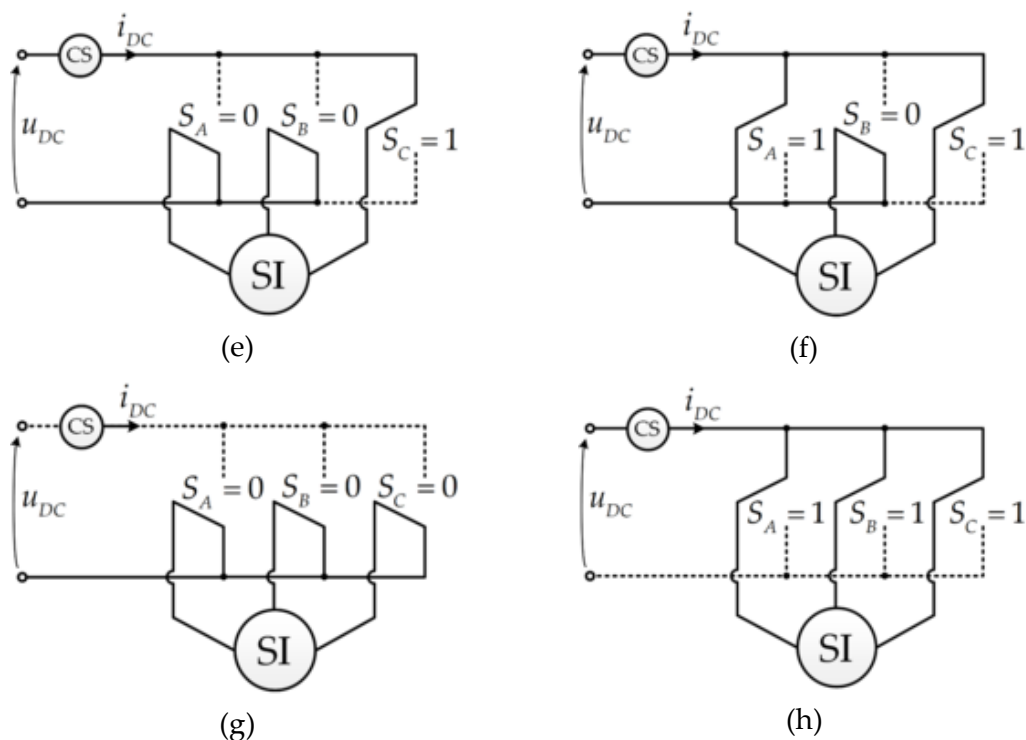
(b)



(c)

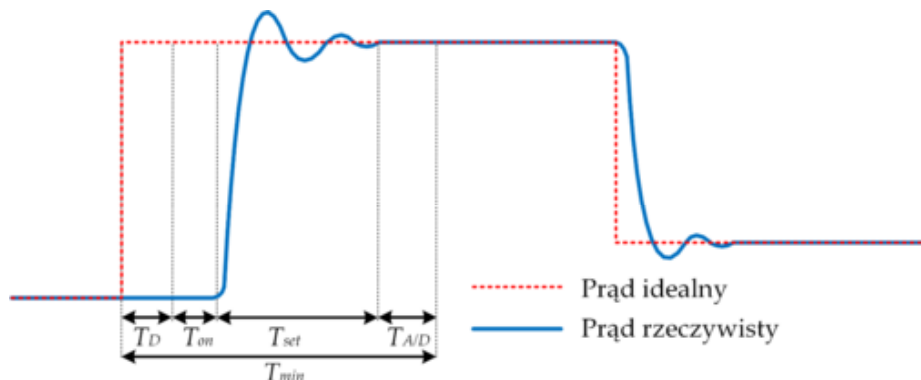


(d)

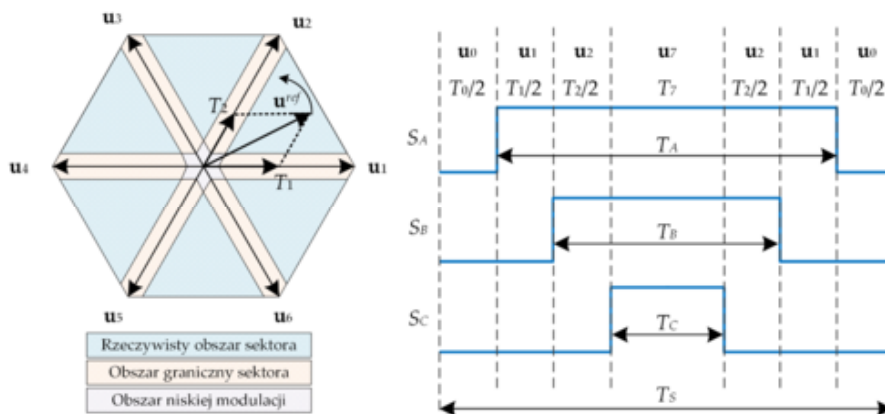


Rys. 1.5. Wartość prądu stałego w zależności od stanu wektora \mathbf{u} : \mathbf{u}_1 (a), \mathbf{u}_2 (b), \mathbf{u}_3 (c), \mathbf{u}_4 (d), \mathbf{u}_5 (e), \mathbf{u}_6 (f), \mathbf{u}_0 (g), \mathbf{u}_7 (h).

Metoda ta jednak wprowadza wiele problemów związanych z poprawnym pomiarem prądu stałego w obwodzie pośrednim. Aby poprawnie ją zastosować, konieczne jest wybranie momentu próbkowania tak, aby wartość prądu stałego płynącego przez CS była mierzona w stanie ustalonym. Dodatkowo należy uwzględnić czas martwy T_D (chroniący przed zwarciami w FN), czas włączenia kolejnej sekwencji przełączników FN T_{on} , czas stabilizacji sygnału T_{set} oraz czas przetwarzania analogowo-cyfrowego $T_{A/D}$ (Rys. 1.6). Dlatego też czas trwania danego aktywnego wektora musi być wystarczająco długi, aby umożliwić oszacowanie prądu w danej fazie. Oznacza to, że wektor napięcia referencyjnego musi znajdować się w obszarze mierzalnym. Ponadto, jako ogólna zasada, wartość średnia napięcia nie może być zmieniana w jednym cyklu (Green i Williams, 1989; Blaabjerg i Pedersen, 1994, 1997; Blaabjerg et al., 1997; Lee i Lim, 2000; Lee et al., 2000, 2001).



Rys. 1.6. Przebieg prądu w obwodzie pośrednim FN.



Rys. 1.7. Wykres wektorowy z obszarami sektora.

Rozwiązanie problemu z obszarami niemierzalnymi (czasy T_0 oraz T_7 , podczas których załączone są wektory zerowe u_0 i u_7 , zgodnie z rysunkiem 1.7) było przedmiotem wielu prac naukowych. Jednym z podejść jest wprowadzenie wektorów pomiarowych (Kim i Jahns, 2006a, 2006b). W pracy (Kim i Jahns, 2006a) zaproponowano metodę wektorów pomiarowych, która polega na wprowadzeniu specjalnej sekwencji przełączania dla tranzystorów FN za każdym razem, gdy wektor napięcia referencyjnego znajduje się w obszarze niemierzalnym. Ta strategia umożliwia wyznaczenie trzech prądów fazowych, ale wymaga dodatkowego czasu pomiaru i zwiększa zakłócenia prądowe. Wprowadzenie dodatkowych wektorów zostało również przedstawione w pracy (Metidji et al., 2012), gdzie autorzy pokazali możliwość odtworzenia trzech prądów fazowych bez dodatkowych obliczeń. Zaproponowany algorytm jednak wiąże się z ograniczeniem maksymalnej prędkości do 86% wartości nominalnej w porównaniu do struktury klasycznej. Autorzy pracy (Wang et al., 2012) przedstawili strategię szybkiego przełączania z pomysłem wprowadzenia sześciu wektorów przestrzennych przesuniętych o 30 stopni względem aktywnych wektorów. Szybkie przełączanie między nowymi wektorami w zaproponowanej sekwencji pozwala na wyznaczenie dwóch prądów fazowych. Dodatkowo, w tym przypadku, maksymalna prędkość systemu jest ograniczona, a metoda ta wiąże się ze zwiększonymi zakłóceniami momentu elektromagnetycznego.

Jednym ze sposobów zapewnienia minimalnego czasu trwania aktywnych wektorów jest ich przesunięcie fazowe (Gu et al., 2011; Yang, 2015), co jest skuteczne w systemach o niskim współczynniku modulacji, gdzie obszar mierzalny jest znacznie mniejszy niż minimalny czas potrzebny do prawidłowego próbkowania prądu. W pracy (Gu et al., 2011) przesunięcie fazowe aktywnych wektorów zostało zrealizowane przez modyfikację modulacji szerokości impulsów (ang. Pulse Width Modulation, PWM), przy zachowaniu oryginalnego czasu trwania aktywnych wektorów. Jednakże, to rozwiązanie wymaga wprowadzenia ograniczenia dla współczynnika modulacji PWM, aby nie dochodziło do nasycenia modulatora.

Rekonstrukcja prądów fazowych w sposób konwencjonalny jest możliwa tylko podczas trwania aktywnych wektorów, ponieważ tylko w takiej sytuacji przez CS, znajdujący się w obwodzie pośrednim FN płynie jeden prąd fazowy lub suma dwóch prądów fazowych. Podczas trwania zerowych wektorów, wszystkie prądy fazowe stojana płyną przez CS lub nie płynie żaden prąd. Ponieważ SI jest odbiornikiem symetrycznym, suma trzech prądów fazowych wynosi zero; w konsekwencji w obu przypadkach niemożliwe jest odtworzenie prądu fazowego podczas trwania wektorów zerowych (Rys. 1.5g,h). W artykułach (Cho et al., 2012; Yan et al., 2016 Xu et al., 2017) przedstawiono pomysły umieszczenia CS między grupą tranzystorów w taki sposób, że możliwy jest pomiar prądu w trakcie trwania wektorów zerowych. Metoda ta jest szczególnie skuteczna w systemach pracujących przy małych wartościach prędkości, gdzie występuje niska częstotliwość modulacji. Jednakże, ta koncepcja wymaga modyfikacji połączeń tranzystorów, aby umożliwić specyficzne umieszczenie CS.

Szacowane prądy fazowe otrzymywane na podstawie pojedynczego CS w obwodzie pośrednim FN są obciążone tętnieniami oraz wyższymi harmonicznymi. Rozwiązaniem tego problemu, stosowanym w systemach niskokosztowych, jest metoda szacowania prądu oparta na matematycznym modelu PMSM zaimplementowanym na procesorze sygnałowym DSP, która została przedstawiona w pracy (Ha, 2010). Autorzy pokazali, jak przewidywać prąd w siedmiu krokach, dzięki czemu błąd szacowania prądu w warunkach przejściowych został zredukowany. W pracy (Aoyagi et al., 2009) autorzy przedstawili metodę połówkowego przesunięcia impulsu, w której zmodyfikowany sygnał PWM składał się z dwóch rodzajów obszarów: jednego umożliwiającego próbkowanie prądu stałego i drugiego, utrzymującego średnią wartość sygnału w akceptowalnych granicach. Badania eksperymentalne potwierdziły odporność metody na tętnienia prądu.

Rozwiązania przedstawione powyżej wymagają wprowadzenia dodatkowego CS w obwodzie pośrednim. Ponadto, większość tych metod jest skierowana do systemów bezczujnikowych i niskokosztowych, wyposażonych tylko w pojedynczy CS. Jak wynika z przeanalizowanej literatury, metody te są ograniczone przez obszary mierzalne, konieczność wprowadzenia dodatkowego CS do obwodu pośredniego oraz powodują zwiększenie tętnień prądu i pojawieniem się wyższych harmonicznymi. Możliwość pomiaru prądu w jednym cyklu PWM wymaga zastosowania wyższej częstotliwości próbkowania, a eliminacja wyżej przedstawionych wad wprowadza konieczność implementacji złożonych algorytmów na mikroprocesorze. Ze względu na to nie zaleca się stosowania tej koncepcji w układach typu FTC, w których priorytetem nie jest zmniejszenie kosztów, a zwiększenie bezpieczeństwa.

Metody kompensacji uszkodzenia prądu stojana bazujące na modelu matematycznym SI wykazują się większą dokładnością estymacji prądu, szczególnie w stanach przejściowych. Niektóre z proponowanych metod wymagają jednak jednego

nieuszkodzonego CS (Salmasi i Najafabadi, 2011; Yu et al., 2018). Na przykład, w artykule (Salmasi i Najafabadi, 2011) autorzy zaproponowali adaptacyjny obserwator prądu stojana i strumienia wirnika, wykorzystujący prędkość kątową i pomiar jednego prądu fazowego. Rozwiązanie to jest dedykowane systemom FTC z tylko jednym uszkodzonym CS. Ponadto, w celu zwiększenia dokładności odtwarzania prądu stojana, autorzy stosują adaptację rezystancji wirnika i stojana w proponowanym obserwatorze. Z kolei w rozwiązaniu przedstawionym w (Yu et al., 2018), autorzy zaprezentowali grupę trzech niezależnych obserwatorów pełnego rzędu, wykorzystujących prądy w fazach A , B i C . W przypadku awarii jednego lub nawet dwóch CS, możliwe jest dalsze sterowanie systemem przy użyciu estymowanych prądów opartych na pomiarze prądu w fazie z nieuszkodzonym CS oraz prędkości kątowej. Należy podkreślić, że te rozwiązania wymagają znajomości parametrów modelu matematycznego SI i są wrażliwe na ich zmiany lub błędy identyfikacji.

W ostatnich latach coraz popularniejsze stają się metody pozwalające na estymację prądu stojana, bez wykorzystywania jakiegokolwiek CS w układzie napędowym (Manohar i Das, 2017, 2020; Azzoug et al., 2019, 2020, 2021a, 2021b, 2021c, 2023; Kuchar et al., 2021; Tran et al., 2021; Venghi et al., 2021). Taka koncepcja została zaproponowana po raz pierwszy w 2017 (Manohar i Das, 2017). Autorzy prezentują flux-linkage observer (FLO). Prąd stojana jest estymowany na podstawie napięć stojana i prędkości kątowej silnika. W tym artykule autorzy przedstawili wyniki dla prędkości kątowej wynoszącej około 7% nominalnej prędkości i momentu obciążenia wynoszącego około 55% wartości nominalnej. Ponadto autorzy przedstawili wykrywanie i kompensację uszkodzeń CS tylko w stanie ustalonym dla jednego warunku pracy. Stwierdzili również, że metoda jest bardzo wrażliwa na zmiany parametrów SI. Jest to oczywiste, ponieważ po kilku prostych przeliczeniach matematycznego modelu FLO można otrzymać klasyczny model SI, wrażliwy na zmiany parametrów, co zostało przedstawione w załączniku Z2.

Kolejnym rozwiązaniem przedstawionym w literaturze jest open-loop observer (OLO) (Venghi et al., 2021), jednakże model ten jest tożsamy z opisanym poprzednio FLO, co można wykazać po wykonaniu kilku operacji matematycznych (Załącznik Z2). Podobne rozwiązanie zostało przedstawione w (Kuchar et al., 2021). Autorzy zaproponowali rekurencyjną metodę najmniejszych kwadratów do estymacji składowych macierzy stanu obserwatora. Jednak, jak piszą autorzy, w obecności co najmniej jednego uszkodzonego CS, identyfikacja parametrów się zatrzymuje. Sprawia to, że rozwiązanie jest bardzo wrażliwe na zmiany parametrów SI. Ponadto, identyfikacja parametrów obserwatora jest w dużym stopniu zależna od punktu pracy napędu, co kwestionuje płynne działanie systemu CS-FTC w sytuacji po uszkodzeniu w różnych warunkach pracy.

Innym sposobem kompensacji informacji z uszkodzonych CS stojana jest wykorzystanie klasycznego obserwatora Luenbergera (LO). Autorzy w (Azzoug et al., 2019, 2020, 2021a, 2021b, 2021c) przedstawili możliwość sterowania wektorowego bez działających CS, co oznacza rozwiązanie bezczujnikowe. Należy jednak zaznaczyć, że w tych pracach wartość współczynnika w macierzy wzmocnień LO była wybierana blisko 1 (od 1,001 do 1,004), co skutkuje bardzo niewielkim wpływem informacji zwrotnej o błędzie prądu stojana w zaproponowanym LO. W rzeczywistości efektywne współczynniki wzmocnień mieściły się w zakresie od 0,001 do 0,004, co w praktyce oznacza, że używany estymator jest równoważny modelowi SI (obserwator o otwartej pętli – OLO (Venghi et al., 2021), matematycznie identyczny z FLO (Manohar i Das, 2017, 2020)). LO w celu zwiększenia jakości estymacji wykorzystuje sprzężenie zwrotne od błędu pomiędzy prądem mierzonym oraz estymowanym. W przypadku wystąpienia uszkodzenia CS błąd ten jest obliczany nieprawidłowo, co mogło być powodem wyboru przez autorów takiego współczynnika w macierzy wzmocnień, który powoduje, że błąd ten jest wzmacniany przez wartość bliską zeru i jest praktycznie pomijalny. Należy zauważyć, że autorzy (Azzoug et al., 2019, 2021a, 2021b, 2021c) pokazali wyniki symulacji lub eksperymentu tylko dla uszkodzeń CS występujących w stanie ustalonym, dla kilku punktów pracy, dla stałych prędkości w zakresie od 7% do 97% wartości nominalnej oraz dla stałego momentu obciążenia w zakresie od 26% do 52% wartości nominalnego momentu. Powodem tego może być fakt, że taki LO ma tożsamy model co inne, przedstawiane w literaturze rozwiązania, a jak wspominają autorzy cytowanych publikacji, estymatory takie są bardzo wrażliwe na zmiany bądź niedokładną identyfikację parametrów SI.

1.4 Cel i zakres rozprawy

Układy typu CS-FTC stanowią istotny obszar badań w dziedzinie sterowania SI, w szczególności sterowania wektorowego. Wraz z dynamicznym rozwojem technologii napędów elektrycznych, takie układy stają się coraz bardziej popularne i istotne z punktu widzenia zwiększenia poziomu bezpieczeństwa. Jednakże, w przypadku uszkodzenia CS, istnieje realne ryzyko utraty kontroli nad układem napędowym ponieważ struktury sterowania wektorowego nie mogą pracować bez informacji o prądzie stojana. W szczególności, w kontekście rosnącej liczby pojazdów elektrycznych, gdzie SI są szeroko stosowane, uszkodzenie CS może być niebezpieczne. W takich przypadkach, utrata kontroli nad układem napędowym może wystąpić nawet w trakcie jazdy, co stanowi potencjalne zagrożenie dla użytkownika.

Przedstawione w literaturze układy tolerujące uszkodzenia wszystkich CS wykorzystujące różnego rodzaju estymatory prądu stojana są bardzo wrażliwe na parametry SI. Parametry takie, jak rezystancja stojana oraz rezystancja wirnika zmieniają się w czasie pod wpływem temperatury. Zmiany te mają bezpośredni wpływ na dokładność estymacji prądu stojana. W rezultacie, może to powodować duże błędy

estymacji, co prowadzi do nieprecyzyjnej kompensacji uszkodzonego CS i znacząco ogranicza możliwości detektorów opartych na modelach matematycznych.

Głównym celem niniejszej rozprawy doktorskiej jest opracowanie układu tolerującego uszkodzenia czujników prądu w napędzie z silnikiem indukcyjnym sterowanym wektorowo, który ograniczy wpływ parametrów silnika na jakość detekcji oraz kompensacji uszkodzenia. Dodatkowym celem jest zapewnienie poprawnej pracy wektorowej struktury sterowania układem napędowym nawet w przypadku, gdy wszystkie czujniki prądu ulegną awarii.

Sformułowano następujące tezy naukowe:

Teza 1: **Możliwa jest modyfikacja klasycznych obserwatorów Luenbergera pozwalająca na dalsze, prawidłowe obliczanie błędu estymacji prądu, nawet w przypadku, gdy dostępny jest jedynie sygnał z jednego nieuszkodzonego czujnika prądu w uzwojeniach stojana silnika indukcyjnego. Umożliwia to znaczne zmniejszenie wrażliwości proponowanego estymatora prądu stojana, na zmiany lub błędną identyfikację parametrów silnika indukcyjnego.**

Teza 2: **Opracowany algorytm DMLO przeznaczony do detekcji i kompensacji uszkodzenia czujników prądu stojana umożliwi zachowanie pełnej kontroli nad prędkością kątową silnika indukcyjnego sterowanego wektorowo (metody DFOC i DTC-SVM) w układzie typu FTC, w przypadku uszkodzenia jednego bądź obydwu czujników prądu.**

Szczegółowy zakres prac obejmuje:

- krytyczną analizę rozwiązań z zakresu detekcji oraz kompensacji uszkodzeń CS,
- analizę wpływu różnych typów uszkodzeń CS na jakość pracy układu napędowego,
- opracowanie estymatora prądu stojana pozwalającego na zachowanie pełnej kontroli nad układem napędowym, nawet w przypadku, gdy oba CS ulegną uszkodzeniu,
- opracowanie zmodyfikowanych obserwatorów Luenbergera, które pozwalają na prawidłowe określenie błędu estymacji prądu stojana, nawet w sytuacji, gdy dostępny jest tylko jeden CS,
- obszerną analizę wpływu parametrów SI na jakość estymacji prądu stojana, w szerokim zakresie zmian prędkości, podczas pracy silnikowej i prądnicowej, gdy dostępne są CS w fazie A i B, bądź jedynie w fazie A lub B,
- opracowanie algorytmu DMLO, bazującego na dwóch zmodyfikowanych obserwatorach Luenbergera, pozwalającego na zachowanie wysokiej jakości przy odtwarzaniu prądów wykorzystywanych do detekcji oraz kompensacji uszkodzeń CS,

- opracowanie estymatora rezystancji wirnika, pozwalającego na zwiększenie dokładności estymacji prądu stojana,
- wykonanie obszernej analizy wpływu czasu martwego na jakość estymacji prądu stojana,
- zaprojektowanie detektora uszkodzeń CS z adaptacyjnym współczynnikiem progowym, wykazujący się dużą skutecznością detekcji,
- weryfikację eksperymentalną opracowanej strategii tolerującej uszkodzenia CS, bazującej na algorytmie DMLO, przy dynamicznych zmianach prędkości przy stałym obciążeniu, przy dynamicznych zmianach obciążenia przy stałej prędkości oraz dla małych wartości prędkości w obu kierunkach dla obu struktur sterowania wektorowego: DFOC i DTC-SVM,
- krytyczną ocenę otrzymanych wyników.

Niniejsza rozprawa zawiera wykaz skrótów i oznaczeń, dziewięć numerowanych rozdziałów, bibliografię oraz pięć załączników.

Pierwszy rozdział niniejszej rozprawy doktorskiej skupia się na zagadnieniu detekcji i kompensacji uszkodzeń czujników prądu (ang. Current Sensor, CS) w układach napędowych z silnikami indukcyjnymi (SI). Wprowadzenie do tematyki dotyczy układów tolerujących uszkodzenia CS (ang. Current Sensor Fault-Tolerant Control, CS-FTC) oraz roli CS w napędach elektrycznych. Celem rozprawy jest opracowanie metod wykrywania, lokalizowania i kompensowania uszkodzeń CS.

Rozdział drugi skupia się na matematycznym modelowaniu przekształtnikowych układów napędowych, ze szczególnym uwzględnieniem SI. Omawiana jest koncepcja zastosowania uogólnionych wektorów przestrzennych oraz transformacje układów współrzędnych w modelowaniu silników. Dodatkowo, przedstawiono również model matematyczny falownika napięcia (FN), a także strategię modulacji szerokości impulsów oraz modulacji wektorowej.

Trzeci rozdział przedstawia metody sterowania silnikami prądu przemiennego, w szczególności bezpośrednie sterowanie polowo-zorientowane (DFOC) oraz bezpośrednie sterowanie momentem (DTC).

W czwartym rozdziale przedstawiono obszerną analizę wpływu różnych uszkodzeń CS na pracę układu napędowego. Na podstawie uzyskanych wyników wykazano konieczność stosowania CS-FTC.

Piąty rozdział koncentruje się na estymacji prądu stojana, która jest istotna w detekcji i kompensacji uszkodzeń CS. Przedstawiono opracowany algorytm Virtual Current Sensor (VCS) oraz zaproponowano modyfikację klasycznego obserwatora Luenbergera. Przedstawiono również porównanie opracowanych metod z tymi, dostępnymi w literaturze i przedstawiono uzasadnienie, do korzystania z proponowanych w ramach niniejszej rozprawy zmodyfikowanych obserwatorów.

Kolejny obszar badań, przedstawiony w rozdziale szóstym, dotyczy obszernej analizy jakości estymacji prądu stojana na zmiany parametrów SI. Przedstawiono wpływ parametrów w przypadku wykorzystania dwóch CS oraz CS tylko w fazie A lub B. Na podstawie uzyskanych wyników opracowano algorytm Dual Modified Luenberger Observer (DMLO), pozwalający na zachowanie wysokiej jakości detekcji oraz kompensacji uszkodzeń CS. Dodatkowo, przedstawiono opracowany estymator rezystancji wirnika i wykonano porównanie z innymi, znanymi w literaturze rozwiązaniami. Dokonano również weryfikacji eksperymentalnej opracowanej metody. Kolejnym, istotnym tematem w analizowanym rozdziale był wpływ czasu martwego na jakość estymacji prądu stojana. Wykazano wysoką konieczność kompensacji czasu martwego, w przypadku układów CS-FTC, co zostało również potwierdzone badaniami eksperymentalnymi.

W rozdziale siódmym, przedstawiono opracowane algorytmy detekcji i lokalizacji uszkodzeń CS, a także algorytm kompensacji tych uszkodzeń. W algorytmie detekcji zaproponowano adaptacyjny współczynnik progowy, pozwalający na zachowanie wysokiej skuteczności wykrywania uszkodzeń, zarówno w stanach ustalonych, jak i przejściowych. Dodatkowo, algorytm detekcji bazuje na dużo mniej wrażliwym na zmiany parametrów SI algorytmie DMLO.

Rozdział ósmym prezentuje analizę wektorowych struktur sterowania CS-FTC. Przeprowadzane są badania dotyczące dynamicznych nawrotów, dynamicznych zmian obciążenia oraz podczas pracy napędu w zakresie małych wartości prędkości.

Uzyskane w ramach niniejszej rozprawy wyniki podsumowano w ostatnim rozdziale.

2 MODELOWANIE MATEMATYCZNE PRZEKSZTAŁTNIKOWYCH UKŁADÓW NAPĘDOWYCH

2.1 Silnik indukcyjny

2.1.1 Wiadomości wstępne

Wprowadzanie nowych koncepcji związanych ze sterowaniem SI czy też badaniem wpływu uszkodzeń poszczególnych elementów układu napędowego wymaga wcześniejszej realizacji badań symulacyjnych. Dzięki temu możliwe jest wstępne ustalenie potencjalnych efektów opracowanych rozwiązań, a także zabezpiecza to rzeczywisty obiekt przed ewentualnymi błędami. Nie mniej jednak, z uwagi na fakt, że procesy dynamiczne oraz zjawiska zachodzące w układach napędowych są bardzo złożone, stosuje się pewne uproszczenia, które mają na celu ułatwienie obliczeń, przy zachowaniu ich wysokiej wiarygodności. Dla SI są one następujące (Orłowska-Kowalska, 2003):

- uzwojenia stojana oraz klatka wirnika zostają zastąpione przez uzwojenie koncentryczne,
- zakłada się trójfazową symetrię silnika,
- zakłada się, że rezystancje oraz indukcyjności stojana oraz wirnika są stałe,
- zakłada się równomierność szczeliny powietrznej,
- uwzględnia się jedynie podstawową harmoniczną pola magnetycznego,
- zjawiska histerezy, nasycenia magnetycznego, występowania prądów wirowych oraz anizotropia są pomijalne.

W modelu matematycznym SI, zapisanym za pomocą zmiennych fazowych, indukcyjności są zależne od aktualnego położenia kąтового wirnika (Orłowska-Kowalska, 2003). Ponadto, parametry te są trudne do identyfikacji. Z uwagi na ten fakt atrakcyjniejsze pod względem projektowym jest wykorzystanie koncepcji uogólnionych wektorów przestrzennych. Dzięki temu stałe i znamionowe parametry SI w łatwy sposób można wyznaczyć z próby zwarcia oraz próby biegu jałowego.

2.1.2 Koncepcja zastosowania uogólnionych wektorów przestrzennych w modelowaniu matematycznym silników prądu przemiennego

Zakłada się, że trójfazowe SI są symetrycznymi odbiornikami energii elektrycznej. Oznacza to, że przebiegi dowolnej wielkości fazowej mają tę samą amplitudę i są przesunięte względem siebie o 120° . Z uwagi na ich sinusoidalny przebieg, zgodnie z prawem Kirchhoffa można określić sumę chwilowych wartości fazowych:

$$k_m \sin(\omega t) + \underbrace{k_m \sin(\omega t + 120^\circ) + k_m \sin(\omega t - 120^\circ)}_{2k_m \sin(\omega t) \cos 120^\circ} = k_m \sin(\omega t) - \frac{1}{2} \cdot 2k_m \sin(\omega t) = 0. \quad (2.1)$$

W związku z powyższym, w SI suma trzech chwilowych wartości fazowych dowolnej zmiennej $k(t)$ jest równa 0. Z tego wynika:

$$k_A(t) + k_B(t) + k_C(t) = 0. \quad (2.2)$$

Zmienne fazowe $k_A(t)$, $k_B(t)$, $k_C(t)$ można zastąpić wypadkowym wektorem przestrzennym \mathbf{k} , wirującym z daną prędkością kątową (Kovacs i Racz, 1959), zgodnie z następującą definicją:

$$\mathbf{k} = \frac{2}{3} [\mathbf{1}k_A(t) + \mathbf{a}k_B(t) + \mathbf{a}^2k_C(t)], \quad (2.3)$$

gdzie:

$$\mathbf{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}, \quad \mathbf{a}^2 = \left(e^{j\frac{2\pi}{3}} \right)^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}. \quad (2.4)$$

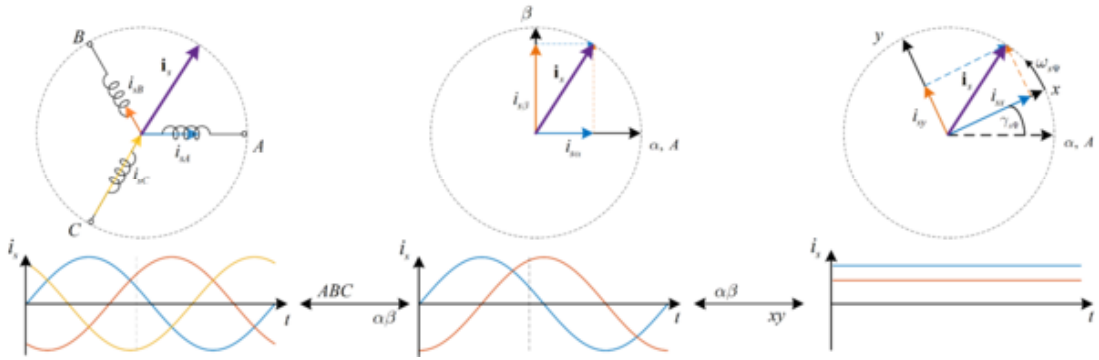
Zastępczy wektor przestrzenny, \mathbf{k}_k , można rzutować na dowolny, prostokątny układ współrzędnych ($u-v$), wirujący z prędkością kątową ω_k , gdzie u reprezentuje część rzeczywistą, natomiast v – część urojona:

$$\mathbf{k}_k = k_u + jk_v. \quad (2.5)$$

Powyższa definicja wektora przestrzennego pozwala na realizację modelu matematycznego SI w prostokątnym układzie współrzędnych, np. stacjonarnym ($\alpha-\beta$), bądź wirującym współbieżnie ze strumieniem stojana bądź wirnika ($x-y$).

2.1.3 Transformacje układów współrzędnych

Realizacja wektorowych metod sterowania, takich, jak wykorzystane w niniejszej pracy, DFOC oraz DTC-SVM, opisanych w następnym rozdziale, wymaga zastosowania przekształceń układów współrzędnych (Vas, 1998; Kaźmierkowski et al., 2002; Orłowska-Kowalska, 2003; Buja i Kaźmierkowski, 2004). Zgodnie z definicją (2.5) wirujący wektor przestrzenny można przedstawić za pomocą dwóch składowych prostokątnego, stacjonarnego układu współrzędnych ($\alpha-\beta$). Następnie, układ ($\alpha-\beta$) przekształca się do wirującego współbieżnie ze strumieniem wirnika bądź stojana układu współrzędnych prostokątnych ($x-y$). Dzięki temu, składowe wektora zmiennej stanu reprezentowane są przez wartości o charakterze stałym, a nie, jak w przypadku układu ($A-B-C$) czy ($\alpha-\beta$), za pomocą wartości sinusoidalnych. Idea transformacji układów współrzędnych na przykładzie przestrzennego wektora prądu stojana przedstawiono na rysunku 2.1.



Rys. 2.1. Idea transformacji trójfazowego układu współrzędnych (A-B-C) do układu (α-β) oraz (x-y).

Jak można zauważyć na rysunku 2.1, transformacji można dokonać z układu (A-B-C) do (α-β), a następnie do układu (x-y) oraz odwrotnie. Dla dowolnej zmiennej v wykorzystuje się w tym celu transformacje Clarke i Parka:

- transformacja Clarke:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix}, \quad (2.6)$$

- odwrotna transformacja Clarke:

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}, \quad (2.7)$$

- transformacja Parka:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \gamma_{s\Psi} & -\sin \gamma_{s\Psi} \\ \sin \gamma_{s\Psi} & \cos \gamma_{s\Psi} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_x \\ v_y \end{bmatrix}, \quad (2.8)$$

- odwrotna transformacja Parka:

$$\begin{bmatrix} v_x \\ v_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \gamma_{s\Psi} & \sin \gamma_{s\Psi} \\ -\sin \gamma_{s\Psi} & \cos \gamma_{s\Psi} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}, \quad (2.9)$$

gdzie $\gamma_{s\Psi}$ – kąt określający aktualne położenie wektora strumienia wirnika bądź stojana.

2.1.4 Model matematyczny silnika indukcyjnego w postaci wektorowej

Opisana w poprzednim podrozdziale definicja wektora przestrzennego (2.3) pozwala na realizację modelu matematycznego SI w postaci wektorowej. Zgodnie z tym równania napięciowe dla obwodów stojana i wirnika w wirującym z prędkością kątową ω_k układzie współrzędnych prostokątnych ($u-v$) można wyrazić następująco (Orłowska-Kowalska, 2003):

$$\mathbf{U}_{sk} = R_s \mathbf{I}_{sk} + \frac{d}{dt} \Psi_{sk} + j\omega_k \Psi_{sk}, \quad (2.10)$$

$$\mathbf{U}_{rk} = R_r \mathbf{I}_{rk} + \frac{d}{dt} \Psi_{rk} + j(\omega_k - \omega_m) \Psi_{rk}, \quad (2.11)$$

przy czym wektory prądu i strumienia stojana wyrażone w dowolnym układzie współrzędnych prostokątnych, wirującym z prędkością kątową ω_k można przedstawić w następującej postaci:

$$\mathbf{I}_{sk} = \mathbf{I}_s e^{-j\omega_k t}, \quad (2.12)$$

$$\Psi_{sk} = \Psi_s e^{-j\omega_k t}, \quad (2.13)$$

gdzie \mathbf{I}_s , Ψ_s – wektory prądu oraz strumienia stojana w układzie związanym z uzwojeniem stojana.

Równania strumieniowo prądowe w modelu matematycznym SI w postaci wektorowej są następujące:

$$\Psi_{sk} = L_s \mathbf{I}_{sk} + L_m \mathbf{I}_{rk}, \quad (2.14)$$

$$\Psi_{rk} = L_r \mathbf{I}_{rk} + L_m \mathbf{I}_{sk}. \quad (2.15)$$

Moment elektromagnetyczny rozwijany przez SI jest określony równaniem:

$$T_{em} = \frac{3}{2} p_b \operatorname{Im}(\Psi_{sk}^* \mathbf{I}_{sk}). \quad (2.16)$$

W celu ułatwienia realizacji badań związanych z SI zaleca się wykorzystywanie jednostek względnych, dzięki czemu nie ma konieczności skalowania otrzymanych wyników. Wówczas zmienne stanu oraz parametry schematu zastępczego odnosi się do wielkości bazowych, zgodnie z (Kaźmierkowski i Tunia, 1994; Orłowska-Kowalska, 2003):

- napięcie odniesienia:

$$U_b = \sqrt{2} U_{sN}, \quad (2.17)$$

- prąd odniesienia:

$$I_b = \sqrt{2} I_{sN}, \quad (2.18)$$

- strumień odniesienia:

$$\Psi_b = \frac{U_b}{\omega_b}, \quad (2.19)$$

- pulsacja odniesienia:

$$\omega_b = \omega_{sN} = 2\pi f_{sN}, \quad (2.20)$$

- indukcyjność odniesienia:

$$L_b = \frac{\Psi_b}{I_b}, \quad (2.21)$$

- moc odniesienia:

$$S_b = \frac{3}{2} U_b I_b, \quad (2.22)$$

- moment obrotowy odniesienia:

$$T_b = \frac{S_b}{\omega_b} p_b. \quad (2.23)$$

Powyższa postać wektorowa oraz przyjęte jednostki względne pozwalają na zapisanie modelu matematycznego SI w stacjonarnym układzie współrzędnych prostokątnych (α - β). Wówczas, jego równania są następujące:

- równania różniczkowe dla obwodu stojana,

$$T_N \frac{d}{dt} \Psi_{s\alpha} = u_{s\alpha} - r_s i_{s\alpha}, \quad (2.24)$$

$$T_N \frac{d}{dt} \Psi_{s\beta} = u_{s\beta} - r_s i_{s\beta}, \quad (2.25)$$

- równania różniczkowe dla obwodu wirnika,

$$T_N \frac{d}{dt} \Psi_{r\alpha} = -r_r i_{r\alpha} - \omega_m \Psi_{r\beta}, \quad (2.26)$$

$$T_N \frac{d}{dt} \Psi_{r\beta} = -r_r i_{r\beta} + \omega_m \Psi_{r\alpha}, \quad (2.27)$$

- równania strumieniowo-prądowe,

$$i_{s\alpha} = \Psi_{s\alpha} \frac{l_r}{l_s l_r - l_m^2} - \Psi_{r\alpha} \frac{l_l}{l_s l_r - l_m^2}, \quad (2.28)$$

$$i_{s\beta} = \Psi_{s\beta} \frac{l_r}{l_s l_r - l_m^2} - \Psi_{r\beta} \frac{l_l}{l_s l_r - l_m^2}, \quad (2.29)$$

$$i_{r\alpha} = \Psi_{r\alpha} \frac{l_s}{l_s l_r - l_m^2} - \Psi_{s\alpha} \frac{l_l}{l_s l_r - l_m^2}, \quad (2.30)$$

$$i_{r\beta} = \Psi_{r\beta} \frac{l_s}{l_s l_r - l_m^2} - \Psi_{s\beta} \frac{l_l}{l_s l_r - l_m^2}, \quad (2.31)$$

- równanie na moment elektromagnetyczny:

$$t_{em} = \Psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Psi_{s\beta} i_{s\alpha}, \quad (2.32)$$

- równanie ruchu:

$$T_M \frac{d}{dt} \omega_m = t_{em} - t_L, \quad (2.33)$$

gdzie T_N oraz T_M to mechaniczne stałe czasowe wyrażone w sekundach:

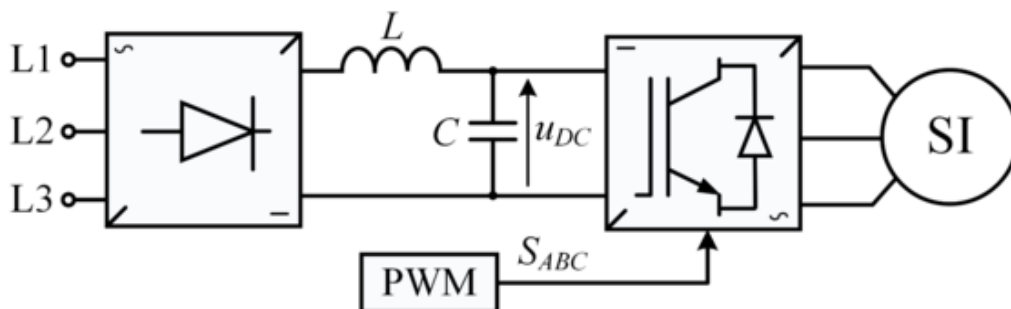
$$T_N = \frac{1}{2\pi f_{sN}}, \quad (2.34)$$

$$T_M = \frac{J\omega_b}{p_b T_b}. \quad (2.35)$$

2.2 Przebiegi częstotliwości

2.2.1 Model matematyczny falownika napięcia

Budowę przebiegi częstotliwości (Rys. 2.2) można sprowadzić do trzech głównych podzespołów – prostownika diodowego, filtra (składającego się z kondensatorów oraz dławików) oraz FN z tranzystorami IGBT. Do sterowania bramkami tranzystorów wykorzystuje się najczęściej PWM, w którym referencyjne wartości napięć porównywane są z sygnałem piłokształtnym o częstotliwości rzędu kilku–kilkunastu kHz. W chwili, kiedy referencyjna wartość napięcia w danej fazie przewyższa wartość sygnału nośnego, wyłączany jest dolny tranzystor IGBT (Rys. 2.3a) i po upływie czasu martwego T_d załączany jest górny. Czas ten chroni przed zwarcieniem i wynosi od ułamków do kilku mikrosekund.



Rys. 2.2. Uproszczony schemat przebiegi częstotliwości.

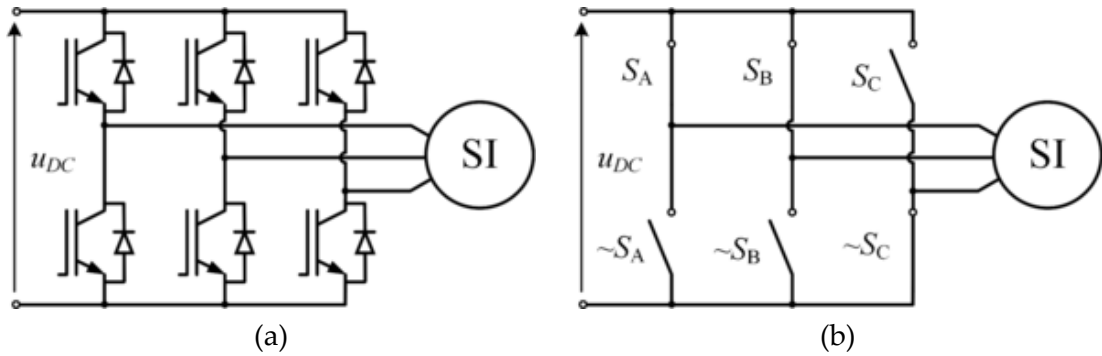
W realizacji modelu matematycznego przebiegi częstotliwości dokonano kilku uproszczeń:

- pomija się model prostownika diodowego – zakłada się, że napięcie w obwodzie pośrednim jest stałe i wynosi:

$$U_{DC} = \frac{3\sqrt{3}\sqrt{2}U_{sN}}{\pi} \approx 538 \text{ [V]},$$

$$u_{DC} = \frac{U_{DC}}{U_b} = \frac{\frac{3\sqrt{3}\sqrt{2}U_{sN}}{\pi}}{\sqrt{2}U_{sN}} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \approx 1,654 \text{ [p.u.]}, \quad (2.36)$$

- pomija się czas martwy tranzystorów IGBT,
- tranzystory IGBT (Rys. 2.3a) zostają zastąpione przez idealne łączniki S_{ABC} (Rys. 2.3b), których stany logiczne określane są przez strategię PWM.

Rys. 2.3. Schemat falownika napięcia z tranzystorami IGBT (a), z łącznikami S_{ABC} (b).

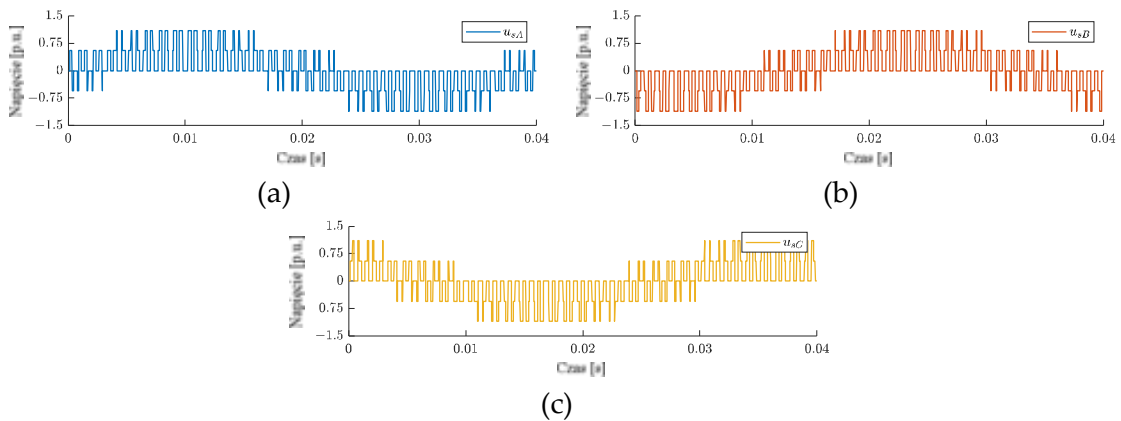
W modelu matematycznym FN fazowe napięcie wyjściowe jest zależne od napięcia u_{DC} oraz stanów logicznych S_{ABC} górnych tranzystorów i wyraża się je następująco:

$$u_{sA} = \frac{1}{3}(2S_A - S_B - S_C)u_{DC}, \quad (2.37)$$

$$u_{sB} = -\frac{1}{3}(S_A - 2S_B + S_C)u_{DC}, \quad (2.38)$$

$$u_{sC} = -\frac{1}{3}(S_A + S_B - 2S_C)u_{DC}. \quad (2.39)$$

Przebiegi napięć fazowych, otrzymanych na podstawie (2.37)-(2.39) przedstawiono na rysunku 2.4.



Rys. 2.4. Przebiegi napięć fazowych, obliczonych na podstawie stanów logicznych górnych tranzystorów w FN.

2.2.2 Modulacja szerokości impulsów

Sterowanie FN możliwe jest dzięki różnym strategiom PWM. W celu określenia stanów logicznych łączników S_{ABC} należy porównać napięcia referencyjne z piłokształtnym sygnałem nośnym o dużo większej częstotliwości (od kilku do kilkunastu kiloherców). W chwili, kiedy w przykładowej fazie A wartość napięcia referencyjnego jest większa, niż wartość sygnału nośnego, stan logiczny górnego łącznika w tej fazie przyjmuje wartość logiczną 1.

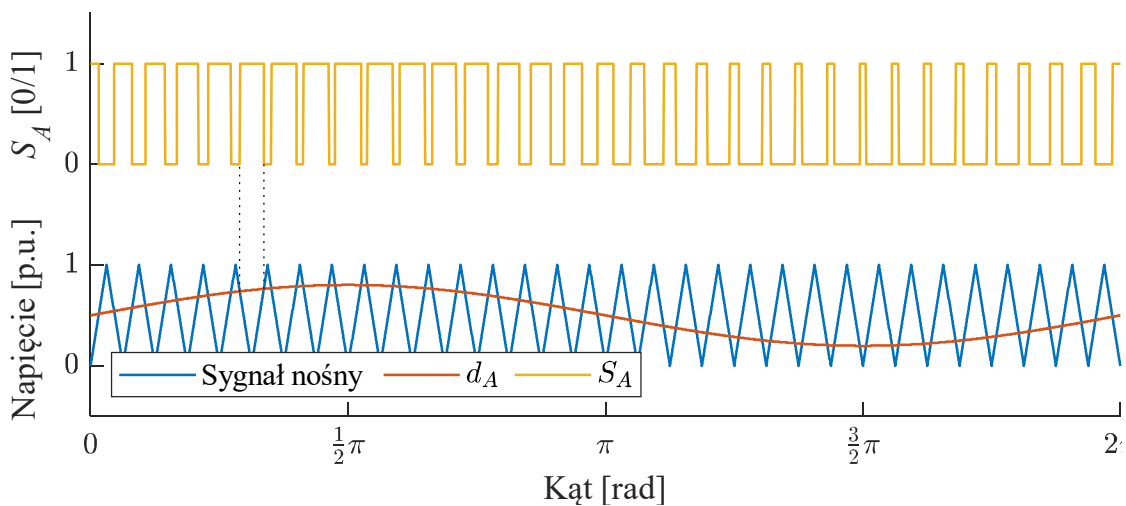
Najpopularniejszą strategią jest SPWM (ang. Sinusoidal Pulse Width Modulation). W takiej sytuacji przebiegiem referencyjnym, porównywanym z sygnałem

nośnym jest sinusoida. Na wyjściu FN maksymalne napięcie fazowe wynosi $u_{DC}/2$, co stanowi 78.5% maksymalnego napięcia sześćo-pulsowego falownika ($2u_{DC}/\pi$) (Kim, 2017). Referencyjne napięcia uzwojenia stojana w strukturze sterowania należy dopasować do maksymalnego napięcia na wyjściu FN, a następnie przeskalować do przedziału PWM:

$$d_p = \frac{1}{2} \left(\frac{u_{sp}^{ref}}{u_{DC}} + 1 \right), p \in \{A, B, C\}. \quad (2.40)$$

Strategia SPWM przedstawiona została na rysunku 2.5.

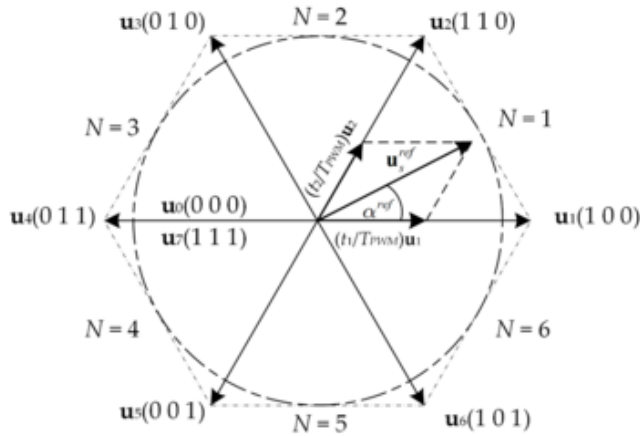
Jak można zauważyć, w celu wyznaczenia stanów logicznych łączników FN, w metodzie SPWM wykorzystuje się sinusoidalny przebieg napięcia. Taka metoda ma jednak istotną wadę, jaką jest zmienna częstotliwość pracy tranzystorów IGBT, w zależności od częstotliwości sygnału referencyjnego.



Rys. 2.5. Przebiegi sygnału nośnego, napięcia referencyjnego oraz stanu logicznego S_A przy strategii SPWM.

2.2.3 Modulator wektorowy SVM

Stałą częstotliwość łączy zapewnia modulacja wektorowa (ang. Space Vector Modulation, SVM). Wówczas wykorzystuje się aktualne położenie, α^{ref} , oraz długość, u_s^{ref} , wektora napięcia referencyjnego. Pozwala to na określenie czasów trwania t_1 , t_2 , poszczególnych dwóch wektorów aktywnych $\mathbf{u}_1 - \mathbf{u}_6$ w danym sektorze N oraz czasów trwania, t_0 , t_7 , wektorów zerowych \mathbf{u}_0 , \mathbf{u}_7 , co obrazuje rysunek 2.6.



Rys. 2.6. Położenie wektora napięcia referencyjnego.

Wektory $u_0 - u_7$ na powyższym rysunku określają stany logiczne górnych tranzystorów IGBT w fazie A, B oraz C . Jak można zauważyć na rysunku 2.6, napięcie referencyjne na wyjściu FN możliwe jest do uzyskania dzięki załączaniu w czasie jednego cyklu PWM (T_{PWM}) dwóch kolejnych wektorów aktywnych. W tym celu niezbędne jest określenie aktualnego położenia wektora napięcia referencyjnego oraz jego modułu.

Tab. 2.1. Określenie sektora na podstawie położenia wektora napięcia referencyjnego.

Sektor N	Położenie wektora referencyjnego
1	$0 < \alpha^{ref} \leq \frac{1}{3}\pi$
2	$\frac{1}{3}\pi < \alpha^{ref} \leq \frac{2}{3}\pi$
3	$\frac{2}{3}\pi < \alpha^{ref} \leq \pi$
4	$-\pi < \alpha^{ref} \leq -\frac{2}{3}\pi$
5	$-\frac{2}{3}\pi < \alpha^{ref} \leq -\frac{1}{3}\pi$
6	$-\frac{1}{3}\pi < \alpha^{ref} \leq 0$

Określenie modułu wektora napięcia referencyjnego uzyskuje się na podstawie składowych w stacjonarnym układzie współrzędnych $(\alpha-\beta)$, zgodnie z:

$$u_s^{ref} = \sqrt{(u_{s\alpha}^{ref})^2 + (u_{s\beta}^{ref})^2}, \quad (2.41)$$

natomiast w celu wyznaczenia jego położenia wykorzystywana jest funkcja cyklometryczna:

$$\alpha^{ref} = \arctg\left(\frac{u_{s\beta}^{ref}}{u_{s\alpha}^{ref}}\right), \quad (2.42)$$

a na podstawie kąta α^{ref} określa się sektor, w którym znajduje się wektor napięcia referencyjnego, zgodnie z tabelą 2.1.

W przypadku, gdy wektor napięcia referencyjnego znajduje się w pierwszym sektorze jego składowe wyraża się następująco: $(t_1/T_{PWM})\mathbf{u}_1$ oraz $(t_2/T_{PWM})\mathbf{u}_2$. Czasy t_1 , t_2 (dla wektorów aktywnych), a także t_0 , t_7 (dla wektorów zerowych) stanowią część czasu próbkowania T_s (Garcia i Pinto, 2011):

$$t_1 = \frac{u_s^{ref}}{\frac{u_{DC}}{\sqrt{3}}} T_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha^{ref}\right), \quad (2.43)$$

$$t_2 = \frac{u_s^{ref}}{\frac{u_{DC}}{\sqrt{3}}} T_s \sin(\alpha^{ref}), \quad (2.44)$$

$$t_0 = t_7 = \frac{1}{2}(T_s - t_1 - t_2). \quad (2.45)$$

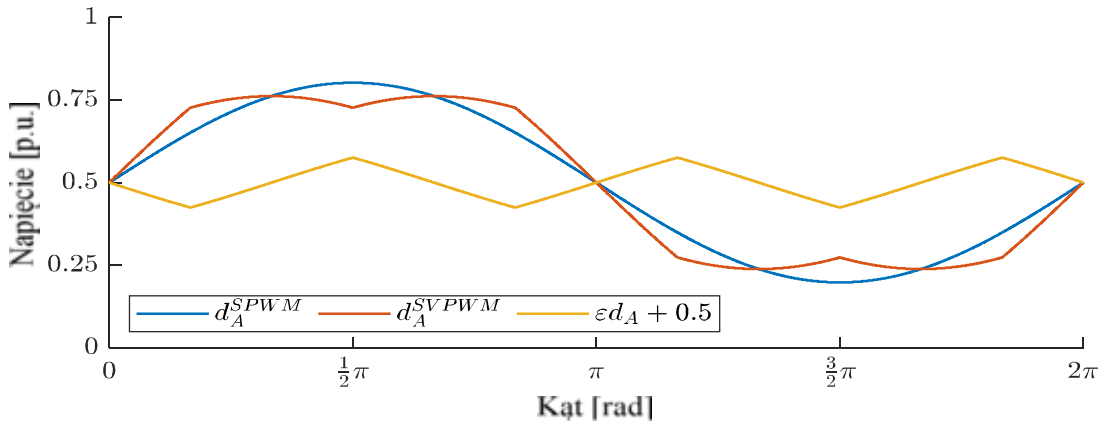
W praktycznej implementacji nie wyznacza się czasów trwania poszczególnych wektorów aktywnych, lecz modyfikuje się sygnały wypełnień porównywanych z sygnałem nośnym. Strategia ta nosi nazwę SVPWM (ang. Space Vector Pulse Width Modulation). Zgodnie z teorią, do sinusoidalnych wypełnień d_A , d_B , d_C (2.40) z metody SPWM dodaje się trójkątny sygnał o amplitudzie wynoszącej 25% szczytowej wartości napięcia referencyjnego i trzykrotnie większej częstotliwości (Żelechowski, 2005). Zgodnie z założeniem tej metody, napięcie fazowe na wyjściu FN będzie wynosić $u_{DC} / \sqrt{3}$, co stanowi 90,7% maksymalnego napięcia FN (ponad 15% więcej, niż w przypadku strategii SPWM). W związku z powyższym, analogicznie jak w metodzie SPWM, napięcia referencyjne należy przeskalować do maksymalnego napięcia na wyjściu FN:

$$u_{sp}^* = \frac{u_{sp}^{ref}}{\frac{u_{DC}}{\sqrt{3}}}, \quad p \in \{\alpha, \beta\}. \quad (2.46)$$

Na podstawie powyższych wartości oraz znając sektor, w którym aktualnie znajduje się wektor napięcia referencyjnego (Tab. 2.1) możliwe jest wyznaczenie wypełnień d_A , d_B , d_C , porównywanych z sygnałem nośnym (Garcia i Pinto, 2011):

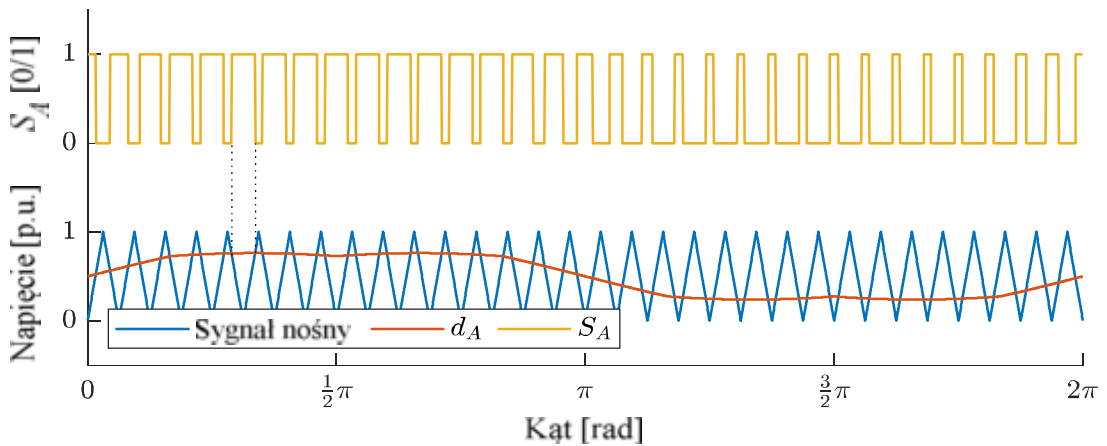
$$\begin{bmatrix} d_A \\ d_B \\ d_C \end{bmatrix} = \begin{cases} \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 + \frac{\sqrt{3}}{2} u_{s\alpha}^* + \frac{1}{2} u_{s\beta}^* \\ 1 - \frac{\sqrt{3}}{2} u_{s\alpha}^* + \frac{3}{2} u_{s\beta}^* \\ 1 - \frac{\sqrt{3}}{2} u_{s\alpha}^* - \frac{1}{2} u_{s\beta}^* \end{bmatrix} & \text{dla } N \in \{1,4\} \\ \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 + \sqrt{3} u_{s\alpha}^* \\ 1 + u_{s\beta}^* \\ 1 - u_{s\beta}^* \end{bmatrix} & \text{dla } N \in \{2,5\}, \\ \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 + \frac{\sqrt{3}}{2} u_{s\alpha}^* - \frac{1}{2} u_{s\beta}^* \\ 1 - \frac{\sqrt{3}}{2} u_{s\alpha}^* + \frac{1}{2} u_{s\beta}^* \\ 1 - \frac{\sqrt{3}}{2} u_{s\alpha}^* - \frac{3}{2} u_{s\beta}^* \end{bmatrix} & \text{dla } N \in \{3,6\} \end{cases} \quad (2.47)$$

Przebiegi wypełnień w przypadku strategii SVPWM oraz SPWM, a także ich różnicę przeskalowaną do zakresu od 0 do 1, przedstawiono na rysunku 2.7.



Rys. 2.7. Przebieg wypełnień dla strategii SPWM i SVPWM oraz ich przeskalowana różnica.

Strategia SVPWM przedstawiona została na rysunku 2.8.



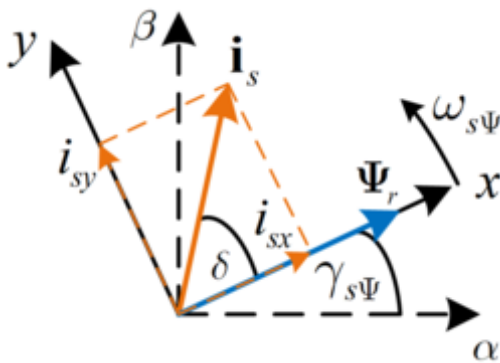
Rys. 2.8. Przebiegi sygnału nośnego, napięcia referencyjnego oraz stanu logicznego S_A przy strategii SVPWM.

3 WEKTOROWE METODY CZĘSTOTLIWOŚCIOWEGO STEROWANIA SILNIKAMI PRĄDU PRZEMIENNEGO

3.1 Bezpośrednie sterowanie polowo-zorientowane DFOC

Bezpośrednie sterowanie polowo-zorientowane DFOC zostało przedstawione po raz pierwszy przez F. Blaschkego w 1972 roku (Blaschke, 1972). Moment elektromagnetyczny rozwijany przez silnik jest zależny od strumienia wirnika, prądu stojana oraz kąta pomiędzy nimi (Rys. 3.1), zgodnie z:

$$t_{em} = \frac{l_m}{l_r} \Psi_r i_s \sin \delta. \quad (3.1)$$



Rys. 3.1. Idea metody DFOC – wykres wektorowy.

Jak widać na rysunku 3.1 przy orientacji wirującego układu współrzędnych prostokątnych (x - y) współbieżnie z wektorem strumienia wirnika oraz wymuszeniu prądowym otrzymuje się liniową zależność momentu od składowej urojonej, i_{sy} , wektora prądu stojana:

$$t_{em} = \frac{l_m}{l_r} \Psi_r i_{sy}, \quad (3.2)$$

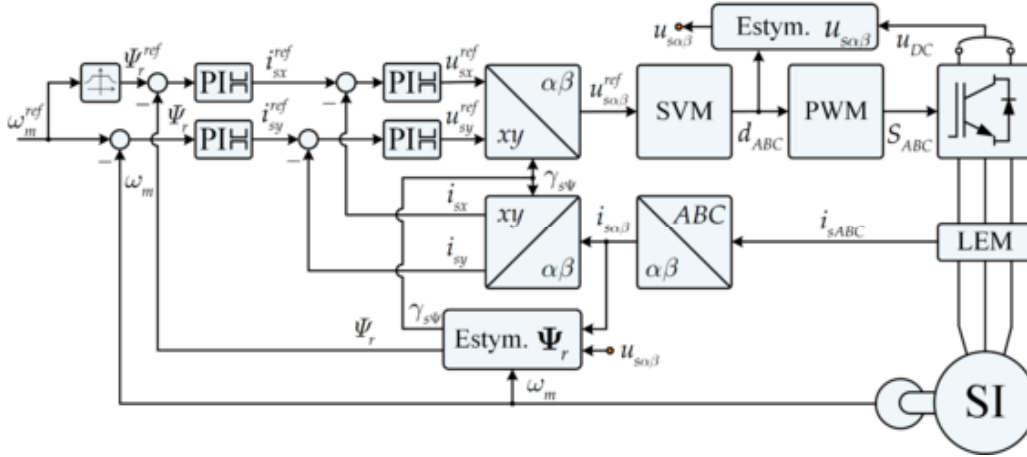
podczas, gdy składowa rzeczywista, i_{sx} , wektora prądu stojana odpowiada za stabilizację amplitudy strumienia wirnika (Rys. 3.1). Takie podejście pozwala na sterowanie SI analogicznie, jak silnikiem obcowzbudnym prądu stałego, w którym składowa i_{sx} odpowiada prądowi wzbudzenia, natomiast składowa i_{sy} – prądowi twornika, od którego liniowo zależny jest moment elektromagnetyczny (Orłowska-Kowalska, 2003).

Do realizacji strategii DFOC (Rys. 3.2) wymagana jest informacja o aktualnej wartości amplitudy strumienia wirnika, a także wartości kąta $\gamma_{s\Psi}$ niezbędnego do zastosowania transformacji układów współrzędnych (2.6)-(2.9). Wektor strumienia wirnika obliczyć można za pomocą dowolnego estymatora strumienia (Orłowska-Kowalska, 2003). Jego amplituda wynosi:

$$\Psi_r = \sqrt{\Psi_{r\alpha}^2 + \Psi_{r\beta}^2}, \quad (3.3)$$

natomiast kąt $\gamma_{s\Psi}$ w metodzie bezpośredniej oblicza się z funkcji cyklometrycznej:

$$\gamma_{s\Psi} = \arctg\left(\frac{\Psi_{r\beta}}{\Psi_{r\alpha}}\right). \quad (3.4)$$



Rys. 3.2. Schemat metody DFOC.

3.1.1 Odprężenie torów sterowania

W strukturze DFOC w przypadku zasilania SI ze źródła napięciowego (przełącznik częstotliwości z FN), zaleca się odprężenie torów sterowania, czyli uniezależnienia od siebie referencyjnych wartości napięcia stojana w układzie współrzędnych (x - y). Składowe wektora napięcia stojana w tym układzie można wyrazić następująco:

$$u_{sx} = r_s i_{sx} + T_N \frac{d}{dt} \Psi_{sx} - \omega_{s\Psi} \Psi_{sy}, \quad (3.5)$$

$$u_{sy} = r_s i_{sy} + T_N \frac{d}{dt} \Psi_{sy} + \omega_{s\Psi} \Psi_{sx}. \quad (3.6)$$

Strategia DFOC zakłada orientację układu współrzędnych (x - y) względem strumienia wirnika, w związku z czym podstawiając równanie zależności strumienia stojana od strumienia wirnika i prądu stojana:

$$\Psi_s = \frac{l_m}{l_r} \Psi_r + \sigma l_s \mathbf{i}_s, \quad (3.7)$$

do (3.5) i (3.6) otrzymuje się:

$$\begin{aligned} u_{sx} &= r_s i_{sx} + T_N \frac{d}{dt} \left(\frac{l_m}{l_r} \Psi_{rx} + \sigma l_s i_{sx} \right) - \omega_{s\Psi} \left(\frac{l_m}{l_r} \Psi_{ry} + \sigma l_s i_{sy} \right) = \\ &= r_s i_{sx} + T_N \frac{l_m}{l_r} \frac{d}{dt} \Psi_{rx} + T_N \sigma l_s \frac{d}{dt} i_{sx} - \omega_{s\Psi} \frac{l_m}{l_r} \Psi_{ry} - \omega_{s\Psi} \sigma l_s i_{sy} = \\ &= r_s \left(i_{sx} + T_N \frac{\sigma l_s}{r_s} \frac{d}{dt} i_{sx} + T_N \frac{l_m}{r_s l_r} \frac{d}{dt} \Psi_{rx} - \omega_{s\Psi} \frac{l_m}{r_s l_r} \Psi_{ry} - \omega_{s\Psi} \frac{\sigma l_s}{r_s} i_{sy} \right), \end{aligned} \quad (3.8)$$

$$\begin{aligned}
 u_{sy} &= r_s i_{sy} + T_N \frac{d}{dt} \left(\frac{l_m}{l_r} \Psi_{ry} + \sigma l_s i_{sy} \right) + \omega_{s\psi} \left(\frac{l_m}{l_r} \Psi_{rx} + \sigma l_s i_{sx} \right) = \\
 &= r_s i_{sy} + T_N \frac{l_m}{l_r} \frac{d}{dt} \Psi_{ry} + T_N \sigma l_s \frac{d}{dt} i_{sy} + \omega_{s\psi} \frac{l_m}{l_r} \Psi_{rx} + \omega_{s\psi} \sigma l_s i_{sx} = \\
 &= r_s \left(i_{sy} + T_N \frac{\sigma l_s}{r_s} \frac{d}{dt} i_{sy} + T_N \frac{l_m}{r_s l_r} \frac{d}{dt} \Psi_{ry} + \omega_{s\psi} \frac{l_m}{r_s l_r} \Psi_{rx} + \omega_{s\psi} \frac{\sigma l_s}{r_s} i_{sx} \right),
 \end{aligned} \tag{3.9}$$

Powyższe równania (3.8), (3.9) można zapisać następująco:

$$u_{sx} = r_s (f_x + e_x), \tag{3.10}$$

$$u_{sy} = r_s (f_y + e_y), \tag{3.11}$$

gdzie za f_x, f_y przyjmuje się niezależne od siebie wielkości sterujące – sygnały wyjściowe regulatorów składowych prądu stojana:

$$f_x = i_{sx} + T_N \frac{\sigma l_s}{r_s} \frac{d}{dt} i_{sx}, \tag{3.12}$$

$$f_y = i_{sy} + T_N \frac{\sigma l_s}{r_s} \frac{d}{dt} i_{sy}, \tag{3.13}$$

natomiast e_x, e_y są wielkościami, które powodują współzależność napięciowych torów sterowania:

$$e_x = T_N \frac{l_m}{r_s l_r} \frac{d}{dt} \Psi_{rx} - \omega_{s\psi} \frac{l_m}{r_s l_r} \Psi_{ry} - \omega_{s\psi} \frac{\sigma l_s}{r_s} i_{sy}, \tag{3.14}$$

$$e_y = T_N \frac{l_m}{r_s l_r} \frac{d}{dt} \Psi_{ry} + \omega_{s\psi} \frac{l_m}{r_s l_r} \Psi_{rx} + \omega_{s\psi} \frac{\sigma l_s}{r_s} i_{sx}. \tag{3.15}$$

Wykorzystując założenia strategii DFOC:

$$\Psi_{rx} = \Psi_r, \quad \Psi_{ry} = 0, \quad \frac{d}{dt} \Psi_r = 0, \tag{3.16}$$

wielkości e_x, e_y można uprościć do postaci:

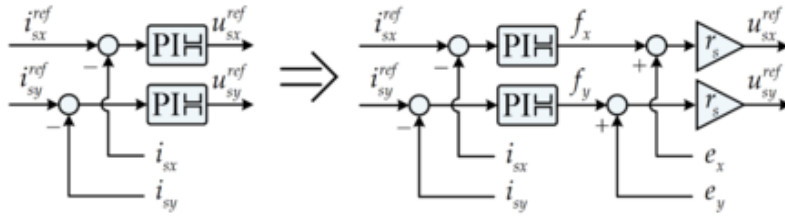
$$e_x = -\omega_{s\psi} \frac{\sigma l_s}{r_s} i_{sy}, \tag{3.17}$$

$$e_y = \omega_{s\psi} \frac{l_m}{r_s l_r} \Psi_r + \omega_{s\psi} \frac{\sigma l_s}{r_s} i_{sx}, \tag{3.18}$$

gdzie $\omega_{s\psi}$ można obliczyć z zależności:

$$\omega_{s\psi} = \omega_m + \omega_r = \omega_m + \frac{i_{sy}}{\Psi_r} \frac{r_l l_m}{l_r}. \tag{3.19}$$

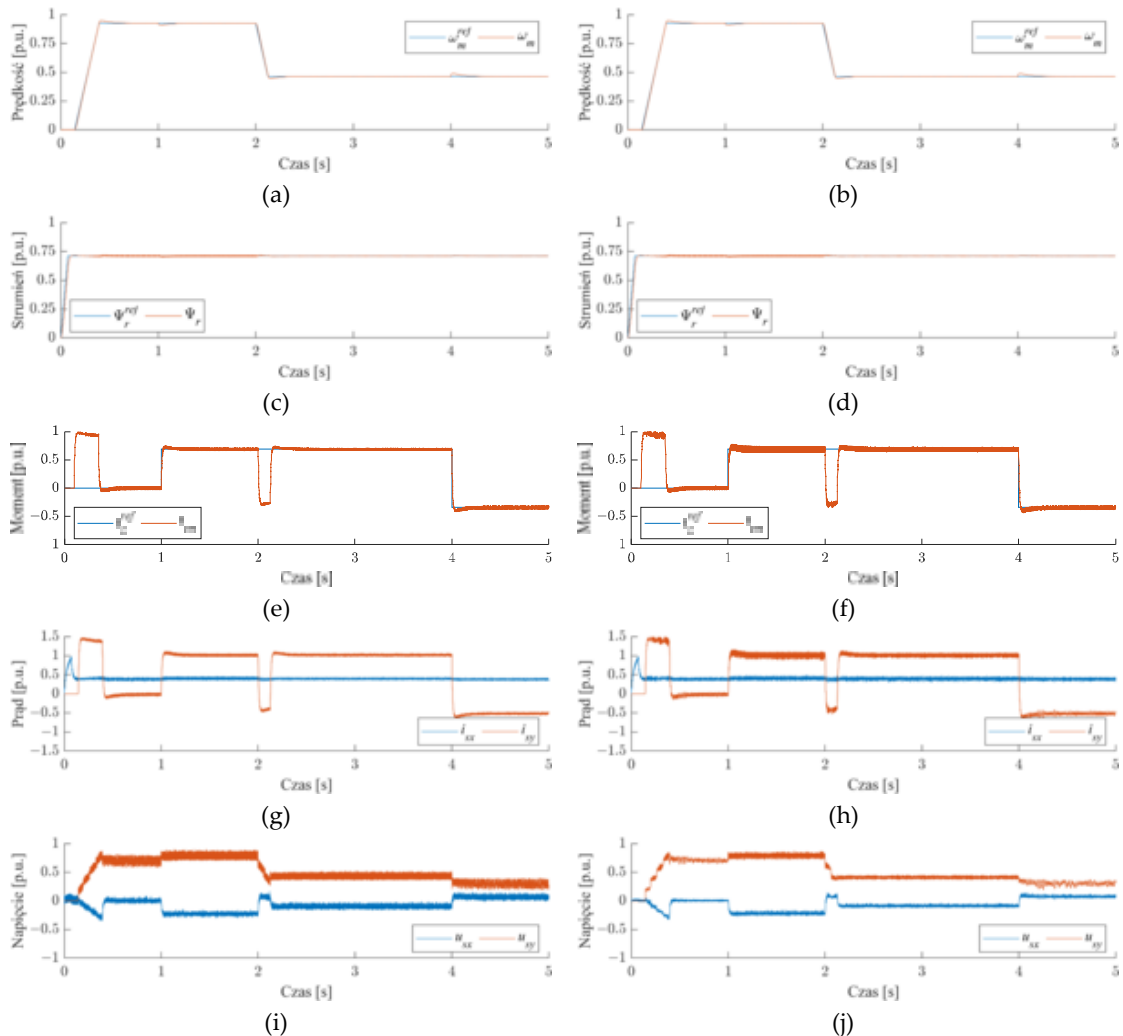
Strategia odprężania torów sterowania dla sterowania DFOC została przedstawiona na rysunku 3.3.

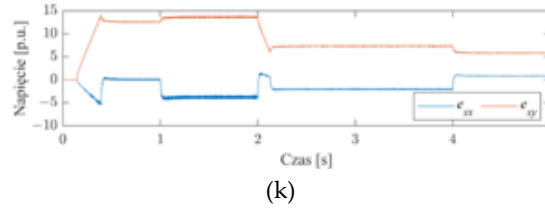


Rys. 3.3. Strategia odprężenia dla sterowania DFOC.

3.1.2 Analiza pracy struktury sterowania

Analizę pracy układu napędowego podczas sterowania DFOC zrealizowano w dwóch wariantach – bez oraz z zastosowaniem odprężenia napięciowych torów sterowania. Po ustabilizowaniu się strumienia stojana (Rys. 3.4c,d) zrealizowano rozruch po szybkiej rampie (0,25 s) do prędkości znamionowej (Rys. 3.4a,b), a następnie dokonano zmniejszenia prędkości o połowę w drugiej sekundzie. W pierwszej sekundzie zadano skokowe obciążenie znamionowe (Rys. 3.4e,f), a następnie, w czwartej sekundzie rozpoczęto hamowanie odzyskowe przy połowie momentu znamionowego.





Rys. 3.4. Przebiegi prędkości kątowej (a,b), amplitudy strumienia wirnika (c,d), momentu elektromagnetycznego (e,f), składowych prądu stojana (g,h), składowych napięcia stojana (i,j) oraz napięć odprzegających (k), dla struktury DFOC bez (a,c,e,g,i) oraz z (b,d,f,h,j,k) odprzeganiem torów sterowania.

Jak można zauważyć w obu przypadkach moment elektromagnetyczny zależy liniowo od składowej urojonej prądu stojana. Amplituda strumienia wirnika jest prawidłowo stabilizowana przez składową rzeczywistą. W przypadku zastosowania odprzegania (Rys. 3.4k) zauważyć można delikatnie większe oscylacje składowych prądu (Rys. 3.4g,h) oraz mniejsze oscylacje w przebiegu składowych napięcia stojana (Rys. 3.4i,j).

3.2 Bezpośrednie sterowanie momentem DTC

Metoda bezpośredniego sterowania momentem DTC została po raz pierwszy przedstawiona przez M. Depenbrock'a (Depenbrock, 1988) oraz I. Takahashi'ego i T. Noguchi'ego (Takahashi i Noguchi, 1986). Moment elektromagnetyczny rozwijany przez SI można wyrazić następująco:

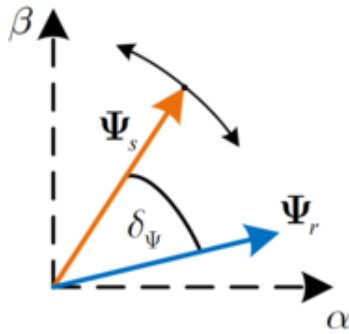
$$t_{em} = \frac{l_m}{\sigma l_s l_r} \Psi_r \Psi_s \sin \delta_\Psi. \quad (3.20)$$

W równaniu (3.20) zauważyć można, że zmiany momentu elektromagnetycznego przy stałej wartości amplitud strumienia stojana oraz wirnika, zależą od kąta δ_Ψ pomiędzy nimi. Ponadto, napięcie stojana powoduje zmiany strumienia stojana. Przy pominięciu rezystancji stojana zależność wyrazić można zgodnie z (Orłowska-Kowalska, 2003):

$$T_N \left(\frac{d}{dt} \Psi_s \right) = \mathbf{u}_s, \quad (3.21)$$

co oznacza, że strumień stojana jest zmienną stanu, którą można sterować za pomocą napięcia stojana.

Wektory strumieni stojana i wirnika są związane ze sobą zależnością (3.7). Stała czasowa obwodu wirnika jest dużo większa od stałej czasowej obwodu stojana, w związku z czym dynamiczne zmiany strumienia stojana nie wpływają w praktyce na zmiany strumienia wirnika. Ideę tej metody sterowania przedstawiono na rysunku 3.5.



Rys. 3.5. Idea metody DTC – wykres wektorowy.

Wektor strumienia stojana, niezbędny w strukturze sterowania można obliczyć w różny sposób (Orłowska-Kowalska, 2003), między innymi wykorzystując estymator strumienia wirnika i zależność (3.7). Amplituda strumienia stojana jest następująca:

$$\Psi_s = \sqrt{\Psi_{s\alpha}^2 + \Psi_{s\beta}^2}. \quad (3.22)$$

W metodzie DTC niezbędne jest określenie kąta $\gamma_{s\Psi}$, stanowiącego o aktualnym położeniu Ψ_s , co uzyskuje się za pomocą funkcji cyklotrycznej:

$$\gamma_{s\Psi} = \arctg\left(\frac{\Psi_{s\beta}}{\Psi_{s\alpha}}\right), \quad (3.23)$$

a także momentu elektromagnetycznego, estymowanego w następujący sposób:

$$t_{em} = \Psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Psi_{s\beta} i_{s\alpha}, \quad (3.24)$$

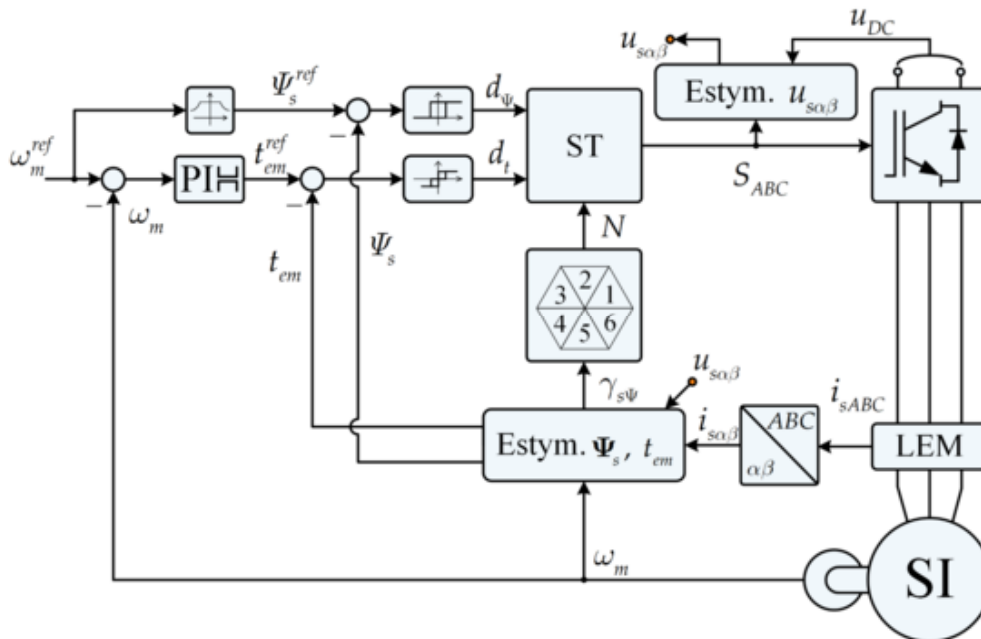
Bezpośrednie sterowanie momentem realizować można na dwa sposoby:

- DTC-ST: przy wykorzystaniu tablicy przełączeń (ang. Switching Table, ST),
- DTC-SVM: przy wykorzystaniu opisywanego w rozdziale 2 modulatora SVM.

3.2.1 Metoda DTC-ST

W sterowaniu DTC-ST zmiany strumienia stojana (3.21) wymusza się przez załączanie w odpowiedni sposób tranzystorów IGBT FN (górných, zgodnie z Tab. 3.1, oraz dolnych zanegowanych). W przypadku, gdy wartości strumienia stojana oraz momentu elektromagnetycznego są zgodne z wartościami referencyjnymi, wybiera się wektory zerowe \mathbf{u}_0 , \mathbf{u}_7 . Na podstawie różnicy między referencyjną i estymowaną wartością strumienia stojana określa się wartość d_Ψ , będącą wyjściem dwupołożeniowego regulatora histerezy. W przypadku momentu elektromagnetycznego, wartość d_t określana jest przez trójpołożeniowy regulator histerezy. Aby zwiększyć moduł wektora strumienia stojana należy wybrać wektor \mathbf{u} z sektora, w którym znajduje się Ψ_s , bądź z sektorów sąsiednich. Pozostałe wektory aktywne powodują zmniejszenie modułu Ψ_s . Zwiększenie momentu uzyskuje się przez wybór wektora \mathbf{u} z dwóch następnych sektorów, natomiast jego zmniejszenie – przez wybór z dwóch poprzednich. W zależności od aktualnego położenia wektora strumienia stojana (wektor napięcia stojana) określa się, który wektor $\mathbf{u}_0 - \mathbf{u}_7$ powinien zostać

wybrany. Należy jednak zaznaczyć, że ze względu na wykorzystanie histerezowych regulatorów w metodzie DTC-ST nie ma możliwości uzyskania stałej częstotliwości łączeń tranzystorów IGBT w FN, przez co może ona powodować duże tętnienia prądu i momentu. Tablica przełączeń dla takiej strategii sterowania została przedstawiona w tabeli 3.1, natomiast schemat struktury DTC-ST – na rysunku 3.6.



Rys. 3.6. Schemat metody DTC-ST.

Tab. 3.1. Tablica przełączeń falownika napięcia.

Sektor/ d_ψ, d_t	$N=1$	$N=2$	$N=3$	$N=4$	$N=5$	$N=6$	
$d_\psi = 1$	$d_t = 1$	$\mathbf{u}_2(1\ 1\ 0)$	$\mathbf{u}_3(0\ 1\ 0)$	$\mathbf{u}_4(0\ 1\ 1)$	$\mathbf{u}_5(0\ 0\ 1)$	$\mathbf{u}_6(1\ 0\ 1)$	$\mathbf{u}_1(1\ 0\ 0)$
	$d_t = 0$	$\mathbf{u}_7(1\ 1\ 1)$	$\mathbf{u}_0(0\ 0\ 0)$	$\mathbf{u}_7(1\ 1\ 1)$	$\mathbf{u}_0(0\ 0\ 0)$	$\mathbf{u}_7(1\ 1\ 1)$	$\mathbf{u}_0(0\ 0\ 0)$
	$d_t = -1$	$\mathbf{u}_6(1\ 0\ 1)$	$\mathbf{u}_1(1\ 0\ 0)$	$\mathbf{u}_2(1\ 1\ 0)$	$\mathbf{u}_3(0\ 1\ 0)$	$\mathbf{u}_4(0\ 1\ 1)$	$\mathbf{u}_5(0\ 0\ 1)$
$d_\psi = 0$	$d_t = 1$	$\mathbf{u}_3(0\ 1\ 0)$	$\mathbf{u}_4(0\ 1\ 1)$	$\mathbf{u}_5(0\ 0\ 1)$	$\mathbf{u}_6(1\ 0\ 1)$	$\mathbf{u}_1(1\ 0\ 0)$	$\mathbf{u}_2(1\ 1\ 0)$
	$d_t = 0$	$\mathbf{u}_0(0\ 0\ 0)$	$\mathbf{u}_7(1\ 1\ 1)$	$\mathbf{u}_0(0\ 0\ 0)$	$\mathbf{u}_7(1\ 1\ 1)$	$\mathbf{u}_0(0\ 0\ 0)$	$\mathbf{u}_7(1\ 1\ 1)$
	$d_t = -1$	$\mathbf{u}_5(0\ 0\ 1)$	$\mathbf{u}_6(1\ 0\ 1)$	$\mathbf{u}_1(1\ 0\ 0)$	$\mathbf{u}_2(1\ 1\ 0)$	$\mathbf{u}_3(0\ 1\ 0)$	$\mathbf{u}_4(0\ 1\ 1)$

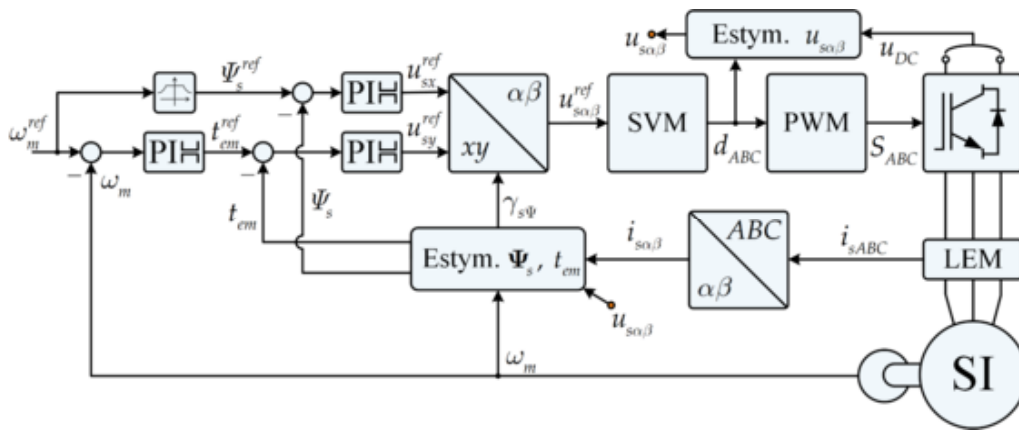
3.2.2 Metoda DTC-SVM

W metodzie DTC-SVM nie stosuje się, tak, jak w przypadku DTC-ST histerezowych regulatorów momentu elektromagnetycznego oraz strumienia stojana, dzięki czemu uzyskuje się stałą częstotliwość łączeń FN redukując tym samym tętnienia prądu i momentu. Zamiast nich, wykorzystuje się regulatory PI oraz modulator wektorowy SVM, opisany w rozdziale drugim. Estymowany moment elektromagnetyczny jest porównywany z momentem referencyjnym, będącym wyjściem regulatora prędkości typu PI. Błąd estymacji momentu wysyłany jest do

regulatora momentu typu PI, sterującego napięciem stojana w osi y , które w przypadku zastosowania odprężenia (opisanego w następnym podrozdziale) dla stabilizowanej amplitudy strumienia stojana kontroluje moment elektromagnetyczny.

W drugim torze regulacji referencyjna wartość amplitudy strumienia stojana porównywana jest z wartością estymowaną. Różnica podawana jest na regulator PI strumienia stojana, którego wyjście stanowi referencyjną wartość napięcia stojana w osi x . Obie składowe wektora napięcia w wirującym układzie współrzędnych (x - y) przeliczane są do układu współrzędnych (α - β), a następnie podawane są na modulator SVM. Wyjścia modulatora pozwalają określić stany logiczne tranzystorów IGBT FN.

Do realizacji strategii DTC-SVM (Rys. 3.7) wymagana jest informacja o aktualnej wartości momentu elektromagnetycznego (3.24), a także wartości kąta $\gamma_{s\psi}$ (3.23) niezbędnego do zastosowania transformacji układów współrzędnych (2.6)-(2.9).



Rys. 3.7. Schemat metody DTC-SVM.

3.2.3 Odprężenie torów sterowania

W strukturze sterowania DTC-SVM tory regulacji momentu i strumienia są zależne od siebie. Zgodnie z założeniem wektor strumienia stojana jest zorientowany zgodnie z osią x wirującego układu współrzędnych oraz stabilizowany. W związku z tym:

$$\Psi_{sx} = \Psi_s, \quad \Psi_{sy} = 0, \quad \frac{d}{dt} \Psi_s = 0. \quad (3.25)$$

Podstawiając powyższe założenia do równań składowych wektora napięcia stojana (3.5), (3.6), otrzymuje się:

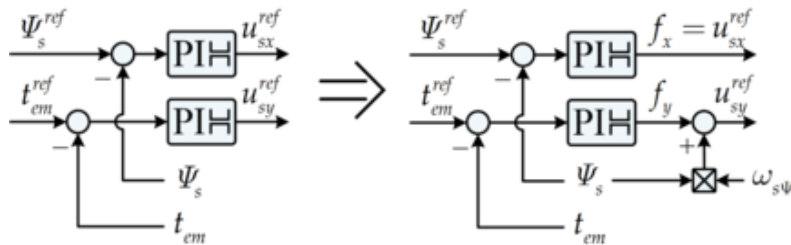
$$u_{sx} = r_s i_{sx}, \quad (3.26)$$

$$u_{sy} = r_s i_{sy} + \omega_{s\psi} \Psi_s = r_s i_{sy} + e_y. \quad (3.27)$$

gdzie $\omega_{s\psi}$ można obliczyć z zależności:

$$\omega_{s\psi} = \omega_m + \omega_r = \omega_m + \frac{t_{em}}{\Psi_r^2} r_r. \quad (3.28)$$

Jak można zauważyć, napięcie stojana w osi x jest niezależne od sygnałów w osi y , natomiast napięcie w osi y zależy od strumienia stojana, czyli sygnału w osi x . Niezbędna jest więc autonomizacja tych torów sterowania. Strategię odprężania dla sterowania DTC-SVM przedstawia rysunek 3.8.



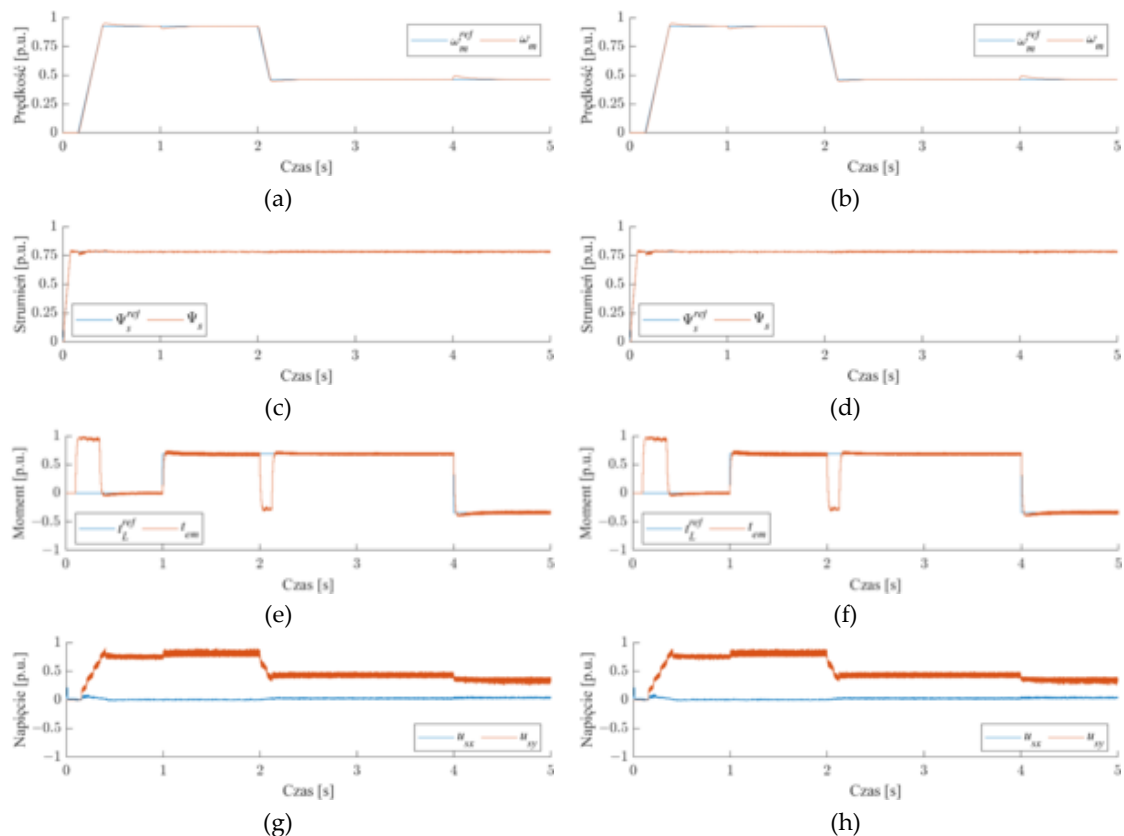
Rys. 3.8. Strategia odprężania dla sterowania DTC-SVM.

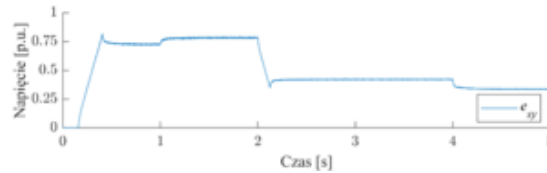
Dzięki odprężeniu torów sterowania otrzymuje się liniową zależność momentu elektromagnetycznego od składowej y wektora napięcia stojana, przy założeniu stałej amplitudy strumienia stojana:

$$t_{em} = \Psi_{sx} i_{sy} - \Psi_{sy} i_{sx} = \Psi_{sx} i_{sy} - 0 \cdot i_{sx} = \frac{1}{r_s} \Psi_s u_{sy}. \quad (3.29)$$

3.2.4 Analiza pracy struktury sterowania

Analizę pracy układu napędowego podczas sterowania DTC-SVM zrealizowano w tych samych dwóch wariantach oraz warunkach pracy, jak w przypadku sterowania DFOC (Rys. 3.4 a,b,e,f).





(i)

Rys. 3.9. Przebiegi prędkości kątowej (a,b), amplitudy strumienia stojana (c,d), momentu elektromagnetycznego (e,f), składowych napięcia stojana (g,h) oraz napięcia odprzegającego (i), dla struktury DTC-SVM bez (a,c,e,g) oraz z (b,d,f,h,i) odprzeganiem torów sterowania.

Jak można zauważyć na rysunku 3.9a,b przebieg prędkości jest prawidłowy zarówno w strukturze z odprzeganiem, jak i bez odprzegania torów sterowania. Amplituda strumienia stojana (Rys. 3.9c,d) jest prawidłowo stabilizowana a moment elektromagnetyczny prawidłowo podąża za momentem obciążenia (Rys. 3.9e,f). Zgodnie z rysunkiem 3.9g,h zarówno przy zastosowaniu odprzegania (Rys. 3.9i), jak i bez, przebiegi napięć są bardzo zbliżone.

4 WPŁYW USZKODZENIA CZUJNIKÓW PRĄDU STOJANA NA PRACĘ UKŁADU NAPĘDOWEGO

Czujniki to urządzenia służące do zbierania danych bądź informacji o stanie pewnego obiektu, procesu bądź otaczającym środowisku. Ich głównym zadaniem jest konwertowanie fizycznych bądź chemicznych zmian na sygnały elektryczne, które niosą za sobą informację o wartości badanej wielkości. W układach napędowych z SI, do pomiaru prądów fazowych stosuje się CS i umieszcza się je w obwodzie stojana.

4.1 Rodzaje hallotronowych czujników prądu i ich uszkodzenia

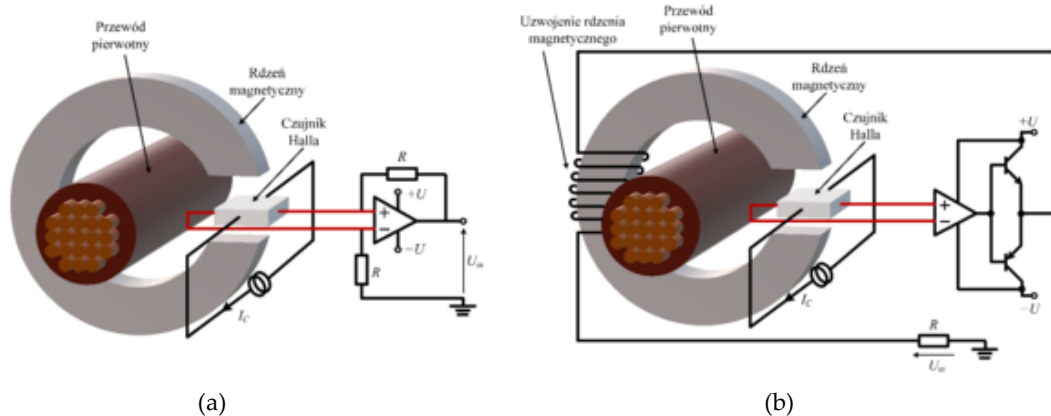
W układach napędowych z silnikami prądu przemiennego, w których wykorzystywane są precyzyjne metody sterowania momentem, niezbędny jest pomiar prądów fazowych. W tym celu jednymi z najczęściej wykorzystywanych przetworników pomiarowych są przetworniki hallotronowe, oparte na zjawisku Halla. Zgodnie z tym zjawiskiem, gdy przewodnik, przez który płynie prąd znajduje się w polu magnetycznym, skierowanym prostopadle do kierunku przepływającego prądu, na przeciwległych ściankach przodownika powstaje różnica potencjałów, zwana napięciem Halla. Napięcie to jest zależne od wartości strumienia magnetycznego, wytworzonego przez prąd płynący przez przewód znajdujący się w rdzeniu magnetycznym (Rys. 4). Zgodnie z tym zjawiskiem napięcie Halla jest proporcjonalne do strumienia magnetycznego, a tym samym do prądu płynącego przez przewód umieszczony w rdzeniu. Główną zaletą czujników hallotronowych jest to, że są bezstykowe i nieinwazyjne. Podzielić je można na dwa rodzaje: z otwartą oraz zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego (Liu et al., 2012; Liu i Liu, 2014; Sułowicz et al., 2019).

Czujniki Halla z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego (Rys. 4.1a) (Liu i Liu, 2014): Przewód, przez który płynie prąd pierwotny umieszczony jest w rdzeniu magnetycznym ze szczeliną. W szczelinie rdzenia umieszcza się czujnik Halla. Przepływ prądu pierwotnego powoduje wytworzenia się strumienia magnetycznego, skupionego w rdzeniu. Na przeciwnych stronach płytki półprzewodnikowej umieszczonej w szczelinie rdzenia, przez którą płynie prąd, pojawia się różnica potencjałów (napięcie Halla), które jest proporcjonalne do prądu pierwotnego. Napięcie to jest następnie wzmacniane przez układ elektroniczny. Wyjściowym sygnałem jest spadek napięcia mierzony na rezystorze bocznikującym. Napięcie to jest następnie wykorzystywane w układach analogowo-cyfrowych w celu wyznaczenia wartości prądu płynącego przez przewód.

Czujniki Halla z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego (Rys. 4.1b) (Liu et al., 2012): Główną różnicą rozwiązania z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego jest wykorzystanie dodatkowego uzwojenia rdzenia magnetycznego. Dzięki temu strumień jest kompensowany przez prąd płynący przez rezystor, na którym mierzony jest spadek

napięcia wykorzystywany w układzie analogowym. Rozwiązanie takie zapewnia większą liniowość i szybkość działania, jednakże wiąże się to z większym kosztem w porównaniu do czujników bez dodatkowego uzwojenia rdzenia magnetycznego.

Aby umożliwić dostarczenie do układu sterowania silnikiem elektrycznym cyfrowej wartości mierzonego prądu należy w pierwszej kolejności wyznaczyć funkcję napięcia wyjściowego w zależności od prądu pierwotnego. W teorii zależność ta powinna być idealnie proporcjonalna, nie mniej jednak z uwagi na nieliniowość strumienia magnetycznego w rdzeniu, czy też niewielkie straty związane z działaniem układu elektronicznego koniecznym jest wykonanie serii pomiarów oraz zastosowanie aproksymacji liniowej. Do badań wykorzystuje się generator prądu oraz woltomierz. Następnie, zakładając w jakich granicach zmian prądu będzie pracował docelowy układ, wykonuje się serię pomiarową. Na jej podstawie można odpowiednio przeskalować otrzymaną wartość spadku napięcia na cyfrową wartość prądu, płynącego przez przewód pomiarowy.

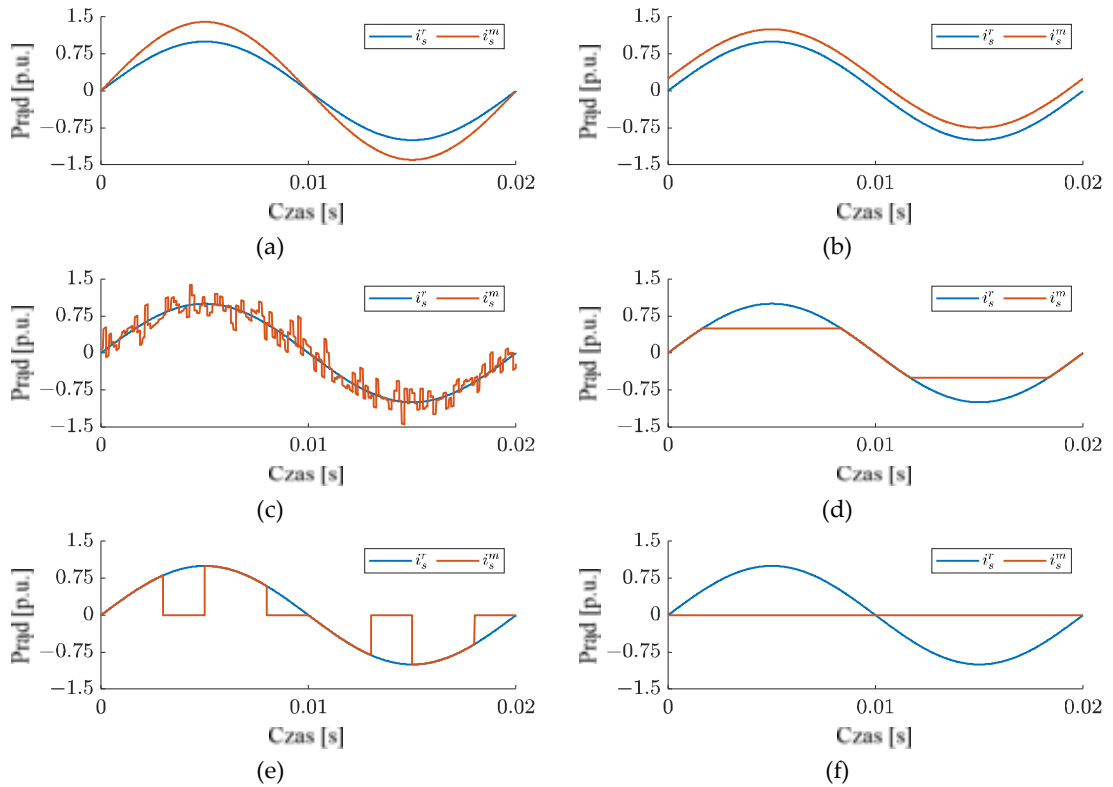


Rys. 4.1. Pomiar prądu pierwotnego płynącego przez przewód za pomocą czujnika Halla z otwartą (a) oraz zamkniętą (b) pętlą sprzężenia zwrotnego.

Ze względu na budowę przetworników hallotronowych można wyróżnić sześć typowych uszkodzeń takich układów (Lee i Ryu, 2003):

- **Błąd wzmocnienia:** może być spowodowany między innymi zmianą wartości rezystora wyjściowego, uszkodzeniem części elektronicznej bądź niewłaściwym wyznaczeniem funkcji prądowo-napięciowej.
- **Offset:** może wynikać z innego punktu przecięcia zastosowanej funkcji aproksymacji niż punkt zerowy charakterystyki prądowo-napięciowej.
- **Szum pomiarowy:** może wynikać z dokładności przetworników pomiarowych, zakłóceń wewnętrznych czy uszkodzenia elektroniki. W większości przypadków szum pomiarowy nie ma znaczącego wpływu na jakość pracy układu.
- **Nasycenie:** jest ono związane z nasyceniem się rdzenia magnetycznego.
- **Zanikanie sygnału** lub **całkowity zanik sygnału:** związane są z uszkodzeniem czujnika i przerwaniem sygnału wyjściowego.

Uszkodzenia sklasyfikowane powyżej, wraz z ich modelami matematycznymi zostały przedstawione w tabeli 4.1, natomiast przebieg prądu rzeczywistego (indeks r) oraz mierzonego (indeks m) za pomocą wadliwego czujnika przedstawiono na rysunku 4.2.



Rys. 4.2. Przebieg prądu z uszkodzonego czujnika: błąd wzmocnienia (a), offset (b), szum pomiarowy (c), nasycenie (d), przerywanie sygnału (e), całkowity zanik sygnału (f).

Tab. 4.1. Rodzaje uszkodzeń czujników prądu i ich modele matematyczne.

Rodzaj uszkodzenia	Model matematyczny uszkodzenia	Błąd pomiarowy
1. Błąd wzmocnienia	$\varepsilon I_m \sin(\omega t)$	$(1 - \varepsilon) I_m \sin(\omega t)$
2. Offset	$I_m \sin(\omega t) + I_{offset}$	$-I_{offset}$
3. Szum pomiarowy	$I_m \sin(\omega t) + n(t)$	$-n(t)$
4. Nasycenie	$\begin{cases} -I_{sat} & \Leftrightarrow I_m \sin(\omega t) \leq -I_{sat} \\ I_m \sin(\omega t) & \Leftrightarrow I_m \sin(\omega t) < I_{sat} \\ I_{sat} & \Leftrightarrow I_m \sin(\omega t) \geq I_{sat} \end{cases}$	$\begin{cases} I_m \sin(\omega t) + I_{sat} & \Leftrightarrow I_m \sin(\omega t) \leq -I_{sat} \\ 0 & \Leftrightarrow I_m \sin(\omega t) < I_{sat} \\ I_m \sin(\omega t) - I_{sat} & \Leftrightarrow I_m \sin(\omega t) \geq I_{sat} \end{cases}$
5. Zanikanie sygnału	0	$I_m \sin(\omega t)$
6. Całkowity zanik sygnału	$[0, I_m \sin(\omega t)]$	$[I_m \sin(\omega t), 0]$

4.2 Wpływ uszkodzeń czujników prądu na strukturę sterowania

W celu zbadania wpływu uszkodzeń CS na działanie struktury sterowania zrealizowano serię testów symulacyjnych. Ponieważ w większości struktur sterowania wykorzystuje się jedynie dwa CS stojana, w badaniach symulacyjnych założono pomiar prądu w fazach *A* i *B*. Wszystkie badania zrealizowano dla obu struktur sterowania wektorowego: DFOC oraz DTC-SVM, dla SI o parametrach przedstawionych w załączniku Z4. Założono, że jeden typ uszkodzeń pojawiał się w fazie *A*, w fazie *B* lub w obydwu. Uszkodzenia były zgodne z tymi, przedstawionymi na rysunku 4.2, pojawiały się w chwili $t = 3$ s, w stanie ustalonym dla znamionowej prędkości oraz 75% znamionowego momentu obciążenia. Na wszystkich przedstawionych dalej wykresach porównano przebiegi poszczególnych zmiennych stanu w przypadku braku uszkodzenia oraz w zależności od uszkodzenia w danej fazie (indeks *A* – w fazie *A*, indeks *B* – w fazie *B*, indeks *AB* – w obu fazach). Dla każdej struktury sterowania przedstawiono przebiegi prędkości, momentu elektromagnetycznego, strumienia (wirnika dla DFOC, stojana dla DTC-SVM) oraz prądów stojana w osiach (α - β). Następnie, dla przedstawionych zmiennych stanu zostały obliczone błędy średniokwadratowe (ang. Root Mean Square Error, RMSE), w przedziale 2 sekund od chwili wystąpienia uszkodzenia, zgodnie z następującą zależnością:

$$\Delta x^p = \sqrt{\frac{\sum_{k=t_1/T_s}^{t_2/T_s+1} (x(k) - x^p(k))^2}{(t_2 - t_1)/T_s + 1}}, \quad (4.1)$$

gdzie: $x \in \{\omega_m, t_{em}, \Psi_r, \Psi_s, i_{s\alpha}, i_{s\beta}\}$, $p \in \{A, B, AB\}$.

Ponieważ wartość prądu była obliczana w obu osiach, w tym przypadku brano pod uwagę jej średnią wartość:

$$\Delta i_s^p = \frac{\Delta i_{s\alpha}^p + \Delta i_{s\beta}^p}{2}. \quad (4.2)$$

W niniejszej pracy przyjęto następujące parametry uszkodzeń CS:

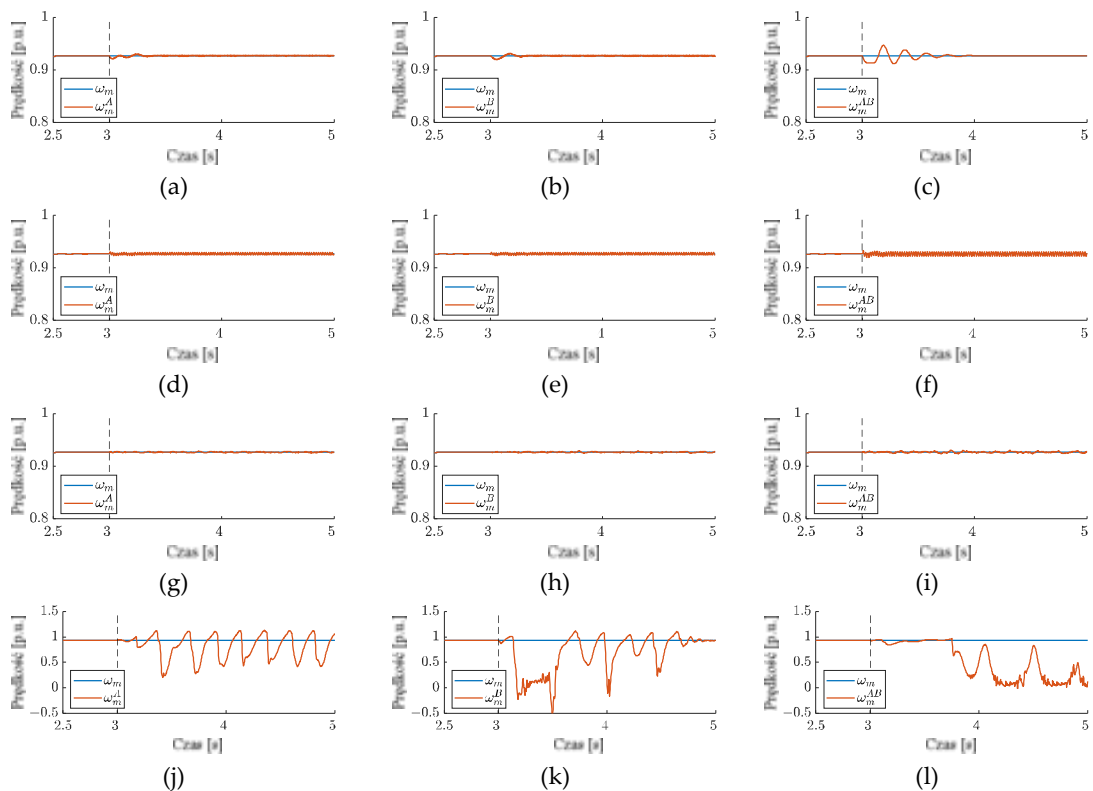
1. błąd wzmocnienia: 1,4 [p.u.],
2. offset: 0,25 [p.u.],
3. szum pomiarowy: Blok *Band-Limited White Noise* programu Simulink, o domyślnych parametrach i wzmocnieniu 1/150 [p.u.],
4. nasycenie: $\pm 0,5$ [p.u.],
5. zanikanie sygnału: cykliczne zanikanie sygnału na okres 2 ms oraz pojawianie się sygnału na okres 3 ms,
6. całkowity zanik sygnału do końca trwania symulacji.

4.2.1 Uszkodzenie czujników prądu w strukturze DFOC

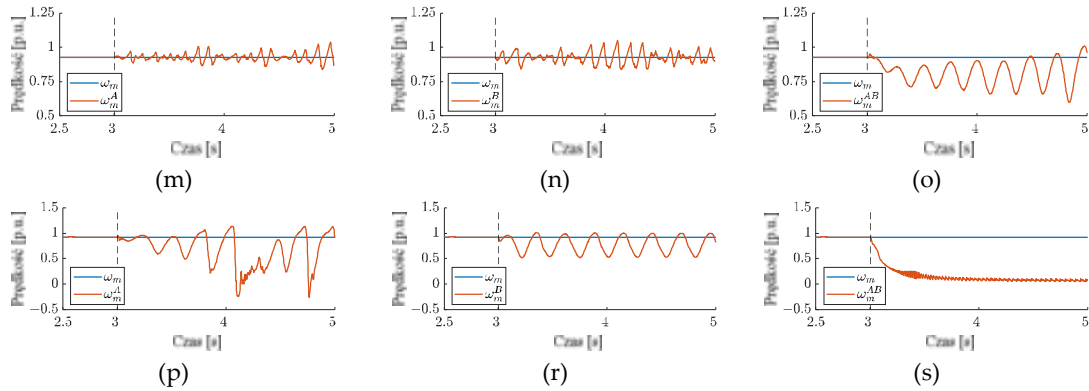
W strukturze DFOC prądy stojana wykorzystywane są w sprzężeniach zwrotnych. Z tego powodu spodziewanym wynikiem w przypadku uszkodzenia

czujników służących do ich pomiaru jest znaczne pogorszenie pracy układu bądź nawet całkowita utrata stabilności. Przedstawiono to na rysunkach 4.3-4.6.

Jak można zauważyć na rysunkach 4.3a-i, które ilustrują wpływ uszkodzenia CS na przebiegi prędkości kątovej silnika, w przypadku wystąpienia błędu wzmocnienia, offsetu pomiarowego czy szumu pomiarowego, obserwując wyłącznie prędkość kątową nie widać praktycznie żadnych symptomów uszkodzenia, niezależnie od tego, czy dotyczy ono fazy *A*, *B* lub obu. W przypadku błędu wzmocnienia (Rys. 4.3a-c) można zauważyć delikatny spadek oraz oscylacje prędkości, jednak struktura sterowania dosyć szybko pozwala na jej ustalenie zgodnie z wartością odniesienia. Duży wpływ na przebieg prędkości kątovej ma nasycenie rdzenia magnetycznego w CS (Rys. 4.3j-l). W takim przypadku widać bardzo duże oscylacje prędkości. W przypadku nasycenia CS w obu fazach, układ może utracić stabilność. Jest to związane z tym, że informacja o prądzie stojana jest dostarczana w sprzężeniach zwrotnych. W przypadku zanikania sygnału z CS w fazie *A* lub *B* można zauważyć oscylacje prędkości wokół wartości znamionowej (Rys. 4.3m,n), z kolei pojawienie się tego typu błędu w obydwu fazach powoduje zmniejszenie prędkości i jej narastające oscylacje (Rys. 4.3o). Jak można zauważyć na rysunkach 4.3p-s, całkowity zanik sygnału powoduje dużo większe konsekwencje, gdy występuje on w fazie *A*, co spowodowane jest tym, że wartość prądu w fazie *A* oraz osi *α* jest tożsama. Zanik sygnału w fazie *B* powoduje spadek prędkości oraz jej oscylacje, natomiast przy całkowitym zaniku sygnału z obu czujników powoduje utratę możliwości stabilizacji prędkości i jej gwałtowny spadek.

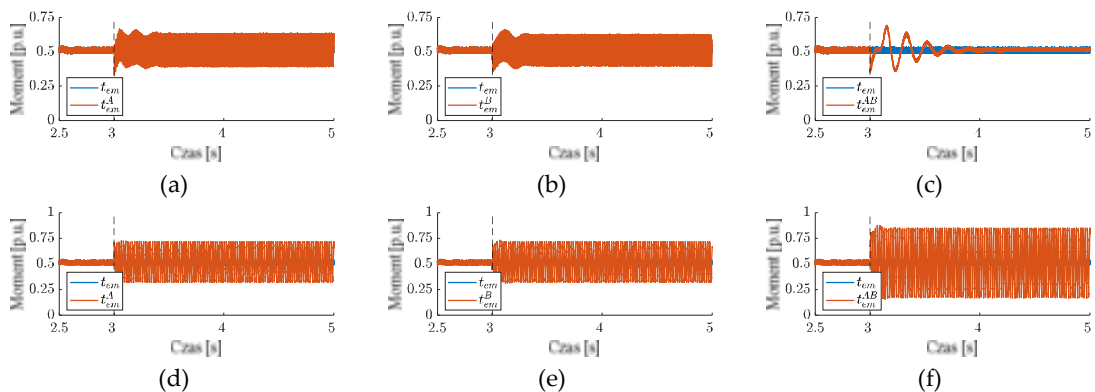


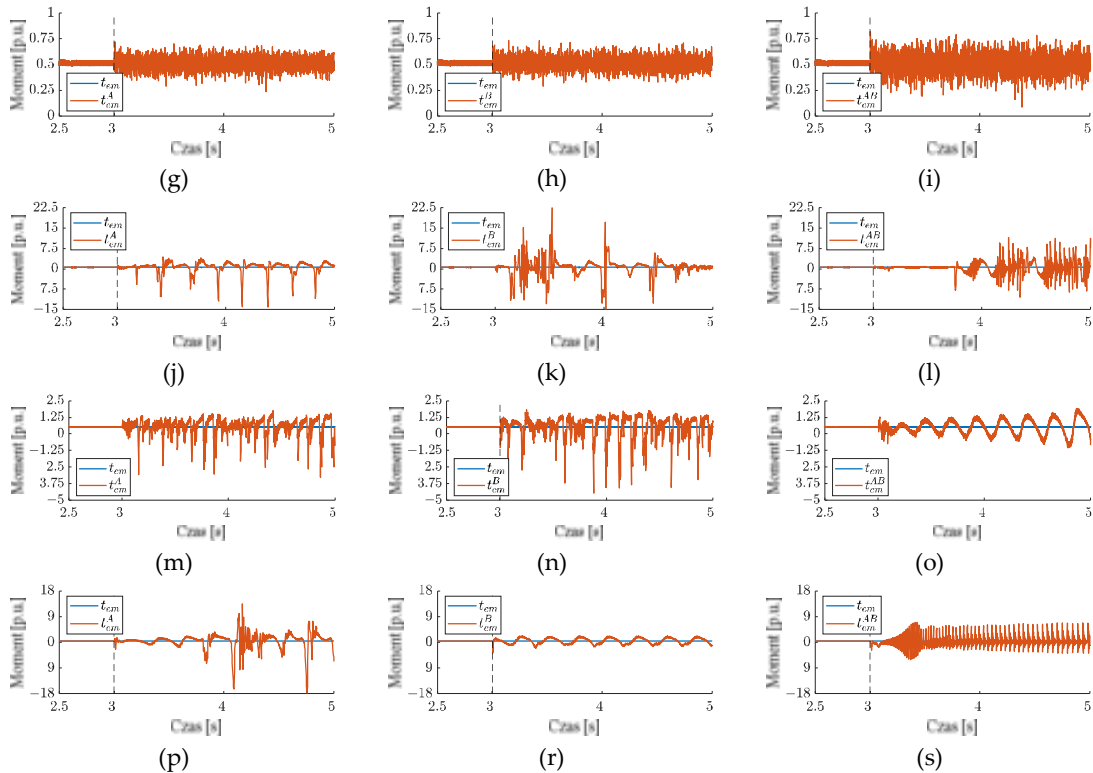
4. WPŁYW USZKODZENIA CZUJNIKÓW PRĄDU STOJANA NA PRACĘ UKŁADU NAPĘDOWEGO



Rys. 4.3. Przebieg prędkości kątowej przy uszkodzeniu: błąd wzmocnienia (a,b,c), offset (d,e,f), szum pomiarowy (g,h,i), nasycenie (j,k,l), przerywanie sygnału (m,n,o), całkowity zanik sygnału (p,r,s), w fazie A (a,d,g,j,m,p), fazie B (b,e,h,k,n,r) oraz w obydwu fazach (c,f,i,l,o,s).

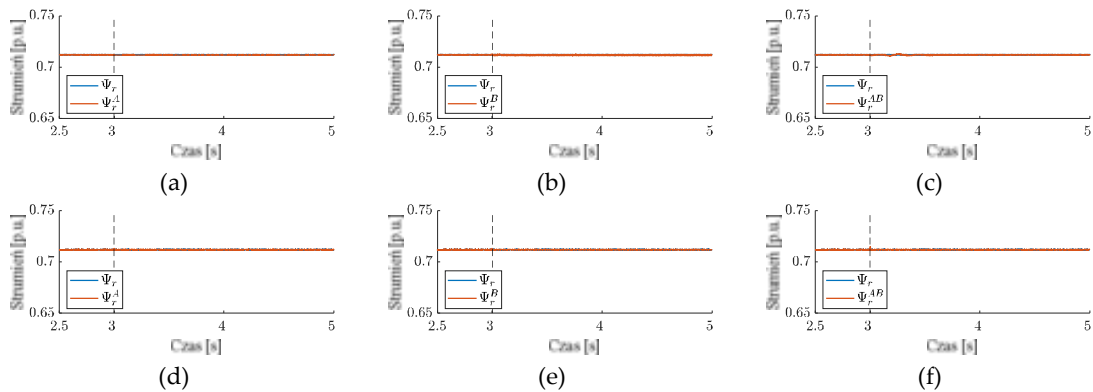
Pomimo tego, że w przypadku pierwszych trzech typów uszkodzeń, prędkość kątowa nie zmienia znacząco swojej trajektorii, duże zmiany zauważyć można w przebiegu momentu obciążenia (Rys. 4.4a,b,d-i). Ciekawym zjawiskiem jest fakt, że w przypadku wystąpienia błędu wzmocnienia w fazie A (Rys. 4.4a) lub w fazie B (Rys. 4.4b), tętnienia momentu elektromagnetycznego gwałtownie wzrastają, natomiast gdy uszkodzenie dotyczy obydwu CS, w chwili wystąpienia uszkodzenia pojawiają się niewielkie oscylacje, które następnie zmniejszają się. Oznacza to, że dużo większym problemem w tej strukturze sterowania nie jest pojawienie się błędu wzmocnienia, a jego asymetria w obu CS. Zarówno na podstawie przebiegu prędkości (Rys. 4.3c), jak i przebiegu momentu (Rys. 4.4c) można stwierdzić, iż błąd ten nie wpływa znacząco na przebiegi tych zmiennych stanu. W przypadku offsetu oraz szumu pomiarowego, niewykrywalnych w przebiegach prędkości, zauważyć można znaczące tętnienia momentu elektromagnetycznego (Rys. 4.4d-i). Dużo większym zagrożeniem dla stabilnej pracy układu napędowego jest wystąpienie nasycenia (Rys. 4.4j-l), zanikania (Rys. 4.4m-o) bądź całkowitego zaniku (Rys. 4.4p-s) sygnału z CS. Najbardziej gwałtowne tętnienia momentu pojawiają się przy nasyceniu bądź całkowitym zaniku sygnału. Jest to szczególnie niebezpieczne, gdyż taka sytuacja może doprowadzić m.in. do uszkodzenia łożysk w SI, czy uszkodzenia maszyny roboczej bądź połączenia mechanicznego między nimi.



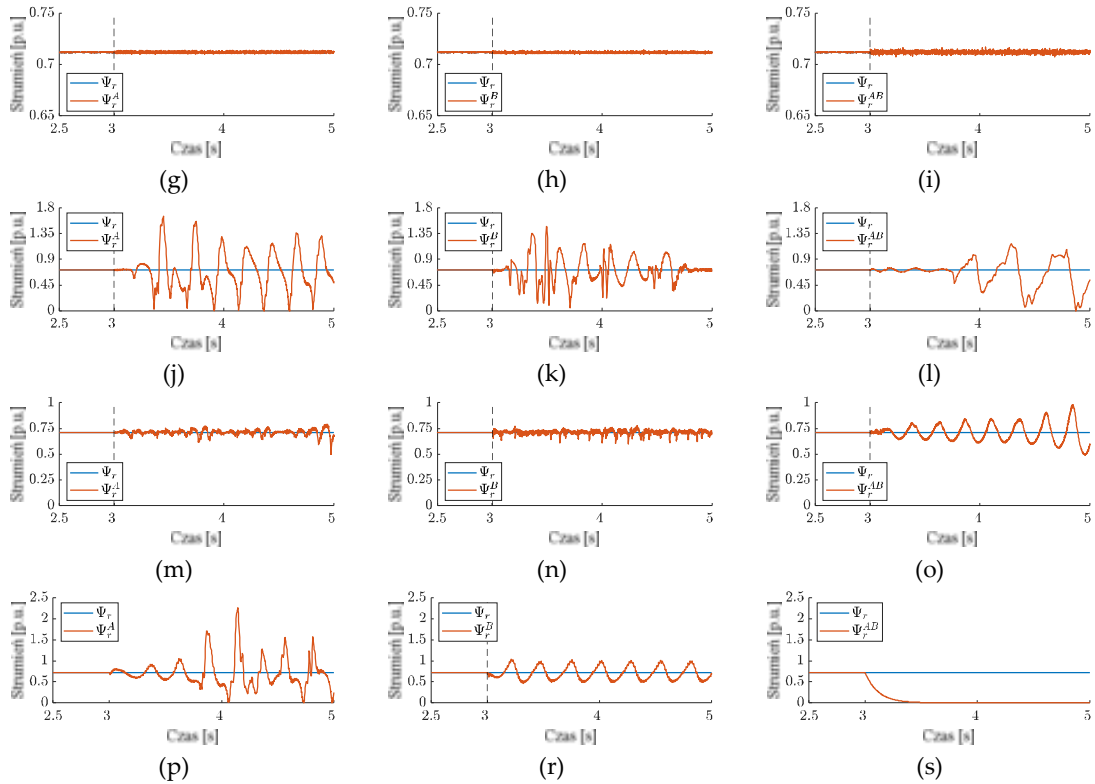


Rys. 4.4. Przebieg momentu elektromagnetycznego przy uszkodzeniu: błąd wzmocnienia (a,b,c), offset (d,e,f), szum pomiarowy (g,h,i), nasycenie (j,k,l), przerywanie sygnału (m,n,o), całkowity zanik sygnału (p,r,s), w fazie A (a,d,g,j,m,p), fazie B (b,e,h,k,n,r) oraz w obydwu fazach (c,f,i,l,o,s).

Jak wynika z rysunków 4.5a-i, podobnie, jak w przypadku przebiegu prędkości, przebieg amplitudy strumienia wirnika również jest stabilny, gdy uszkodzenie dotyczy błędu wzmocnienia, offsetu lub szumu pomiarowego. Gdy pojawia się nasycenie rdzenia magnetycznego w CS, przerywanie bądź zanik sygnału (w jednej fazie), zauważyć można zwiększone tętnienia (Rys. 4.5j-r), szczególnie intensywne w przypadku wystąpienia nasycenia rdzenia CS. Jedynie w przypadku całkowitej utraty sygnału w obydwu fazach, widać inercyjny spadek strumienia wirnika do zera (Rys. 4.5s)

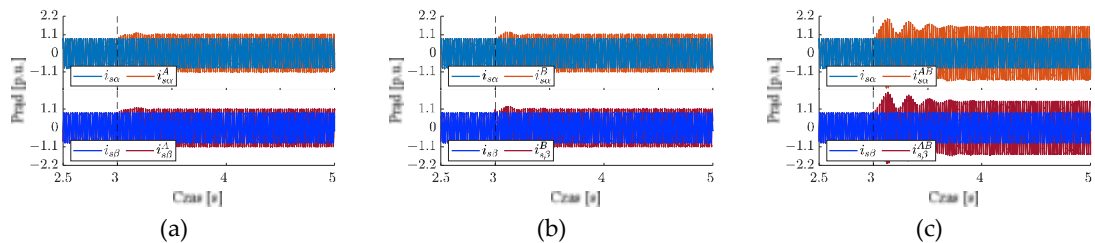


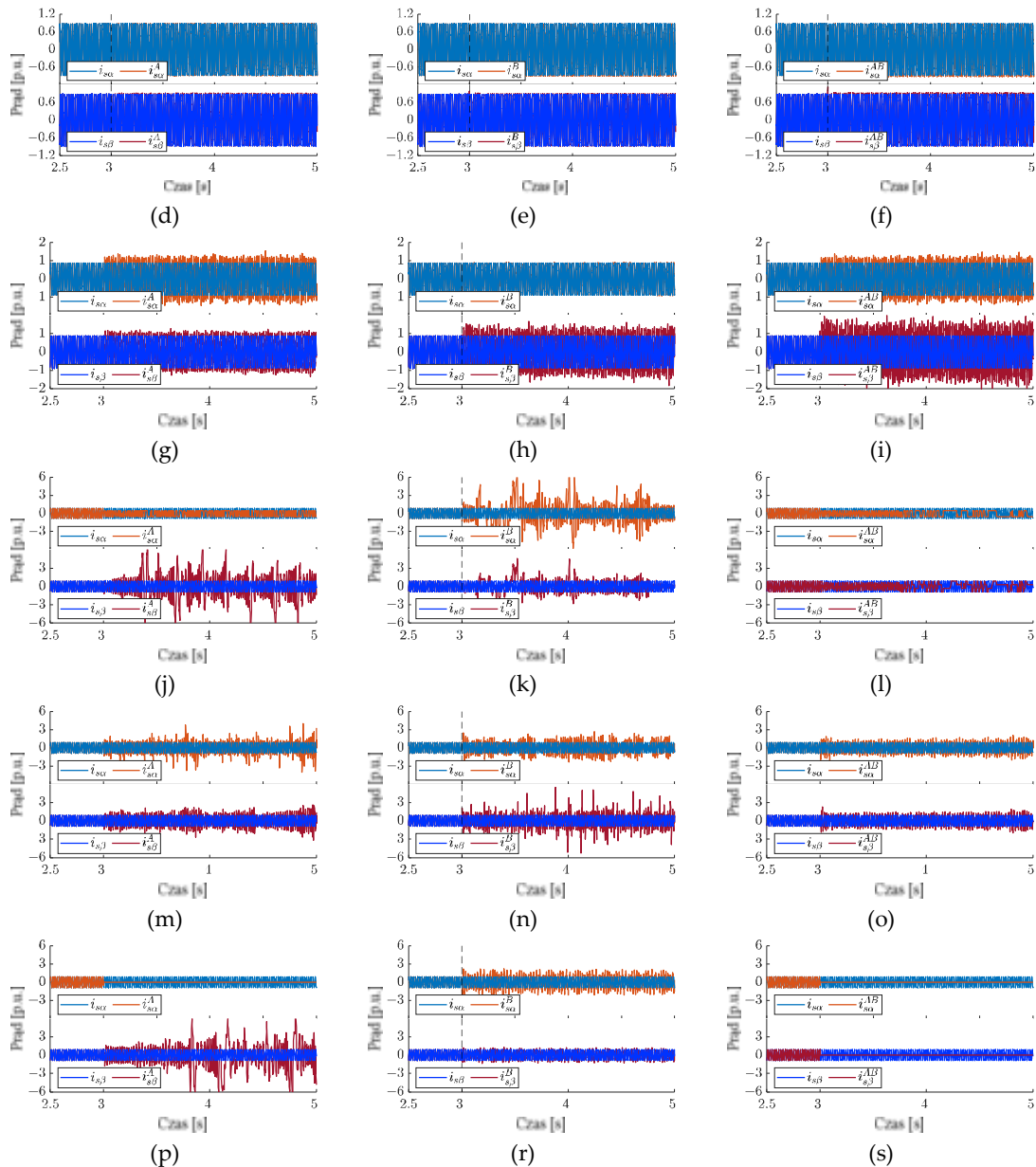
4. WPŁYW USZKODZENIA CZUJNIKÓW PRĄDU STOJANA NA PRACĘ UKŁADU NAPĘDOWEGO



Rys. 4.5. Przebieg amplitudy strumienia wirnika przy uszkodzeniu: błąd wzmocnienia (a,b,c), offset (d,e,f), szum pomiarowy (g,h,i), nasycenie (j,k,l), przerywanie sygnału (m,n,o), całkowity zanik sygnału (p,r,s), w fazie A (a,d,g,j,m,p), fazie B (b,e,h,k,n,r) oraz w obydwu fazach (c,f,i,l,o,s).

Największą różnicę w przebiegu zmiennych stanu można zauważyć w przypadku przebiegów prądu stojana w osiach $(\alpha-\beta)$. Wystąpienie błędu wzmocnienia skutkuje zwiększeniem się ich amplitudy (Rys. 4.6a-c), natomiast offset nie wpływa znacząco na ich przebieg (Rys. 4.6d-f). Jak wynika z rysunku 4.6g-i, szum pomiarowy powoduje znaczne zniekształcenie wartości prądów. Ograniczenie wartości prądu w fazie A, związane z nasyceniem rdzenia CS skutkuje ograniczeniem prądu w osi α , co układ sterowania stara się zrekompensować przez wymuszenie większej wartości prądu w osi β (Rys. 4.6j), natomiast w odwrotnej sytuacji widać znaczne tętnienia prądu w obydwu osiach (Rys. 4.6k). Gdy nasycenie CS występuje w obydwu fazach, wartości prądów w osiach $(\alpha-\beta)$ zmniejszają się istotnie (Rys. 4.6l). Analogiczna sytuacja ma miejsce dla przerywania oraz całkowitego zaniku sygnału (Rys. 4.6m-s).

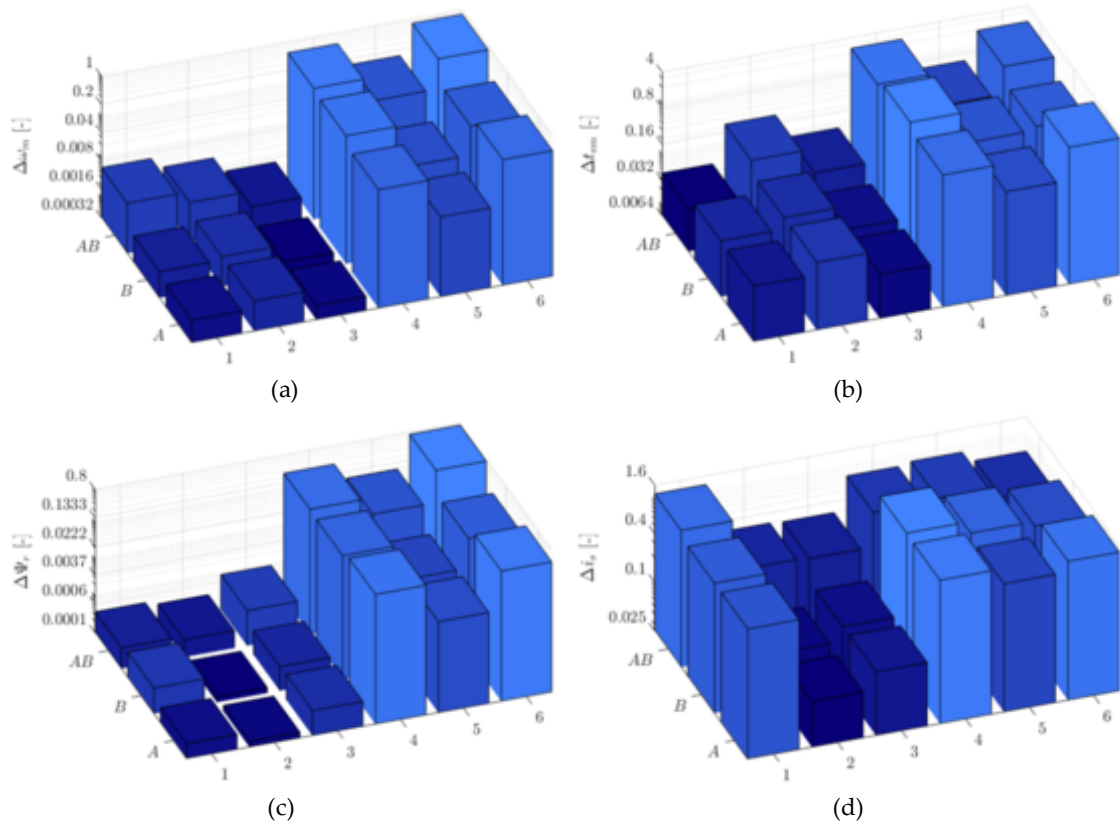




Rys. 4.6. Przebieg prądów stojana w osiach $(\alpha-\beta)$ przy uszkodzeniu: błąd wzmocnienia (a,b,c), offset (d,e,f), szum pomiarowy (g,h,i), nasycenie (j,k,l), przerywanie sygnału (m,n,o), całkowity zanik sygnału (p,r,s), w fazie A (a,d,g,j,m,p), fazie B (b,e,h,k,n,r) oraz w obydwu fazach (c,f,i,l,o,s).

Na podstawie uzyskanych wyników, zgodnie z równaniami (4.1), (4.2) obliczono wartości RMSE analizowanych zmiennych stanu, co zostało przedstawione na rysunku 4.7. W celu przejrzystej prezentacji wyników zdecydowano się na zastosowanie skali logarytmicznej dla osi przedstawiającej wartości RMSE, natomiast gradacja koloru (od ciemnego do jasnego) oznacza uporządkowanie wartości od najmniejszej do największej. Analiza uzyskanych wyników potwierdza, że najmniejszy wpływ na stabilną pracę układu mają: błąd wzmocnienia, offset oraz szum pomiarowy. Układ, pomimo wystąpienia tego rodzaju uszkodzenia stara się wymusić takie sygnały sterujące, aby prędkość kątowna oraz strumień wirnika utrzymały wartości zadane.

W przypadku nasycenia, zanikania bądź całkowitej utraty sygnału uszkodzenie CS doprowadza do utraty stabilności układu.

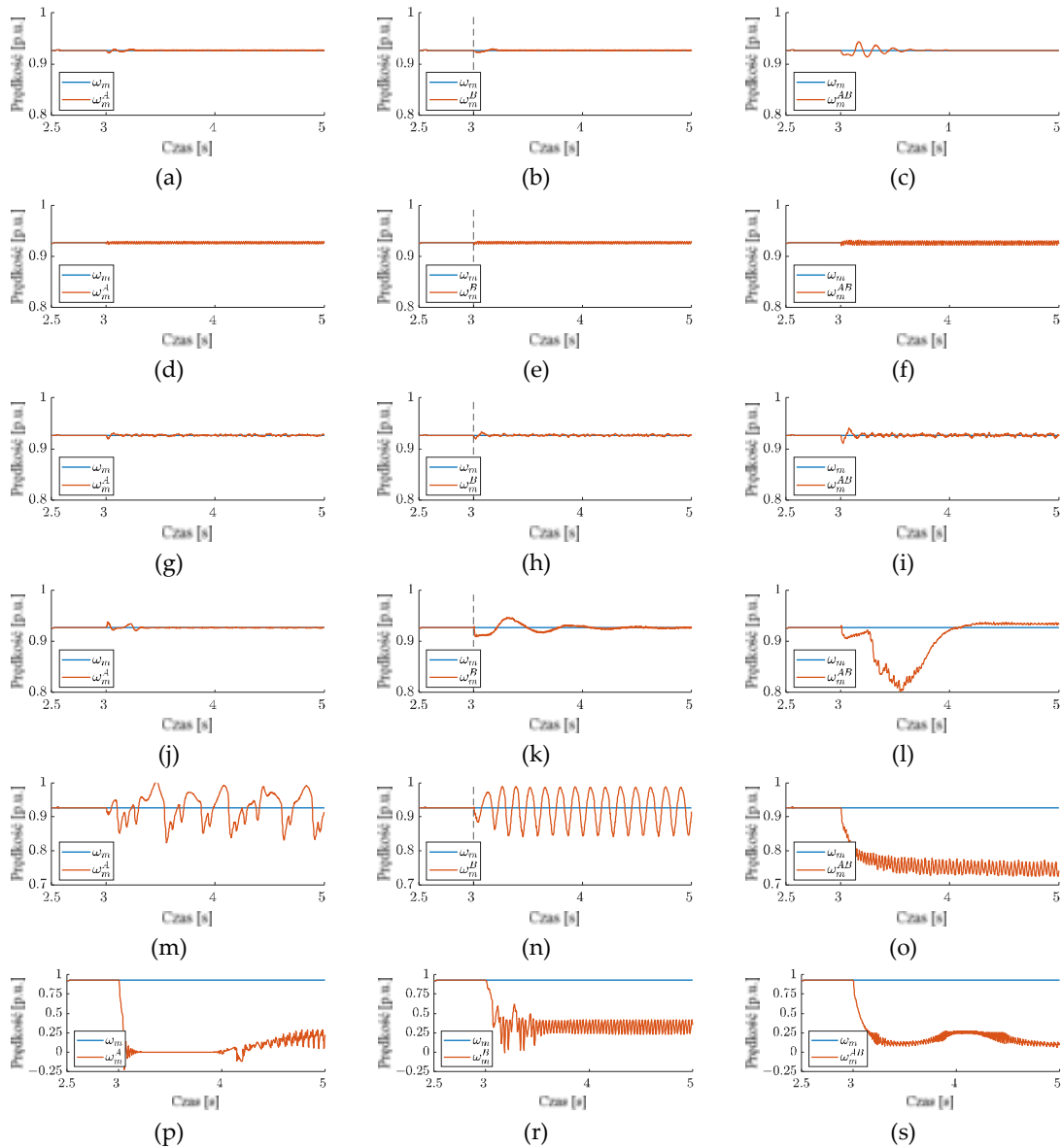


Rys. 4.7. Wartości RMSE w zależności od typu oraz lokalizacji uszkodzenia: prędkość kąтова (a), moment elektromagnetyczny (b), amplituda strumienia wimika (c), prąd stojana w osiach (α - β) (d), gdzie: 1 – błąd wzmocnienia, 2 – offset, 3 – szum, 4 – nasycenie, 5 – zanikanie sygnału, 6 – całkowity zanik sygnału.

4.2.2 Uszkodzenie czujników prądu w strukturze DTC-SVM

W przeciwieństwie do struktury DFOC, w przypadku DTC-SVM prądy stojana nie są wykorzystywane bezpośrednio w sprzężeniach zwrotnych, natomiast niezbędne są do estymacji momentu elektromagnetycznego oraz strumienia stojana.

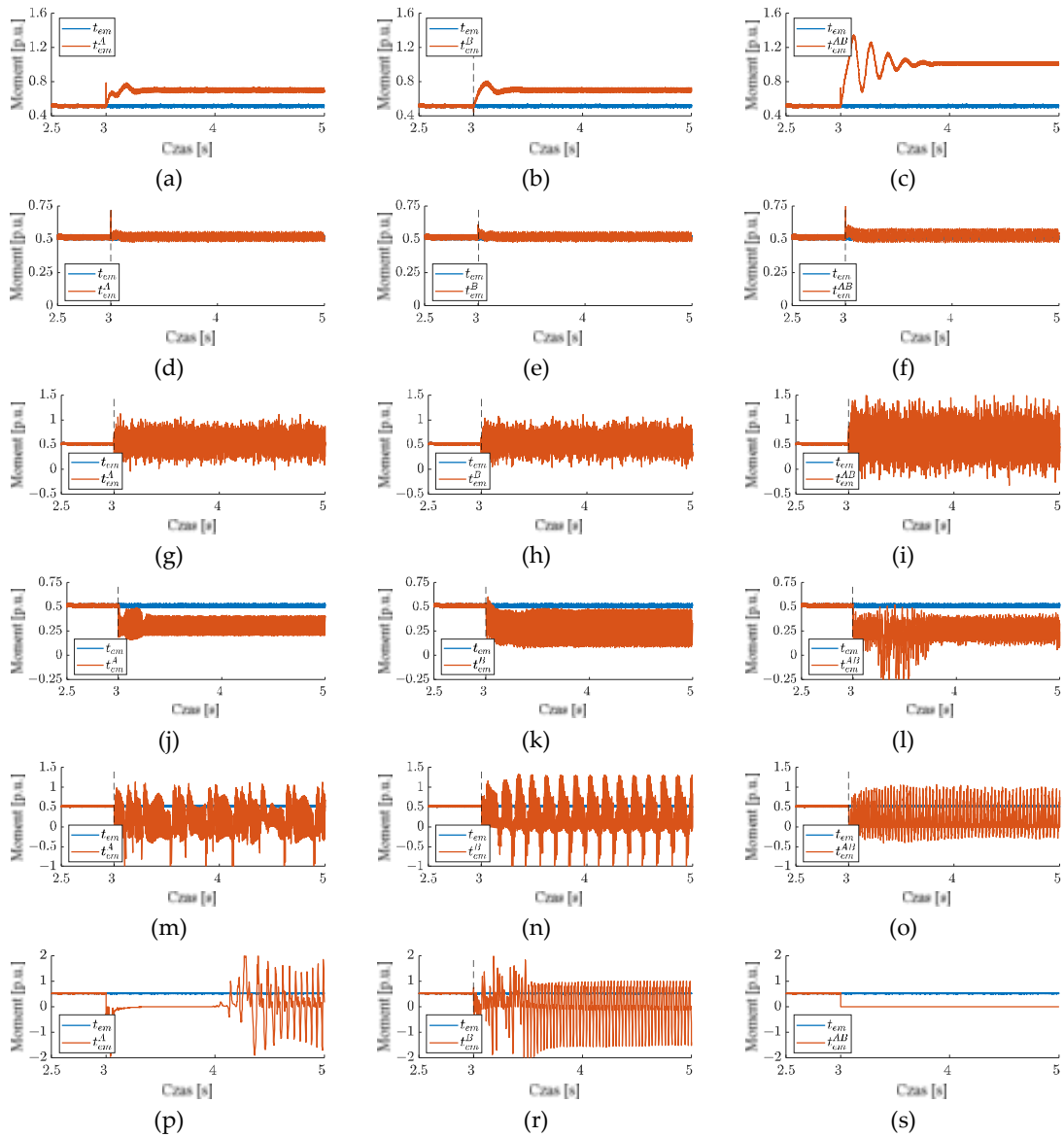
Jak można zauważyć na rysunkach 4.8a-i, analogicznie, jak w strukturze DFOC, błąd wzmocnienia, offset oraz szum pomiarowy nie wpływają istotnie na przebiegi prędkości kątovej. W przeciwieństwie do struktury DFOC, uszkodzenie CS w postaci nasycenia nie powoduje utraty stabilności układu (Rys. 4.8j-l). Ponadto, prędkość kątovej po pojawieniu się uchybu, ponownie wraca do wartości referencyjnej. Przerwanie sygnału tylko w jednej fazie powoduje pojawienie się oscylacji prędkości (Rys. 4.8m,n), natomiast, gdy uszkodzenie to dotyczy obu CS, zauważyć można spadek wartości prędkości kątovej o ponad 20%. Całkowity zanik sygnału w jednej z dwóch faz powoduje gwałtowny spadek prędkości kątovej, natomiast gdy dotyczy on obu faz, prędkość dąży do wartości zerowej.



Rys. 4.8. Przebieg prędkości kątowej przy uszkodzeniu: błąd wzmocnienia (a,b,c), offset (d,e,f), szum pomiarowy (g,h,i), nasycenie (j,k,l), przerywanie sygnału (m,n,o), całkowity zanik sygnału (p,r,s), w fazie A (a,d,g,j,m,p), fazie B (b,e,h,k,n,r) oraz w obydwu fazach (c,f,i,l,o,s).

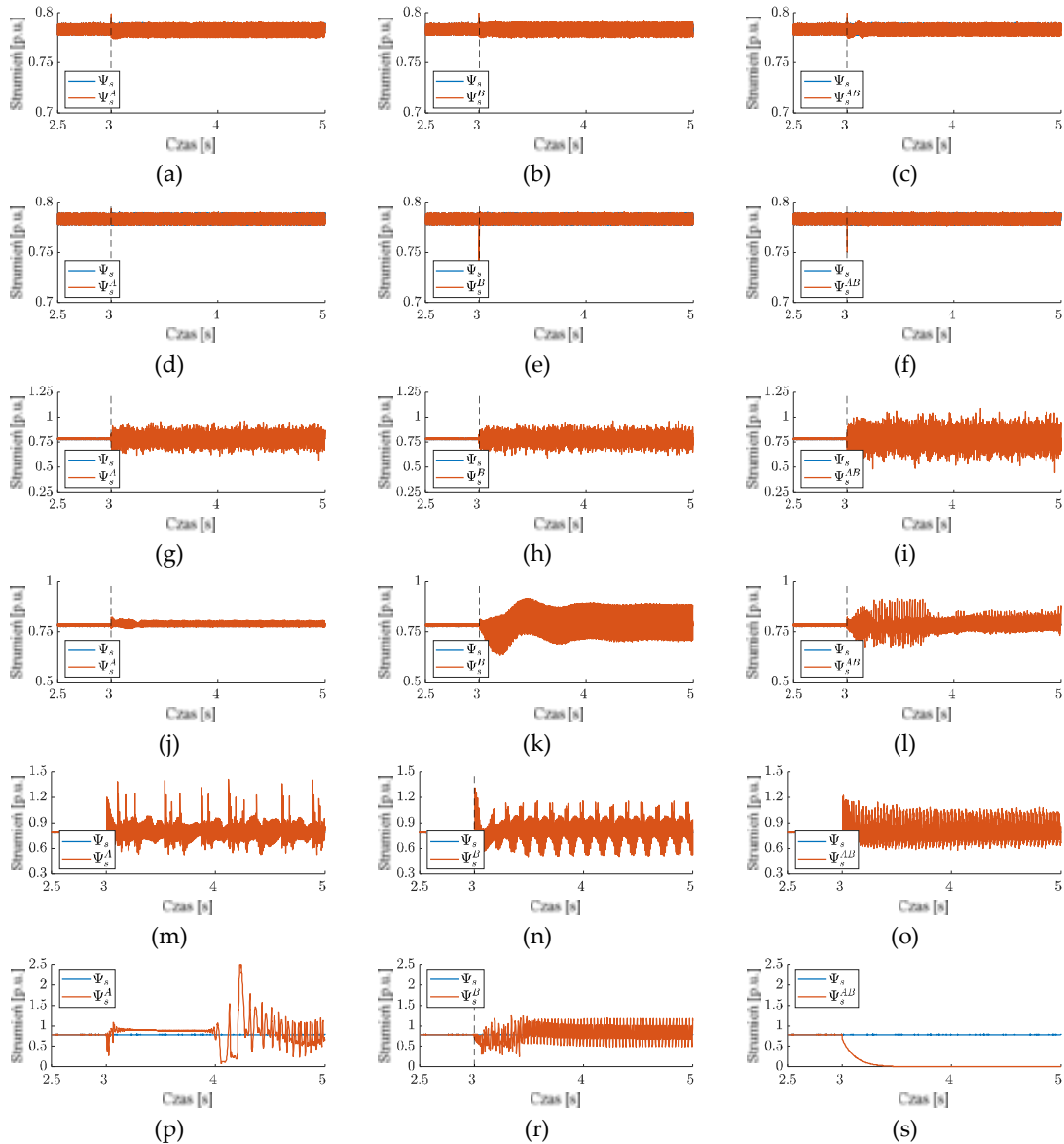
Analizując przebiegi momentu elektromagnetycznego (Rys. 4.9) zauważyć można, że błąd wzmocnienia powoduje zwiększenie wartości momentu elektromagnetycznego (Rys. 4.9a-c). Pojawienie się offsetu pomiarowego nieznacznie zwiększa tętnienia momentu (Rys. 4.9d-f), w przeciwieństwie do szumu pomiarowego (Rys. 4.9g-i), nasycenia (Rys. 4.9j-l), zanikania sygnału (Rys. 4.9m-o), bądź zaniku sygnału w jednej z dwóch faz (Rys. 4.9p,r), dla których tętnienia te są już znaczące. Nasycenie i zanikanie sygnału powoduje ponadto zmniejszenie się wartości momentu, wokół której widać tętnienia. Całkowity zanik sygnału w obu fazach powoduje skokowy spadek momentu do wartości zerowej (Rys. 4.9s), ponieważ w układzie następuje utrata sygnałów sprzężeń zwrotnych (strumienia stojana i momentu elektromagnetycznego) obliczanych na podstawie informacji o prądzie stojana. W porównaniu do struktury

DFOC, metoda DTC-SVM wykazuje się znacznie mniejszymi wzrostami momentu elektromagnetycznego w przypadku nasycenia zanikania lub całkowitej utraty sygnału z CS.



Rys. 4.9. Przebieg momentu elektromagnetycznego przy uszkodzeniu: błąd wzmocnienia (a,b,c), offset (d,e,f), szum pomiarowy (g,h,i), nasycenie (j,k,l), przerywanie sygnału (m,n,o), całkowity zanik sygnału (p,r,s), w fazie A (a,d,g,j,m,p), fazie B (b,e,h,k,n,r) oraz w obydwu fazach (c,f,i,l,o,s).

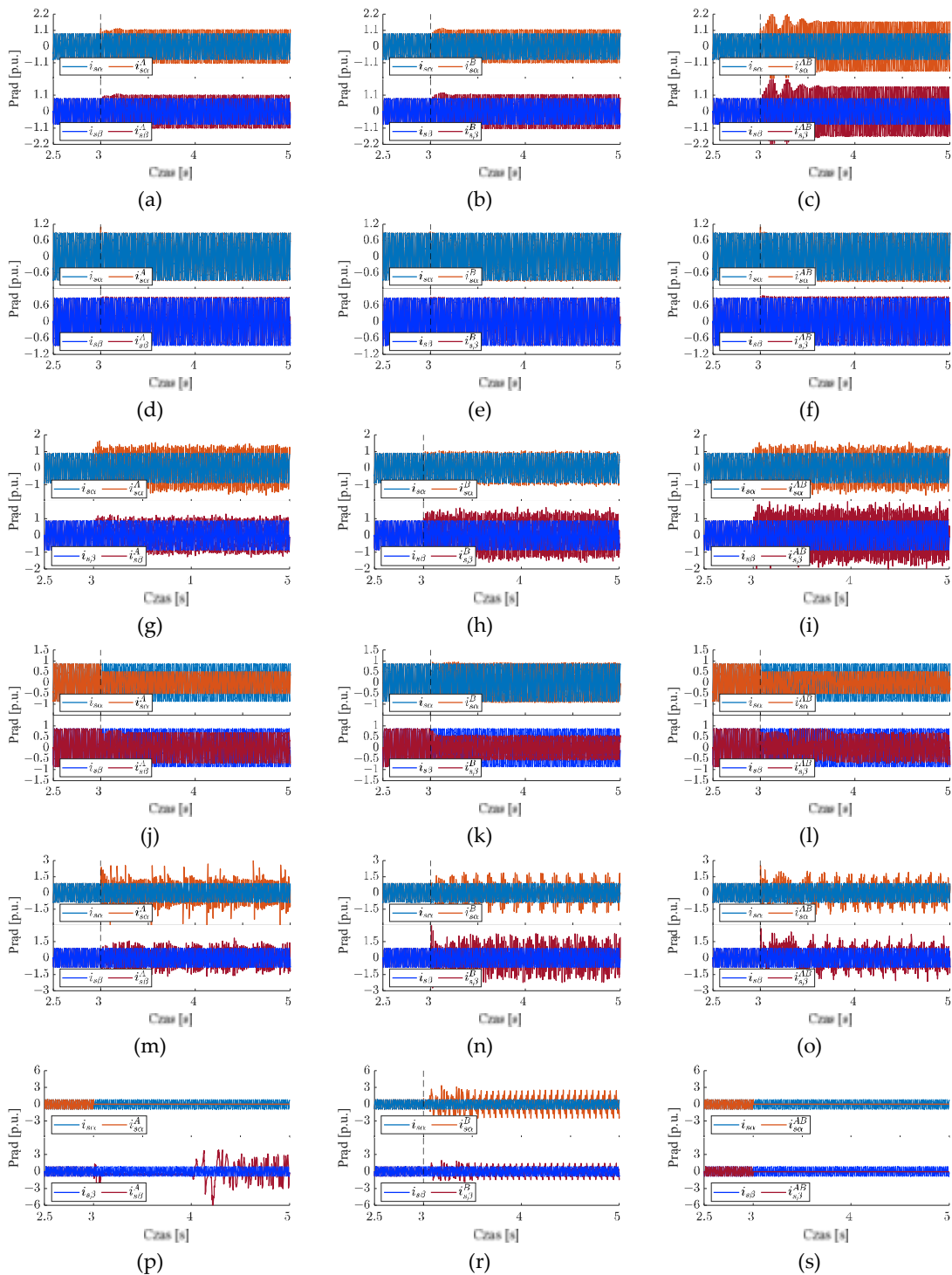
W strukturze sterowania DFOC pierwsze trzy typy uszkodzeń nie wpływały na przebieg strumienia wirnika. W przypadku struktury DTC-SVM, jak widać na rysunku 4.10 można zauważyć, że jedynie pojawienie się błędu wzmocnienia bądź offsetu nie zmienia przebiegu amplitudy strumienia stojana. Pozostałe uszkodzenia skutkują tętnieniem tej zmiennej stanu (Rys. 4.10g-r) bądź jej inercyjnym spadkiem do zera, w przypadku całkowitego zaniku sygnału w obydwu fazach (Rys. 4.10s).



Rys. 4.10. Przebieg amplitudy strumienia stojana przy uszkodzeniu: błąd wzmocnienia (a,b,c), offset (d,e,f), szum pomiarowy (g,h,i), nasycenie (j,k,l), przerywanie sygnału (m,n,o), całkowity zanik sygnału (p,r,s), w fazie A (a,d,g,j,m,p), fazie B (b,e,h,k,n,r) oraz w obydwu fazach (c,f,i,l,o,s).

Jak wynika z analizy rysunku 4.11a-i, pierwsze trzy typy uszkodzeń CS w strukturze DTC-SVM charakteryzują się bardzo podobnym wpływem na przebieg prądu stojana w osiach $(\alpha-\beta)$. Dużą różnicę zauważyć można natomiast w przypadku wystąpienia nasycenia CS, ponieważ prądy stojana nie wykazują się zwiększeniem amplitudy, jak miało to miejsce w strukturze DFOC (Rys. 4.11j-l). Zauważyć można również, iż zanikanie sygnału nie powoduje tak dużych wzrostów amplitudy (Rys. 4.11m-o), jednakże przebieg prądu przy całkowitej utracie sygnału jest bardzo zbliżony dla obu metod wektorowego sterowania (Rys. 4.11p-s).

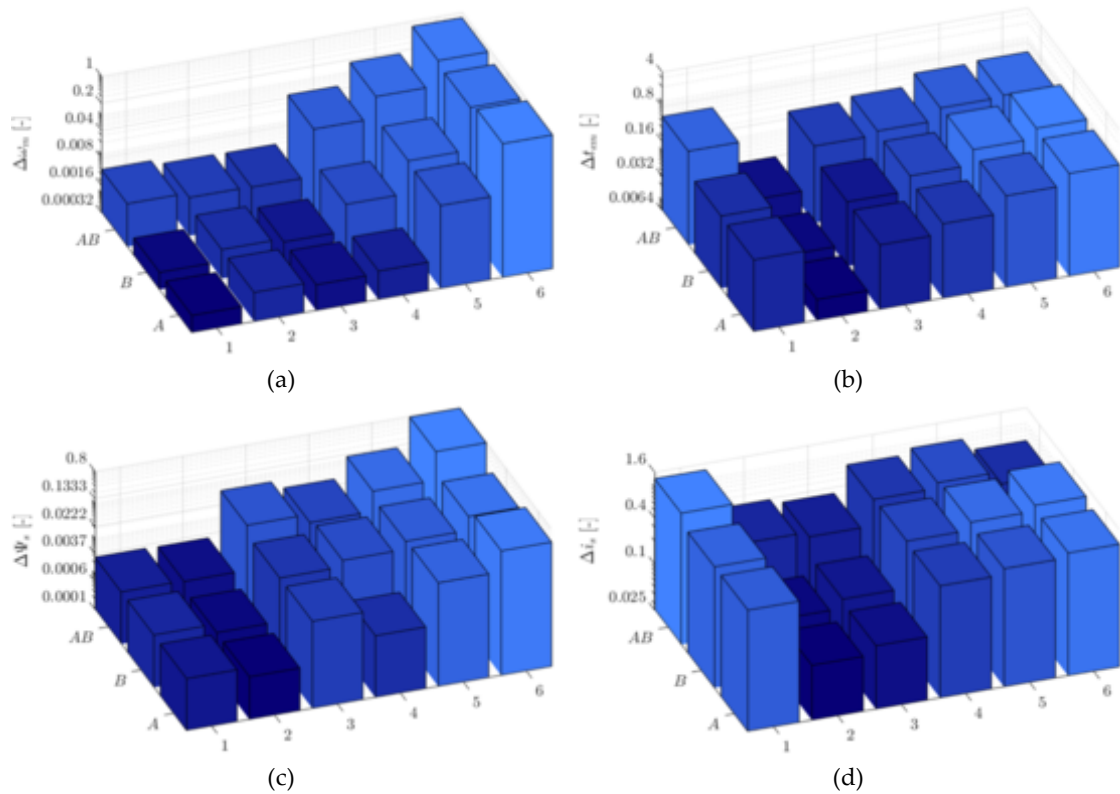
4. WPŁYW USZKODZENIA CZUJNIKÓW PRĄDU STOJANA NA PRACĘ UKŁADU NAPĘDOWEGO



Rys. 4.11. Przebieg prądów stojana w osiach $(\alpha-\beta)$ przy uszkodzeniu: błąd wzmocnienia (a,b,c), offset (d,e,f), szum pomiarowy (g,h,i), nasycenie (j,k,l), przerywanie sygnału (m,n,o), całkowity zanik sygnału (p,r,s), w fazie A (a,d,g,j,m,p), fazie B (b,e,h,k,n,r) oraz w obydwu fazach (c,f,i,l,o,s).

Analogicznie, jak w przypadku struktury DFOC, na rysunku 4.12 przedstawiono wykres słupkowy wartości RMSE dla poszczególnych zmiennych stanu. Na ich podstawie można sformułować wniosek, że w przypadku sterowania DTC-SVM wystąpienie uszkodzenia CS ma mniejszy wpływ na dokładność pracy układu. W szczególności, dotyczy to wpływu nasycenia, które w przypadku metody DFOC powodowało utratę stabilności, natomiast w strukturze DTC-SVM to uszkodzenie

praktycznie nie spowodowało zmiany przebiegu prędkości kątowej. Należy jednak podkreślić, że każde uszkodzenie niesie ze sobą negatywny wpływ, w związku z czym istotnym jest, aby takie uszkodzenie wcześnie wykryć, zlokalizować oraz skompensować.



Rys. 4.12. Wartości RMSE w zależności od typu oraz lokalizacji uszkodzenia: prędkość kątowa (a), moment elektromagnetyczny (b), amplituda strumienia wirnika (c), prąd stojana w osiach (α - β) (d), gdzie: 1 – błąd wzmocnienia, 2 – offset, 3 – szum, 4 – nasycenie, 5 – zanikanie sygnału, 6 – całkowity zanik sygnału.

4.3 Podsumowanie

W ramach analizy uszkodzeń w strukturach sterowania DFOC oraz DTC-SVM przeprowadzono badania nad wpływem uszkodzenia CS na stabilność i zachowanie układu napędowego z SI.

Wpływ uszkodzeń CS na strukturę DFOC:

1. **Błąd wzmocnienia, offset i szum pomiarowy:** W przypadku tych uszkodzeń, przebiegi prędkości kątowej i strumienia wirnika wykazywały niewielkie zmiany, które nie wpływały istotnie na stabilność układu. Struktura sterowania DFOC była w stanie skompensować te błędy, aby prędkość kątowa oraz strumień wirnika pozostały bliskie wartościom referencyjnym. Zauważyć można jednak zwiększone tętnienia momentu elektromagnetycznego.
2. **Nasycenie rdzenia magnetycznego:** Uszkodzenie to miało poważniejsze skutki, zwłaszcza w przypadku wystąpienia nasycenia w obu fazach. W przypadku

nasylenia rdzenia magnetycznego w CS może dojść do utraty stabilności układu napędowego.

3. **Zanikanie oraz całkowity zanik sygnału:** Uszkodzenie to mogło prowadzić do dużych oscylacji prędkości kątowej oraz momentu elektromagnetycznego.

Wpływ uszkodzeń na strukturę DTC-SVM:

1. **Błąd wzmocnienia, offset i szum pomiarowy:** Podobnie jak w przypadku struktury DFOC, błędy te miały niewielki wpływ na prędkość kątową. Struktura DTC-SVM nie straciła stabilności i próbowała utrzymać wartości zadane.
2. **Nasycenie rdzenia magnetycznego:** W odróżnieniu od struktury DFOC, nasycenie nie wpłynęło na stabilność układu. Wartość prędkości kątowej wracała w okolice wartości referencyjnej.
3. **Zanikanie oraz całkowity zanik sygnału:** W przypadku zanikania sygnału, układ DTC-SVM również wykazywał duże oscylacje prędkości. Podczas całkowitego zaniku sygnału bądź zanikania sygnału w obu fazach wartość prędkości zmniejszała się. Warto zaznaczyć, że w odróżnieniu do struktury DFOC, tętnienia momentu elektromagnetycznego nie były tak duże.

Wnioski te wskazują na istotę stosowania strategii CS-FTC, szczególnie w przypadku nasycenia, zanikania bądź całkowitego zaniku sygnału z czujnika.

5 METODY ESTYMACJI PRĄDU STOJANA

5.1 Estymacja prądu w oparciu o symetrię trójfazową

Trójfazowe SI są odbiornikami symetrycznymi, co oznacza, że poszczególne zmienne fazowe charakteryzują się tą samą wartością amplitudy oraz przesunięciem kątowym wynoszącym 120° . Zgodnie z powyższym, suma trzech dowolnych zmiennych fazowych w chwili t będzie wynosić zero. Zastosowanie powyższej właściwości pozwala zatem na wyznaczenie prądu w danej fazie na podstawie pomiaru w dwóch pozostałych:

$$i_{sA}(t) = -(i_{sB}(t) + i_{sC}(t)), \quad (5.1)$$

$$i_{sB}(t) = -(i_{sA}(t) + i_{sC}(t)), \quad (5.2)$$

$$i_{sC}(t) = -(i_{sA}(t) + i_{sB}(t)). \quad (5.3)$$

Z uwagi na symetryczny charakter SI zastosowanie pomiaru prądu w fazie C można potraktować jako rozwiązanie redundantne, co w przypadku uszkodzenia CS w jednej fazie jest wykorzystywane przez niektórych autorów (Dybkowski i Klimkowski, 2016, 2019; Klimkowski, 2018; Jankowska i Dybkowski, 2021, 2022). Należy jednak podkreślić, że w wielu układach napędowych wykorzystuje się jedynie dwa CS, a uszkodzenie któregośkolwiek z nich, bądź obydwu prowadzi do utraty kontroli nad układem napędowym, co jest niedopuszczalne w systemach o podwyższonym stopniu bezpieczeństwa. W związku z powyższym należy zastosować rozwiązania, które pozwolą na dalszą kontrolę nad napędem nawet w przypadku, gdy wszystkie dostępne CS ulegną awarii. W tym celu, w ramach niniejszej rozprawy, opracowano metody oparte na modelu matematycznym SI, pozwalające na sterowanie układem napędowym nawet bez pomiaru prądów fazowych.

5.2 Algorytm Virtual Current Sensor

Metody oparte na modelu matematycznym SI oraz teorii sterowania pozwalają na estymację prądu stojana nawet w przypadku, gdy wszystkie CS ulegną uszkodzeniu. W ramach niniejszej rozprawy doktorskiej jako pierwszą opracowano metodę estymacji prądu stojana nazwaną algorytmem Virtual Current Sensor (VCS) (Adamczyk i Orłowska-Kowalska, 2019a, 2019b, 2019c, 2021a, 2022a, 2022b). Metoda ta opiera się na modelu matematycznym SI.

Wektor strumienia stojana oraz wirnika w stacjonarnym układzie współrzędnych wyrazić można następująco:

$$\Psi_s = l_s i_s + l_m i_r, \quad (5.4)$$

$$\Psi_r = l_r i_r + l_m i_s, \quad (5.5)$$

a następnie, z równania (5.4) wyznaczyć można niemierzalny prąd wirnika:

$$\mathbf{i}_r = \frac{\Psi_r - l_m \mathbf{i}_s}{l_r}. \quad (5.6)$$

Podstawiając prąd wirnika z równania (5.6) do równania (5.4) otrzymuje się:

$$\Psi_s = l_s \mathbf{i}_s + l_m \frac{\Psi_r - l_m \mathbf{i}_s}{l_r} = l_s \mathbf{i}_s + \frac{l_m}{l_r} \Psi_r - \frac{l_m^2}{l_r} \mathbf{i}_s = \frac{l_m}{l_r} \Psi_r + l_s \mathbf{i}_s \left(1 - \frac{l_m^2}{l_s l_r}\right) = \frac{l_m}{l_r} \Psi_r + \sigma l_s \mathbf{i}_s. \quad (5.7)$$

Po obustronnym zróżniczkowaniu (5.7):

$$\frac{d}{dt} \Psi_s = \frac{l_m}{l_r} \frac{d}{dt} \Psi_r + \sigma l_s \frac{d}{dt} \mathbf{i}_s, \quad (5.8)$$

i porównaniu (5.8) z dobrze znanym napięciowym równaniem obwodu stojana (Orłowska-Kowalska, 2003):

$$\frac{l_m}{l_r} \frac{d}{dt} \Psi_r + \sigma l_s \frac{d}{dt} \mathbf{i}_s = (\mathbf{u}_s - r_s \mathbf{i}_s) \frac{1}{T_N}, \quad (5.9)$$

otrzymuje się model estymatora prądu stojana:

$$\frac{d}{dt} \mathbf{i}_s^{VCS} = \frac{1}{\sigma l_s} \left(\mathbf{u}_s - r_s \mathbf{i}_s^{VCS} - T_N \frac{l_m}{l_r} \frac{d}{dt} \hat{\Psi}_r \right) \frac{1}{T_N}. \quad (5.10)$$

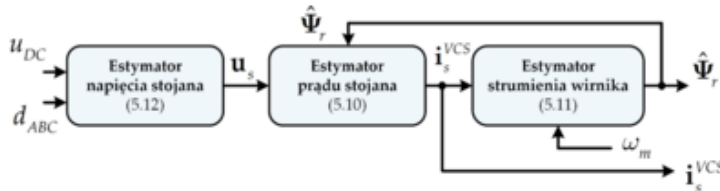
Strumień wirnika, niezbędny w powyższym równaniu, otrzymywany jest z modelu prądowego (Orłowska-Kowalska, 2003):

$$\frac{d}{dt} \hat{\Psi}_r = \left(\frac{r_r}{l_r} (l_m \mathbf{i}_s^{VCS} - \hat{\Psi}_r) + j \omega_m \hat{\Psi}_r \right) \frac{1}{T_N}, \quad (5.11)$$

natomiast wektor napięcia stojana otrzymuje się na podstawie wypełnień d_A , d_B , d_C stanowiących sygnały wejściowe dla układu PWM oraz napięcia stałego w obwodzie pośrednim FN:

$$\mathbf{u}_s = \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2d_A - d_B - d_C \\ \sqrt{3}(d_B - d_C) \end{bmatrix} u_{DC}. \quad (5.12)$$

Schemat blokowy algorytmu VCS został przedstawiony na rysunku 5.1.



Rys. 5.1. Schemat blokowy algorytmu VCS.

Równania (5.10) oraz (5.11) można przedstawić w stacjonarnym układzie współrzędnych $(\alpha-\beta)$ w sposób następujący:

$$\frac{d}{dt} i_{s\alpha}^{VCS} = \frac{1}{\sigma l_s} \left(u_{s\alpha} - r_s i_{s\alpha}^{VCS} - T_N \frac{l_m}{l_r} \frac{d}{dt} \hat{\Psi}_{r\alpha} \right) \frac{1}{T_N}, \quad (5.13)$$

$$\frac{d}{dt} i_{s\beta}^{VCS} = \frac{1}{\sigma l_s} \left(u_{s\beta} - r_s i_{s\beta}^{VCS} - T_N \frac{l_m}{l_r} \frac{d}{dt} \hat{\psi}_{r\beta} \right) \frac{1}{T_N}, \quad (5.14)$$

$$\frac{d}{dt} \hat{\psi}_{r\alpha} = \left(\frac{r_r}{l_r} (l_m i_{s\alpha}^{VCS} - \hat{\psi}_{r\alpha}) - \omega_m \hat{\psi}_{r\beta} \right) \frac{1}{T_N}, \quad (5.15)$$

$$\frac{d}{dt} \hat{\psi}_{r\beta} = \left(\frac{r_r}{l_r} (l_m i_{s\beta}^{VCS} - \hat{\psi}_{r\beta}) + \omega_m \hat{\psi}_{r\alpha} \right) \frac{1}{T_N}. \quad (5.16)$$

5.3 Estymator prądu oparty na zmodyfikowanym obserwatorze Luenbergera

Kolejnym algorytmem do estymacji prądu stojana, wykorzystywanym w niniejszej rozprawie doktorskiej jest klasyczny obserwator Luenbergera. Bazuje on na modelu matematycznym SI, zapisanym w postaci równania stanu oraz odpowiednim sprzężeniu zwrotnym od błędu estymacji prądu stojana zgodnie z teorią obserwatorów zmiennych stanu (Kubota et al., 1993):

$$\begin{cases} T_N \frac{d}{dt} \hat{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B} \mathbf{u}_s + \mathbf{G} \mathbf{e}_i, \\ \mathbf{y} = \mathbf{C} \hat{\mathbf{x}} \end{cases} \quad (5.17)$$

gdzie:

- wektor elektromagnetycznych zmiennych stanu:

$$\hat{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{i}}_s & \hat{\Psi}_r \end{bmatrix}^T, \quad (5.18)$$

przy czym: $\hat{\mathbf{i}}_s = \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} & \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix}^T$, $\hat{\Psi}_r = \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{r\alpha} & \hat{\psi}_{r\beta} \end{bmatrix}^T$,

- macierz stanu:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} a_1 \mathbf{I} & a_2 \mathbf{I} - a_3 \omega_m \mathbf{J} \\ a_4 \mathbf{I} & a_5 \mathbf{I} + \omega_m \mathbf{J} \end{bmatrix}, \quad (5.19)$$

gdzie:

$$\begin{aligned} a_1 &= -\frac{r_s}{\sigma l_s} - \frac{(1-\sigma)r_r}{\sigma l_r}, & a_2 &= \frac{l_m r_r}{\sigma l_s l_r^2}, \\ a_3 &= \frac{l_m}{\sigma l_s l_r}, & a_4 &= \frac{l_m r_r}{l_r}, & a_5 &= -\frac{r_r}{l_r}, \end{aligned} \quad (5.20)$$

oraz: $\mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$, $\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$,

- macierz wejściowa:

$$\mathbf{B} = b_1 \begin{bmatrix} \mathbf{I} & 0 \end{bmatrix}^T, \quad (5.21)$$

gdzie $b_1 = 1/(\sigma l_s)$,

- macierz wyjściowa:

$$\mathbf{C} = [\mathbf{I} \ 0], \quad (5.22)$$

- wektor napięcia stojana:

$$\mathbf{u}_s = [u_{s\alpha} \ u_{s\beta}]^T, \quad (5.23)$$

- macierz wzmocnień obserwatora Luenbergera:

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} G_{12} \\ G_{34} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_1 \mathbf{I} + g_2 \mathbf{J} \\ g_3 \mathbf{I} + g_4 \mathbf{J} \end{bmatrix}, \quad (5.24)$$

- błąd obserwatora:

$$\mathbf{e}_i = [\hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha} \ \hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta}]^T. \quad (5.25)$$

Wyprowadzenie współczynników $g_1 - g_4$ zostało przedstawione w załączniku Z1, a ich wyrażenia są następujące:

$$\begin{cases} g_1 = (k_0 - 1)(a_1 + a_5) \\ g_2 = (k_0 - 1)\omega_m \\ g_3 = (k_0^2 - 1)(ca_1 + a_4) - c(k_0 - 1)(a_1 + a_5) \\ g_4 = -c(k_0 - 1)\omega_m \end{cases} \quad (5.26)$$

gdzie $c = \sigma l_r / l_m$.

Przy założeniu, że $k_0 = 1$ elementy macierzy wzmocnień \mathbf{G} (5.26) wynoszą zero, w związku z tym obserwator Luenbergera sprowadza się do równania stanu SI. W takim przypadku, wyznaczając równania różniczkowe zmiennych stanu z równania (5.17) otrzymuje się:

$$\begin{aligned} T_N \frac{d}{dt} \hat{i}_{s\alpha} &= a_1 \hat{i}_{s\alpha} + a_2 \hat{\psi}_{r\alpha} + a_3 \omega_m \hat{\psi}_{r\beta} = \\ &= -\frac{r_s}{\sigma l_s} \hat{i}_{s\alpha} - \frac{(1-\sigma)r_r}{\sigma l_r} \hat{i}_{s\alpha} + \frac{l_m r_r}{\sigma l_s^2 l_r} \hat{\psi}_{r\alpha} + \frac{l_m}{\sigma l_s l_r} \omega_m \hat{\psi}_{r\beta} + \frac{1}{\sigma l_s} u_{s\alpha} = \\ &= \frac{1}{\sigma l_s} \left(u_{s\alpha} - r_s \hat{i}_{s\alpha} - \frac{l_m^2}{l_r^2} r_r \hat{i}_{s\alpha} + \frac{l_m r_r}{l_r^2} \hat{\psi}_{r\alpha} + \frac{l_m}{l_r} \omega_m \hat{\psi}_{r\beta} \right) = \\ &= \frac{1}{\sigma l_s} \left(u_{s\alpha} - r_s \hat{i}_{s\alpha} - \frac{l_m}{l_r} \left(\frac{r_r}{l_r} (l_m \hat{i}_{s\alpha} - \hat{\psi}_{r\alpha}) - \omega_m \hat{\psi}_{r\beta} \right) \right) = \\ &= \frac{1}{\sigma l_s} \left(u_{s\alpha} - r_s \hat{i}_{s\alpha} - \frac{l_m}{l_r} T_N \frac{d}{dt} \hat{\psi}_{r\alpha} \right), \end{aligned} \quad (5.27)$$

$$\begin{aligned}
 T_N \frac{d}{dt} \hat{i}_{s\beta} &= a_1 \hat{i}_{s\beta} + a_2 \hat{\psi}_{r\beta} - a_3 \omega_m \hat{\psi}_{r\alpha} + \frac{1}{\sigma l_s} u_{s\beta} = \\
 &= -\frac{r_s}{\sigma l_s} \hat{i}_{s\beta} - \frac{(1-\sigma)r_r}{\sigma l_r} \hat{i}_{s\beta} + \frac{l_m r_r}{\sigma l_s l_r^2} \hat{\psi}_{r\beta} - \frac{l_m}{\sigma l_s l_r} \omega_m \hat{\psi}_{r\alpha} + \frac{1}{\sigma l_s} u_{s\beta} = \\
 &= \frac{1}{\sigma l_s} \left(u_{s\beta} - r_s \hat{i}_{s\beta} - \frac{l_m^2}{l_r^2} r_r \hat{i}_{s\beta} + \frac{l_m r_r}{l_r^2} \hat{\psi}_{r\alpha} - \frac{l_m}{l_r} \omega_m \hat{\psi}_{r\alpha} \right) = \\
 &= \frac{1}{\sigma l_s} \left(u_{s\beta} - r_s \hat{i}_{s\beta} - \frac{l_m}{l_r} \left(\frac{r_r}{l_r} (l_m \hat{i}_{s\beta} - \hat{\psi}_{r\beta}) + \omega_m \hat{\psi}_{r\alpha} \right) \right) = \\
 &= \frac{1}{\sigma l_s} \left(u_{s\beta} - r_s \hat{i}_{s\beta} - \frac{l_m}{l_r} T_N \frac{d}{dt} \hat{\psi}_{r\beta} \right),
 \end{aligned} \tag{5.28}$$

$$T_N \frac{d}{dt} \hat{\psi}_{r\alpha} = \frac{l_m r_r}{l_r} \hat{i}_{s\alpha} - \frac{r_r}{l_r} \hat{\psi}_{r\alpha} - \omega_m \hat{\psi}_{r\beta} = \frac{r_r}{l_r} (l_m \hat{i}_{s\alpha} - \hat{\psi}_{r\alpha}) - \omega_m \hat{\psi}_{r\beta}, \tag{5.29}$$

$$T_N \frac{d}{dt} \hat{\psi}_{r\beta} = \frac{l_m r_r}{l_r} \hat{i}_{s\beta} + \omega_m \hat{\psi}_{r\alpha} - \frac{r_r}{l_r} \hat{\psi}_{r\beta} = \frac{r_r}{l_r} (l_m \hat{i}_{s\beta} - \hat{\psi}_{r\beta}) + \omega_m \hat{\psi}_{r\alpha}. \tag{5.30}$$

Jak wynika z otrzymanych równań, dla $k_0 = 1$ model matematyczny obserwatora Luenbergera jest tożsamy z algorytmem VCS.

W przeanalizowanej literaturze dotyczącej zastosowania LO do estymacji prądu stojana autorzy stosują współczynnik projektowy w macierzy wzmocnienia \mathbf{G} (5.26) o wartości bliskiej 1 ($k_0 = 1,001$; $k_0 = 1,004$ (Azzoug et al., 2019, 2021a, 2021b, 2021c)). Taki parametr projektowy wymusza bardzo małe wartości elementów macierzy wzmocnienia, w związku z czym LO w praktyce sprowadza się do obserwatora z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego (Venghi et al., 2021) (wzmocnienie w sprzężeniu zwrotnym z błędem prądowym LO w zakresie 0,001 – 0,004 nie wpływa na działanie prezentowanego LO). Dla k_0 z zakresu $\{1,001, 1,004\}$, prędkości znamionowej oraz parametrów SI (załącznik Z4), które wykorzystano w niniejszej rozprawie, wartości elementów macierzy \mathbf{G} (5.26) wynoszą:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \\ g_3 \\ g_4 \end{bmatrix} &= \begin{cases} \begin{bmatrix} -5,2207 \cdot 10^{-4} \\ 9,2667 \cdot 10^{-4} \\ -1,6693 \cdot 10^{-6} \\ -2,0582 \cdot 10^{-4} \end{bmatrix} & \text{dla } k_0 = 1,001 \\ \begin{bmatrix} -2,0883 \cdot 10^{-3} \\ 3,7067 \cdot 10^{-3} \\ -7,3826 \cdot 10^{-6} \\ -8,2328 \cdot 10^{-4} \end{bmatrix} & \text{dla } k_0 = 1,004 \end{cases}.
 \end{aligned} \tag{5.31}$$

Jak można zauważyć powyżej, wartości te są bliskie zeru, czyli LO praktycznie działa jak VCS.

5.3.1 Modyfikacja obserwatora Luenbergera

Modyfikacja obserwatora Luenbergera (Adamczyk i Orłowska-Kowalska, 2021b, 2022a) proponowana w niniejszej rozprawie jest przeznaczona dla układów CS-FTC. Dla przykładu, w przypadku wystąpienia całkowitego zaniku sygnału z CS w fazie A

oraz przyjęciu, że składowe prądu stojana obliczane są na podstawie transformaty Clarke (2.6)-(2.9), błąd estymacji (5.25) wynosi:

$$\mathbf{e}_i = \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} - i_{sA} \cdot 0 & \hat{i}_{s\beta} - \frac{\sqrt{3}}{3}(i_{sA} \cdot 0 + 2i_{sB}) \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} & \hat{i}_{s\beta} - \frac{2\sqrt{3}}{3}i_{sB} \end{bmatrix}^T. \quad (5.32)$$

Gdy uszkodzenie dotyczy fazy *B*, błąd ten przedstawia się następująco:

$$\mathbf{e}_i = \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} - i_{sA} & \hat{i}_{s\beta} - \frac{\sqrt{3}}{3}(i_{sA} + 2i_{sB} \cdot 0) \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} - i_{sA} & \hat{i}_{s\beta} - \frac{\sqrt{3}}{3}i_{sA} \end{bmatrix}^T. \quad (5.33)$$

Natomiast, gdy dotyczy obu CS:

$$\mathbf{e}_i = \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} - i_{sA} \cdot 0 & \hat{i}_{s\beta} - \frac{\sqrt{3}}{3}(i_{sA} \cdot 0 + 2i_{sB} \cdot 0) \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} & \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix}^T. \quad (5.34)$$

Jak wynika z powyższych równań (5.32)-(5.34) uszkodzenie CS powoduje nieprawidłowe obliczanie błędu obserwatora. W związku z powyższym, w niniejszej pracy zaproponowano modyfikację (5.35), w której prądy mierzone zastępuje się tak zwanymi prądami skorygowanymi i_{s^c} :

$$\mathbf{e}_i = \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha}^c & \hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta}^c \end{bmatrix}^T. \quad (5.35)$$

Obliczenie prądów skorygowanych możliwe jest dzięki trójfazowej symetrii SI oraz dobrze znanej transformacie Clarke. Na tej podstawie, mając do dyspozycji trzy pomiary prądów w fazach *A*, *B* i *C*, składowe (α - β) wektora prądu stojana można obliczyć następująco:

- składowa w osi α :

$$i_{s\alpha} = i_{sA}, \quad (5.36)$$

$$i_{s\alpha} = -i_{sB} - i_{sC}, \quad (5.37)$$

$$i_{s\alpha} = \frac{1}{3}(2i_{sA} - i_{sB} - i_{sC}), \quad (5.38)$$

- składowa w osi β :

$$i_{s\beta} = \frac{\sqrt{3}}{3}(i_{sA} + 2i_{sB}), \quad (5.39)$$

$$i_{s\beta} = \frac{\sqrt{3}}{3}(i_{sB} - i_{sC}), \quad (5.40)$$

$$i_{s\beta} = -\frac{\sqrt{3}}{3}(i_{sA} + 2i_{sC}). \quad (5.41)$$

Na podstawie (5.36)-(5.41) oraz zakładając, że w analizowanym układzie sterowania nie występuje CS w fazie *C*, wybrano równania na obliczenie prądów skorygowanych tak, aby były one możliwie maksymalnie zależne od dostępnych wartości mierzonych. W związku z tym, prądy skorygowane, w zależności od lokalizacji uszkodzenia, przyjmują następującą postać:

- oba CS nieuszkodzone:

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha}^c & i_{s\beta}^c \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} & i_{s\beta} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} i_{sA} & \frac{\sqrt{3}}{3}(i_{sA} + 2i_{sB}) \end{bmatrix}^T, \quad (5.42)$$

- uszkodzenie CS w fazie A:

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha}^c & i_{s\beta}^c \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} -i_{sB} - \hat{i}_{sC} & \frac{\sqrt{3}}{3}(\hat{i}_{sA} + 2i_{sB}) \end{bmatrix}^T, \quad (5.43)$$

- uszkodzenie CS w fazie B:

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha}^c & i_{s\beta}^c \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} i_{sA} & \frac{\sqrt{3}}{3}(i_{sA} + 2\hat{i}_{sB}) \end{bmatrix}^T, \quad (5.44)$$

- oba CS uszkodzone:

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha}^c & i_{s\beta}^c \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} & \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix}^T. \quad (5.45)$$

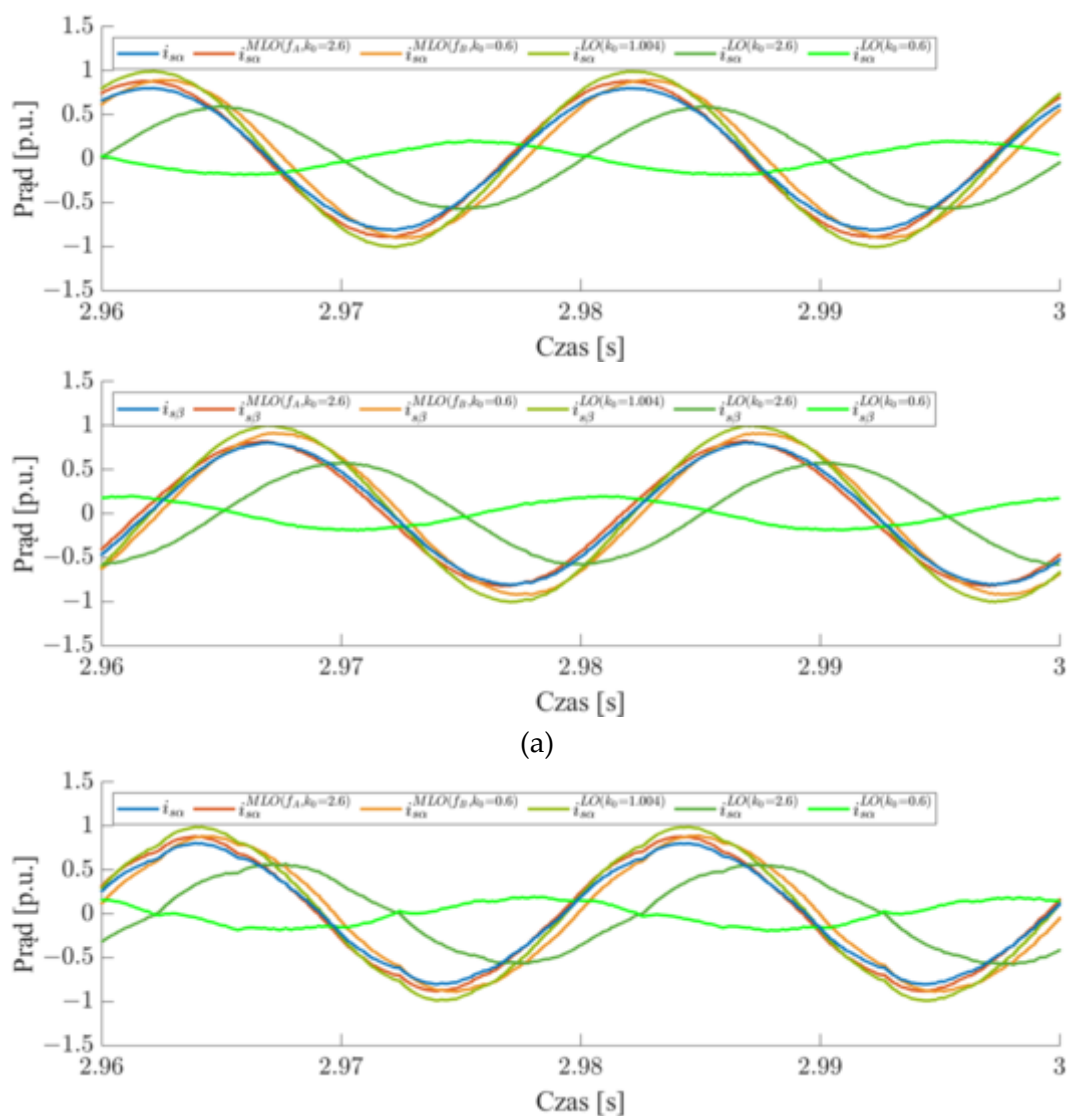
Jak można zauważyć, w przypadku, gdy układ pracuje z dwoma nieuszkodzonymi CS, wykorzystuje się klasyczny obserwator Luenbergera. W przypadku, gdy oba CS są uszkodzone, prądy skorygowane są równe prądom estymowanym przez obserwator Luenbergera, co oznacza, że równanie (5.35) przyjmuje wartość zerową. Oznacza to, że struktura pracuje z obserwatorem bez sprzężenia zwrotnego (tak, jak w przypadku $k_0 = 1$), czyli tożsamym z VCS. Gdy chociaż jeden CS jest dostępny, w dalszym ciągu możliwe jest oszacowanie błędu obserwatora, co jest istotną zaletą proponowanej modyfikacji. Nie mniej jednak, w takiej sytuacji, do obliczenia równań (5.43), (5.44) niezbędne jest zastosowanie odwrotnej transformaty Clarke, w celu wyznaczenia fazowych wartości prądów estymowanych przez obserwator Luenbergera:

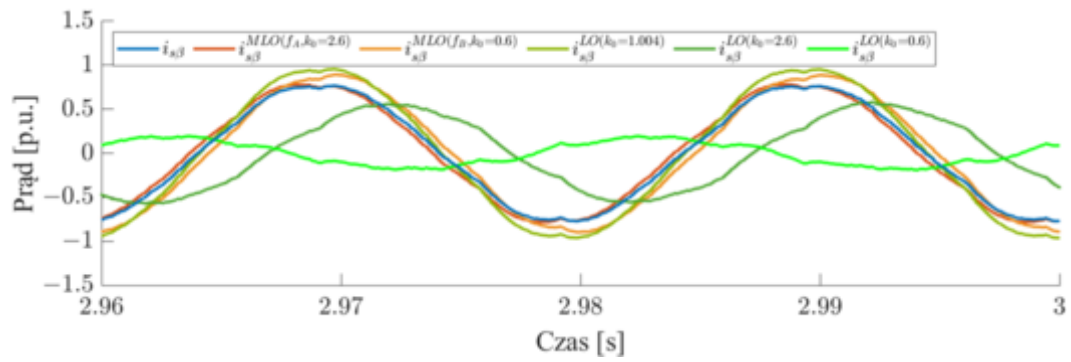
$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{sA} \\ \hat{i}_{sB} \\ \hat{i}_{sC} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 2\hat{i}_{s\alpha} \\ -\hat{i}_{s\alpha} + \sqrt{3}\hat{i}_{s\beta} \\ -\hat{i}_{s\alpha} - \sqrt{3}\hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix}. \quad (5.46)$$

W znanej literaturze autorzy (Azzoug et al., 2019, 2020, 2021a, 2021b, 2021c, 2023) obliczają wektor błędu zgodnie z (5.45), nawet w przypadku jednego uszkodzonego CS, co może uzasadniać wybór takiego współczynnika k_0 , aby macierz \mathbf{G} była praktycznie pomijalna (5.31). W związku z tym przeprowadzono porównanie algorytmu MLO, w przypadku gdy niedostępny jest pomiar prądu w fazie A (f_A), w fazie B (f_B), z k_0 dobranymi na podstawie analizy zawartej w rozdziale szóstym ($k_0 = 2,6$ oraz $k_0 = 0,6$) oraz proponowanym przez powyższych autorów LO z błędem obliczanym zgodnie z (5.45) oraz k_0 z zakresu $\{0,6; 1,004; 2,6\}$, przy czym 1,004 jest wartością proponowaną przez autorów (Azzoug et al., 2019, 2021a, 2021b, 2021c) oraz 0,6 i 2,6 proponowanych w ramach niniejszej rozprawy w algorytmie MLO. Badania zrealizowano przy

założeniu, że wartości rezystancji wirnika, stojana oraz indukcyjności głównej są o 25% większe w modelu SI, względem wartości znamionowych przyjętych w modelu LO. Na rysunku 5.2 przedstawiono prądy mierzone oraz estymowane za pomocą omawianych algorytmów, podczas stanu ustalonego, przy znamionowej prędkości oraz 75% wartości znamionowego obciążenia.

Jak można zauważyć na rysunku 5.2, zaproponowana modyfikacja LO pozwala na znaczne zwiększenie jakości estymacji prądu stojana. W przypadku zastosowania MLO, gdy dostępny jest jeden nieuszkodzony CS, jakość estymacji jest dużo lepsza, niż ma to miejsce w przypadku rozwiązania przedstawionego przez autorów (Azzoug et al., 2019, 2021a, 2021b, 2021c, 2023). Ponadto, wybór wartości k_0 , która nie jest bliska jedności powoduje duży błąd estymacji, w związku z czym nie zaleca się stosowania klasycznego LO w przypadku układów tolerujących uszkodzenia CS. Wyniki przedstawione na powyższym rysunku stanowią zdaniem autora doskonałe uzasadnienie wyboru algorytmu MLO.





(b)

Rys. 5.2. Składowe wektora prądu stojana estymowane za pomocą MLO oraz LO w strukturze DFOC (a) oraz DTC-SVM (b).

6 METODY POPRAWY JAKOŚCI ESTYMACJI PRĄDU STOJANA

6.1 Wpływ parametrów na jakość estymacji prądu stojana

Jedną z największych wad estymatorów zmiennych stanu, opartych na modelach matematycznych, jest ich zależność od parametrów SI. W związku z powyższym, w ramach niniejszej rozprawy zbadano wpływ rezystancji wirnika i stojana, a także indukcyjności głównej, na wartość RMSE prądu stojana w dwóch fazach – *A* i *B*. W badaniach uwzględniono opisany w rozdziale piątym algorytm MLO, a także zbadano wpływ parametru k_0 , będącego współczynnikiem wzmocnienia błędu obserwatora, na jakość estymacji prądu stojana. Badania przeprowadzono dla SI o parametrach przedstawionych w załączniku Z4.

Wartość RMSE obliczana była w przedziale czasowym $t_2 - t_1 = 1$ s, zgodnie z następującym wzorem:

$$\Delta i_s = \sqrt{\frac{\sum_{k=t_1/T_s}^{t_2/T_s+1} (i_{sp}(k) - i_{sp}^c(k))^2}{(t_2 - t_1)/T_s + 1}}, \quad p \in \{A, B\}. \quad (6.1)$$

Badania zrealizowano dla prędkości kątowych z zakresu $\omega_m^{ref} \in \{\pm 0,1\omega_{mN}; \pm 0,5\omega_{mN}; \pm \omega_{mN}\}$ oraz dwóch momentów obciążenia $t_L^{ref} \in \{0,25t_{LN}; 0,75t_{LN}\}$. Wartości RMSE dla poszczególnych punktów pracy zbadano dla $k_0 \in \{0,2; 0,6; 1,0; 1,4; 1,8; 2,2; 2,6; 3,0\}$. Zauważono jednak, że w przypadku, gdy $k_0 = 0,2$ lub $k_0 = 3,0$ oraz dostępności tylko jednego CS, układ tracił stabilność w niektórych punktach pracy. W związku z tym wszystkie przedstawione rysunki (6.1, 6.2, 6.4, 6.5, 6.7, 6.8, 6.10, 6.11, 6.13, 6.14, 6.16, 6.17) przedstawiają jedynie stabilny zakres współczynnika k_0 , z wyłączeniem dwóch powyższych wartości.

Rozwiązanie MLO jest kierowane do układów tolerujących uszkodzenia CS, w związku z czym wpływ parametrów na jakość estymacji prądu stojana przedstawiono w trzech wariantach:

- oba CS są dostępne w MLO,
- CS w fazie *A* nie jest wykorzystywany w MLO,
- CS w fazie *B* nie jest wykorzystywany w MLO.

W niniejszej analizie uwzględniono dwie struktury wektorowego sterowania: DFOC oraz DTC-SVM. Obie pracowały na prądach mierzonych, natomiast prądy estymowane w MLO nie były wykorzystywane w strukturze sterowania, a jedynie szacowano ich wrażliwość na zmiany parametrów SI. Jak zostało omówione w rozdziale piątym, przedstawione w bieżącej literaturze rozwiązania dotyczące estymacji prądu, takie jak FLO (Manohar i Das, 2017, 2020), OLO (Venghi et al., 2021), VCS (Adamczyk

i Orłowska-Kowalska, 2019a, 2019b, 2019c, 2021a, 2022a, 2022b) są tożsame z algorytmem LO, przy $k_0 = 1$. Dodatkowo, obecna literatura z zakresu LO przedstawia jedynie rozwiązania, w których k_0 jest bliskie jedności (Azzoug et al., 2019, 2020, 2021a, 2021b, 2021c), co oznacza, że elementy macierzy G przyjmują wartości bliskie zeru, co wykazano w rozdziale 5.

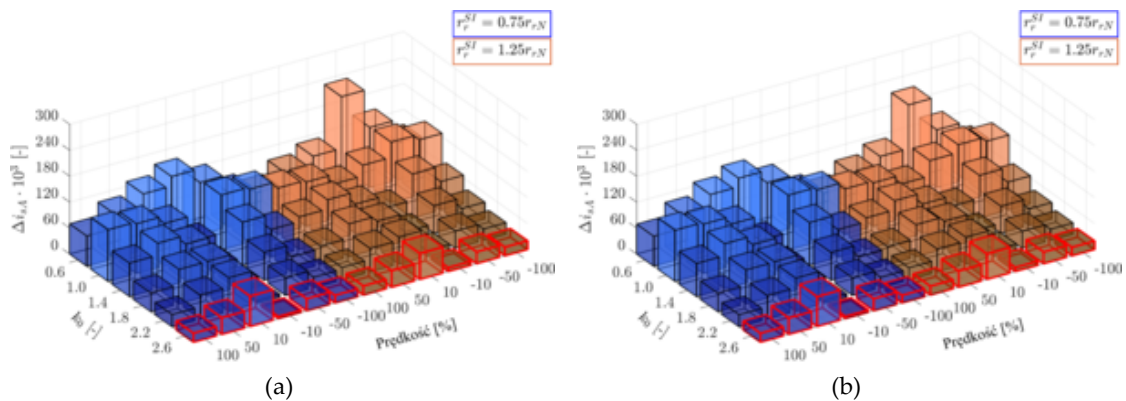
W związku z tym dla wybranych współczynników k_0 obliczono procentową poprawę odporności MLO na zmiany parametrów, zgodnie z zależnością:

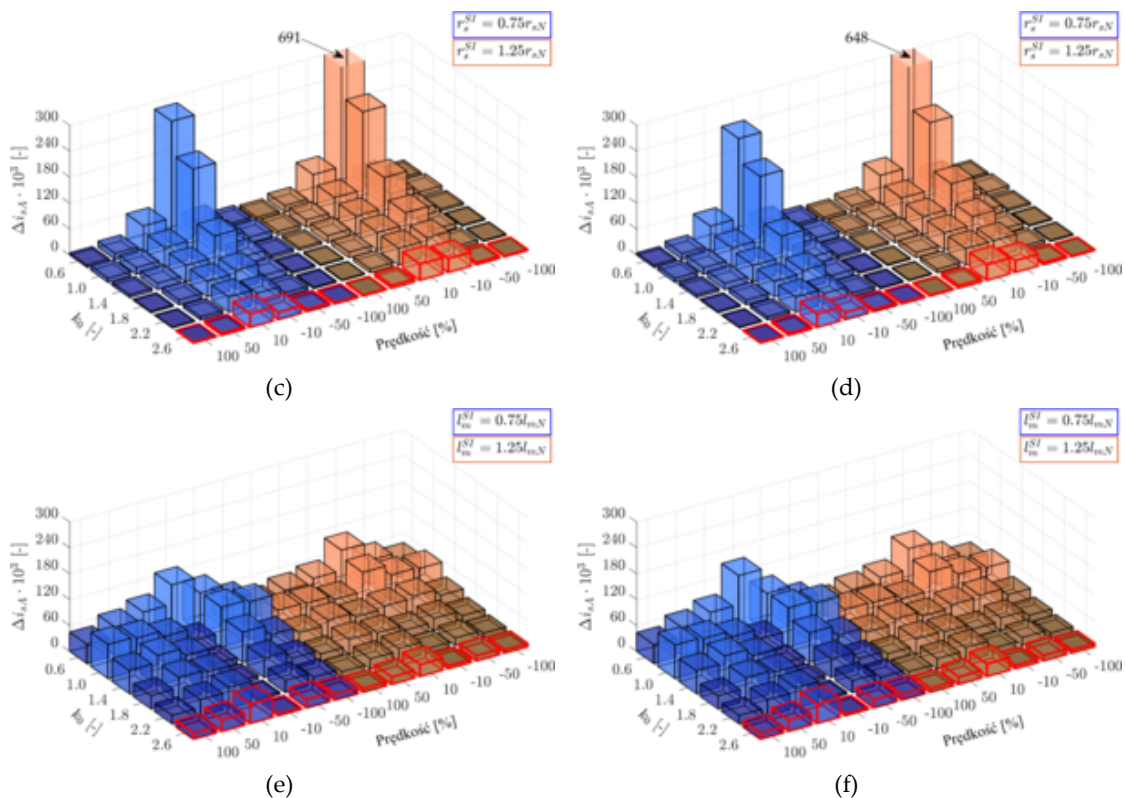
$$\delta i_s = \frac{\Delta i_{sp}^{OLO} - \Delta i_{sp}^{MLO}}{\Delta i_{sp}^{OLO}} \cdot 100\%, p \in \{A, B\}. \quad (6.2)$$

Zgodnie z powyższym równaniem, gdy współczynnik $\delta i_s = 50\%$, oznacza to, że RMSE dla MLO jest dwa razy mniejsze, niż RMSE dla OLO ($\Delta i_s^{MLO} = 0,5\Delta i_s^{OLO}$), natomiast dla $\delta i_s = -50\%$ oznacza, że wartość RMSE w przypadku MLO jest o połowę większa, niż w OLO ($\Delta i_s^{MLO} = 1,5\Delta i_s^{OLO}$).

6.1.1 Wpływ parametrów na strukturę z dwoma czujnikami prądu

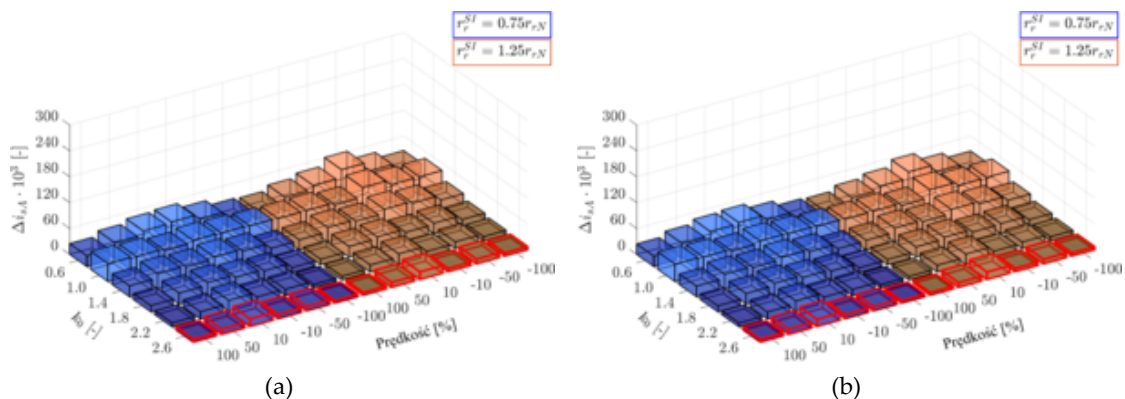
Zgodnie z powyższym scenariuszem badań, w pierwszej kolejności zbadano wpływ wybranych parametrów SI na jakość estymacji prądów fazowych, gdy dostępne są oba CS. Jest to szczególnie istotne, w przypadku stosowania układów do detekcji (Adamczyk i Orłowska-Kowalska, 2021a) czy klasyfikacji uszkodzeń CS (Skowron et al., 2022a, 2022b). W pierwszej kolejności zbadano wpływ rezystancji wirnika, rezystancji stojana oraz indukcyjności głównej, na wartość RMSE (6.1), dla różnych punktów pracy. Wyniki dla RMSE w fazie A dla 75% wartości znamionowego momentu przestawiono na rysunku 6.1, natomiast dla 25% momentu znamionowego – na rysunku 6.2. W przypadku, gdy wartość odpowiedniego parametru w modelu SI wynosiła 75% wartości znamionowej, zaznaczono to kolorem niebieskim, natomiast dla 125% kolorem pomarańczowym. Dodatkowo, dla danej wartości procentowej parametru wykorzystano gradację koloru w zależności od wartości RMSE. Dla każdej z prędkości kolorem czerwonym zaznaczono najlepszą jakość estymacji prądu.

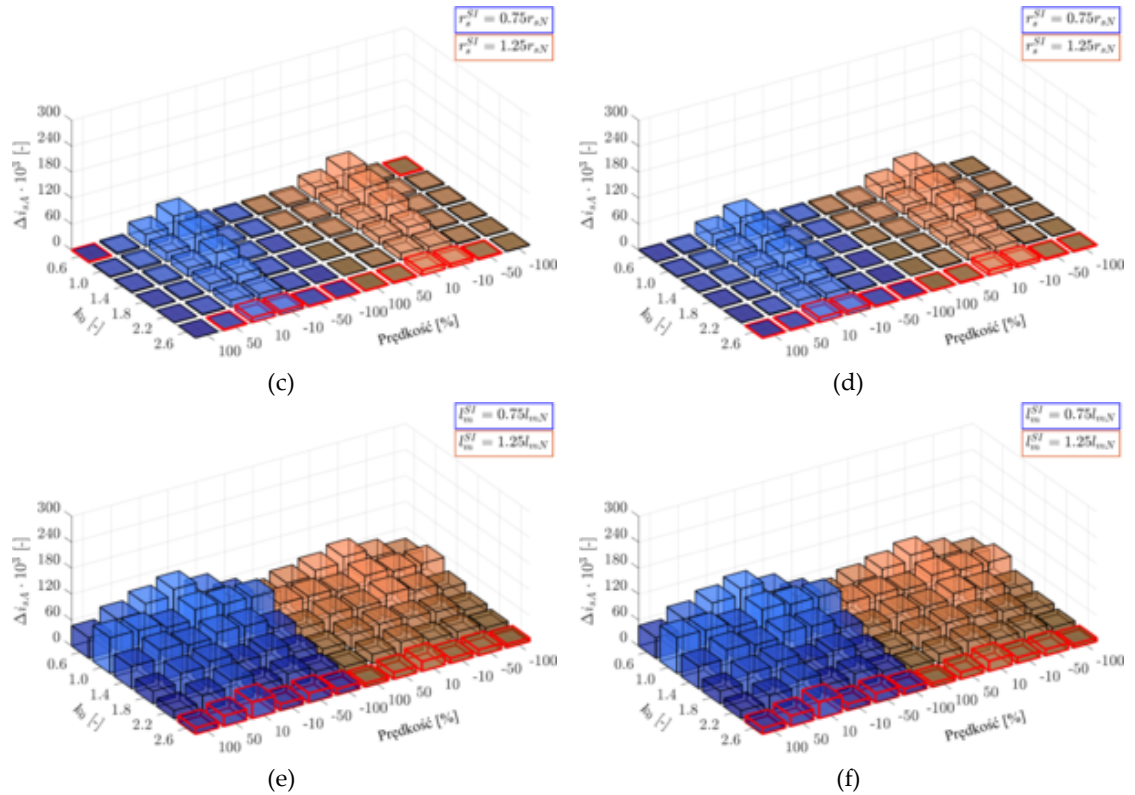




Rys. 6.1. Jakość estymacji prądu w fazie A : $r_r^{SI} \neq r_{rN}$ (a,b), $r_s^{SI} \neq r_{sN}$ (c,d), $l_m^{SI} \neq l_{mN}$ (e,f), w strukturze: DFOC (a,c,e), DTC-SVM (b,d,f), przy $t_{Lref} = 0,75t_{LN}$; oba CS wykorzystywane są w estymatorze.

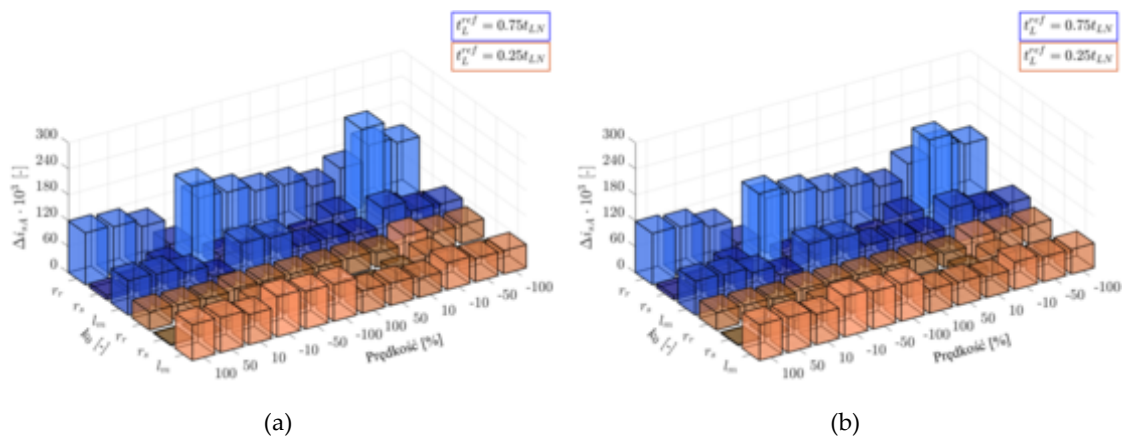
Na rysunku 6.1 można zauważyć, że za każdym razem najniższą wartość RMSE uzyskiwano dla $k_0 = 2,6$. Dla 25% znamionowego obciążenia (Rys. 6.2) dla $k_0 = 2,6$ najniższą wartość otrzymano w 142 na 144 przypadków. W związku z tym na rysunku 6.3 zestawiono wartości RMSE prądu stojana w fazie A , dla rozwiązań przedstawianych w bieżącej literaturze (tożsamy z MLO przy $k_0 = 1$) oraz porównano je z wartościami RMSE uzyskanymi, przy $k_0 = 2,6$. Wartości procentowej poprawy, obliczonej zgodnie z (6.2) przedstawiono w tabeli 6.1 dla struktury DFOC oraz w tabeli 6.2 dla struktury DTC-SVM.

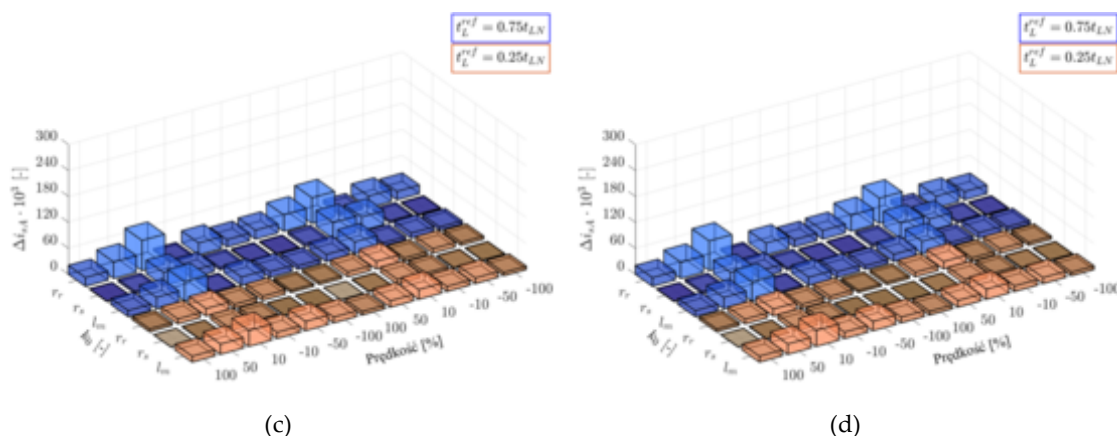




Rys. 6.2. Jakość estymacji prądu w fazie A: $r_s^{SI} \neq r_{sN}$ (a,b), $r_s^{SI} \neq r_{sN}$ (c,d), $l_m^{SI} \neq l_{mN}$ (e,f), w strukturze: DFOC (a,c,e), DTC-SVM (b,d,f), przy $t_L^{ref} = 0,25t_{LN}$; oba CS wykorzystywane są w estymatorze.

Dla przedstawionych poniżej tabeli 6.1 oraz 6.2 zastosowano gradient koloru niebieskiego dla poprawy odporności na zmiany parametrów SI rozwiązania MLO względem OLO, dla poszczególnych zakresów: [0%, 40%), [40%, 60%), [60%, 80%), [80%, 100%), natomiast kolorem czerwonym zaznaczono wyniki, dla których MLO dawało gorsze wyniki, niż OLO. Dla każdego k_0 wyznaczono średnią poprawę w całym zakresie pracy, wykorzystując w równaniu (6.2) średnią wartość RMSE dla OLO i MLO.





Rys. 6.3. Jakość estymacji prądu stojana w fazie A: OLO (a,b), MLO (c,d) w strukturze: DFOC (a,c), DTC-SVM (b,d); oba CSP wykorzystywane są w estymatorze.

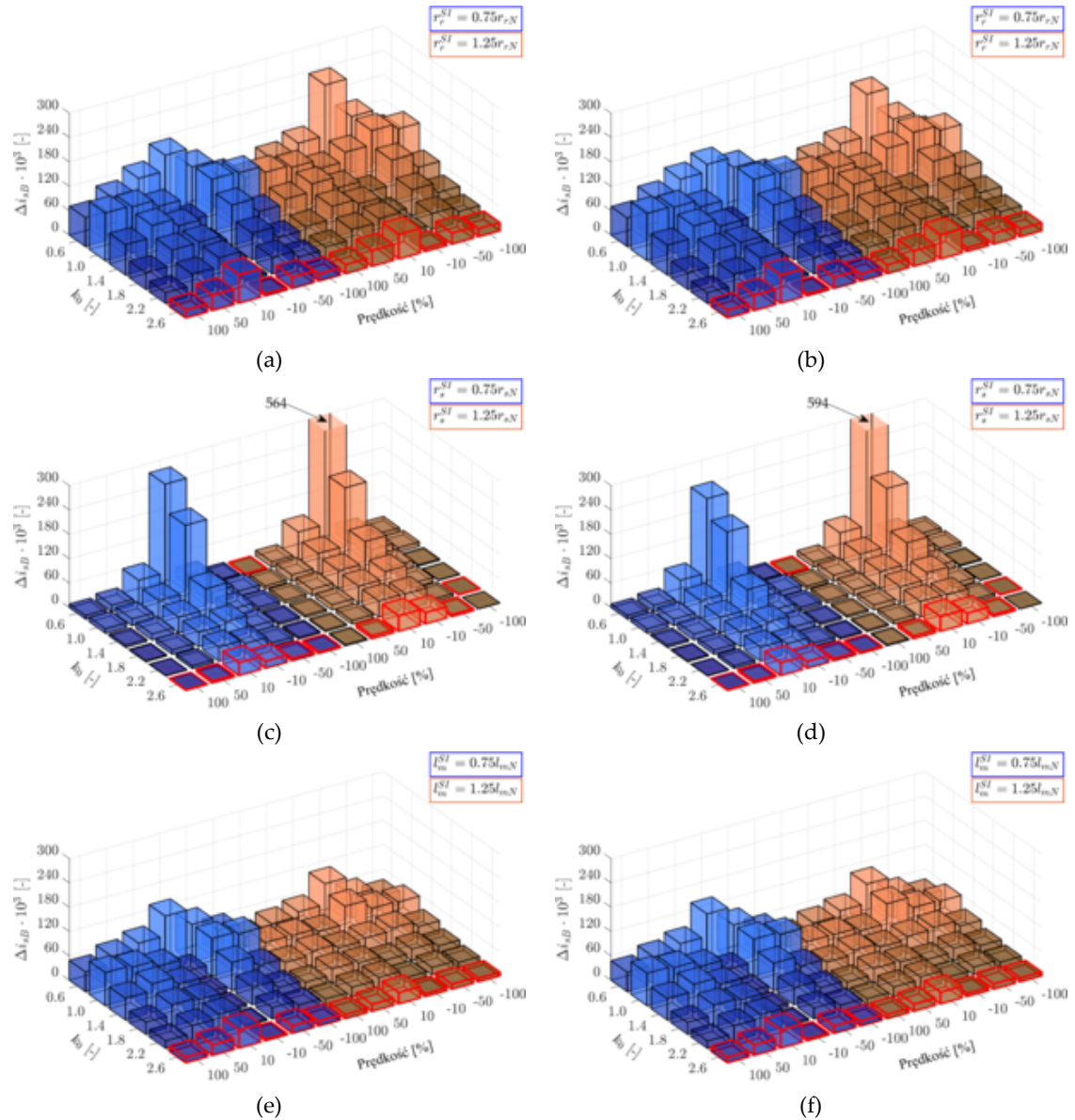
Tab. 6.1. Procentowa poprawa jakości estymacji prądu w fazie A za pomocą MLO w porównaniu do OLO przy zmianach parametrów SI; struktura DFOC

x^{SI}/x_N	0,75						1,25						Średnia
Prędkość [%]	100	50	10	-10	-50	-100	100	50	10	-10	-50	-100	
$0,75t_{LN}$ $x = r_r$	82,9	66,9	28,5	88,4	78,3	85,9	80,5	62,9	25,9	91,8	80,9	84,6	72,6
$x = r_s$	86,1	67,7	29,0	91,9	79,8	81,1	76,7	61,9	26,2	86,2	78,5	77,7	77,6
$x = l_m$	82,1	65,0	27,1	89,3	79,4	84,8	81,8	64,5	28,2	91,1	79,9	86,1	73,5
$0,25t_{LN}$ $x = r_r$	83,5	70,9	51,1	77,5	75,3	85,7	83,0	69,8	46,6	86,2	75,2	83,1	75,0
$x = r_s$	72,0	69,8	50,3	82,5	79,6	80,5	86,9	70,3	45,3	82,0	69,2	64,0	71,8
$x = l_m$	83,2	70,4	46,6	84,2	75,1	84,0	84,0	70,6	49,0	80,9	75,6	85,4	75,0

Tab. 6.2. Procentowa poprawa jakości estymacji prądu w fazie A za pomocą MLO w porównaniu do OLO przy zmianach parametrów SI; struktura DTC-SVM

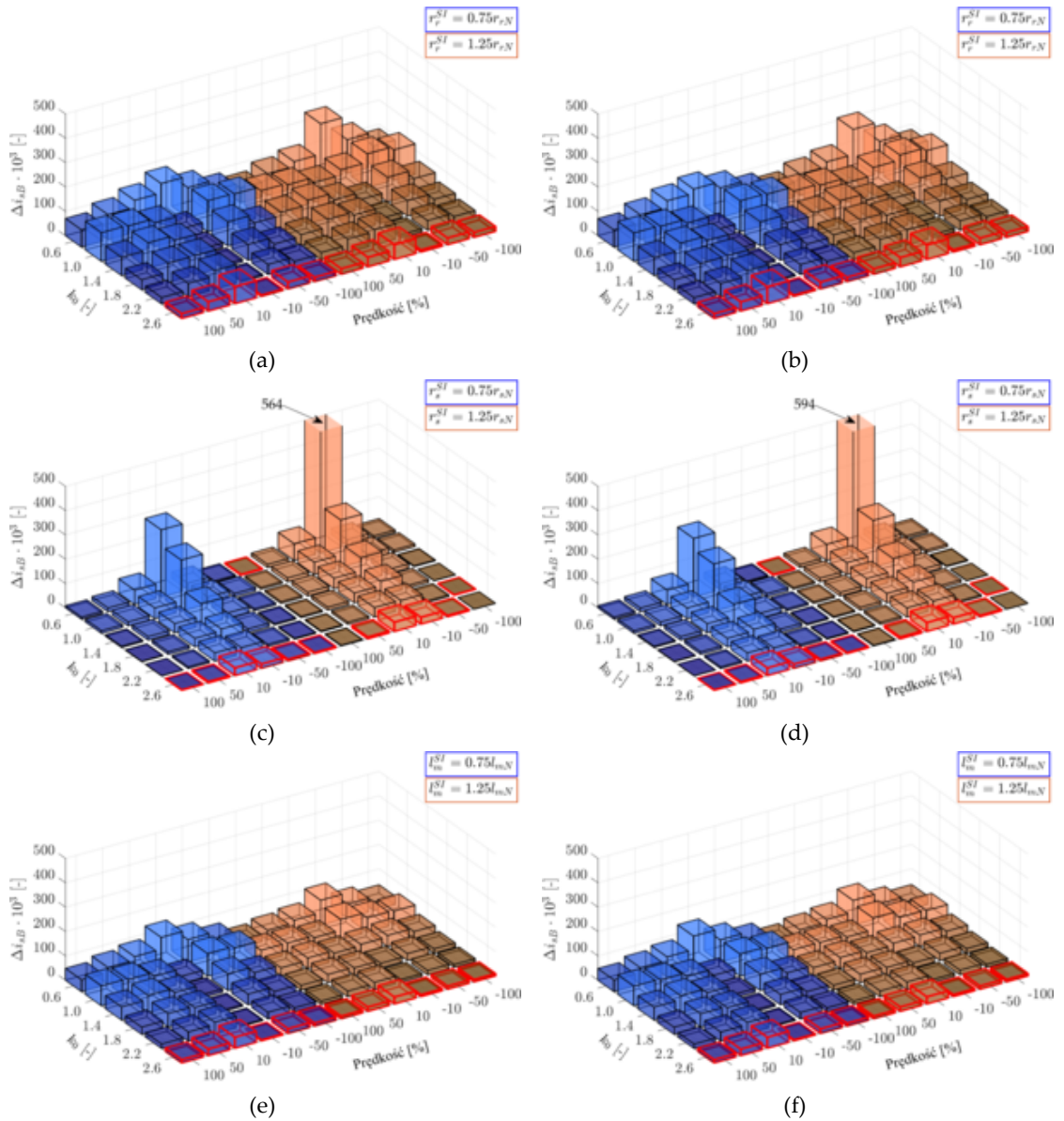
x^{SI}/x_N	0,75						1,25						Średnia
Prędkość [%]	100	50	10	-10	-50	-100	100	50	10	-10	-50	-100	
$0,75t_{LN}$ $x = r_r$	82,9	67,1	28,7	88,0	78,3	85,8	80,7	63,2	27,1	92,2	80,2	84,5	72,9
$x = r_s$	85,7	67,9	28,8	91,3	79,6	80,9	77,1	62,5	27,2	86,7	78,0	77,0	77,0
$x = l_m$	82,2	64,8	27,0	89,9	79,6	84,8	82,0	65,3	27,9	90,3	79,3	86,0	73,6
$0,25t_{LN}$ $x = r_r$	83,4	70,9	52,0	77,1	75,2	85,8	83,1	69,9	45,5	84,3	75,0	83,0	74,7
$x = r_s$	69,2	69,6	51,4	79,9	78,7	79,2	85,4	70,5	48,8	80,2	68,7	64,4	70,5
$x = l_m$	83,2	70,3	47,0	83,8	75,1	84,0	84,1	70,9	50,1	79,5	75,6	85,3	74,9

Zgodnie z rysunkiem 6.3 widać, że największy wpływ na jakość estymacji prądu dla dużego obciążenia przy stosowaniu OLO ma rezystancja wirnika, natomiast dla małego indukcyjność główna. Ponadto, w zakresie małych prędkości oraz 75% obciążenia uwidacznia się duży wpływ rezystancji stojana na jakość estymacji prądu stojana w fazie A. Analiza wyników przedstawionych w tabelach 6.1 oraz 6.2 pozwala stwierdzić, że poprawa estymacji prądu jest zbliżona dla obu struktur sterowania, a najmniejszą poprawę odporności na zmiany parametrów SI przy zastosowaniu MLO uzyskiwano w zakresie pracy silnikowej, dla małej prędkości oraz 75% wartości obciążenia znamionowego. Średnia wartość poprawy wahała się w okolicach 70% – 78%, natomiast dla niektórych punktów pracy przekraczała 90%.

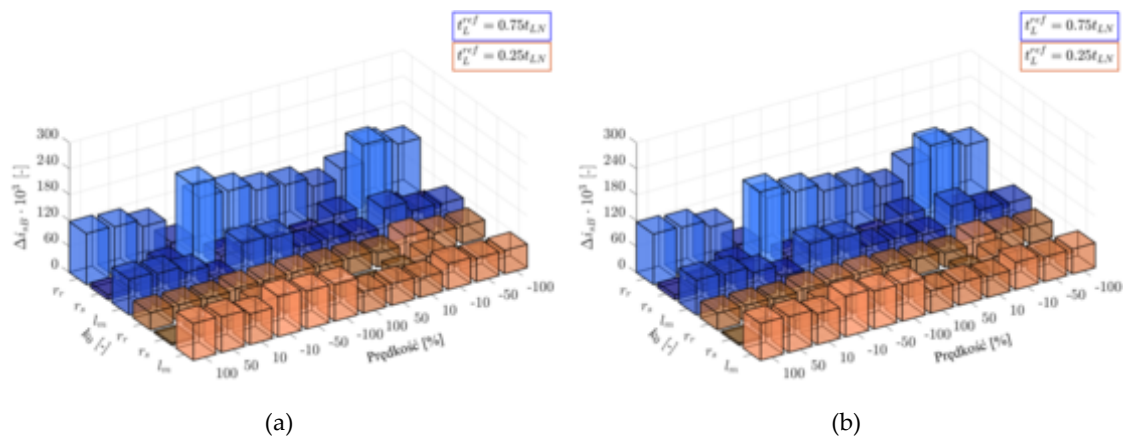


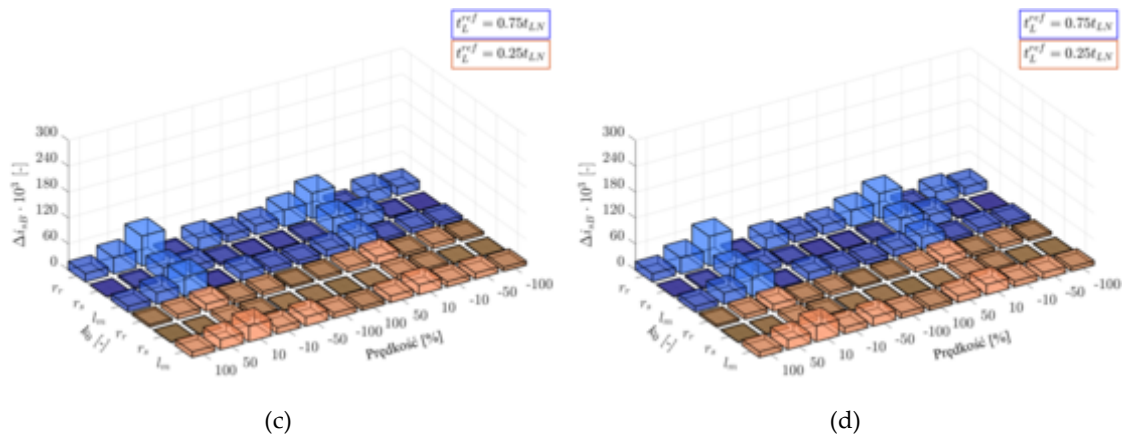
Rys. 6.4. Jakość estymacji prądu w fazie B: $r_r^{SI} \neq r_r^N$ (a,b), $r_s^{SI} \neq r_s^N$ (c,d), $l_m^{SI} \neq l_m^N$ (e,f), w strukturze: DFOC (a,c,e), DTC-SVM (b,d,f), przy $t_L^{ref} = 0,75t_{LN}$; oba CS wykorzystywane są w estymatorze.

Następnym krokiem było zbadanie wpływu parametrów na jakość estymacji prądu w fazie B. Wyniki dla 75% obciążenia przedstawiono na rysunku 6.4, a dla 25% na rysunku 6.5. Jak można zauważyć, dla większych obciążeń najlepsze wyniki uzyskiwano najczęściej dla $k_0 = 2,6$ (136 na 144 przypadków). W pozostałych sytuacjach RMSE było bardzo zbliżone dla OLO oraz MLO. Analizowane parametry SI wpływają podobnie na jakość estymacji prądu w fazie A i B. Dla wybranego $k_0 = 2,6$ zestawiono wykresy porównawcze dla OLO oraz MLO (Rys. 6.6), natomiast w tabelach 6.3 i 6.4 przedstawiono procentową poprawę odporności MLO na zmiany parametrów SI.



Rys. 6.5. Jakość estymacji prądu w fazie B: $r_r^{SI} \neq r_{rN}$ (a,b), $r_s^{SI} \neq r_{sN}$ (c,d), $l_m^{SI} \neq l_{mN}$ (e,f), w strukturze: DFOC (a,c,e), DTC-SVM (b,d,f), przy $t_{Lref} = 0,25t_{LN}$; oba CS wykorzystywane są w estymatorze.





Rys. 6.6. Jakość estymacji prądu stojana w fazie B: OLO (a,b), MLO (c,d) w strukturze: DFOC (a,c), DTC-SVM (b,d); oba CS wykorzystywane są w estymatorze.

Tab. 6.3. Procentowa poprawa jakości estymacji prądu w fazie B za pomocą MLO w porównaniu do OLO przy zmianach parametrów SI; struktura DFOC

x^{SI}/x_N	0,75						1,25						Średnia		
Prędkość [%]	100	50	10	-10	-50	-100	100	50	10	-10	-50	-100			
0,75I _{LN}	$x = r_r$	83,7	67,1	28,8	89,1	78,3	86,3	79,6	62,3	25,9	91,8	80,5	84,1	72,6	
	$x = r_s$	92,1	71,6	28,6	92,0	78,5	74,1	52,6	57,3	25,4	85,8	80,7	91,9		
	$x = I_m$	83,9	65,9	27,2	89,5	79,9	86,3	78,3	62,8	26,3	91,1	79,2	83,8		
0,25I _{LN}	$x = r_r$	85,7	71,7	52,9	77,5	76,1	86,9	80,6	69,1	44,9	85,6	74,5	81,5	74,9	
	$x = r_s$	76,0	76,2	50,1	81,5	74,8	66,0	0,2	62,3	46,5	80,8	73,5	7,2		69,5
	$x = I_m$	84,7	71,1	48,3	84,1	75,9	85,6	81,3	69,3	48,9	79,6	74,9	82,9		

Tab. 6.4. Procentowa poprawa jakości estymacji prądu w fazie B za pomocą MLO w porównaniu do OLO przy zmianach parametrów SI; struktura DTC-SVM

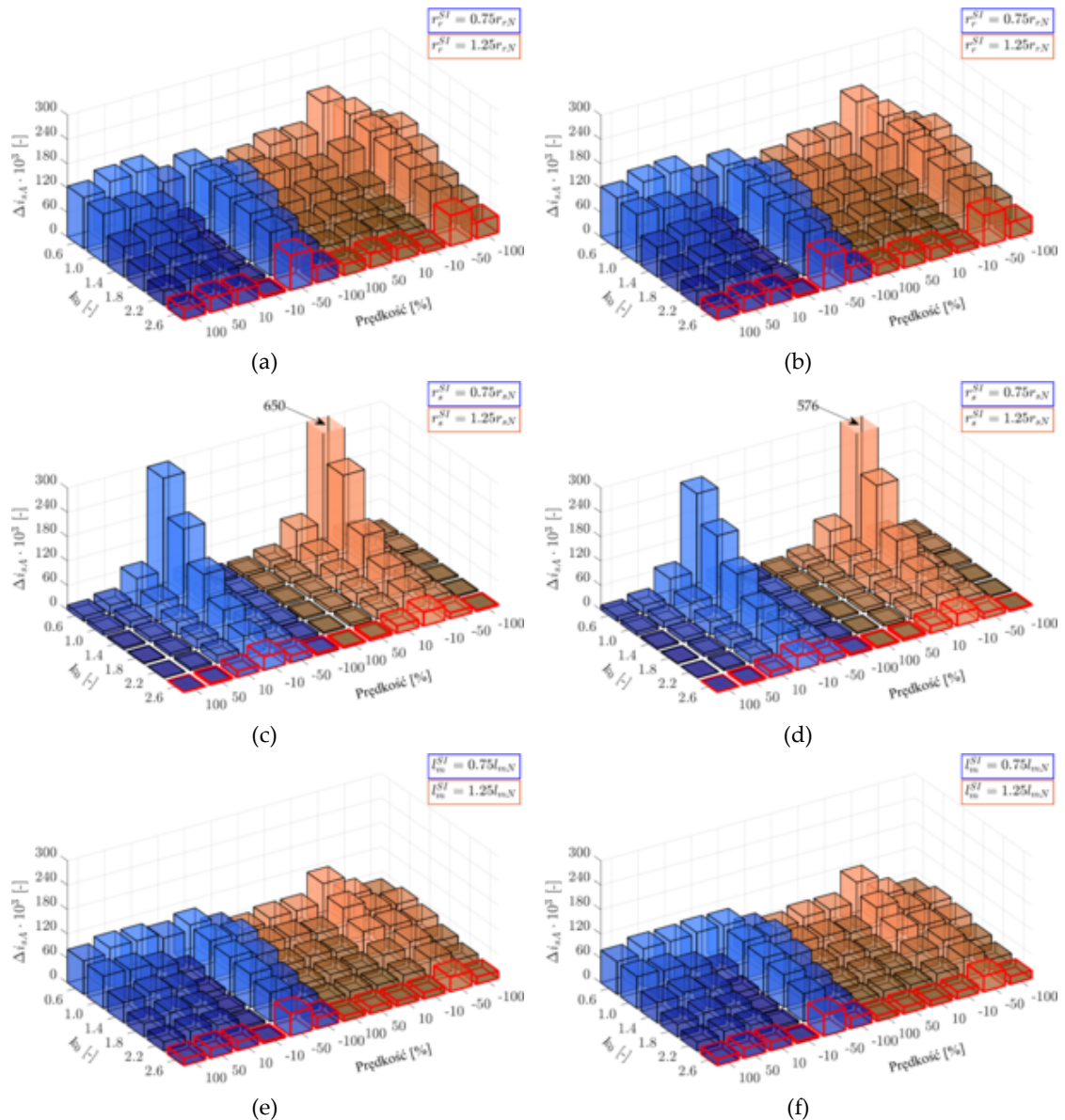
x^{SI}/x_N	0,75						1,25						Średnia		
Prędkość [%]	100	50	10	-10	-50	-100	100	50	10	-10	-50	-100			
0,75I _{LN}	$x = r_r$	83,7	67,2	28,7	88,4	78,4	86,3	79,7	62,7	26,0	91,8	80,2	84,0	72,7	
	$x = r_s$	91,4	71,8	29,1	91,6	77,7	73,5	50,8	57,4	26,0	86,5	80,4	91,0		76,8
	$x = I_m$	83,8	65,7	26,8	89,4	80,1	86,3	78,7	63,7	28,3	91,2	78,7	83,7		
0,25I _{LN}	$x = r_r$	85,8	71,9	53,1	77,0	76,1	87,0	80,5	69,3	47,3	84,1	74,2	81,1	74,8	
	$x = r_s$	75,1	75,8	51,3	81,2	73,9	65,5	9,3	62,4	48,0	80,5	71,0	1,0		69,2
	$x = I_m$	84,7	71,2	47,8	83,9	75,7	85,6	81,3	69,6	50,9	79,0	74,4	82,8		

Powyższe tabele 6.3 i 6.4 pokazują, że estymacja prądu w fazie B wykazuje się zbliżoną poprawą dla obu struktur sterowania, a jej średnia wartość wynosi najczęściej około 70% – 77%. Jedynie w przypadku większej wartości rezystancji stojana w modelu SI, podczas znamionowej prędkości poprawa nie przekracza 10%. Jednakże dla całego zakresu punktów pracy udało się ograniczyć wpływ tego parametru o prawie 70%. Dodatkowo, również zauważyć można, że dla niektórych punktów pracy wartość poprawy przekracza 90% (szczególnie w zakresie małych wartości prędkości i trybu pracy generatorowej). Powyższa analiza pozwala stwierdzić, że jakość estymacji prądu w fazie A i B jest zbliżona, gdy dostępne są oba CS, a najlepsze wyniki uzyskiwano

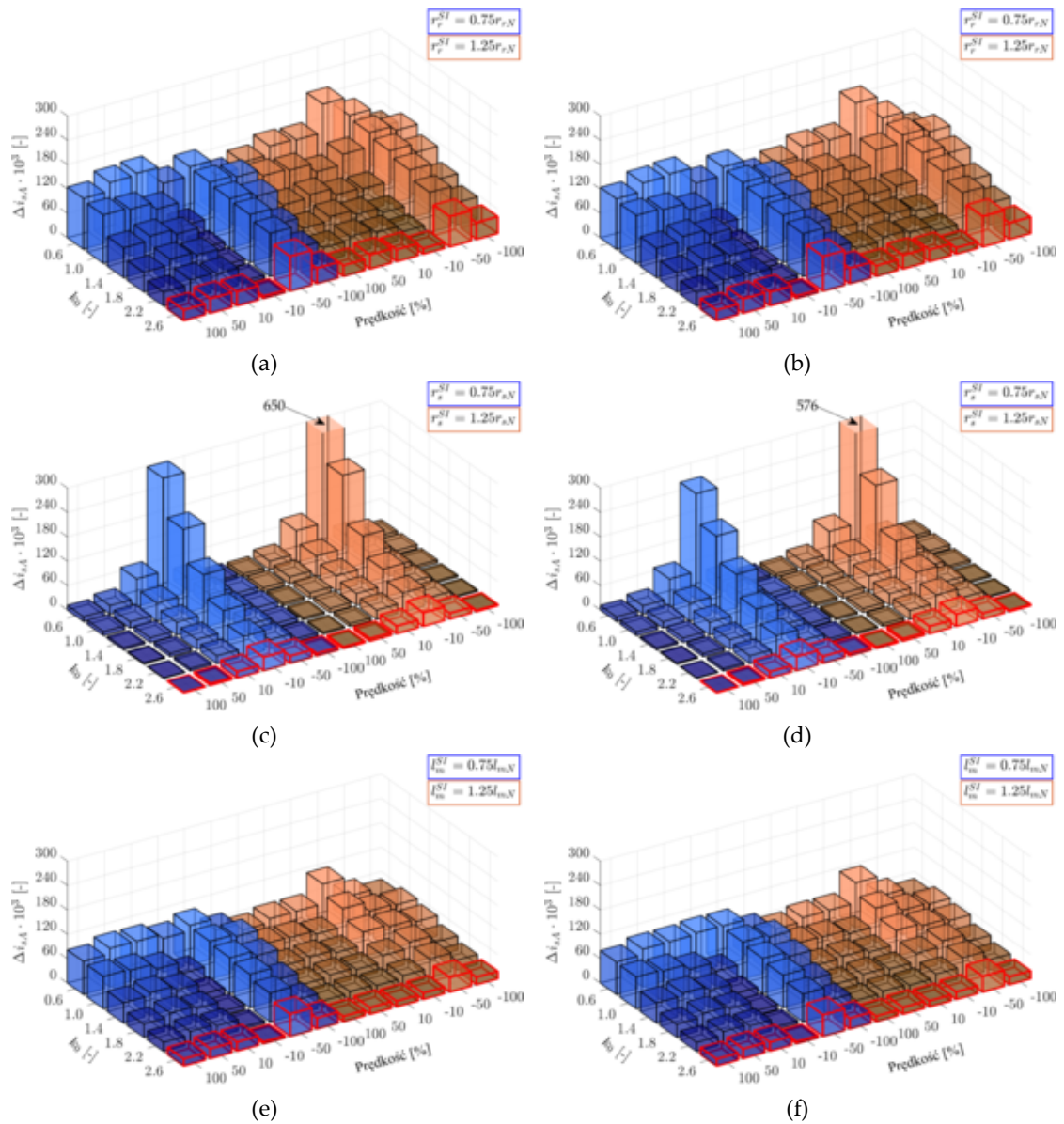
w przeważającej większości dla $k_0 = 2,6$. W związku z tym wartość ta jest rekomendowana, gdy oba CS są nieszkodzone.

6.1.2 Wpływ parametrów na strukturę z czujnikiem prądu tylko w fazie A

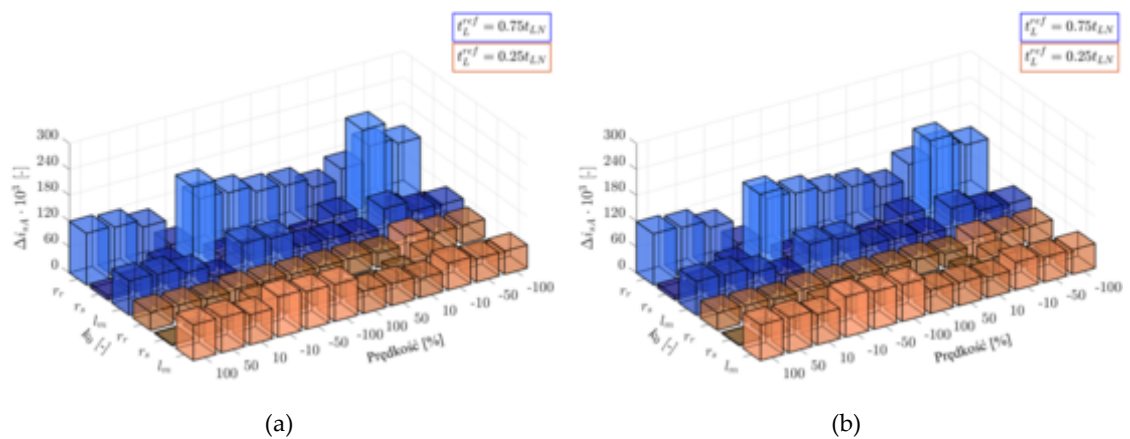
Kolejnym etapem badań było sprawdzenie jakości estymacji prądu stojana w przypadku, gdy w MLO wykorzystywany był jedynie CS w fazie A. Taka sytuacja może wystąpić, gdy CS w fazie B się uszkodzi. Na rysunkach 6.7 oraz 6.8 przedstawiono wartości RMSE prądu stojana w fazie A dla kolejno 75% oraz 25% znamionowego obciążenia.

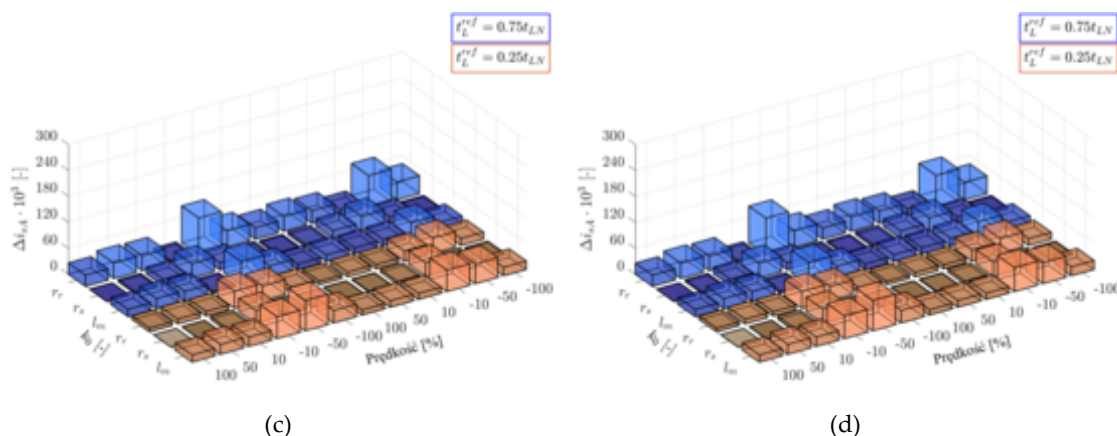


Rys. 6.7. Jakość estymacji prądu w fazie A: $r_r^{SI} \neq r_{rN}$ (a,b), $r_s^{SI} \neq r_{sN}$ (c,d), $I_m^{SI} \neq I_{mN}$ (e,f), w strukturze: DFOC (a,c,e), DTC-SVM (b,d,f), przy $t_L^{ref} = 0,75t_{LN}$; tylko CS w fazie A jest wykorzystywany w estymatorze.



Rys. 6.8. Jakość estymacji prądu w fazie A: $r_r^{SI} \neq r_{rN}$ (a,b), $r_s^{SI} \neq r_{sN}$ (c,d), $l_m^{SI} \neq l_{mN}$ (e,f), w strukturze: DFOC (a,c,e), DTC-SVM (b,d,f), przy $t_L^{ref} = 0,25t_{LN}$; tylko CS w fazie A jest wykorzystywany w estymatorze.





Rys. 6.9. Jakość estymacji prądu stojana w fazie A: OLO (a,b), MLO (c,d) w strukturze: DFOC (a,c), DTC-SVM (b,d); tylko CS w fazie A jest wykorzystywany w estymatorze.

Tab. 6.5. Procentowa poprawa jakości estymacji prądu w fazie A za pomocą MLO w porównaniu do OLO przy zmianach parametrów SI; struktura DFOC

x^{SI}/x_N	0,75						1,25						Średnia	
Prędkość [%]	100	50	10	-10	-50	-100	100	50	10	-10	-50	-100		
$x = r_r$	78,1	69,0	64,7	85,6	32,9	68,9	75,0	66,5	63,4	86,7	47,0	67,7	65,3	
$0,75t_{LN}$ $x = r_s$	93,0	72,1	65,0	84,3	39,5	55,5	58,5	63,5	63,3	85,5	39,7	70,0		76,4
$x = l_m$	78,6	68,5	64,0	85,9	41,0	69,2	74,2	66,6	64,4	81,4	39,5	67,4		
$x = r_r$	78,8	71,3	69,4	4,0	17,1	66,9	77,6	70,6	68,8	57,2	18,9	62,4	54,5	
$0,25t_{LN}$ $x = r_s$	83,3	77,9	69,8	32,1	16,5	32,9	64,3	65,9	68,3	28,9	10,8	40,7		43,4
$x = l_m$	79,6	71,5	68,6	45,6	18,7	65,9	77,1	70,6	69,2	20,1	16,6	63,3		

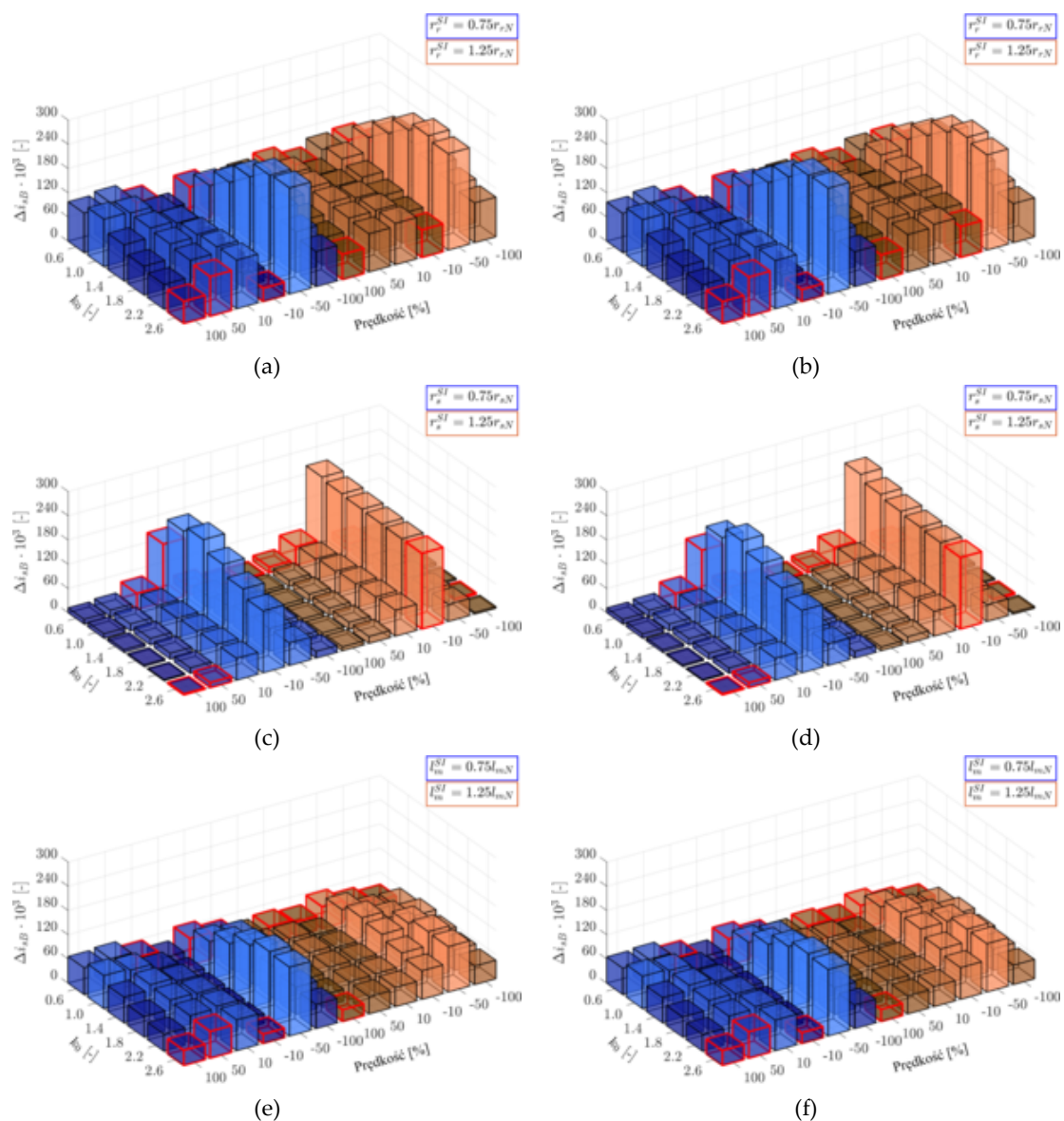
Tab. 6.6. Procentowa poprawa jakości estymacji prądu w fazie A za pomocą MLO w porównaniu do OLO przy zmianach parametrów SI; struktura DTC-SVM

x^{SI}/x_N	0,75						1,25						Średnia	
Prędkość [%]	100	50	10	-10	-50	-100	100	50	10	-10	-50	-100		
$x = r_r$	78,2	69,2	64,9	85,3	32,9	68,8	75,2	66,8	63,9	86,8	44,4	67,4	65,4	
$0,75t_{LN}$ $x = r_s$	93,0	72,2	64,9	82,2	38,3	54,6	58,4	63,7	63,7	85,5	38,7	68,6		75,3
$x = l_m$	78,6	68,3	64,0	86,7	42,3	69,3	74,5	66,9	64,3	78,4	36,6	66,8		
$x = r_r$	78,8	71,4	70,1	2,9	16,5	66,9	77,7	70,7	68,0	46,3	17,8	62,2	53,1	
$0,25t_{LN}$ $x = r_s$	78,3	77,7	69,8	18,8	16,4	30,3	64,7	66,1	67,7	18,9	9,7	39,7		38,1
$x = l_m$	79,6	71,5	69,0	43,5	18,5	65,9	77,3	70,8	69,4	13,0	16,0	63,1		

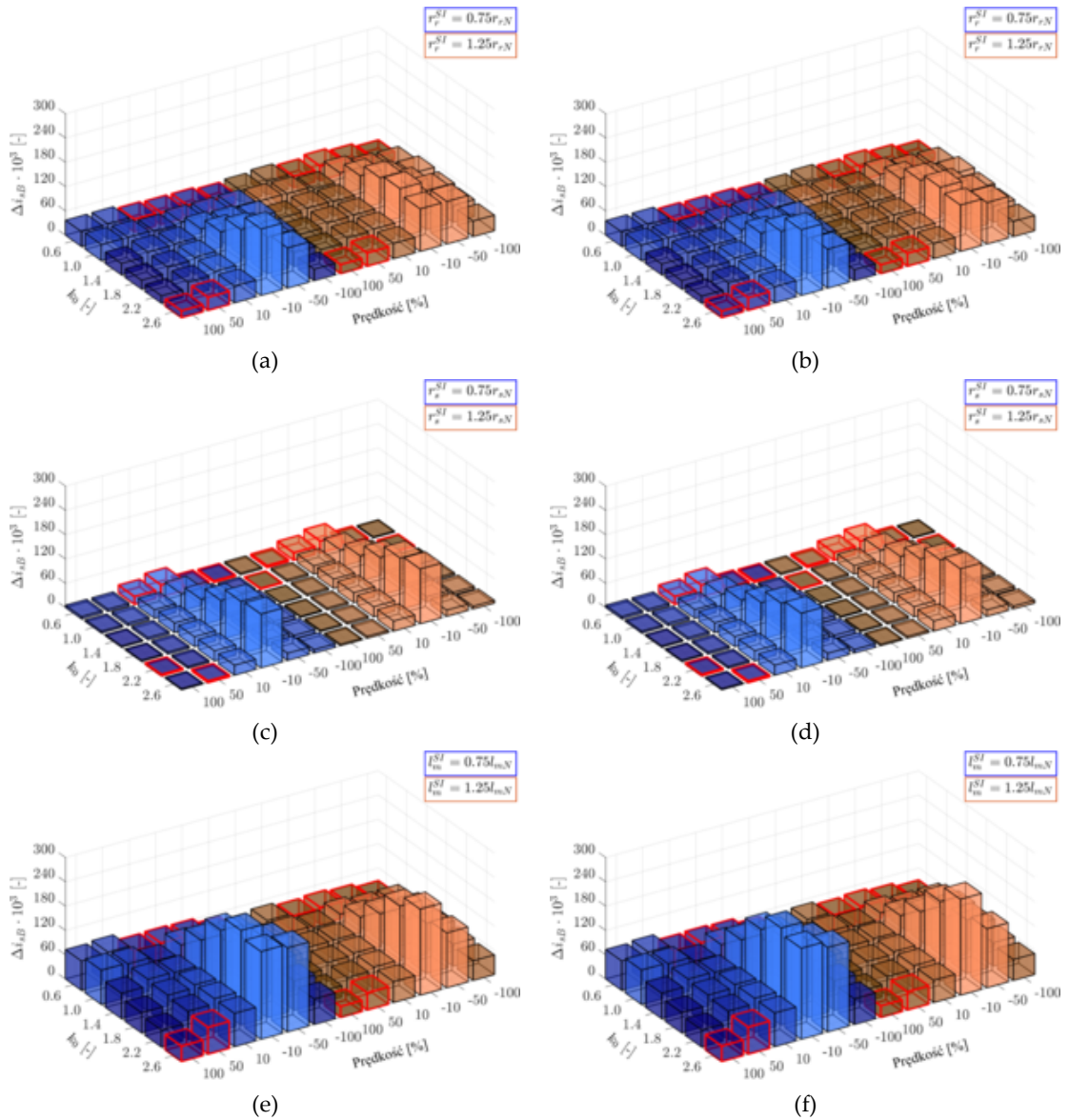
W przypadku estymacji prądu stojana w fazie A, gdy dostępny jest tylko CS w tej fazie, można zauważyć nieco niższą średnią wartość poprawy, niż miało to miejsce przy dwóch dostępnych CS w estymatorze. W takiej sytuacji znaczącą poprawę jakości odtwarzania prądu przez MLO można zauważyć w zakresie pracy silnikowej, natomiast nieco mniejszą w zakresie pracy generatorowej. Średnia wartość poprawy w przypadku obciążenia wynoszącego 75% wartości znamionowej wahała się w przedziale 65% – 76%, natomiast dla 25% obciążenia poprawa ta wynosiła od 38% do 55%. Należy jednak podkreślić, że w niektórych punktach pracy poprawa odporności była większa niż 90%. Pozwala to sformułować wniosek, że w przypadku dostępnego CS jedynie w fazie A, dobrym rozwiązaniem jest stosowanie wartości $k_0 = 2,6$, gdy MLO wykorzystywany jest

do detekcji bądź klasyfikacji uszkodzenia. Na rysunku 6.9 przedstawiono porównanie wyników otrzymanych przy wykorzystaniu MLO oraz OLO.

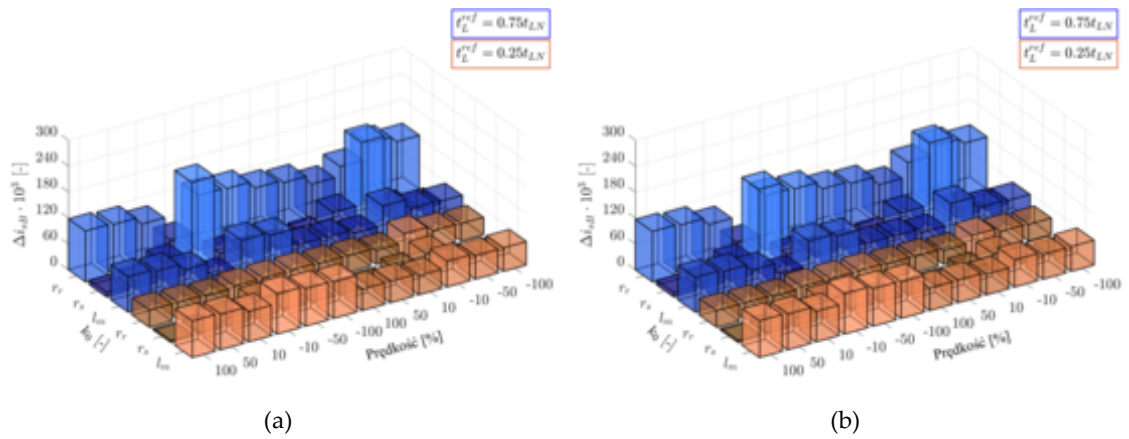
Następnym etapem badań było sprawdzenie jakości estymacji prądu w fazie *B*. Jest to istotne z punktu sterowania CS-FTC, gdyż pozwala to na zbadanie jakości kompensacji brakującego prądu (prądy skorygowane obliczane były zgodnie z zależnością (5.44)). W związku z tym należy zadbać o wysoką jakość estymacji brakującego sygnału. Wyniki dla 75% obciążenia przedstawiono na rysunku 6.10, natomiast dla 25% - na rysunku 6.11.

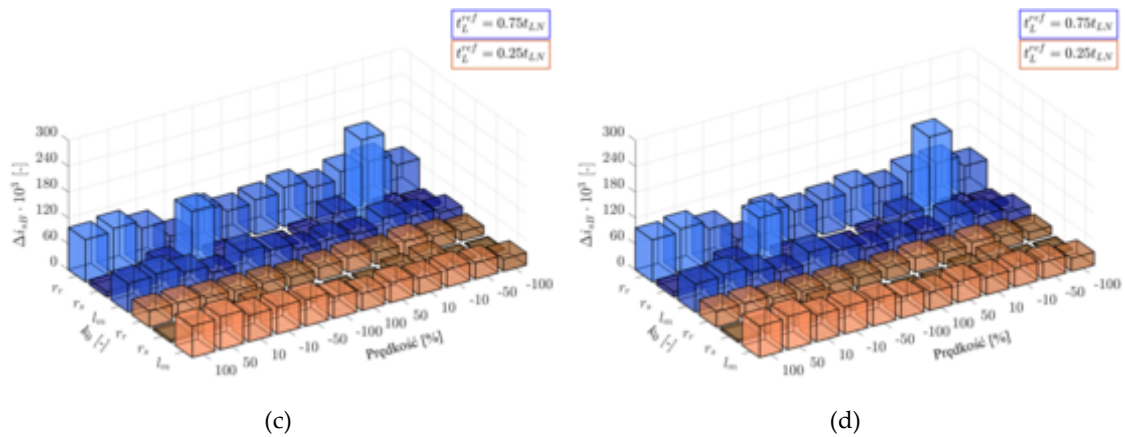


Rys. 6.10. Jakość estymacji prądu w fazie *B*: $r_r^{SI} \neq r_{rN}$ (a,b), $r_s^{SI} \neq r_{sN}$ (c,d), $l_m^{SI} \neq l_{mN}$ (e,f), w strukturze: DFOC (a,c,e), DTC-SVM (b,d,f), przy $t_{Lref} = 0,75t_{LN}$; tylko CS w fazie *A* jest wykorzystywany w estymatorze.



Rys. 6.11. Jakość estymacji prądu w fazie B: $r_r^{SI} \neq r_{rN}$ (a,b), $r_s^{SI} \neq r_{sN}$ (c,d), $l_m^{SI} \neq l_{mN}$ (e,f), w strukturze: DFOC (a,c,e), DTC-SVM (b,d,f), przy $t_L^{ref} = 0,25t_{LN}$; tylko CS w fazie A jest wykorzystywany w estymatorze.





Rys. 6.12. Jakość estymacji prądu stojana w fazie B: OLO (a,b), MLO (c,d) w strukturze: DFOC (a,c), DTC-SVM (b,d); tylko CS w fazie A jest wykorzystywany w estymatorze.

Jak można zauważyć na rysunkach 6.10 i 6.11, najczęściej najniższą wartość RMSE uzyskiwano dla $k_0 = 0,6$. W przypadku 75% obciążenia znamionowego było to 46 na 72 przypadki, a dla 25% obciążenia – 48 na 72 przypadki, co daje łącznie 94 na 144 przypadki, czyli ponad 65%. W związku z tym dla tej wartości k_0 zbadano procentową poprawę odporności MLO na zmiany parametrów modelu matematycznego SI (Tab. 6.7 i 6.8). Porównanie wyników otrzymanych przy wykorzystaniu MLO oraz OLO przedstawiono na rysunku 6.12.

Tab. 6.7. Procentowa poprawa jakości estymacji prądu w fazie B za pomocą MLO w porównaniu do OLO przy zmianach parametrów SI; struktura DFOC

x^{SI}/x_N	0,75						1,25						Średnia	
	Prędkość [%]	100	50	10	-10	-50	-100	100	50	10	-10	-50		-100
0,75 t_{LN}	$x = r_r$	16,9	8,3	10,4	-18,4	29,7	41,7	25,8	11,1	9,9	11,6	30,0	43,2	21,6
	$x = r_s$	-7,3	4,9	10,5	32,1	32,5	61,5	61,9	14,6	9,8	-3,2	27,0	15,0	16,5
	$x = l_m$	19,0	9,2	10,0	-18,1	29,1	39,6	25,1	10,6	10,0	34,0	31,0	46,2	23,4
0,25 t_{LN}	$x = r_r$	7,9	5,4	14,5	28,9	29,4	40,8	24,8	9,8	12,9	34,6	31,4	48,4	24,8
	$x = r_s$	-20,8	4,9	12,8	31,7	33,2	38,4	-216,0	4,2	13,1	31,5	24,4	-106,6	20,3
	$x = l_m$	14,4	7,0	13,8	33,0	29,9	42,4	19,5	8,1	13,9	30,6	31,3	47,6	24,7

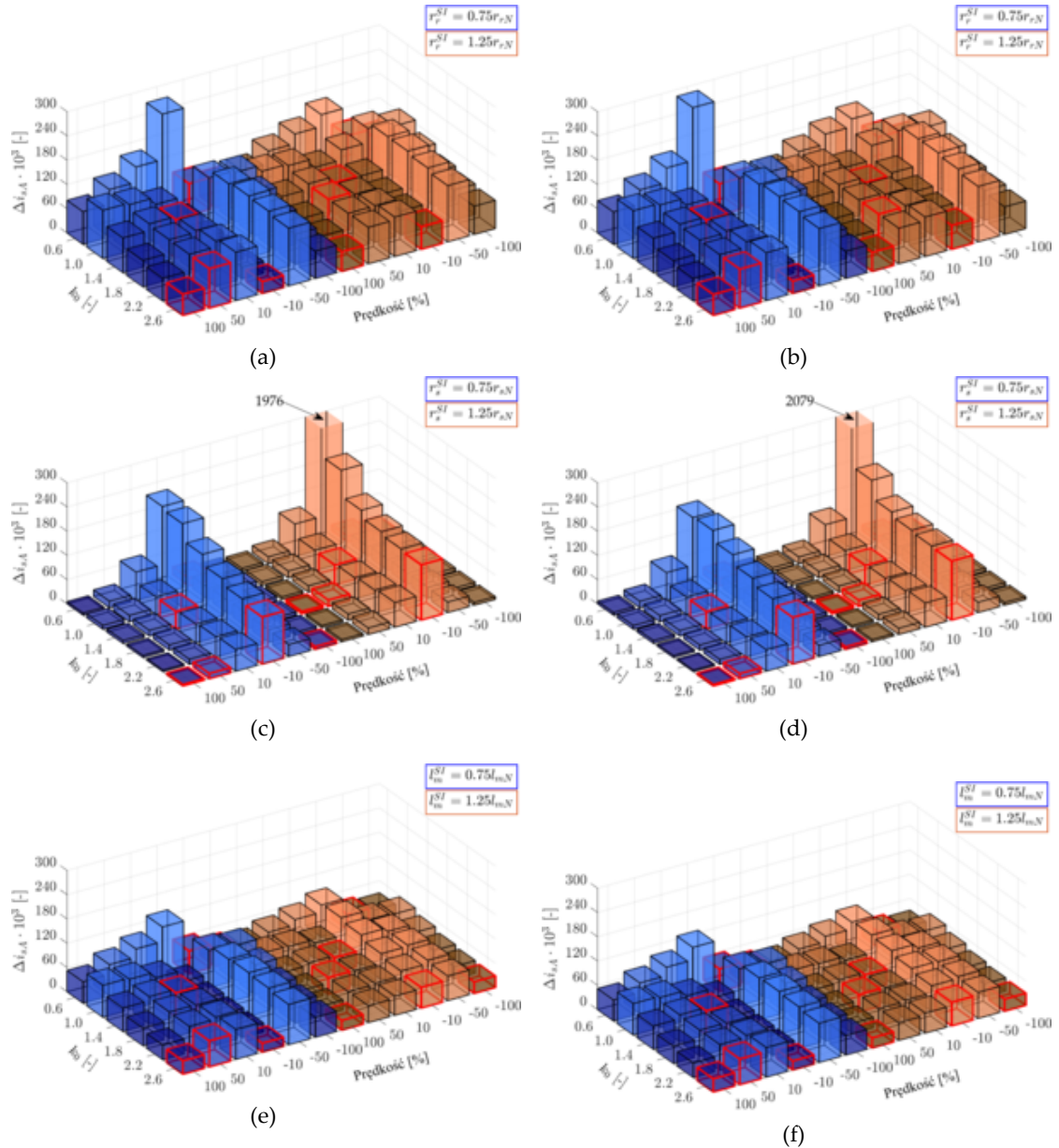
Tab. 6.8. Procentowa poprawa jakości estymacji prądu w fazie B za pomocą MLO w porównaniu do OLO przy zmianach parametrów SI; struktura DTC-SVM

x^{SI}/x_N	0,75						1,25						Średnia	
	Prędkość [%]	100	50	10	-10	-50	-100	100	50	10	-10	-50		-100
0,75 t_{LN}	$x = r_r$	16,7	8,1	10,7	-20,6	29,9	41,6	25,5	11,1	9,8	19,6	30,2	43,5	22,3
	$x = r_s$	-7,6	5,1	10,6	34,0	32,8	62,1	60,6	14,5	9,7	-7,6	26,8	13,7	15,2
	$x = l_m$	18,9	9,4	9,9	-11,1	29,1	39,3	24,7	10,4	10,3	35,8	31,0	46,4	23,7
0,25 t_{LN}	$x = r_r$	7,1	5,2	14,9	28,6	29,4	40,8	25,1	10,1	13,4	33,2	31,6	48,8	24,6
	$x = r_s$	-20,5	5,4	13,2	30,8	32,6	35,5	-203,5	2,6	12,7	30,8	25,1	-105,5	19,5
	$x = l_m$	14,5	7,1	13,9	32,8	29,7	42,3	19,0	7,9	14,3	29,9	31,4	47,7	24,7

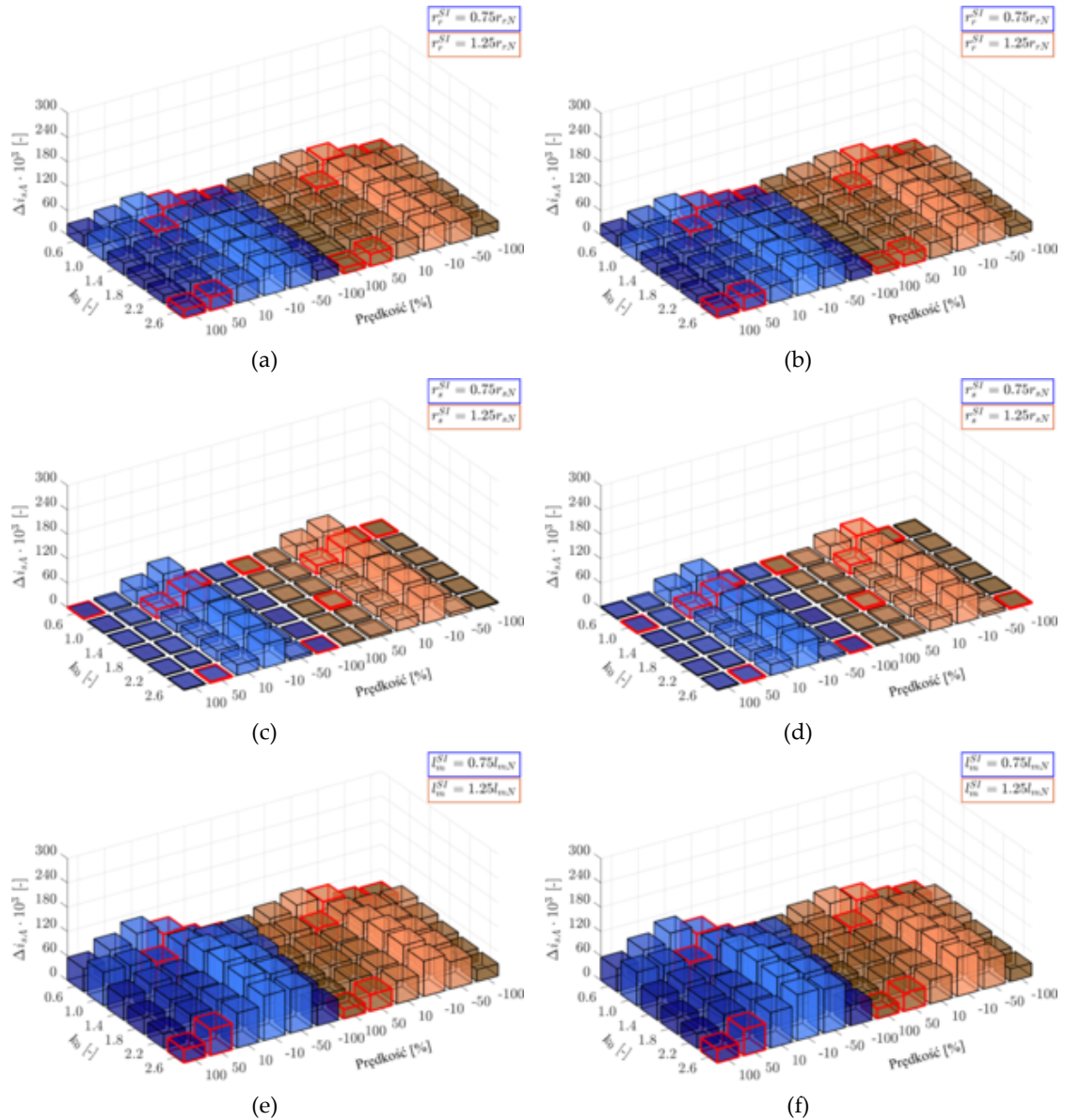
Jak można zauważyć w tabelach 6.7 i 6.8 w przypadku estymacji prądu w brakującej fazie widać znaczne zmniejszenie poprawy jakości estymacji. W 14 na 144 przypadki zauważyć można większe wartości RMSE dla MLO, niż w przypadku OLO. Średnia poprawa waha się między 15% a 25%.

6.1.3 Wpływ parametrów na strukturę z czujnikiem prądu tylko w fazie B

Analogicznie, jak w poprzednim przypadku, tym razem zbadano jakość estymacji prądu stojana, gdy dostępny jest jedynie CS w fazie B. Wyniki wartości RMSE dla prądu w fazie A przedstawiono na rysunku 6.13 (75% obciążenia znamionowego) oraz rysunku 6.14 (25% obciążenia znamionowego).



Rys. 6.13. Jakość estymacji prądu w fazie A: $r_r^{SI} \neq r_{rN}$ (a,b), $r_s^{SI} \neq r_{sN}$ (c,d), $l_m^{SI} \neq l_{mN}$ (e,f), w strukturze: DFOC (a,c,e), DTC-SVM (b,d,f), przy $t_L^{ref} = 0,75t_{LN}$; tylko CS w fazie B jest wykorzystywany w estymatorze.

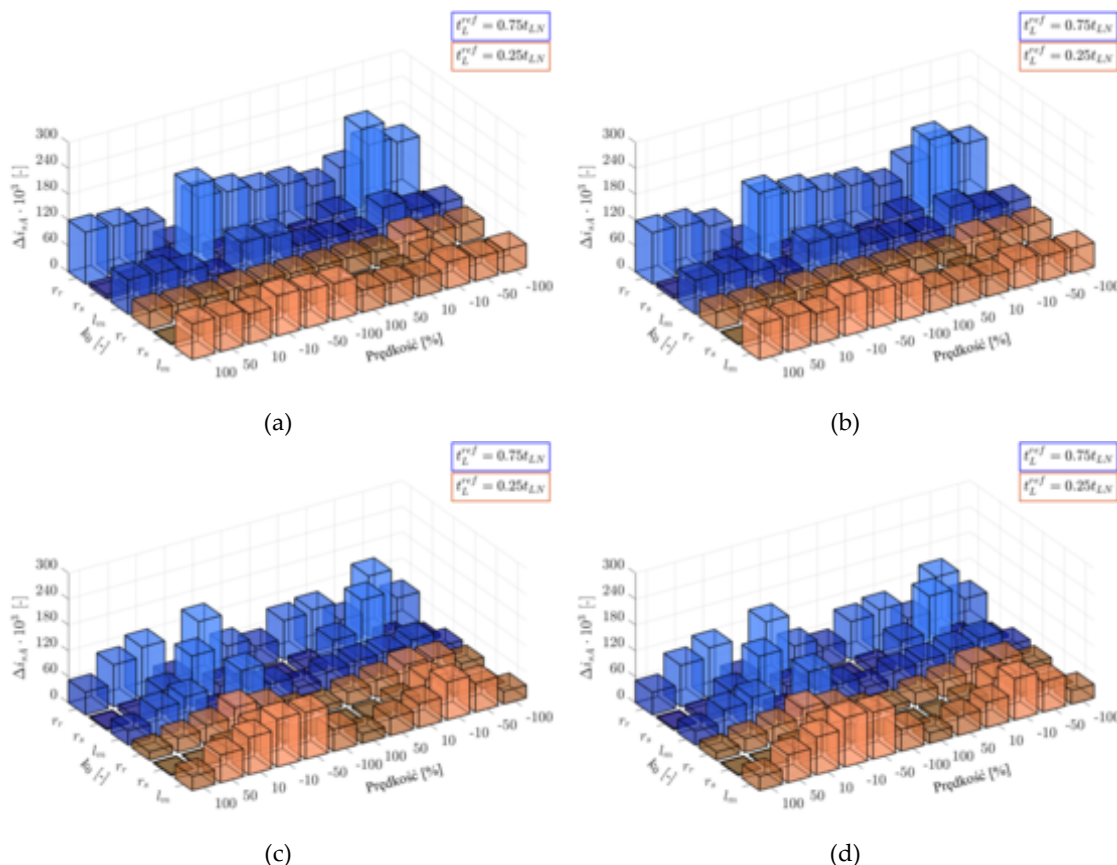


Rys. 6.14. Jakość estymacji prądu w fazie A: $r_r^{SI} \neq r_{rN}$ (a,b), $r_s^{SI} \neq r_{sN}$ (c,d), $l_m^{SI} \neq l_{mN}$ (e,f), w strukturze: DFOC (a,c,e), DTC-SVM (b,d,f), przy $t_L^{ref} = 0,25t_{LN}$; tylko CS w fazie B jest wykorzystywany w estymatorze.

Jak można zauważyć na powyższych rysunkach, MLO nie charakteryzuje się najniższymi wartościami RMSE dla konkretnej wartości k_0 . Z tego względu zdecydowano się na obliczenie średniej wartości RMSE dla całego zakresu punktów pracy dla poszczególnych wartości k_0 . Wynoszą one odpowiednio:

- $k_0 = 0,6$: RMSE = 0,0820,
- $k_0 = 1,0$: RMSE = 0,0576,
- $k_0 = 1,4$: RMSE = 0,0537,
- $k_0 = 1,8$: RMSE = 0,0513,
- $k_0 = 2,2$: RMSE = 0,0500,
- $k_0 = 2,6$: RMSE = 0,0487.

W związku z powyższą analizą, w przypadku estymacji prądu w fazie A, na podstawie informacji z działającego CS w fazie B wykorzystano $k_0 = 2,6$. Porównanie MLO oraz OLO przedstawiono na rysunku 6.15, natomiast procentową poprawę odporności w tabelach 6.9 oraz 6.10.



Rys. 6.15. Jakość estymacji prądu stojana w fazie A: OLO (a,b), MLO (c,d) w strukturze: DFOC (a,c), DTC-SVM (b,d); tylko CS w fazie B jest wykorzystywany w estymatorze.

Tab. 6.9. Procentowa poprawa jakości estymacji prądu w fazie A za pomocą MLO w porównaniu do OLO przy zmianach parametrów SI; struktura DFOC

x^{SI}/x_N	0,75						1,25						Średnia	
Prędkość [%]	100	50	10	-10	-50	-100	100	50	10	-10	-50	-100		
0,75t _{LN}	$x = r_r$	56,4	15,6	-22,7	24,1	-12,4	44,5	54,9	11,8	-21,4	47,1	0,9	45,3	21,3
	$x = r_s$	63,3	22,5	-22,7	44,0	-2,0	50,3	31,8	4,5	-21,3	40,8	-13,1	23,1	27,8
	$x = l_m$	58,6	15,7	-21,2	34,4	-7,0	43,3	51,8	10,9	-22,7	38,5	-3,4	49,3	21,9
0,25t _{LN}	$x = r_r$	53,8	18,9	-23,5	-60,6	-26,8	37,4	63,4	20,4	-24,8	-2,7	-21,0	44,5	6,6
	$x = r_s$	-13,5	40,9	-22,9	-30,1	-11,3	69,7	1,3	1,7	-25,3	-33,7	-38,9	28,1	-21,3
	$x = l_m$	60,5	20,8	-24,1	-18,6	-24,6	40,4	56,0	18,4	-24,4	-40,8	-22,5	44,9	7,3

Na podstawie wyników uzyskanych w tabeli 6.7 oraz 6.8 można stwierdzić, że w zakresie małych wartości prędkości podczas pracy silnikowej oraz połowy prędkości znamionowej podczas pracy generatorowej MLO charakteryzuje się gorszymi wynikami, niż OLO. Jednakże pogorszenie to następuje przede wszystkim w zakresie małych wartości momentu obciążenia. Dla 25% jego znamionowej wartości średnia wartość poprawy wynosi około 7%, za wyjątkiem przypadku zmiany rezystancji

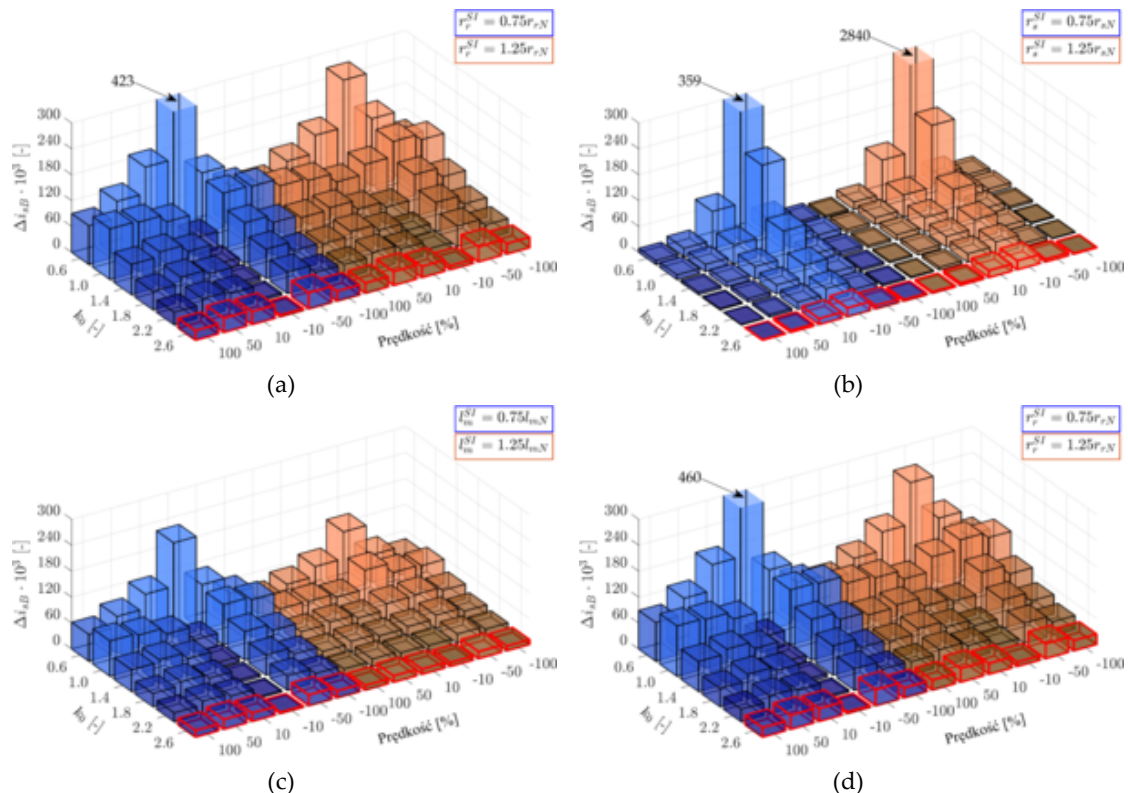
stojana, gdzie MLO daje gorsze wyniki o średnio 20% - 30%. Należy jednak podkreślić, że układy napędowe projektuje się do pracy blisko znamionowych wartości obciążenia, a w takiej sytuacji średnia wartość poprawy odporności na zmiany parametrów SI wynosi około 20%. Ponadto, w zakresie małych obciążeń można wprowadzić adaptacyjną zmianę k_0 z wartości 2,6 do wartości 1, co skutkować będzie poprawą jakości estymacji prądu w fazie A, gdy dostępny jest jedynie CS w fazie B.

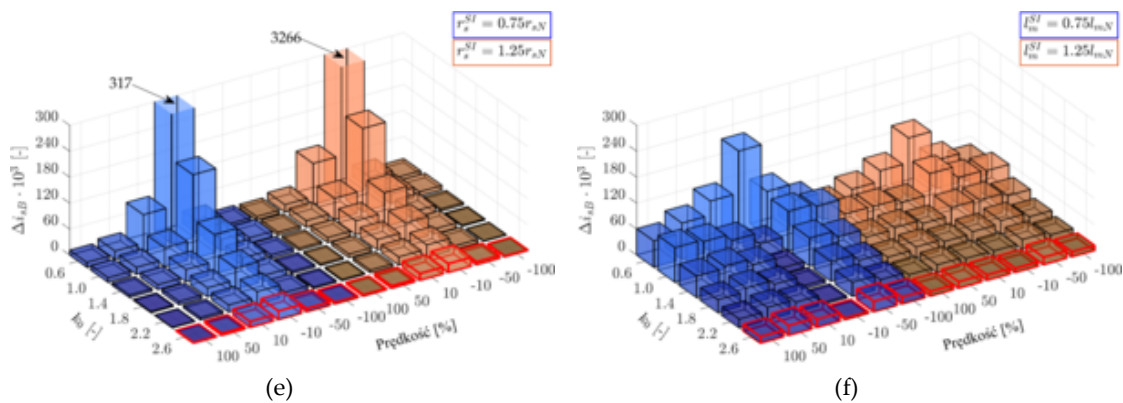
Tab. 6.10. Procentowa poprawa jakości estymacji prądu w fazie A za pomocą MLO w porównaniu do OLO przy zmianach parametrów SI; struktura DTC-SVM

x^{SI}/x_N	0,75						1,25						Średnia	
Prędkość [%]	100	50	10	-10	-50	-100	100	50	10	-10	-50	-100		
0,75 t_{LN}	$x = r_r$	56,4	15,8	-23,1	26,0	-12,1	44,1	55,3	12,4	-21,7	49,4	-1,9	45,1	21,5
	$x = r_s$	62,9	23,0	-22,6	39,5	-1,9	51,4	30,8	4,6	-21,7	29,1	-14,4	22,4	21,6
	$x = l_m$	58,6	15,4	-21,2	41,8	-5,8	43,3	52,3	11,4	-23,0	30,8	-6,3	48,7	21,4
0,25 t_{LN}	$x = r_r$	53,4	19,0	-22,8	-61,6	-27,5	36,8	64,1	21,0	-24,2	-17,2	-21,3	45,0	5,1
	$x = r_s$	-27,9	42,4	-22,8	-47,9	-11,1	62,8	0,4	1,7	-23,8	-47,2	-34,3	31,2	-28,6
	$x = l_m$	60,5	20,9	-24,0	-21,2	-24,9	40,4	56,1	18,8	-23,9	-48,8	-22,3	44,6	6,5

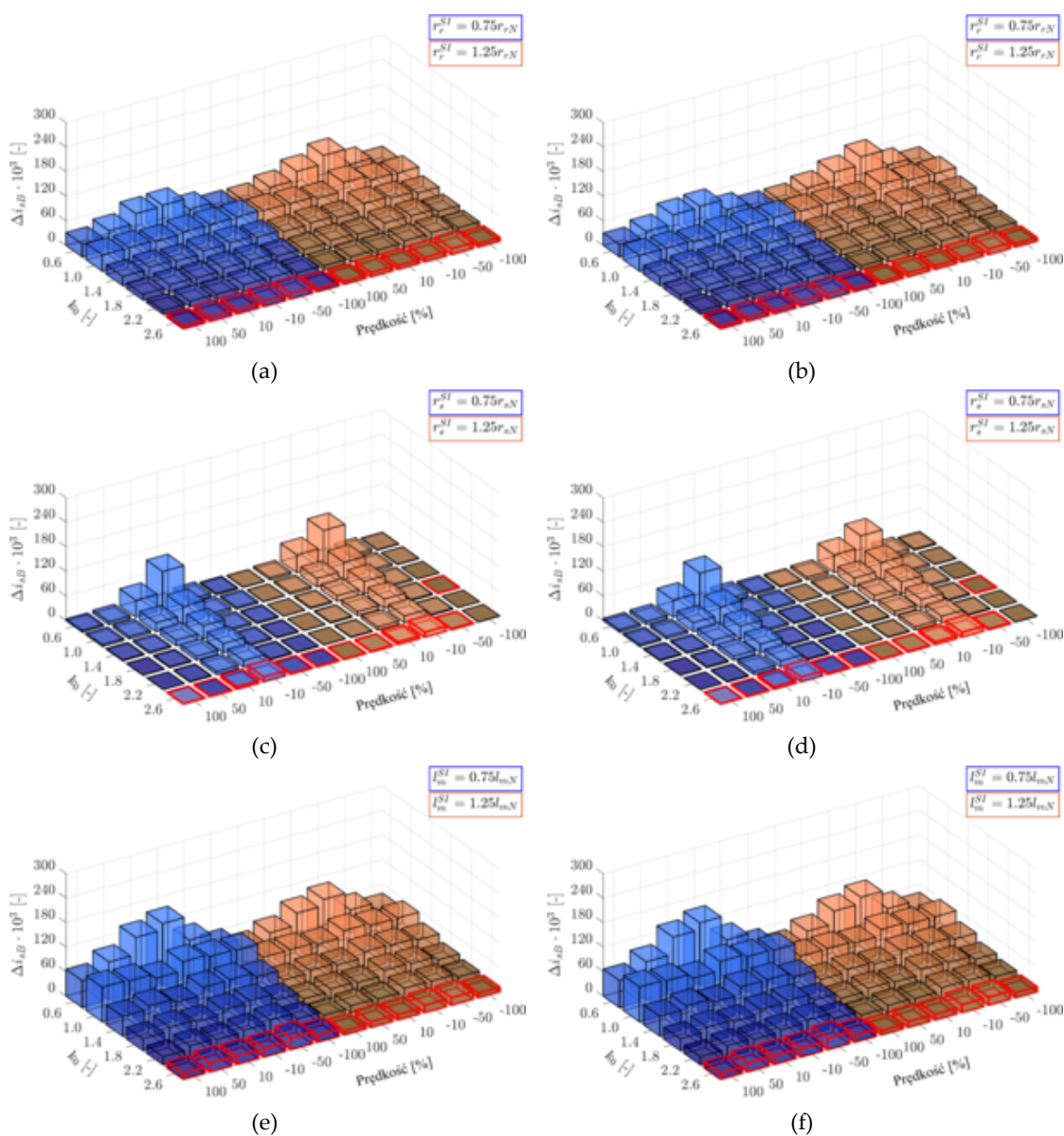
Kolejnym etapem badań było sprawdzenie jakości estymacji prądu stojana w fazie B, przy działającym CS w tej fazie. Wyniki dla 75% wartości momentu obciążenia przedstawiono na rysunku 6.16, natomiast dla 25% na rysunku 6.17.

Jak można zauważyć na przedstawionych rysunkach 6.16 oraz 6.17 najlepszą jakość estymacji prądu w fazie B uzyskano najczęściej dla $k_0 = 2,6$ (142 na 144 przypadki). W związku z tym, dla tej wartości na rysunku 6.18 przedstawiono porównanie MLO z OLO, natomiast w tabelach 6.11 oraz 6.12 poprawę procentową.

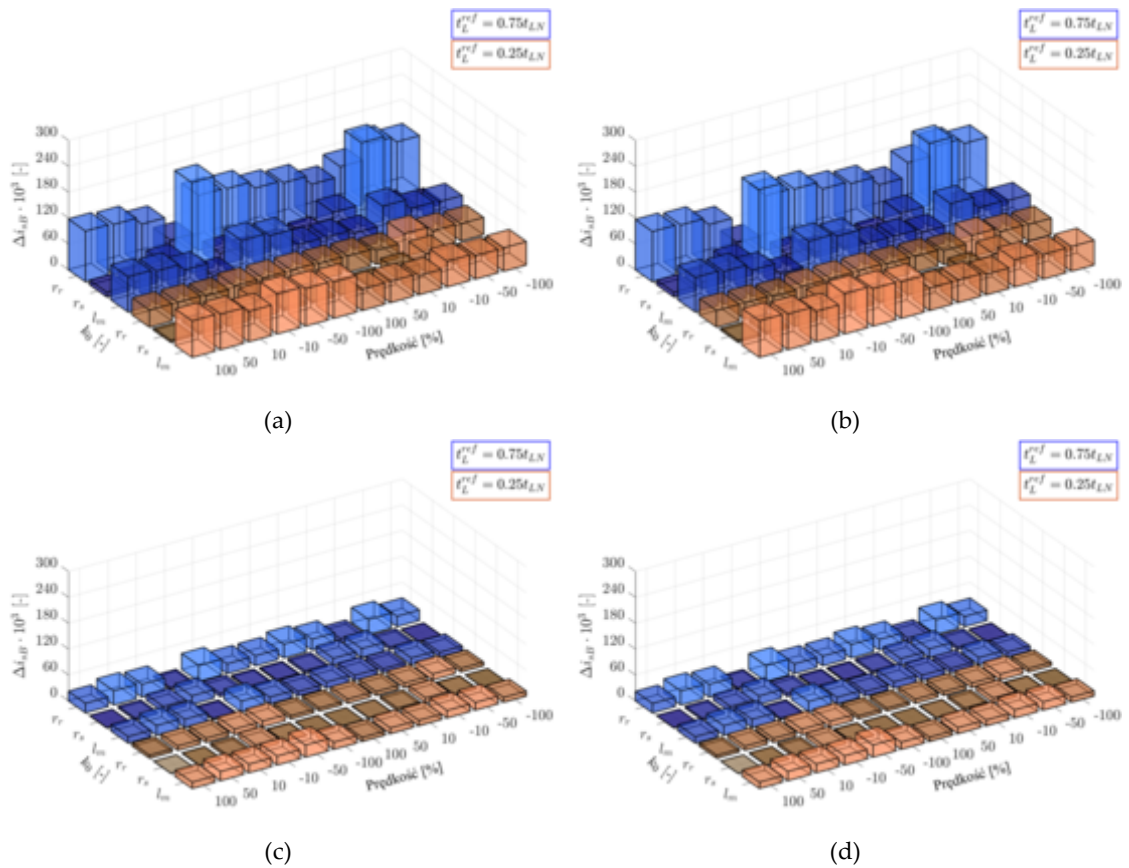




Rys. 6.16. Jakość estymacji prądu w fazie B: $r_r^{SI} \neq r_{rN}$ (a,b), $r_s^{SI} \neq r_{sN}$ (c,d), $I_m^{SI} \neq I_{mN}$ (e,f), w strukturze: DFOC (a,c,e), DTC-SVM (b,d,f), przy $t_L^{ref} = 0,75t_{LN}$; tylko CS w fazie B jest wykorzystywany w estymatorze.



Rys. 6.17. Jakość estymacji prądu w fazie B: $r_r^{SI} \neq r_{rN}$ (a,b), $r_s^{SI} \neq r_{sN}$ (c,d), $I_m^{SI} \neq I_{mN}$ (e,f), w strukturze: DFOC (a,c,e), DTC-SVM (b,d,f), przy $t_L^{ref} = 0,25t_{LN}$; tylko CS w fazie B jest wykorzystywany w estymatorze.



Rys. 6.18. Jakość estymacji prądu stojana w fazie B: OLO (a,b), MLO (c,d) w strukturze: DFOC (a,c), DTC-SVM (b,d); tylko CS w fazie B jest wykorzystywany w estymatorze.

Tab. 6.11. Procentowa poprawa jakości estymacji prądu w fazie B za pomocą MLO w porównaniu do OLO przy zmianach parametrów SI; struktura DFOC

x^{SI}/x_N	0,75						1,25						Średnia	
	100	50	10	-10	-50	-100	100	50	10	-10	-50	-100		
0,75I _{LN}	$x = r_r$	81,2	71,5	69,3	90,7	71,1	81,7	78,4	68,8	68,4	91,3	74,9	80,6	76,8
	$x = r_s$	91,6	73,8	69,2	90,5	73,0	74,5	60,9	65,9	68,2	89,4	73,4	86,7	83,6
	$x = l_m$	81,5	70,8	68,9	90,5	73,5	81,7	77,6	68,9	68,8	89,1	73,1	80,8	77,3
0,25I _{LN}	$x = r_r$	82,1	73,9	72,0	68,5	67,3	80,7	81,1	73,4	71,2	79,6	67,1	78,0	74,7
	$x = r_s$	91,9	78,3	71,8	73,1	68,0	73,4	38,5	67,7	70,6	72,4	65,9	51,3	72,1
	$x = l_m$	82,7	74,1	71,4	77,5	67,8	80,4	80,4	73,0	71,4	70,7	67,2	78,9	74,9

Tab. 6.12. Procentowa poprawa jakości estymacji prądu w fazie B za pomocą MLO w porównaniu do OLO przy zmianach parametrów SI; struktura DTC-SVM

x^{SI}/x_N	0,75						1,25						Średnia	
	100	50	10	-10	-50	-100	100	50	10	-10	-50	-100		
0,75I _{LN}	$x = r_r$	81,3	71,5	69,2	90,1	71,1	81,7	78,6	68,9	68,6	91,1	74,6	80,4	76,8
	$x = r_s$	91,5	74,1	69,3	89,8	72,1	74,2	60,1	66,0	68,5	89,6	73,2	86,5	83,4
	$x = l_m$	81,4	70,7	68,8	90,3	73,9	81,8	77,9	69,6	69,2	88,9	72,4	80,6	77,4
0,25I _{LN}	$x = r_r$	82,1	73,9	71,6	67,8	67,3	80,8	81,2	73,5	70,9	77,6	66,7	77,8	74,3
	$x = r_s$	91,4	78,3	72,0	73,4	67,2	72,9	44,0	67,6	70,5	72,7	64,6	45,0	72,1
	$x = l_m$	82,7	74,1	71,1	77,2	67,5	80,3	80,6	73,2	71,5	69,9	66,4	78,7	74,7

W przypadku estymacji prądu w fazie B przy działającym CS w tej fazie, średnia wartość poprawy jakości odtwarzania prądu za pomocą MLO w stosunku do OLO wahała się między 68% a 78%. Zauważyć można również, że dla niektórych punktów pracy średnia wartość poprawy przekraczała 90%.

Dogłębna analiza jakości estymacji prądu stojana w przypadku zastosowania algorytmu MLO wykazała, że najlepszą jakość estymacji uzyskuje się w przypadku, gdy dla prądu estymowanego w danej fazie dostępny jest również CS w tej fazie. Średnie wartości poprawy wahały się w okolicach 70%, co oznacza, że wartość RMSE dla MLO była ponad trzykrotnie mniejsza, niż w przypadku stosowania OLO. Dodatkowo, jak zostało wspomniane wcześniej, w niektórych punktach pracy poprawa wynosiła ponad 90%, czyli uzyskano ponad dziesięciokrotnie mniejszą wartość RMSE dla MLO. W przeprowadzonych badaniach na 72 przypadki tylko w dwóch średnia wartość RMSE dla MLO była większa niż dla OLO i to zaledwie o 20% - 30%. Oznacza to zatem, że proponowane w niniejszej rozprawie rozwiązanie sprawdzi się bardzo dobrze w systemach detekcji i klasyfikacji uszkodzeń CS, opartych na porównaniu mierzonych i estymowanych wartości prądu stojana.

W przypadku estymacji prądu stojana w fazie, w której CS uległ awarii, zauważyć można mniejszą poprawę jakości estymacji w stosunku do OLO. Najczęściej, wartość ta waha się w okolicach 20%. Jednakże, należy zwrócić uwagę, że MLO może być stosowane bez zwiększania nakładów obliczeniowych.

6.2 Algorytm Dual Modified Luenberger Observer

Jak wykazano w poprzednich badaniach, MLO wykazuje się średnio 70% większą odpornością na zmiany parametrów SI w przypadku wykorzystania go do detekcji uszkodzenia oraz około 20% większą odpornością w przypadku estymacji prądu stojana w fazie, w której uszkodzony jest CS. Jak można jednak zauważyć na rysunkach 6.7, 6.8, 6.10 oraz 6.11, nie można jednoznacznie określić wartości współczynnika k_0 , aby zachować wysoką jakość estymacji prądu w fazie, w której CS jest sprawny oraz w fazie, w której CS jest uszkodzony. W związku z tym zdecydowano się na zastosowanie dwóch MLO (tak zwany dual modified Luenberger Observer, DMLO). Algorytm DMLO wykorzystuje dwa obserwatory (Adamczyk i Orłowska-Kowalska, 2023a): MLO_D, służącego do detekcji, w którym $k_0 = 2,6$ oraz MLO_C, służącego do kompensacji, w którym k_0 przyjmuje następujące wartości w zależności od tego, w której fazie CS uległ uszkodzeniu:

$$k_0 = f(\lambda) = \begin{cases} 2,6 & \text{dla } \lambda = 2 \\ 0,6 & \text{dla } \lambda = 3 \\ 1 & \text{dla } \lambda = 1 \vee \lambda = 4 \end{cases}, \quad (6.3)$$

gdzie współczynnik λ określa, który CS jest dostępny w sposób następujący:

$$\lambda = \begin{cases} 1 & \text{gdy} & \text{oba CS są nieuszkodzone} \\ 2 & \text{gdy} & \text{CS w fazie A jest uszkodzony (dostępny CS w fazie B)} \\ 3 & \text{gdy} & \text{CS w fazie B jest uszkodzony (dostępny CS w fazie A)} \\ 4 & \text{gdy} & \text{oba CS są uszkodzone} \end{cases} \quad (6.4)$$

DMLO może zostać wykorzystany w układach CS-FTC, gdzie MLO_D estymuje prądy wykorzystane w detektorze i lokalizatorze uszkodzeń, natomiast MLO_C estymuje prądy, służące do kompensacji potencjalnego uszkodzenia. Schemat takiego układu przedstawiono na rysunku 6.19.

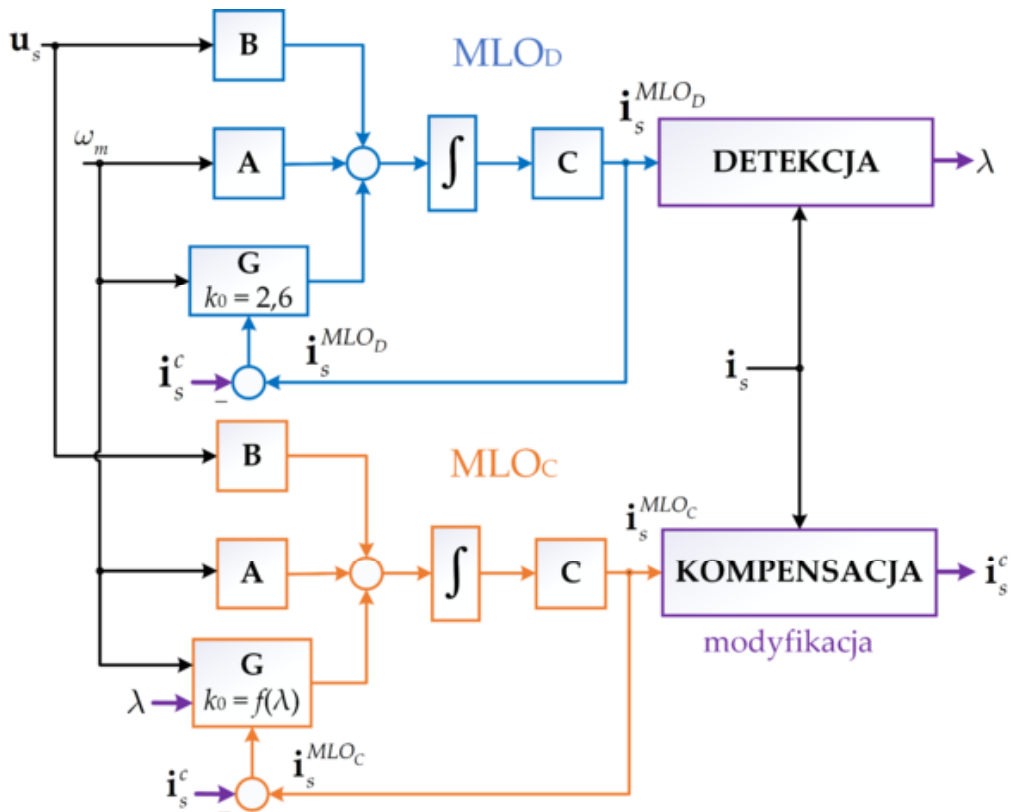
Dla opisanego powyżej algorytmu DMLO zrealizowano badania jakości estymacji prądu stojana w porównaniu do rozwiązania OLO. Badania przeprowadzono dla znamionowej prędkości oraz 75% wartości znamionowego obciążenia. Dodatkowo, w badaniach założono, że w modelu SI wartości rezystancji wirnika i stojana, a także indukcyjności głównej, stanowią 125% swoich nominalnych wartości. W tabeli 6.13 przedstawiono jakość estymacji prądu stojana wykorzystanego w detektorze (oba prądy fazowe, gdy układ jest nieuszkodzony, prąd w fazie B, gdy w układzie jest uszkodzony CS w fazie A oraz odwrotnie), a także procentową poprawę względem OLO. Tabela 6.14 przedstawia analogiczne wyniki dla prądów skorygowanych. Na rysunku 6.20 pokazane zostały przebiegi prądów fazowych: mierzonych, estymowanych przez OLO oraz DMLO, natomiast rysunek 6.21 przedstawia składowe α , β prądu stojana: obliczane na podstawie prądów mierzonych, estymowane przez OLO oraz skorygowane na podstawie DMLO, zgodnie z (5.43)-(5.44).

Tab. 6.13. Procentowa poprawa jakości estymacji prądu stojana do detekcji przez DMLO względem OLO; $\omega_m^{ref} = \omega_{mN}$, $t_L^{ref} = 0.75t_{LN}$

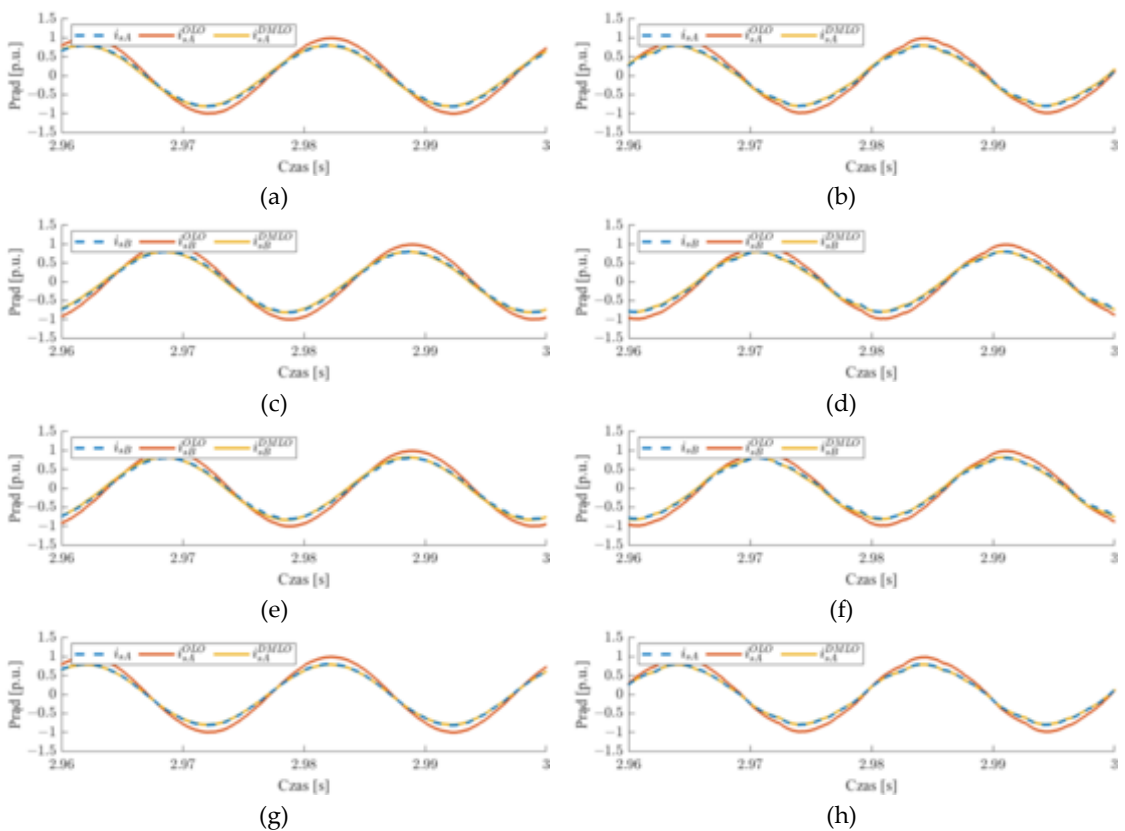
	Oba CS są nieuszkodzone				Uszkodzony CS w fazie A		Uszkodzony CS w fazie B					
	Δi_{sA}		δi_{sA}		Δi_{sB}		δi_{sB}					
	OLO	DMLO	OLO	DMLO	OLO	DMLO	OLO	DMLO				
DFOC	0,1365	0,0360	73,6	0,1370	0,0378	72,4	0,1370	0,0391	71,5	0,1365	0,0071	94,8
DTC	0,1328	0,0344	74,1	0,1327	0,0364	72,6	0,1327	0,0374	71,8	0,1328	0,0067	94,9

Tab. 6.14. Procentowa poprawa jakości estymacji prądu stojana do kompensacji przez DMLO względem OLO; $\omega_m^{ref} = \omega_{mN}$, $t_L^{ref} = 0.75t_{LN}$

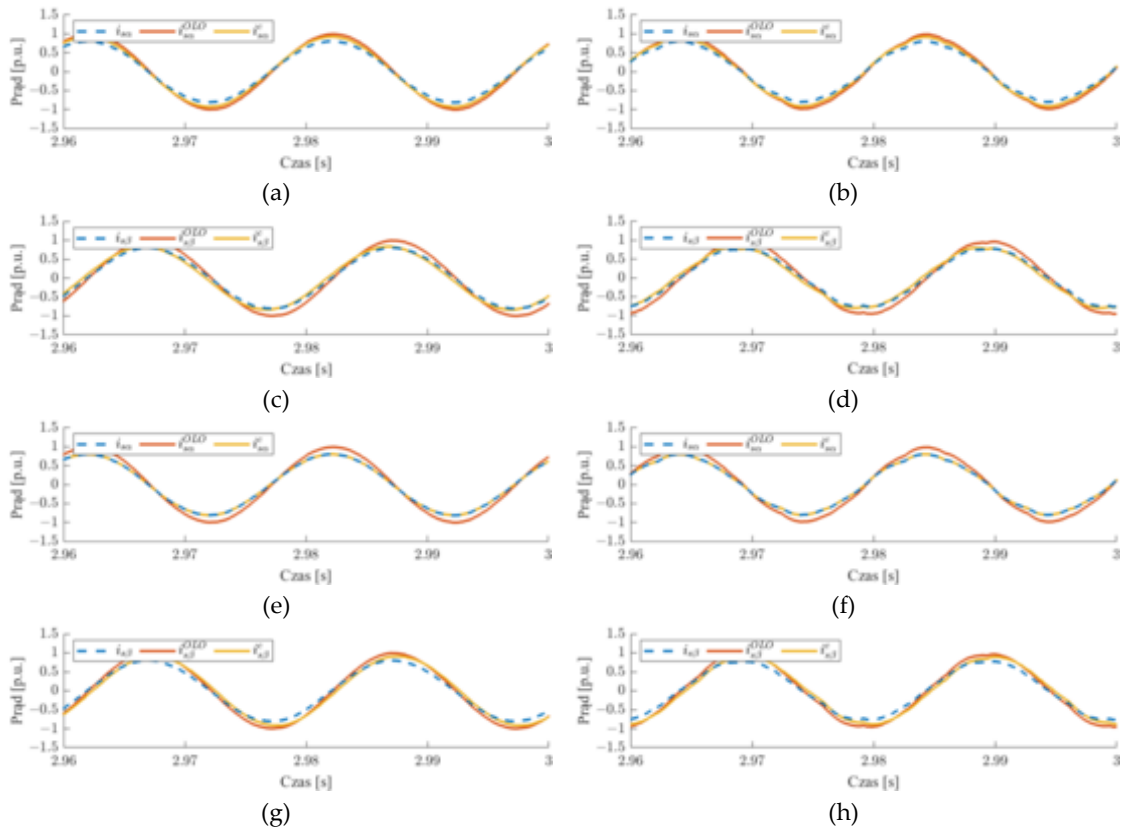
Uszkodzony CS		$\Delta i_{s\alpha}$		$\delta i_{s\alpha}$		$\Delta i_{s\beta}$		$\delta i_{s\beta}$		$(\delta i_{s\alpha} + \delta i_{s\beta})/2$
		OLO		DMLO		OLO		DMLO		
		OLO	DMLO	OLO	DMLO	OLO	DMLO	OLO	DMLO	
Faza A	DFOC	0,1365	0,0856	37,3	0,1389	0,0389	72,0	54,6		
	DTC	0,1328	0,0821	38,2	0,1348	0,0372	72,4	55,3		
Faza B	DFOC	0,1365	0,0000	100,0	0,1389	0,1181	15,0	57,5		
	DTC	0,1328	0,0000	100,0	0,1348	0,1154	14,3	57,2		



Rys. 6.19. Schemat algorytmu DMLO.



Rys. 6.20. Przebiegi fazowych prądów stojana do zastosowania detekcji, gdy oba CS są nieuszkodzone (a,b,c,d), gdy uszkodzony jest CS w fazie A (e,f), gdy uszkodzony jest CS w fazie B (g,h), w strukturze: DFOC (a,c,e,g), DTC-SVM (b,d,f,h).



Rys. 6.21. Przebiegi składowych α , β prądu stojana do zastosowania kompensacji, gdy uszkodzony jest CS w fazie A (a,b,c,d), gdy uszkodzony jest CS w fazie B (e,f,g,h), w strukturze: DFOC (a,c,e,g), DTC-SVM (b,d,f,h).

Zgodnie z wynikami przedstawionymi w tabeli 6.13, wartość RMSE prądów fazowych odtwarzanych przez obserwator MLO_D , przeznaczony do detekcji jest o 70% – 90% mniejsza dla $DMLO$, w porównaniu do OLO . Potwierdza to również rysunek 6.20, na którym widać bardzo wysoką dokładność estymacji prądu stojana. W przypadku prądów skorygowanych (obliczanych na podstawie prądów estymowanych przez MLO_C) do zastosowania w kompensacji poprawa dokładności jest niższa i wynosi najmniej 14,3%, natomiast najwięcej 100% (gdzie zgodnie z (5.43) prąd skorygowany w osi α jest równy prądowi mierzonemu w fazie A). Nie mniej jednak średnia wartość poprawy jakości odtwarzania prądów fazowych przez $DMLO$ to około 55%, natomiast nie wymaga to znacznego zwiększenia nakładów obliczeniowych, a rozwiązanie przez fakt, że jest algorytmiczne, jest całkowicie bezkosztowe oraz nie wymaga rozszerzania układu napędowego o dodatkowe komponenty.

6.3 Estymacja rezystancji wirnika i stojana

Jak wynika z wcześniejszej analizy, największy wpływ na jakość estymacji prądu stojana ma rezystancja wirnika. Widoczny jest także wpływ rezystancji stojana w zakresie małych prędkości kątowych. W związku z tym, w celu opracowania systemu CS-FTC należy estymować te dwa parametry (Adamczyk, 2020, Adamczyk et al., 2022, Adamczyk i Orłowska-Kowalska, 2023c). W ramach realizacji niniejszej rozprawy

opracowano estymator rezystancji wirnika oparty na systemie adaptacyjnym z modelem odniesienia (ang. Model Reference Adaptive System, MRAS), gdzie modelem referencyjnym jest prąd mierzony, natomiast modelem odniesienia jest prąd estymowany przez algorytm VCS (Adamczyk, 2020). Zaproponowane rozwiązanie porównano ze znanymi w literaturze estymatorami opartymi na modelu prądowym i napięciowym estymatora strumienia stojana (Agrebi, 2010, 2018) oraz na NN (Karanayil et al., 2007). Ponieważ wyżej wymienione estymatory badano w strukturze z jednym bądź dwoma działającymi CS to prądy mierzone, wykorzystywane w strukturze sterowania oraz estymatorach rezystancji zostały zastąpione prądami skorygowanymi, bazując na algorytmie VCS, zgodnie z (5.42)-(5.46).

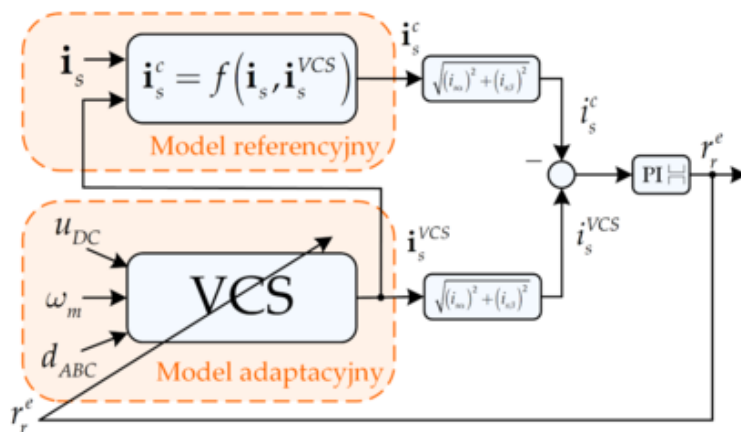
6.3.1 Estymator rezystancji wirnika oparty na algorytmie VCS

Estymator oparty na algorytmie VCS jest estymatorem typu MRAS, gdzie modelem referencyjnym są prądy skorygowane, natomiast modelem adaptacyjnym są prądy estymowane przez VCS. Zgodnie z tym wartość rezystancji wirnika wyraża się następującą zależnością:

$$r_r^e = k_{Pr} (i_s^{VCS} - i_s^c) + k_{Ir} \int (i_s^{VCS} - i_s^c) dt, \quad (6.5)$$

gdzie k_{Pr} , k_{Ir} – wzmacnienia członu proporcjonalnego i całkującego regulatora PI. Nastawy regulatora dla badanego SI dobrano symulacyjnie. W przypadku struktury wykorzystującej oba CS nastawy były następujące: $k_{Pr} = 0,6$ oraz $k_{Ir} = 1,2$, natomiast w strukturze z jednym CS k_{Pr} było 10 razy mniejsze.

Model estymatora typu MRAS, opartego na algorytmie VCS przedstawiono na rysunku 6.22.



Rys. 6.22. Schemat estymatora rezystancji wirnika opartego na algorytmie VCS.

6.3.2 Estymator rezystancji wirnika oparty na modelu prądowym i napięciowym strumienia stojana

Estymator przedstawiony w (Agrebi, 2010, 2018) wykorzystuje napięciowy model strumienia stojana jako model referencyjny:

$$\frac{d}{dt}\Psi_{s\alpha}^u = (u_{s\alpha} - r_s^i i_{s\alpha}) \frac{1}{T_N}, \quad (6.6)$$

$$\frac{d}{dt}\Psi_{s\beta}^u = (u_{s\beta} - r_s^i i_{s\beta}) \frac{1}{T_N}, \quad (6.7)$$

oraz model prądowy strumienia stojana jako model adaptacyjny:

$$\frac{d}{dt}\Psi_{s\alpha}^i = \left(\sigma l_s T_N \frac{d}{dt} i_{s\alpha} + \frac{r_r l_s}{l_r} i_{s\alpha} + \omega_m \sigma l_s i_{s\beta} - \frac{r_r}{l_r} \Psi_{s\alpha}^i - \omega_m \Psi_{s\beta}^i \right) \frac{1}{T_N}, \quad (6.8)$$

$$\frac{d}{dt}\Psi_{s\beta}^i = \left(\sigma l_s T_N \frac{d}{dt} i_{s\beta} + \frac{r_r l_s}{l_r} i_{s\beta} - \omega_m \sigma l_s i_{s\alpha} - \frac{r_r}{l_r} \Psi_{s\beta}^i + \omega_m \Psi_{s\alpha}^i \right) \frac{1}{T_N}. \quad (6.9)$$

Jak można zauważyć model napięciowy jest zależny jedynie od rezystancji stojana, podczas gdy rezystancja wirnika występuje w modelu prądowym. W związku z tym układ typu MRAS estymuje rezystancję wirnika w taki sposób, aby oba te modele dawały jak najbardziej zbliżone odpowiedzi.

Estymator rezystancji wirnika bazuje na różnicach pomiędzy modelem napięciowym i prądowym strumienia stojana:

$$\varepsilon_\alpha = \Psi_{s\alpha}^u - \Psi_{s\alpha}^i, \quad (6.10)$$

$$\varepsilon_\beta = \Psi_{s\beta}^u - \Psi_{s\beta}^i. \quad (6.11)$$

Rezystancja wirnika estymowana jest zgodnie z następującym mechanizmem adaptacji:

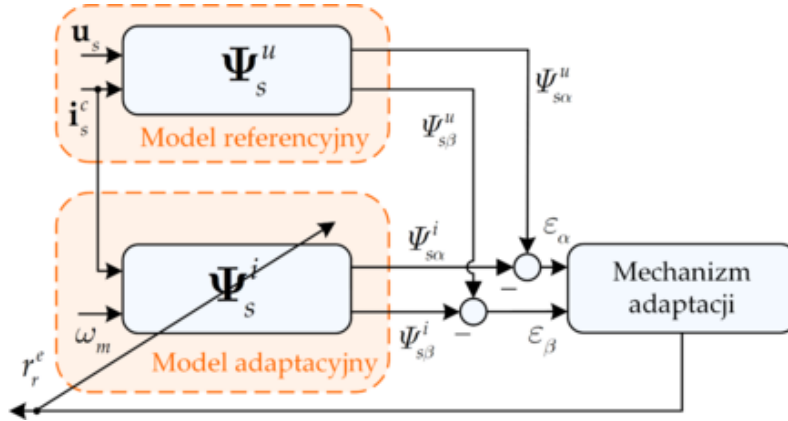
$$r_r^e = K_p A + K_I \int A dt, \quad (6.12)$$

gdzie A jest nieliniową funkcją zmiennych $\varepsilon_\alpha, \varepsilon_\beta$:

$$A = \left(\frac{-\Psi_{s\alpha}^i + l_s i_{s\alpha}}{l_r} \right) \varepsilon_\alpha + \left(\frac{-\Psi_{s\beta}^i + l_s i_{s\beta}}{l_r} \right) \varepsilon_\beta, \quad (6.13)$$

oraz K_p, K_I – dodatnie stałe. W strukturze z dwoma CS $K_p = 0,6$ oraz $K_I = 1,2$. W przypadku wykorzystaniu tylko jednego CS K_p było 10 razy mniejsze. Powyższe stałe zostały dobrane symulacyjnie.

W przypadku układu CS-FTC, w estymatorze tym prądy mierzone zostały zastąpione prądami skorygowanymi. Model tego estymatora przedstawiono na rysunku 6.23.



Rys. 6.23. Schemat estymatora rezystancji wirnika opartego na modelu prądowym i napięciowym strumienia stojana.

6.3.3 Estymator rezystancji wirnika oparty na modelu sieci neuronowej

Jedną z metod estymacji zmiennych stanu bądź parametrów SI jest wykorzystanie NN (Ben-Brahim i Kurosawa, 1993). Mogą być one stosowane jako systemy typu MRAS, gdzie model adaptacyjny aktualizuje swoje wagi w taki sposób, aby jego odpowiedź była zgodna z modelem referencyjnym (Karanayil et al., 2007).

Przedstawiony w (Karanayil et al., 2007) estymator rezystancji wirnika bazuje na modelach strumienia wirnika: prądowym i napięciowym. Model napięciowy jest modelem referencyjnym:

$$\frac{d}{dt} \Psi_r^u = \frac{l_r}{l_m} \left(\mathbf{u}_s - r_s \mathbf{i}_s - \sigma l_s T_N \frac{d}{dt} \mathbf{i}_s \right) \frac{1}{T_N}, \quad (6.14)$$

natomiast prądowy – adaptacyjnym:

$$\frac{d}{dt} \Psi_r^i = \left(\frac{r_r}{l_r} (l_m \mathbf{i}_s - \Psi_r^i) + j \omega_m \Psi_r^i \right) \frac{1}{T_N}. \quad (6.15)$$

Aby zrobić analogię do NN, model prądowy zapisuje się w postaci dyskretnej:

$$\Psi_{r\alpha}^i(k+1) = \Psi_{r\alpha}^i(k) + \left(\frac{r_r}{l_r} (l_m i_{s\alpha}(k) - \Psi_{r\alpha}^i(k)) - \omega_m \Psi_{r\beta}^i(k) \right) \frac{T_s}{T_N}, \quad (6.16)$$

$$\Psi_{r\beta}^i(k+1) = \Psi_{r\beta}^i(k) + \left(\frac{r_r}{l_r} (l_m i_{s\beta}(k) - \Psi_{r\beta}^i(k)) + \omega_m \Psi_{r\alpha}^i(k) \right) \frac{T_s}{T_N}, \quad (6.17)$$

a następnie, zastępując parametry i prędkość silnika współczynnikami wagowymi wyraża się go następująco:

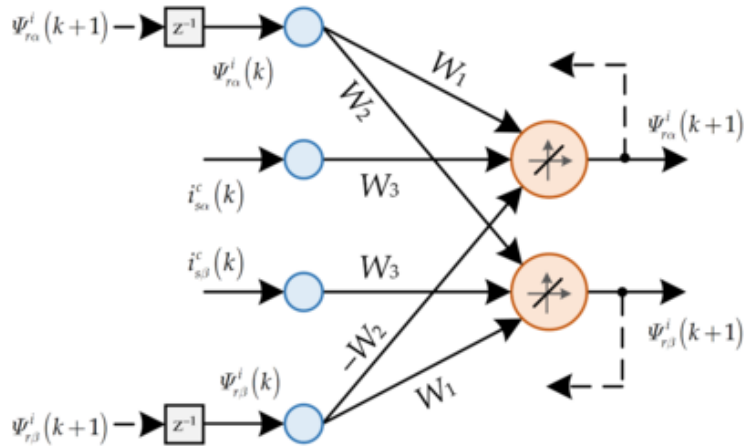
$$\Psi_{r\alpha}^i(k+1) = W_1 \Psi_{r\alpha}^i(k) - W_2 \Psi_{r\beta}^i(k) + W_3 i_{s\alpha}(k), \quad (6.18)$$

$$\Psi_{r\beta}^i(k+1) = W_1 \Psi_{r\beta}^i(k) + W_2 \Psi_{r\alpha}^i(k) + W_3 i_{s\beta}(k), \quad (6.19)$$

gdzie :

$$W_1 = 1 - \frac{T_s}{T_N} \frac{r_r}{l_r}, \quad W_2 = \frac{T_s}{T_N} \omega_m, \quad W_3 = \frac{T_s}{T_N} \frac{r_r l_m}{l_r}. \quad (6.20)$$

Równania (6.18) – (6.19) przedstawiono w postaci modelu NN na rysunku 6.24. Analogicznie, jak w poprzednim przypadku, prądy mierzone zostały w niniejszych badaniach zastąpione przez prądy skorygowane.



Rys. 6.24. Sieć neuronowa bazująca na prądowym modelu strumienia wirnika wykorzystana w estymacji rezystancji wirnika.

Jak wynika z równań (6.20) dwa współczynniki wagowe pozwalają na estymację rezystancji wirnika:

$$r_r^e = (1 - W_1) l_r \frac{T_N}{T_S}, \quad r_r^e = W_3 \frac{l_r}{l_m} \frac{T_N}{T_S}. \quad (6.21)$$

W związku z tym zdecydowano się na wykorzystanie średniej wartości z obu obliczonych na ich podstawie rezystancji wirnika.

Zmiana wag w NN uzyskiwana jest z wykorzystaniem metody wstecznej propagacji błędu pomiędzy modelem referencyjnym oraz adaptacyjnym:

$$\mathbf{e}(k) = \Psi_r^u(k) - \Psi_r^i(k). \quad (6.22)$$

Wagi przedstawionych neuronów o liniowej funkcji aktywacji modyfikowane są poprzez minimalizowanie funkcji energetycznej:

$$\mathbf{E}(k) = \frac{1}{2} \mathbf{e}^2(k) = \frac{1}{2} (\Psi_r^u(k) - \Psi_r^i(k))^2. \quad (6.23)$$

Nowe wagi są obliczane następująco:

$$W_1(k) = W_1(k-1) + \eta \delta W_1(k-1), \quad (6.24)$$

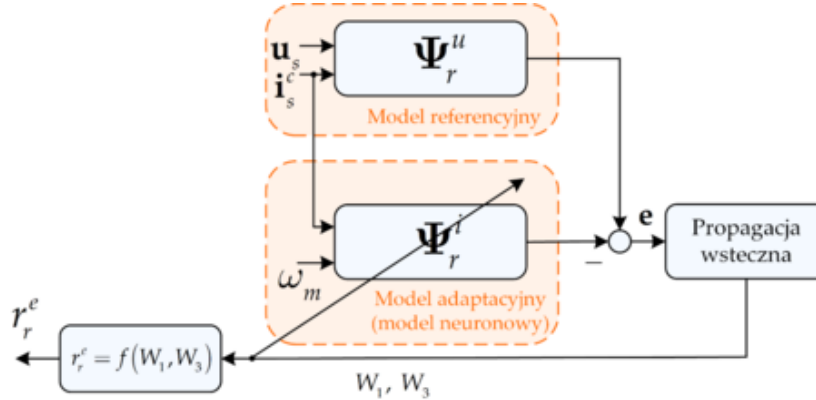
$$W_3(k) = W_3(k-1) + \eta \delta W_3(k-1), \quad (6.25)$$

gdzie korekta wag następuje przy użyciu uogólnionej reguły uczenia perceptronu (reguła delta):

$$\delta W_1(k) = \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial W_1} = [\Psi_r^u(k) - \Psi_r^i(k)]^T \mathbf{I} \Psi_r^i(k-1), \quad (6.26)$$

$$\delta W_3(k) = \frac{\partial E}{\partial W_3} = [\Psi_r^u(k) - \Psi_r^i(k)]^T \mathbf{I}i_s(k-1), \quad (6.27)$$

oraz η jest współczynnikiem uczenia. Model tego estymatora przedstawiono na rysunku 6.25.



Rys. 6.25. Sieć neuronowa bazująca na prądowym modelu strumienia wirnika wykorzystana w estymacji rezystancji wirnika.

6.3.4 Estymator rezystancji stojana oparty na współczynniku proporcjonalności

W przypadku SI rezystancje w uzwojeniu stojana oraz wirnika zmieniają się pod wpływem temperatury. Temperaturowy współczynnik rezystancyjności jest bardzo podobny dla aluminium (z którego wykonany jest wirnik) oraz miedzi (z którego wykonane są uzwojenia stojana) i wynosi około $0,004 \text{ K}^{-1}$. W związku z tym zastosowano zasadę proporcjonalnej zmiany rezystancji uzwojeń stojana względem estymowanej rezystancji wirnika, co zostało zaproponowane w (Kubota et al., 1993):

$$r_s^e = \frac{r_{sN}}{r_{rN}} r_r^e. \quad (6.28)$$

6.3.5 Analiza jakości pracy estymatorów w strukturach sterowania wektorowego

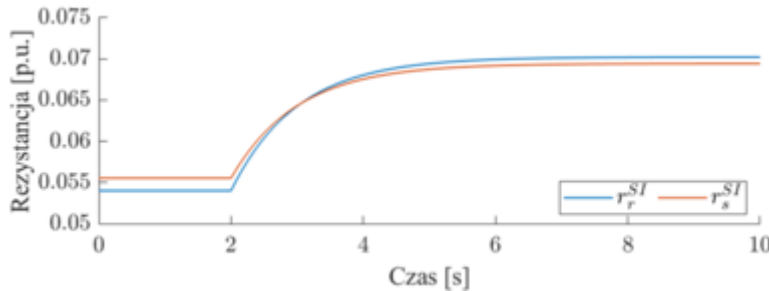
W ramach niniejszej rozprawy przeprowadzono badania dotyczące jakości estymacji rezystancji wirnika oraz stojana, skupiając się przede wszystkim na poprawie jakości estymacji prądu stojana. Jak wykazano w rozdziale 6.1, współczynniki k_0 macierzy wzmocnień MLO mogą poprawić odporność estymatora prądu na zmiany parametrów. W związku z tym, aby w badaniach uwzględnić jedynie wpływ rezystancji wirnika na poprawę jakości estymacji prądu, wykorzystano algorytm VCS, tożsamy z OLO. W ramach badan wybrano cztery punkty pracy:

- 100% prędkości znamionowej, 75% obciążenia znamionowego,
- 100% prędkości znamionowej, 25% obciążenia znamionowego,
- 10% prędkości znamionowej, 75% obciążenia znamionowego,
- 10% prędkości znamionowej, 25% obciążenia znamionowego.

Zgodnie z analizą termiczną przeprowadzoną w (Badran et al., 2012), zmiany temperatury klatki wirnika i uzwojeń stojana są podobne i mogą wynosić nawet 60°C. Klatka wirnika wykonana jest najczęściej z aluminium, natomiast uzwojenie stojana jest miedziane. Temperaturowy współczynnik rezystancji (ang. Temperature Coefficient of Resistance, TCR) jest zbliżony dla miedzi oraz aluminium i przyjmuje się go na poziomie 0,004 K⁻¹. Podstawiając to do dobrze znanej zależności pomiędzy rezystancją a temperaturą zauważyć można, że dla $\Delta T = 60^\circ\text{C} = 60\text{K}$ zmiany te wynoszą 24%:

$$r_p = r_{pN} (1 + \Delta T \cdot TCR_{rp}) = r_{pN} (1 + 60 \cdot 0,004) = 1,24 r_{pN}, p \in \{r, s\}. \quad (6.29)$$

W związku z powyższym w badaniach symulacyjnych w niniejszej rozprawie przyjęto, że zmiany rezystancji wirnika oraz stojana wynosić będą odpowiednio 25% i 30%. Rezystancje narastały inercyjnie w modelu SI od 2 sekundy, zgodnie z przebiegami na rysunku 6.26, przy czym w symulacjach nie uwzględniano rzeczywistej stałej czasowej temperaturowej badanego silnika, aby skrócić czas badań symulacyjnych.



Rys. 6.26. Zmiany rezystancji wirnika i stojana w modelu SI.

Aby uwzględnić jedynie wpływ rezystancji wirnika i stojana w przypadku prądu stojana, badano RMSE pomiędzy prądem mierzonym oraz estymowanym przez algorytm VCS. RMSE obliczone było w całym zakresie trwania symulacji ($t_1 = 0$ s, $t_2 = 10$ s), dla osi α, β . Następnie wyznaczono ich średnią wartość:

$$\Delta i_s = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\sum_{k=t_1/T_s}^{t_2/T_s+1} (i_{s\alpha}(k) - i_{s\alpha}^{VCS}(k))^2}{(t_2 - t_1)/T_s + 1} + \frac{\sum_{k=t_1/T_s}^{t_2/T_s+1} (i_{s\beta}(k) - i_{s\beta}^{VCS}(k))^2}{(t_2 - t_1)/T_s + 1}}, \quad (6.30)$$

Natomiast dla rezystancji wirnika oraz stojana liczono średnią wartość procentowego błędu estymacji parametru:

$$\delta r_p = \frac{1}{(t_2 - t_1)/T_s + 1} \sum_{k=t_1/T_s}^{t_2/T_s+1} \frac{(r_p^e(k) - r_p^{SI}(k))}{r_p^{SI}(k)} \cdot 100\%, p \in \{r, s\}. \quad (6.31)$$

We wszystkich badaniach założono trzy sytuacje:

- brak estymacji rezystancji wirnika i stojana (w strukturze sterowania zastosowano znamionowe wartości tych parametrów),

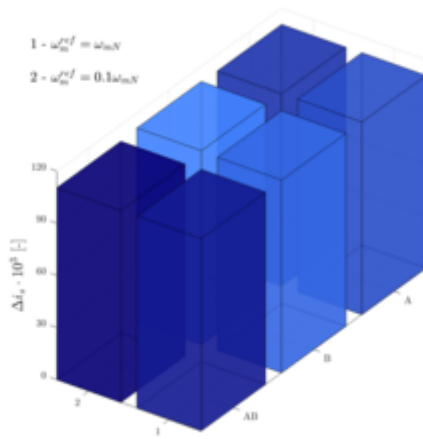
- estymacja rezystancji wirnika, znamionowa wartość rezystancji stojana w strukturze,
- estymacja rezystancji wirnika i proporcjonalna estymacja rezystancji stojana (Kubota et al., 1993).

Dodatkowo, porównano ze sobą przedstawione powyżej rozwiązania:

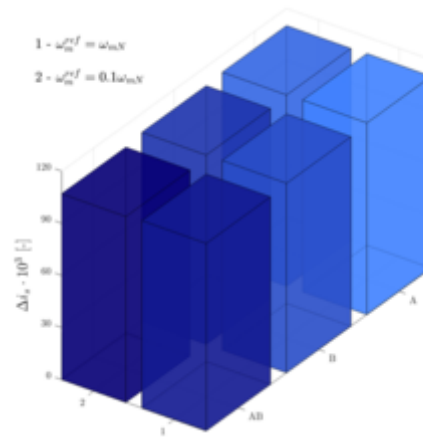
- Estymator nr 1 – bazujący na VCS (Adamczyk, 2020),
- Estymator nr 2 – bazujący na prądowym i napięciowym modelu strumienia stojana (Agrebi, 2010, 2018),
- Estymator nr 3 – bazujący na NN (Karanayil et al., 2007).

Badania realizowane są w strukturze CS-FTC. W związku z tym na osi wykresów słupkowych zaznaczono dostępne CS w poszczególnych fazach. Wszystkie estymatory rezystancji wirnika ograniczone były w zakresie $(0,5 - 2,0)r_{rN}$.

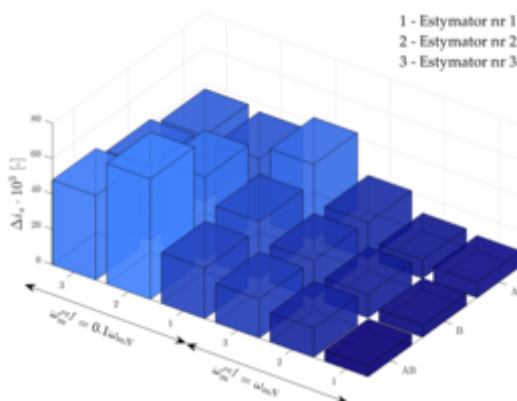
W pierwszej kolejności zbadano jakość estymacji prądu stojana w wyżej przedstawionych sytuacjach. Uzyskane wyniki przedstawiono na rysunkach 6.27 i 6.28.



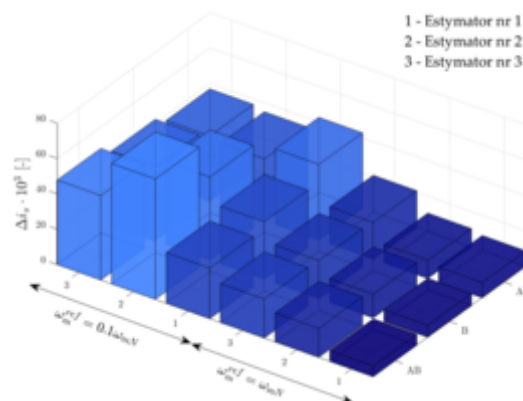
(a)



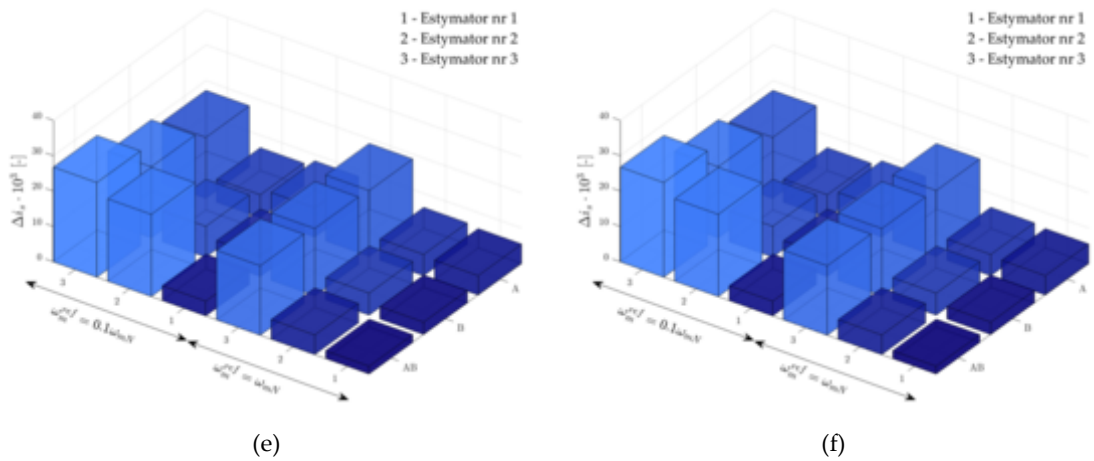
(b)



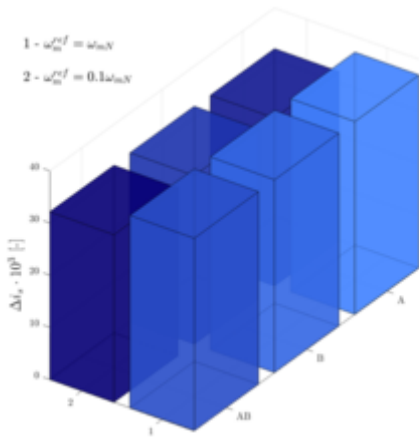
(c)



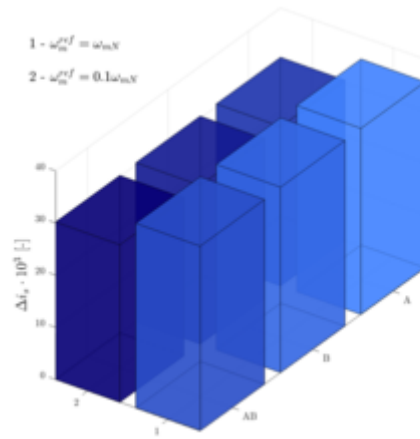
(d)



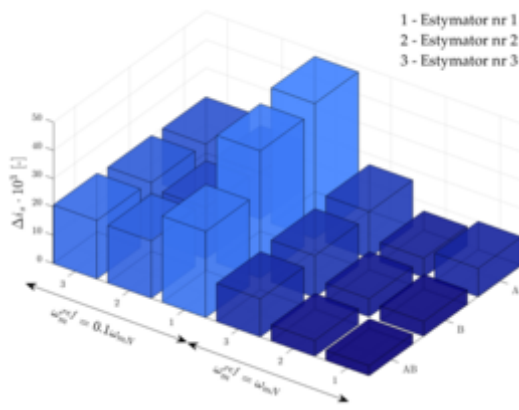
Rys. 6.27. Wartości RMSE estymacji prądu w strukturze sterowania CS-FTC z estymatorem prądu VSC dla 75% momentu znamionowego: $r_r = r_{rN}$, $r_s = r_{sN}$ (a,b), $r_r = r_r^e$, $r_s = r_{sN}$ (c,d) $r_r = r_r^e$, $r_s = r_s^e$ (e,f), DFOC (a,c,e), DTC-SVM (b,d,f).



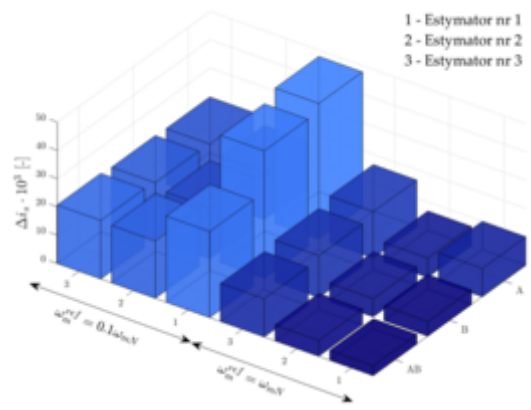
(a)



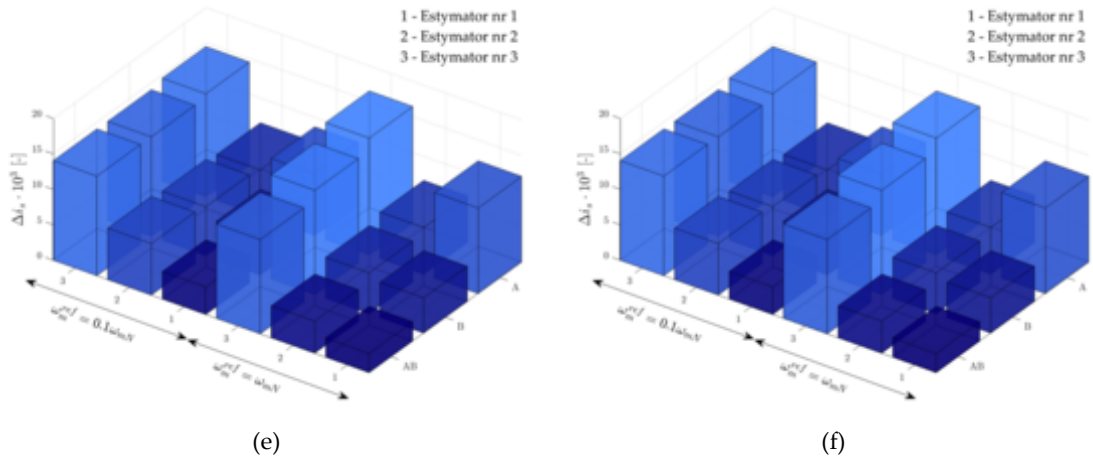
(b)



(c)



(d)



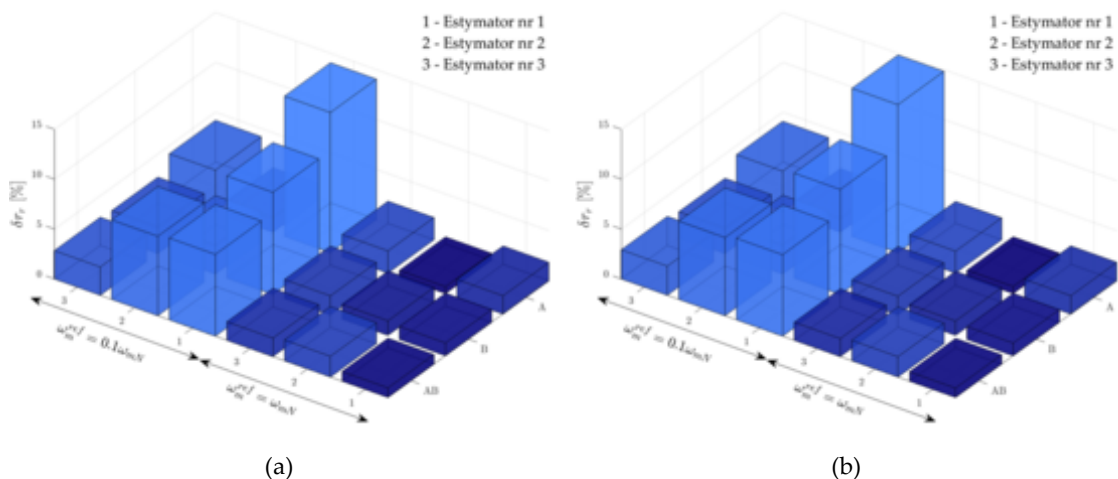
Rys. 6.28. Wartości RMSE estymacji prądu w strukturze sterowania CS-FTC z estymatorem prądu VSC dla 25% momentu znamionowego: $r_r = r_{rN}$, $r_s = r_{sN}$ (a,b), $r_r = r_r^e$, $r_s = r_{sN}$ (c,d), $r_r = r_r^e$, $r_s = r_s^e$ (e,f), DFOC (a,c,e), DTC-SVM (b,d,f).

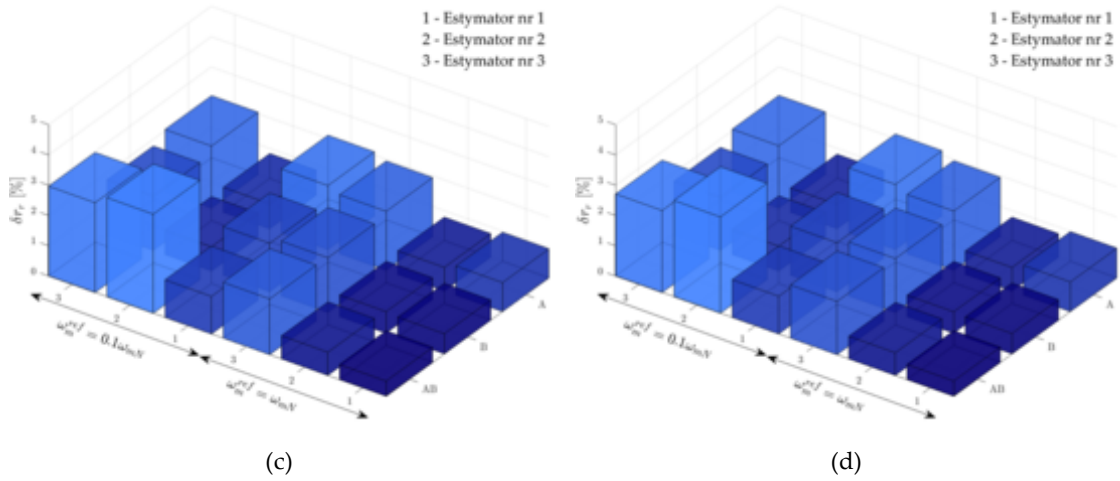
Jak można zauważyć dla 75% wartości obciążenia w przypadku braku estymatorów rezystancji zarówno w strukturze DFOC jak i DTC-SVM, RMSE prądu stojana w badanym przedziale czasu sięgało wartości 0,120. Zastosowanie estymacji rezystancji wirnika pozwoliło zmniejszyć ten błąd szczególnie w zakresie większych prędkości kątowych. Dla prędkości wynoszącej 10% wartości znamionowej można zauważyć większy błąd estymacji prądu, co spowodowane jest większym wpływem rezystancji stojana w zakresie małych prędkości. W tym badaniu najlepszą jakość estymacji prądu uzyskano stosując estymator nr 1 (Adamczyk, 2020). Natomiast, po założeniu proporcjonalnej zmiany rezystancji stojana zauważyć można kilkukrotne zmniejszenie wartości RMSE prądu. W szczególności widać wyraźną poprawę jakości odtwarzania prądu z zastosowaniem estymatora rezystancji nr 1 (Adamczyk, 2020), opartego na algorytmie VCS, który jest wrażliwy na zmiany rezystancji stojana w zakresie małych prędkości kątowych.

W przypadku, gdy moment obciążenia wynosił 25% wartości znamionowej, brak estymacji obu rezystancji skutkuje RMSE prądu stojana na poziomie 0,04. Jest to spowodowane faktem, że rezystancja wirnika ma największy wpływ na wartość prądu stojana, gdy układ pracuje przy obciążeniu. W takiej sytuacji, przy braku proporcjonalnej estymacji rezystancji stojana największy błąd dla obu struktur sterowania wektorowego otrzymuje się przy estymatorze rezystancji nr 1 (Adamczyk, 2020). Jednakże, po implementacji założenia (6.28), w większości przypadków RMSE prądu stojana zmniejsza się do wartości poniżej 0,02. Tylko w przypadku, gdy dostępny jest jedynie pomiar prądu w fazie A uzyskano niższą wartość RMSE dla estymatora nr 2 (Agrebi, 2010, 2018), niż dla estymatora nr 1 (Adamczyk, 2020). Warto zauważyć, że wyniki są bardzo zbliżone dla obu struktur sterowania wektorowego, co oznacza, że proponowany estymator prądu oraz badane estymatory rezystancji wirnika są uniwersalne i mogą być stosowane zarówno w strukturze DFOC jak i DTC-SVM.

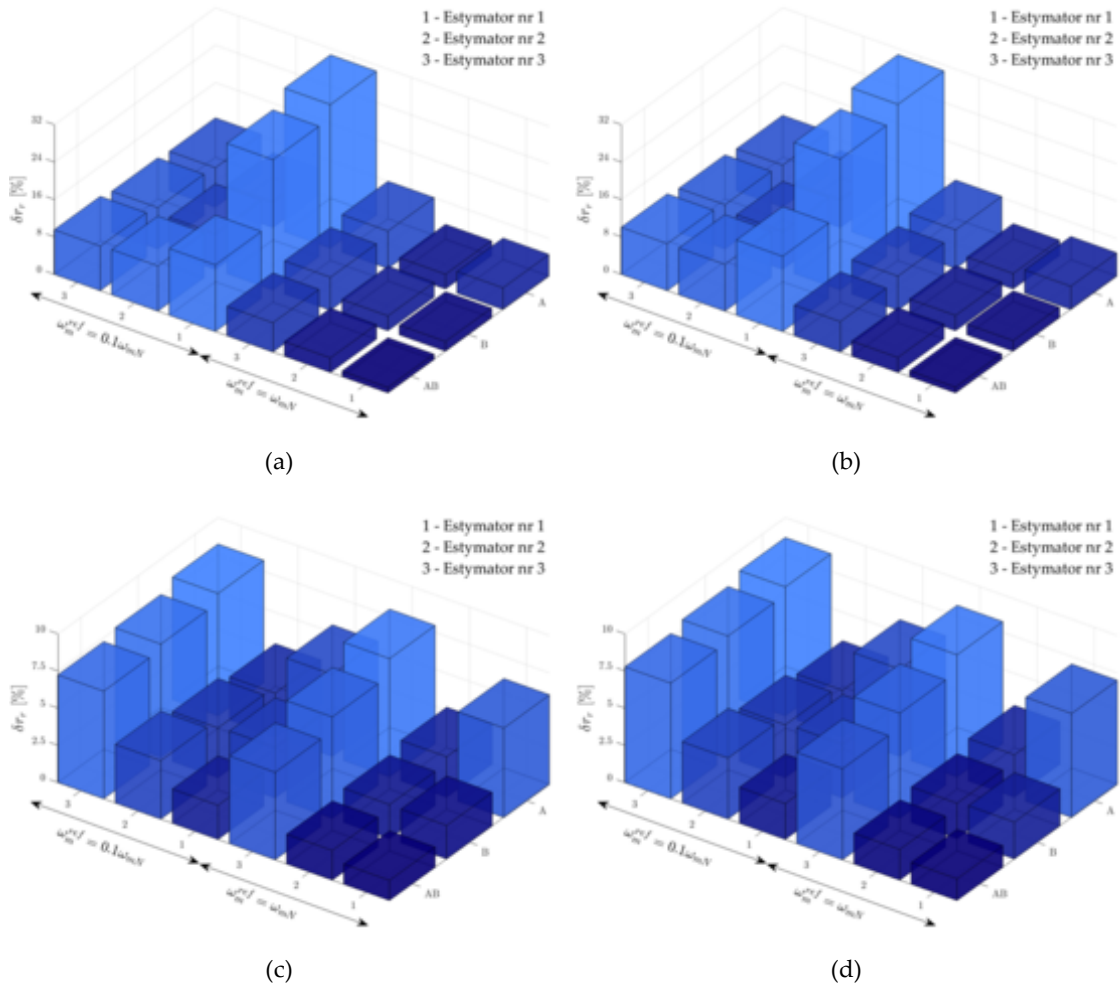
Kolejnym etapem było zbadanie jakości estymacji rezystancji wirnika. Średnie wartości błędów dla poszczególnych punktów pracy estymatorów oraz dostępnych CS przedstawiono na rysunkach 6.28, 6.30. Jak można zauważyć, dla 75% wartości momentu znamionowego błąd estymacji nie przekracza 15%. Jednakże, co warto podkreślić, dla prędkości znamionowej wartość ta wynosi mniej niż 3%. W przypadku dodatkowej proporcjonalnej estymacji rezystancji stojana, błąd estymacji w każdym przypadku był mniejszy niż 5%. Dla prędkości znamionowej błąd wynosił mniej niż 1,5%. Przy prędkości znamionowej estymatory nr 1 (Adamczyk, 2020) i nr 2 (Agrebi, 2010, 2018) wykazują się najmniejszym błędem estymacji rezystancji wirnika. W przypadku małych prędkości można zauważyć, że estymator nr 2 (Agrebi, 2010, 2018) charakteryzuje się troszkę większą dokładnością w przypadku dostępności tylko jednego CS. Jest to jednak nieznaczna różnica wynosząca około 1 punkt procentowy.

W przypadku 25% wartości momentu znamionowego zauważa się większy błąd estymacji rezystancji wirnika, szczególnie w zakresie małych prędkości, przy wykorzystaniu estymatora opartego na estymatorze prądu stojana (estymator nr 1 (Adamczyk, 2020)). Jest to spowodowane tym, że wpływ rezystancji wirnika na estymowaną wartość prądu stojana jest tym większy, im większy jest moment obciążenia. Zastosowanie proporcjonalnej estymacji rezystancji stojana pozwoliło na zmniejszenie błędu estymacji rezystancji wirnika do poziomu poniżej 10%. Należy również podkreślić, że błędy wynikające z niedokładności identyfikacji rezystancji w rzeczywistych SI mogą wynosić nawet ponad 10%.

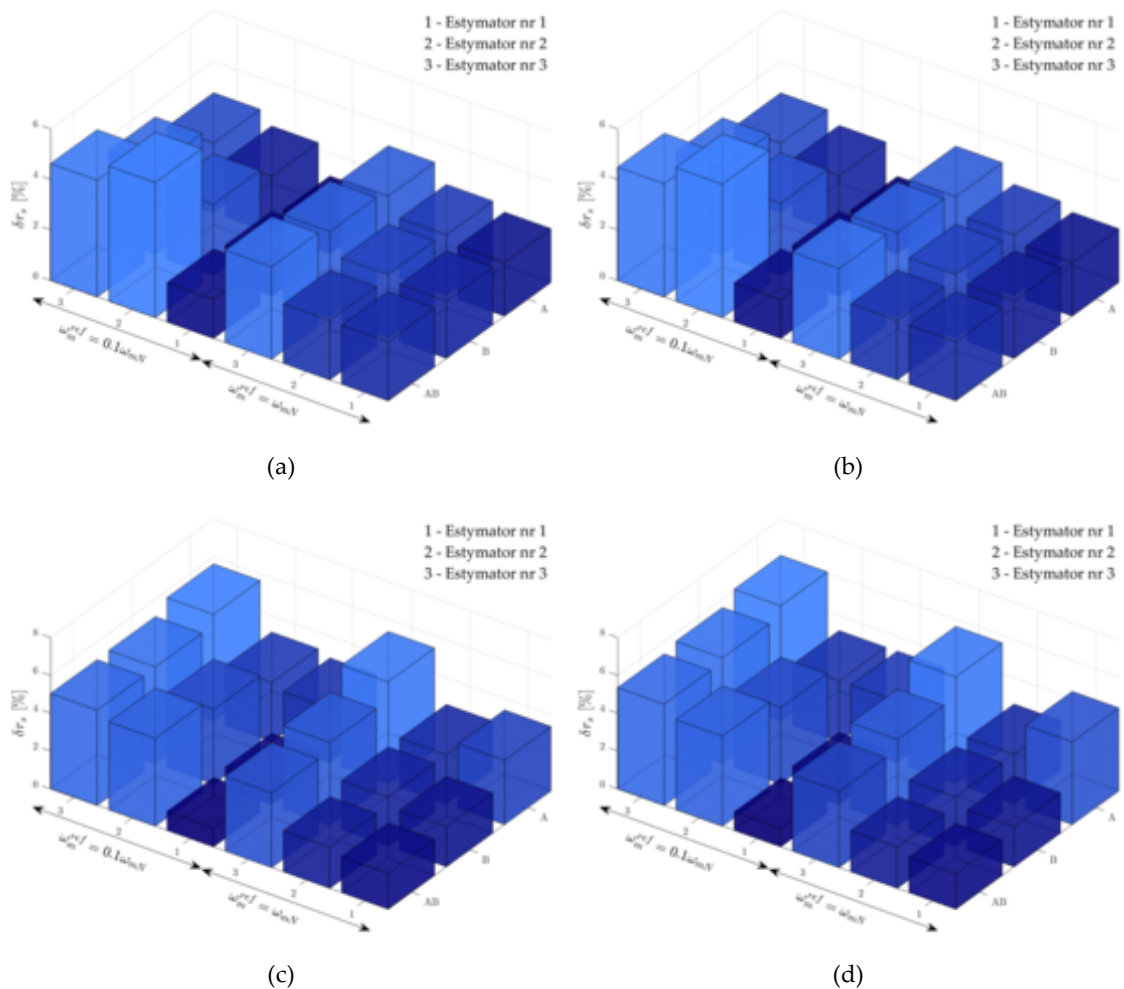




Rys. 6.29. Procentowa wartość błędu estymacji rezystancji wirnika w strukturze sterowania CS-FTC z estymatorem prądu VSC dla 75% momentu znamionowego: $r_r = r_r^e$, $r_s = r_{sN}$ (a,b), $r_r = r_r^e$, $r_s = r_s^e$ (c,d), DFOC (a,c), DTC-SVM (b,d).



Rys. 6.30. Procentowa wartość błędu estymacji rezystancji wirnika w strukturze sterowania CS-FTC z estymatorem prądu VSC dla 25% momentu znamionowego: $r_r = r_r^e$, $r_s = r_{sN}$ (a,b), $r_r = r_r^e$, $r_s = r_s^e$ (c,d), DFOC (a,c), DTC-SVM (b,d).



Rys. 6.31. Procentowa wartość błędu estymacji rezystancji stojana w strukturze sterowania CS-FTC z estymatorem prądu VSC dla 75% (a,c) oraz 25% (b,d) momentu znamionowego, DFOC (a,c), DTC-SVM (b,d).

Drugim analizowanym parametrem była rezystancja stojana. Podobnie, jak w przypadku rezystancji wirnika badano również średnią procentową wartość błędu estymacji rezystancji stojana w odniesieniu do tej w SI. Wyniki zostały przedstawione na rysunku 6.31. Dla 75% znamionowego obciążenia i znamionowej prędkości błąd estymacji był zbliżony dla wszystkich metod estymacji i wynosił między 2% a 4%. Dla małych prędkości zdecydowanie najlepsze wyniki uzyskano przy wykorzystaniu estymatora nr 1 (Adamczyk, 2020). We wszystkich sytuacjach, zarówno przy obciążeniu wynoszącym 75%, jak i wynoszącym 25%, procentowe wartości błędów estymacji rezystancji stojana nie przekraczały 8%.

Dla sytuacji, w której estymowana jest równolegle rezystancja wirnika i stojana wyznaczono średnie wartości RMSE prądu stojana (Tab. 6.15) dla poszczególnych estymatorów rezystancji wirnika, w zależności od punktu pracy, w dwóch strukturach sterowania. Analogicznie, wyznaczono średnią procentową wartość błędu estymacji

rezystancji wirnika (Tab. 6.16) oraz stojana (Tab. 6.17). W wymienionych tabelach kolorem błękitnym zaznaczono najniższą wartość błędu dla danego punktu pracy.

Tab. 6.15. Średnia wartość RMSE estymacji prądu stojana, $\Delta i_s \cdot 10^3$.

Struktura	DFOC			DTC-SVM		
	nr 1	nr 2	nr 3	nr 1	nr 2	nr 3
$\omega_m^{ref} = \omega_{mN}$ $t_L^{ref} = 0,75t_{LN}$	3,70	5,91	19,08	3,74	5,76	18,50
$\omega_m^{ref} = 0,1\omega_{mN}$ $t_L^{ref} = 0,75t_{LN}$	6,04	12,80	21,35	6,13	12,53	20,46
$\omega_m^{ref} = \omega_{mN}$ $t_L^{ref} = 0,25t_{LN}$	6,57	5,61	14,81	7,14	5,57	14,59
$\omega_m^{ref} = 0,1\omega_{mN}$ $t_L^{ref} = 0,25t_{LN}$	5,98	6,88	14,19	6,05	6,87	14,06

Tab. 6.16. Średnia procentowa wartość błędu estymacji rezystancji wirnika, δr_r .

Struktura	DFOC			DTC-SVM		
	nr 1	nr 2	nr 3	nr 1	nr 2	nr 3
$\omega_m^{ref} = \omega_{mN}$ $t_L^{ref} = 0,75t_{LN}$	0,70	0,75	1,86	0,72	0,74	1,83
$\omega_m^{ref} = 0,1\omega_{mN}$ $t_L^{ref} = 0,75t_{LN}$	1,65	1,63	2,27	1,67	1,60	2,17
$\omega_m^{ref} = \omega_{mN}$ $t_L^{ref} = 0,25t_{LN}$	3,20	2,33	6,88	3,64	2,43	7,13
$\omega_m^{ref} = 0,1\omega_{mN}$ $t_L^{ref} = 0,25t_{LN}$	3,74	3,39	7,69	3,96	3,58	8,20

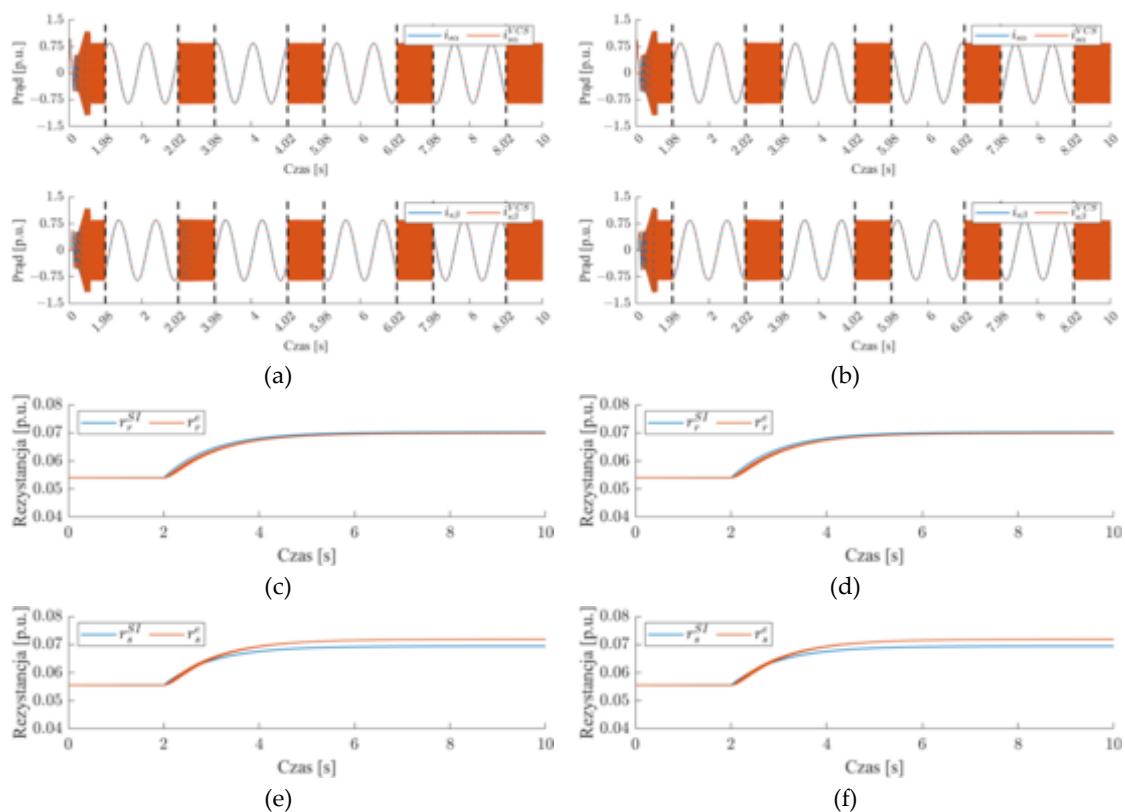
Tab. 6.17. Średnia procentowa wartość błędu estymacji rezystancji stojana, δr_s .

Struktura	DFOC			DTC-SVM		
	nr 1	nr 2	nr 3	nr 1	nr 2	nr 3
$\omega_m^{ref} = \omega_{mN}$ $t_L^{ref} = 0,75t_{LN}$	2,24	2,41	3,38	2,24	2,42	3,34
$\omega_m^{ref} = 0,1\omega_{mN}$ $t_L^{ref} = 0,75t_{LN}$	1,33	3,47	3,61	1,32	3,47	3,55
$\omega_m^{ref} = \omega_{mN}$ $t_L^{ref} = 0,25t_{LN}$	2,46	2,44	4,56	2,78	2,45	4,72
$\omega_m^{ref} = 0,1\omega_{mN}$ $t_L^{ref} = 0,25t_{LN}$	1,65	3,89	5,25	1,78	4,00	5,67

Analiza dokładności estymacji prądu stojana, rezystancji wirnika oraz rezystancji stojana wykazała bardzo podobne wyniki dla obu struktur sterowania. Jak można zauważyć w tabelach 6.15 – 6.17, przy założonej proporcjonalnej estymacji rezystancji stojana najlepsze wyniki uzyskiwano najczęściej dla estymatora nr 1 (Adamczyk, 2020). Tylko w jednym punkcie pracy, dla znamionowej prędkości oraz 25%

wartości momentu znamionowego, uzyskano lepsze wyniki za pomocą estymatora nr 2 (Agrebi, 2010, 2018). Dla wybranego w dalszej analizie estymatora rezystancji opartego na algorytmie VCS (estymator nr 1 (Adamczyk, 2020)) wartości RMSE określające jakość estymacji prądu stojana mieściły się w przedziale $[3,70 \cdot 10^{-4} - 6,13 \cdot 10^{-4}]$, natomiast procentowe błędy estymacji rezystancji wirnika i stojana odpowiednio $[0,7\% - 3,69\%]$ oraz $[1,32\% - 2,45\%]$.

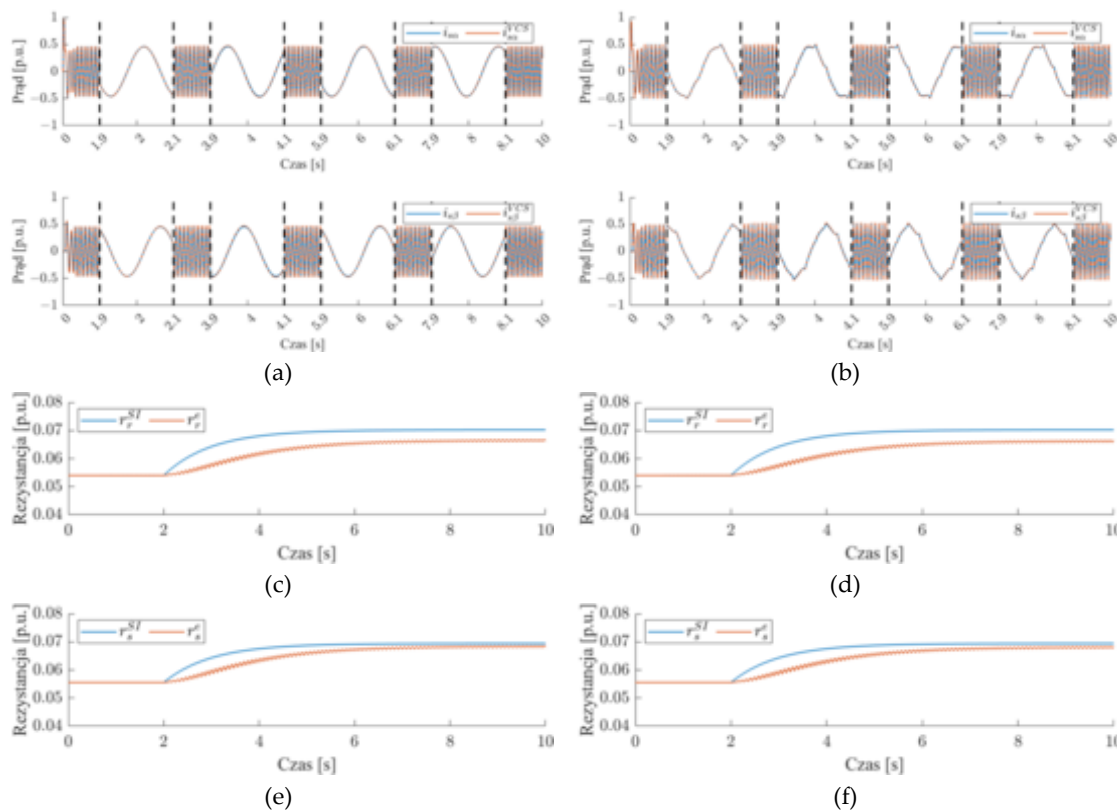
Dla rozwiązania opartego na algorytmie VCS (estymator nr 1 (Adamczyk, 2020)), na rysunku 6.32 przedstawiono przykładowe przebiegi prądu stojana, rezystancji wirnika oraz rezystancji stojana dla obu struktur sterowania, dla 100% prędkości znamionowej oraz 75% znamionowego obciążenia, gdy uszkodzony jest CS w fazie A, natomiast na rysunku 6.33 analogiczne przebiegi dla 10% prędkości znamionowej oraz 25% znamionowego obciążenia, gdy uszkodzony jest CS w fazie B. Aby ułatwić analizę jakości estymacji prądu stojana (Rys. 6.32a,b oraz Rys. 6.33a,b), dla chwil czasowych $t \in \{2, 4, 6, 8\}$ powiększono przebiegi na przedziale $\Delta t = 40$ ms (dla prędkości znamionowej, rysunek 6.32) oraz $\Delta t = 200$ ms (dla małej prędkości, rysunek 6.33).



Rys. 6.32. Przebiegi prądu stojana w osiach alfa, beta (a,b), rezystancji wirnika (c,d), rezystancji stojana (e,f) dla: $\omega_m^{ref} = \omega_{mN}$, $t_L^{ref} = 0,75t_{LN}$, gdy uszkodzone jest CS w fazie A: DFOC (a,c,e), DTC-SVM (b,d,f).

Jak można zauważyć na rysunku 6.32, w pierwszym przypadku wartość rezystancji wirnika jest bardzo dobrze odtwarzana, co skutkuje bardzo zbliżonymi przebiegami prądu mierzonego i estymowanego. Dla małych prędkości oraz małego

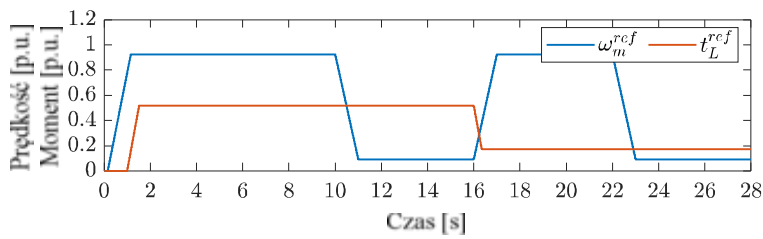
obciążenia (Rys. 6.33) widać mniejszą dokładność w estymacji rezystancji, jednakże nie przekłada się to na niedokładną estymację prądu. W związku z powyższą analizą można sformułować wniosek o konieczności stosowania proponowanego estymatora rezystancji wirnika i stojana w strukturach CS-FTC.



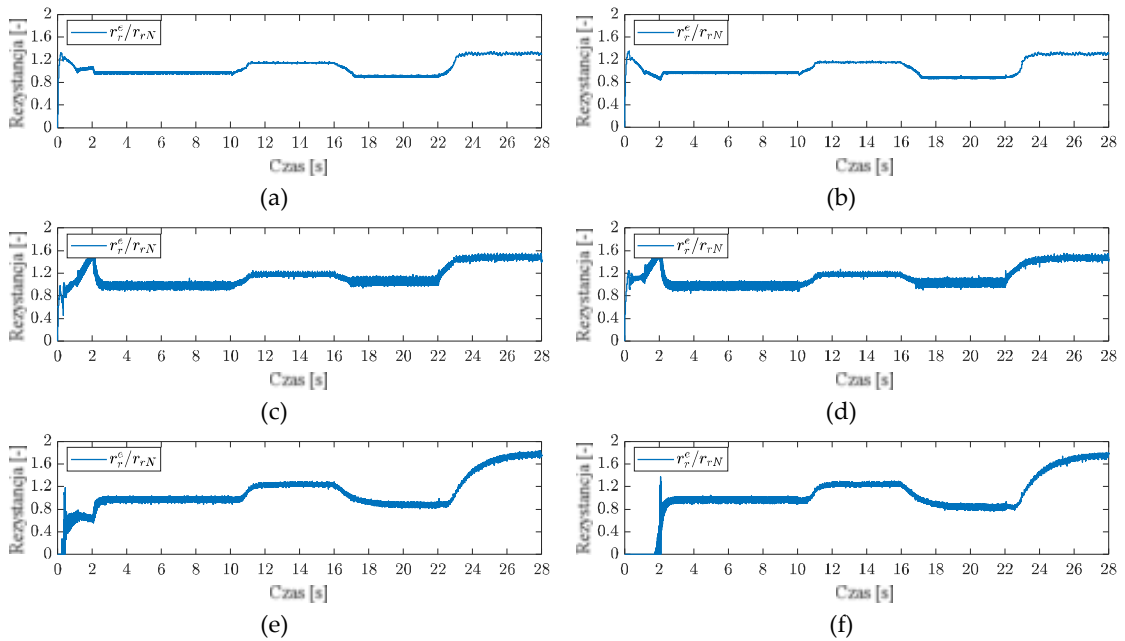
Rys. 6.33. Przebiegi prądu stojana w osiach alfa, beta (a,b), rezystancji wirnika (c,d), rezystancji stojana (e,f) dla: $\omega_m^{ref} = 0,1\omega_{mN}$, $t_L^{ref} = 0,25t_{LN}$, gdy uszkodzone jest CS w fazie B: DFOC (a,c,e), DTC-SVM (b,d,f).

6.3.6 Weryfikacja eksperymentalna

Dla punktów pracy przedstawionych w scenariuszu w podrozdziale 6.3.5 przeprowadzono eksperymentalną weryfikację opracowanego estymatora rezystancji wirnika opartego na algorytmie VCS (Adamczyk, 2020) oraz wykorzystanej proporcjonalnej adaptacji rezystancji stojana (Kubota et al., 1993). Weryfikacja eksperymentalna została zrealizowana na stanowisku laboratoryjnym opisanym w załączniku Z3, z wykorzystaniem oprogramowania ControlDesk, do sterowania oraz wizualizacji wyników, przedstawionym w załączniku Z5. Na rysunku 6.34 przedstawiono przebieg referencyjnych wartości prędkości oraz momentu, natomiast na rysunku 6.35 przedstawiono uzyskane wyniki estymacji wartości rezystancji wirnika w odniesieniu do wartości znamionowych. Warto zaznaczyć, że przy założonym współczynniku proporcjonalności, analogiczne przebiegi dla rezystancji stojana będą identyczne.



Rys. 6.34. Przebiegi referencyjnych wartości prędkości oraz momentu obciążenia.



Rys. 6.35. Przebiegi rezystancji wirnika przy założeniu: oba CS są nieuszkodzone (a,b), uszkodzony CS w fazie A (c,d), uszkodzony CS w fazie B (e,f); DFOC (a,c,e), DTC-SVM (b,d,f).

Jak można zauważyć, estymator rezystancji bardzo dobrze radzi sobie w zakresie prędkości znamionowej oraz 75% wartości momentu znamionowego. Dodatkowo, gdy obciążenie wynosi 25%, a prędkość jest znamionowa, wyniki również prezentują się bardzo dobrze. Jednakże, dla małej prędkości oraz obciążenia widać, że estymator rezystancji wykazuje się większym błędem. Dodatkowo, gdy uszkodzony jest CS w fazie B estymowana rezystancja wirnika dla tego punktu pracy osiąga prawie dwukrotność wartości znamionowej. Z tego względu, w dalszych badaniach zdecydowano się na wykorzystanie DMLO opisanego wcześniej, który wykazuje się wysoką odpornością na zmiany parametrów SI.

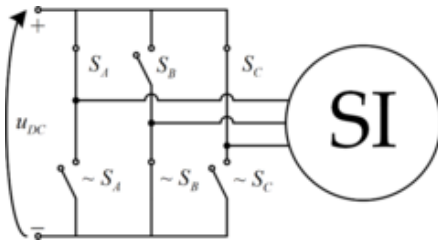
6.4 Wpływ czasu martwego falownika napięcia oraz jego kompensacji na jakość estymacji prądu stojana

FN najczęściej zbudowany jest z sześciu tranzystorów IGBT, które w sposób symboliczny przedstawić można za pomocą łączników. Wektor napięcia można zdefiniować za pomocą stanu logicznego tych łączników zgodnie z:

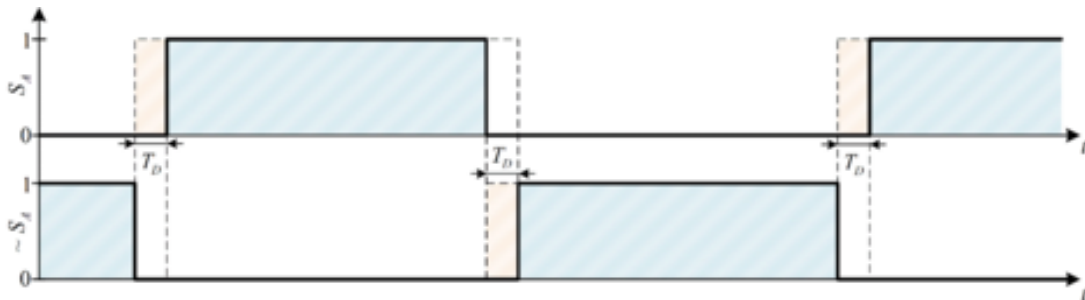
$$\mathbf{u}^{ref} = (S_A \ S_B \ S_C). \quad (6.32)$$

Jak można zauważyć na rysunku 6.36, stany logiczne górnych łączników S_A , S_B , S_C FN są zawsze przeciwne, do stanów łączników dolnych. Jednakże, w sytuacji, gdyby w jednej chwili czasowej zarówno dolny, jak i górny łącznik w danej fazie przyjąłby wartość logiczną równą jeden, doszłoby do zwarcia, co jest niedopuszczalne. Z tego powodu, należy sprzętowo lub programowo opóźnić zmianę stanu logicznego z zera na jeden, o czas, nazywany czasem martwym, T_D , FN. Ideowy przebiegi stanów logicznych górnego i dolnego łącznika w fazie A, przy założeniu czasu martwego T_D przedstawiono na rysunku 6.37. W sytuacji, gdy czas trwania danego stanu logicznego łącznika będzie znacznie dłuższy od czasu martwego, T_D będzie praktycznie pomijalne. Jednakże, w zakresie bardzo małych prędkości kątowych, T_D może mieć stosunkowo duży udział w czasie trwania stanu logicznego, co będzie się wiązało z tym, że wartość napięcia stojana będzie znacznie mniejsza, niż wynikałoby to z wartości referencyjnej.

Wektory \mathbf{u} , określające stany logiczne łączników FN można podzielić na wektory aktywne $\mathbf{u}_1 - \mathbf{u}_6$ oraz wektory zerowe \mathbf{u}_0 , \mathbf{u}_7 , dla których suma prądów przepływających przez uzwojenia stojana wynosi zero. Ich wartości zostały przedstawione w tabeli 6.18, natomiast wykres przedstawiający sektory określone na ich podstawie pokazano na rysunku 6.38.



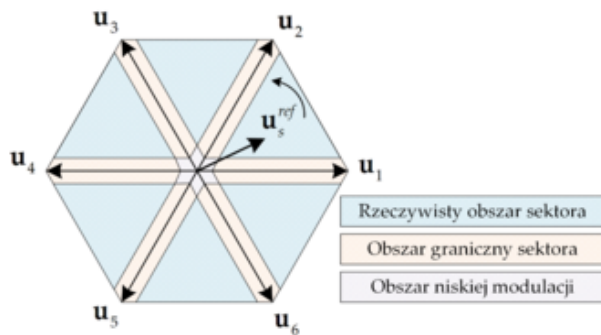
Rys. 6.36. Schemat ideowy falownika napięcia.



Rys. 6.37. Przebieg ideowy stanów logicznych łącznika falownika napięcia w fazie A.

Tab. 6.18. Wartości wektorów $\mathbf{u}_0 - \mathbf{u}_7$.

Wektor	\mathbf{u}_0	\mathbf{u}_1	\mathbf{u}_2	\mathbf{u}_3	\mathbf{u}_4	\mathbf{u}_5	\mathbf{u}_6	\mathbf{u}_7
$(S_A S_B S_C)$	(0 0 0)	(1 0 0)	(1 1 0)	(0 1 0)	(0 1 1)	(0 0 1)	(1 0 1)	(1 1 1)



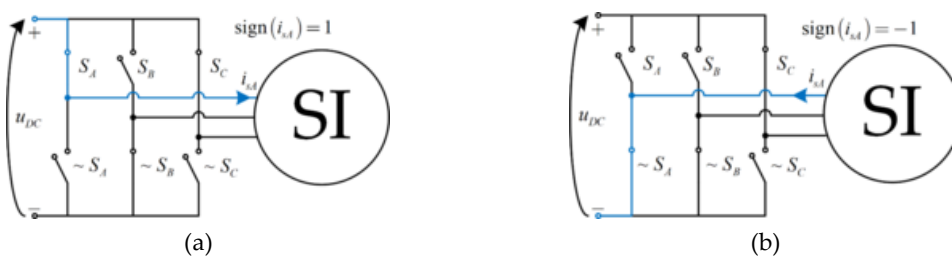
Rys. 6.38. Wykres przedstawiający obszary sektorów aktywnych.

W celu kompensacji wpływu czasu martwego należy odpowiednio zwiększyć bądź zmniejszyć wartość napięcia referencyjnego w danej fazie, w zależności od wartości logicznej górnego łącznika w tej fazie. Realizacja tego możliwa jest dzięki wykorzystaniu funkcji znaku $\text{sign}(x)$, zgodnie z przedstawionym na rysunku 6.39 przykładem dla fazy A . Kompensacji dokonać można zatem zwiększając bezwzględne wartości wypełnień d_A, d_B, d_C , stanowiących wejście modulatora PWM, o wartość Δu związaną ze stosunkiem czasu martwego T_D do okresu próbkowania T_s (Żelechowski, 2005):

$$\Delta u_p = \frac{T_D}{T_s} u_{DC} \text{sign}(i_{sp}), p \in \{A, B, C\}. \quad (6.33)$$

W związku z powyższym nowe wartości wypełnień wyraża się:

$$d_p^k = d_p + \Delta u_p, p \in \{A, B, C\}. \quad (6.34)$$



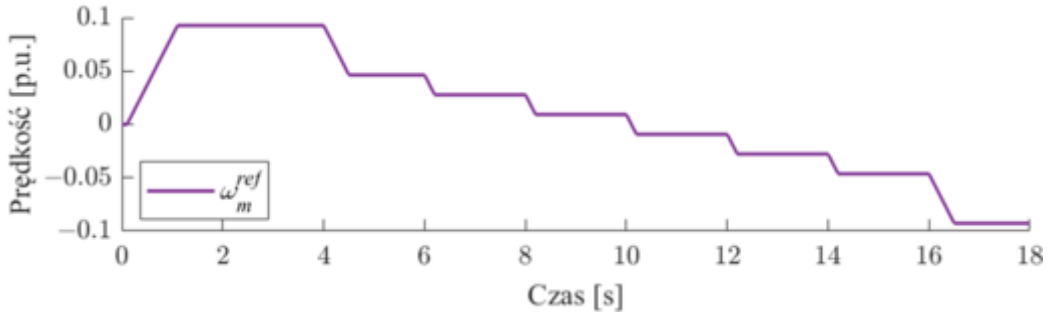
Rys. 6.39. Związek funkcji znaku prądu ze stanami logicznymi łączników falownika napięcia.

Należy jednak podkreślić, że w przypadku, gdy prąd przechodzi przez punkt zerowy, jego tętnienia powodować mogą skokowe zmiany wartości wypełnień (6.36). W związku z powyższym zaleca się, aby dla bezwzględnych wartości prądów fazowych, mniejszych, niż wartość i_{level} (w niniejszej rozprawie przyjęto 0.05 p.u.) zapewnić płynną zmianę wypełnień, w związku z czym, po wprowadzonej modyfikacji otrzymuje się (Żelechowski, 2005):

$$d_p^k = \begin{cases} d_p + \Delta u_p & \Leftrightarrow |i_s| > i_{level} \\ d_p + \frac{|i_{sp}|}{i_{level}} \Delta u_p & \Leftrightarrow |i_s| \leq i_{level} \end{cases}, \quad (6.35)$$

$p \in \{A, B, C\}$.

Badania wpływu czasu martwego oraz jego kompensacji na jakość estymacji prądu stojana przeprowadzono dla dwóch struktur wektorowego sterowania: DFOC oraz DTC-SVM. Ponieważ wpływ czasu martwego jest najbardziej istotny w zakresie małych prędkości kątowych (Adamczyk i Orłowska-Kowalska, 2023b), badania zrealizowano przy założeniu prędkości kątowych z zakresu $\omega_m^{ref} \in \{\pm 0,01; \pm 0,03; \pm 0,05; \pm 0,1\} \omega_{mN}$ oraz momentu obciążenia z zakresu $t_L^{ref} \in \{0,25; 0,75\} t_{eN}$. Aby uwzględnić jedynie wpływ czasu martwego, do estymacji prądu stojana wykorzystano algorytm VCS (tożsamy z LO przy $k_0 = 1$). Wszystkie badania zrealizowano dla stałego obciążenia oraz prędkości kątowej widocznej na rysunku 6.40.



Rys. 6.40. Przebieg prędkości referencyjnej.

Do określenia jakości estymacji wykorzystano RMSE (6.1) pomiędzy prądami w układzie współrzędnych $(\alpha-\beta)$: estymowanymi oraz obliczonymi na podstawie prądów mierzonych, dla przedziału czasowego $t_2 - t_1 = 1$ s, oraz wyznaczono ich średnią wartość.

We wszystkich badaniach rozpatrzono sześć przypadków:

- brak kompensacji T_D ,
- kompensacja T_D z wykorzystaniem prądów mierzonych – $\Delta u = f(i_s)$,
- kompensacja T_D z wykorzystaniem prądu mierzonego w fazie A i estymowanego w fazie B – $\Delta u = f(i_{sA}, \hat{i}_{sB})$,
- kompensacja T_D z wykorzystaniem prądu mierzonego w fazie B i estymowanego w fazie A – $\Delta u = f(\hat{i}_{sA}, i_{sB})$,
- kompensacja T_D z wykorzystaniem prądów estymowanych – $\Delta u = f(\hat{i}_s)$,
- kompensacja T_D z wykorzystaniem prądów referencyjnych – $\Delta u = f(i_s^{ref})$.

W strukturze DFOC fazowe prądy referencyjne uzyskuje się poprzez zastosowanie odwrotnej transformacji Clarke i Parka, natomiast dla DTC-SVM

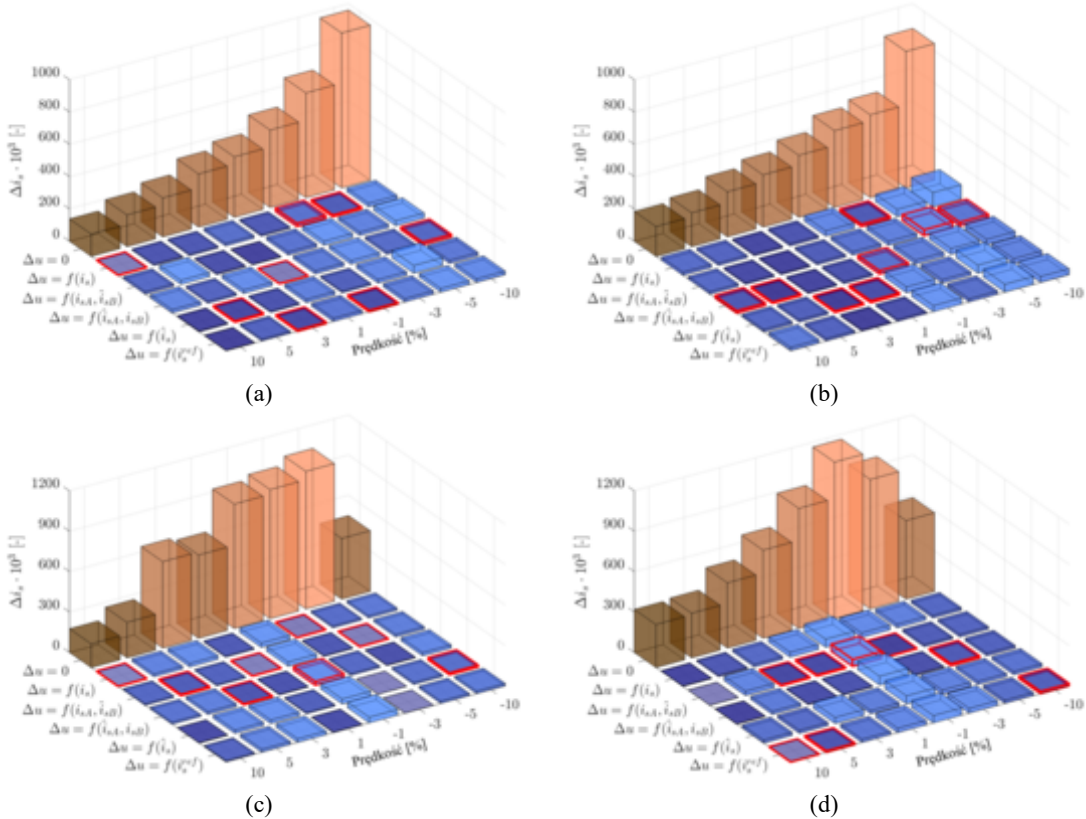
wymagane jest odprężenie torów sterowania (Rys. 3.8), a prądy referencyjne uzyskuje się zgodnie z:

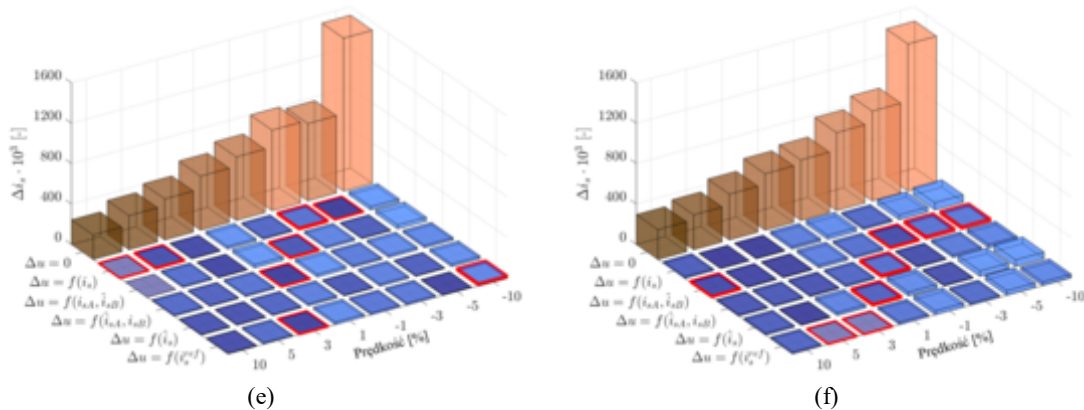
$$i_{sx}^{ref} = \frac{u_{sx}^{ref}}{r_s}, \quad (6.36)$$

$$i_{sy}^{ref} = \frac{u_{sy}^{ref} - \omega_s \Psi_s}{r_s}, \quad (6.37)$$

a następnie, analogicznie, jak dla DFOC, korzystając z odwrotnej transformacji Clarke i Parka.

W pierwszej rozpatrywanej sytuacji porównano ze sobą wszystkie metody kompensacji dla trzech wartości czasu martwego: 1 μ s, 3 μ s oraz 5 μ s. We wszystkich badaniach struktura pracowała na prądach mierzonych. Wyniki dla 75% wartości obciążenia znamionowego przedstawiono na rysunku 6.41, a dla 25% na rysunku 6.42. Procentową, średnią wartość poprawy jakości estymacji prądu stojana dla poszczególnych metod kompensacji czasu martwego przedstawiono w tabeli 6.19.



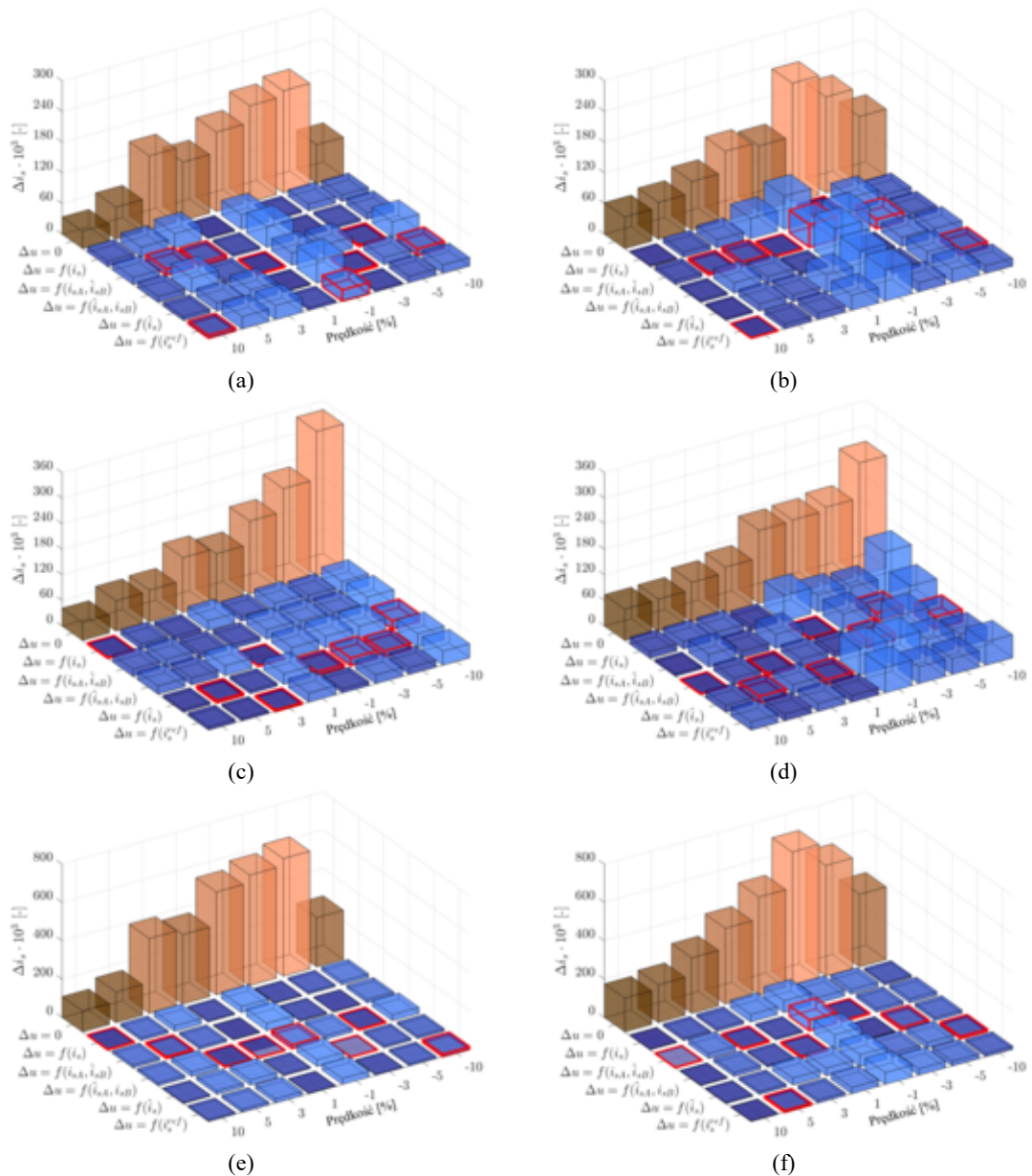


Rys. 6.41. Wartości RMSE dla $T_D = 1 \mu\text{s}$ (a,b), $T_D = 3 \mu\text{s}$ (c,d), $T_D = 5 \mu\text{s}$ (e,f), w strukturze DFOC (a,c,e) oraz DTC-SVM (b,d,f) dla $t_L^{ref} = 0,25t_{LN}$, przy różnych metodach kompensacji T_D .

Tab. 6.19. Procentowa średnia poprawa jakości estymacji prądu stojana, przy różnych metodach kompensacji T_D .

Δu	$T_D = 1 \mu\text{s}$				$T_D = 3 \mu\text{s}$				$T_D = 5 \mu\text{s}$			
	$t_L^{ref} = 0,75$		$t_L^{ref} = 0,25$		$t_L^{ref} = 0,75$		$t_L^{ref} = 0,75$		$t_L^{ref} = 0,25$		$t_L^{ref} = 0,75$	
	DFOC	DTC-SVM	DFOC	DTC-SVM	DFOC	DTC-SVM	DFOC	DTC-SVM	DFOC	DTC-SVM	DFOC	DTC-SVM
$f(i_s)$	88,7	76,3	84,1	82,6	96,9	92,9	95,5	94,2	98,0	95,8	97,1	96,1
$f(i_{sA}, \hat{i}_{sB})$	82,8	81,2	85,7	87,0	94,2	94,7	95,1	95,2	97,4	97,0	97,4	97,0
$f(\hat{i}_{sA}, i_{sB})$	80,1	87,1	80,3	83,1	94,3	94,9	93,8	95,0	96,8	96,6	96,4	96,9
$f(\hat{i}_s)$	89,6	77,3	84,9	82,5	95,5	93,8	94,8	92,9	97,6	95,3	96,8	94,6
$f(i_s^{ref})$	89,5	77,5	84,8	83,7	96,2	93,2	95,2	94,3	97,5	96,4	96,3	96,5

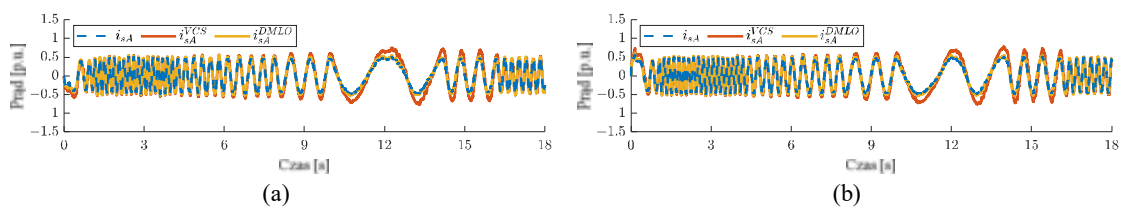
Jak można zauważyć na rysunkach 6.40 oraz 6.41 błąd estymacji prądu stojana bez kompensacji czasu martwego jest większy dla bardziej obciążonego układu napędowego. RMSE w niektórych punktach pracy przekracza wartość 1.5, co jest dużym błędem, zważywszy na to, że wartości prądu wyrażone są w jednostkach względnych. Zastosowanie którejkolwiek z metod kompensacji czasu martwego znacznie zmniejsza ten błąd. Dla czasu martwego wynoszącego $1 \mu\text{s}$ jest to poprawa o około 76% – 89%, natomiast dla $3 \mu\text{s}$ i $5 \mu\text{s}$ uzyskano wyniki z przedziału 92,9% – 98%. Tłumaczy to konieczność stosowania kompensacji czasu martwego w układach CS-FTC. Wartości procentowe jakości poprawy dla poszczególnych metod różniły się kilkoma punktami procentowymi. W związku z tym proponuje się, aby kompensacja realizowana była z wykorzystaniem prądów estymowanych (brak konieczności przełączania sposobu kompensacji T_D), dla których średnia wartość poprawy wynosiła 77,3% – 97,6%.

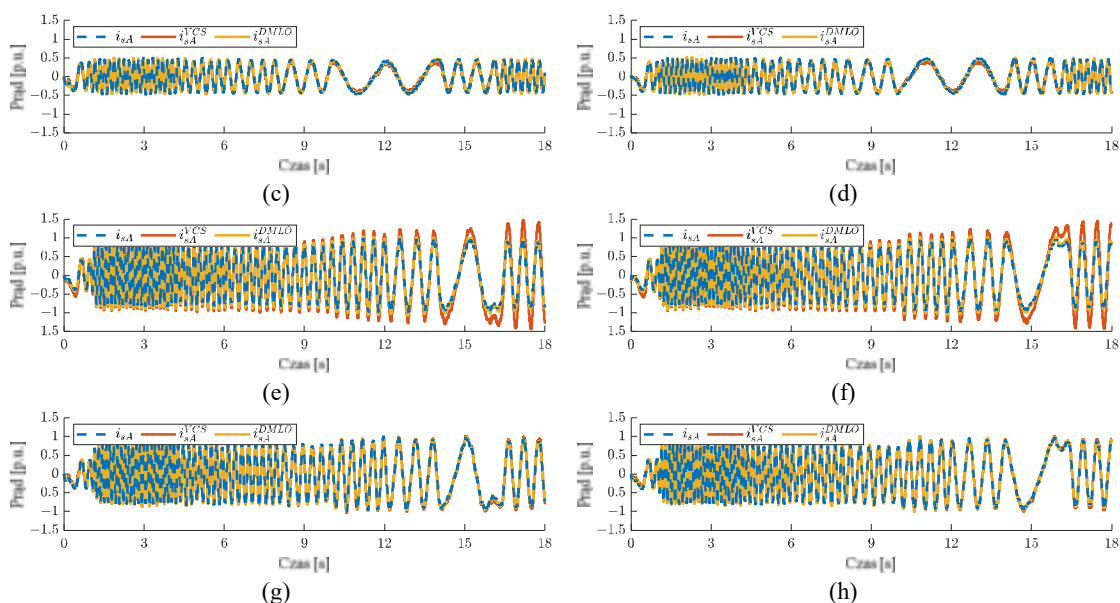


Rys. 6.42. Wartości RMSE dla $T_D = 1 \mu s$ (a,b), $T_D = 3 \mu s$ (c,d), $T_D = 5 \mu s$ (e,f), w strukturze DFOC (a,c,e) oraz DTC-SVM (b,d,f) dla $t_{l}^{ref} = 0,25t_{LN}$, przy różnych metodach kompensacji T_D .

6.4.1 Weryfikacja eksperymentalna

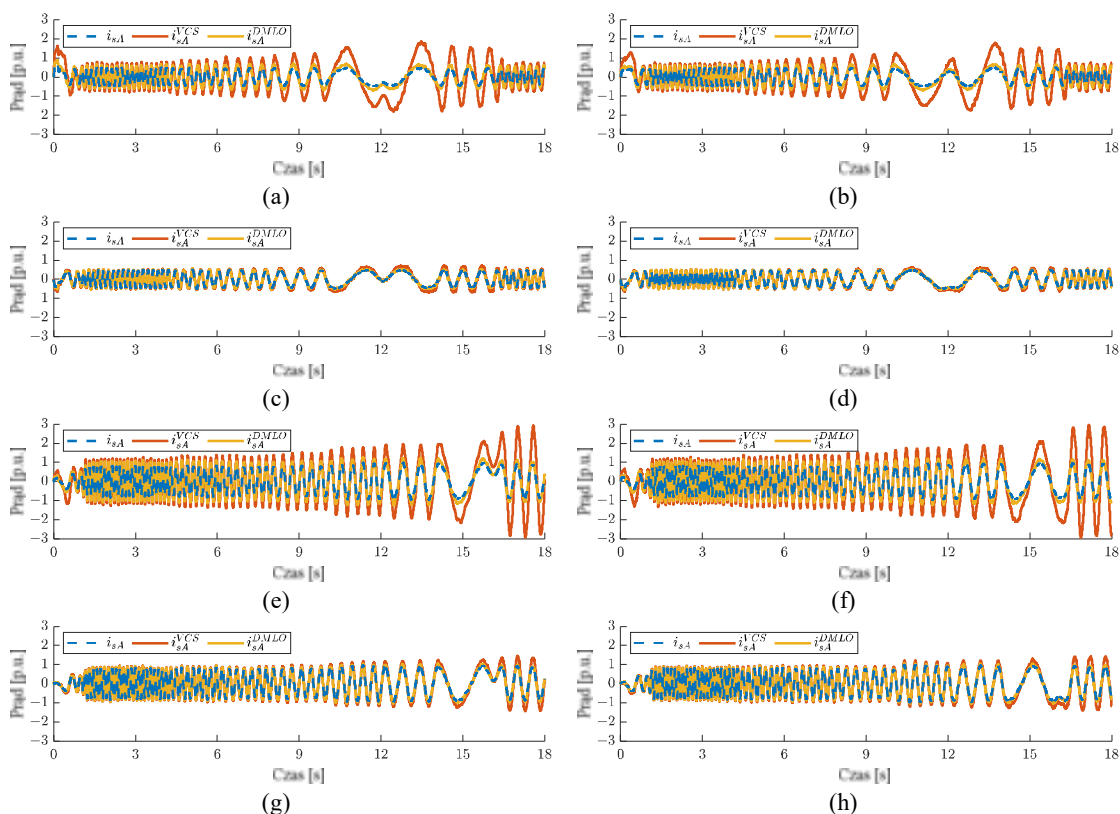
Dla przebiegu prędkości przedstawionego na rysunku 6.40 wykonano weryfikację eksperymentalną. W celu kompensacji czasu martwego wykorzystano prądy estymowane. Na rysunkach 6.43-6.45 przedstawiono przebiegi prądów mierzonych i estymowanych przez VCS oraz przez DMLO dla przykładowej fazy A i B.





Rys. 6.43. Przebieg prądów w fazie A dla $t_L^{ref} = 0,25t_{LN}$ (a,b,c,d), $t_L^{ref} = 0,75t_{LN}$ (e,f,g,h) oraz $T_D = 1 \mu s$, w strukturze DFOC (a,c,e,g) oraz DTC-SVM (b,d,f,h), bez kompensacji (a,b,e,f) oraz z kompensacją (c,d,g,h) czasu martwego

Jak można zauważyć na rysunku 6.43, wpływ czasu martwego, wynoszącego $1 \mu s$ jest zauważalny głównie w przypadku algorytmu VCS. Algorytm DMLO wykazuje się w tym przypadku wysoką niewrażliwością na tak małą wartość czasu martwego i praktycznie pokrywa się z prądem mierzonym w każdej sytuacji.

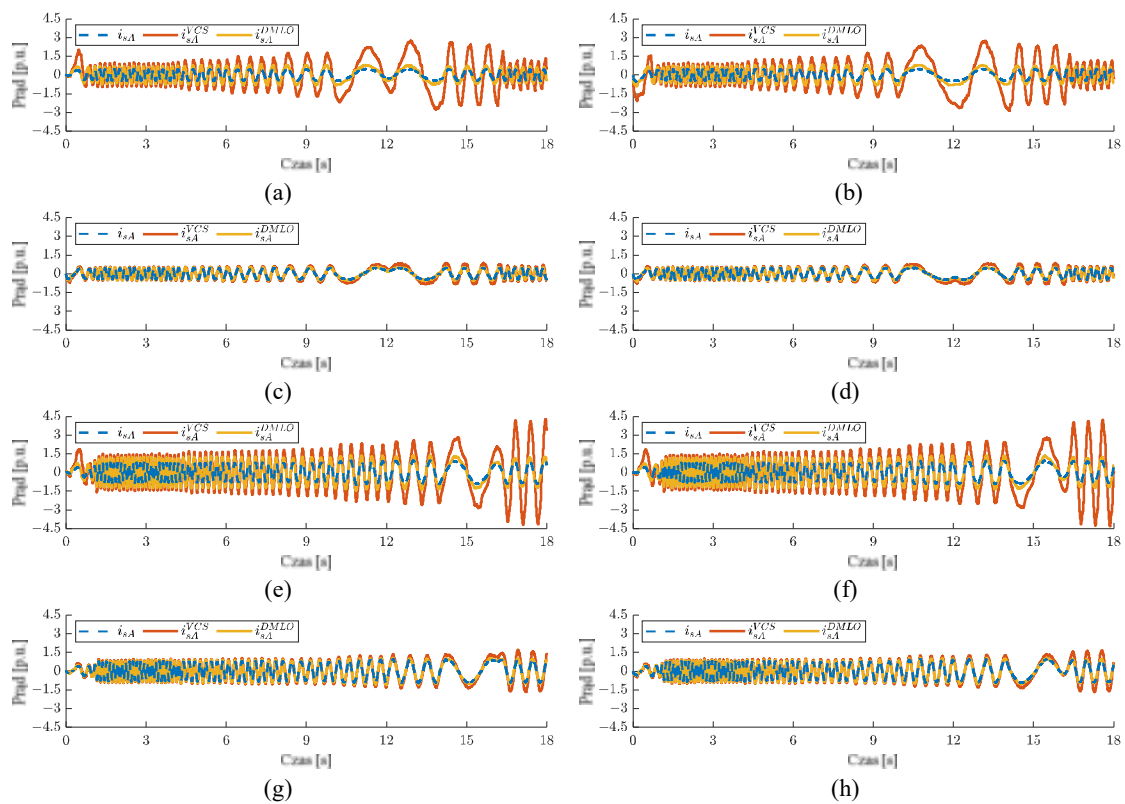


Rys. 6.44. Przebieg prądów w fazie A dla $t_L^{ref} = 0,25t_{LN}$ (a,b,c,d), $t_L^{ref} = 0,75t_{LN}$ (e,f,g,h) oraz $T_D = 3 \mu s$, w strukturze DFOC (a,c,e,g) oraz DTC-SVM (b,d,f,h), bez kompensacji (a,b,e,f) oraz z kompensacją (c,d,g,h) czasu martwego

W przypadku czasu martwego wynoszącego $3 \mu\text{s}$ można zauważyć istotny wpływ jego kompensacji na jakość estymacji prądu stojana przez algorytm VCS. Kompensacja pozwoliła zmniejszyć różnicę pomiędzy prądem estymowanym przez algorytm VCS, a prądem mierzonym. DMLO wykazuje się wysoką jakością estymacji nawet w przypadku tak dużej wartości czasu martwego. Po kompensacji praktycznie pokrywa się z prądem mierzonym.

Dla największej wartości czasu martwego ($5 \mu\text{s}$) wartość prądu estymowanego przez algorytm VCS wynosi nawet 4.5 p.u., co jest ponad trzykrotnym wzrostem w stosunku do prądu mierzonego. Również w tej sytuacji zauważyć można wysoką niewrażliwość algorytmu DMLO na czas martwy. Analogicznie, jak w poprzednich przypadkach, po kompensacji prądy estymowane przez DMLO oraz mierzone pokrywają się ze sobą.

Analizując powyższe przebiegi (6.43-6.45) można sformułować wniosek, że dla większego obciążenia błąd estymacji prądu jest większy. Dodatkowo, zauważono, że algorytm VCS wykazuje się wysoką wrażliwością na brak kompensacji czasu martwego, w przeciwieństwie do algorytmu DMLO, który bardzo dobrze odtwarza prąd mierzony, nawet przy braku kompensacji T_D . W związku z powyższym w dalszych badaniach układ CS-FTC oparto na algorytmie DMLO.



Rys. 6.45. Przebieg prądów w fazie A dla $t_L^{ref} = 0,25t_{LN}$ (a,b,c,d), $t_L^{ref} = 0,75t_{LN}$ (e,f,g,h) oraz $T_D = 5 \mu\text{s}$, w strukturze DFOC (a,c,e,g) oraz DTC-SVM (b,d,f,h), bez kompensacji (a,b,e,f) oraz z kompensacją (c,d,g,h) czasu martwego.

7 DETEKCCJA I KOMPENSACJA USZKODZEŃ CZUJNIKÓW PRĄDU

7.1 Algorytm detekcji i lokalizacji uszkodzenia

W celu detekcji uszkodzenia CS opracowano prosty algorytm wykorzystujący różnicę pomiędzy mierzonymi oraz estymowanymi wartościami prądu stojana. Jak wynika z przeprowadzonej analizy w rozdziale 6.1, w przypadku estymacji prądu stojana w fazie, w której znajduje się prawidłowo działający CS, najlepsze wyniki otrzymywano, gdy współczynnik $k_0 = 2,6$. Z tego powodu, w rozdziale 6.2 zaproponowano koncepcje wykorzystania dwóch MLO: MLO_D służącego do detekcji uszkodzenia oraz MLO_C wykorzystywanego przy obliczaniu prądów niezbędnych do kompensacji uszkodzenia.

W pierwszym kroku, estymowane przez obserwator wartości prądu stojana w układzie współrzędnych (α - β) należy przeliczyć za pomocą odwrotnej transformaty Clarke, zgodnie z równaniem (5.60). Następnie, obliczany jest współczynnik ε , będący kwadratem różnicy pomiędzy mierzonymi i estymowanymi prądami w fazach A i B :

$$\varepsilon_p(k) = (i_{sp}(k) - \hat{i}_{sp}(k))^2, \quad p \in \{A, B\}, \quad (7.1)$$

Kolejnym etapem jest określenie maksymalnej, dopuszczalnej wartości współczynnika ε . W przypadku błędu nasycenia, zanikania bądź całkowitego przerwania sygnału prądu kwadrat różnicy pomiędzy mierzonym i estymowanym prądem będzie stosunkowo duży. Jednakże, dla błędu wzmocnienia czy offsetu pomiarowego należy również uwzględnić amplitudę prądu.

W przypadku błędu wzmocnienia dla przykładowej fazy A maksymalny współczynnik ε jest następujący:

$$\max(\varepsilon_A(k)) = (i_{sA}(k) - \hat{i}_{sA}(k))^2 = (n_{gain} \hat{i}_{sA}(k) - \hat{i}_{sA}(k))^2 = (n_{gain} - 1)^2 \hat{i}_{sA}^2(k), \quad (7.2)$$

gdzie n_{gain} oznacza błąd wzmocnienia.

Przekształcając powyższe równanie otrzymuje się:

$$\begin{aligned} |n_{gain} - 1| |\hat{i}_{sA}(k)| &= \sqrt{\max(\varepsilon_A(k))} \Rightarrow |n_{gain} - 1| = \frac{\max(\varepsilon_A(k))}{|\hat{i}_{sA}(k)|} \Rightarrow \\ \Rightarrow n_{gain} &\in \left\{ 1 - \frac{\max(\varepsilon_A(k))}{|\hat{i}_{sA}(k)|}; 1 + \frac{\max(\varepsilon_A(k))}{|\hat{i}_{sA}(k)|} \right\}. \end{aligned} \quad (7.3)$$

Przy założeniu, że maksymalny, wykrywalny błąd wzmocnienia wynosi $\pm 20\%$, wartość n_{gain} będzie należeć do zakresu $\{0,8;1,2\}$, w związku z czym:

$$\left| \frac{\sqrt{\max(\varepsilon_A(k))}}{|\hat{i}_{sA}(k)|} \right| = 0,2 \Rightarrow \max(\varepsilon_A(k)) = 0,04\hat{i}_{sA}^2(k). \quad (7.4)$$

Jak wynika z powyższego równania, przy takiej strategii maksymalna wartość błędu zależna jest od kwadratu aktualnej wartości prądu stojana. Należy jednak podkreślić, że błąd wzmożenia jest największy, gdy wartość chwilowa prądu jest równa jego amplitudzie, w związku z czym założono następującą wartość progową:

$$\vartheta = 0,04\hat{i}_s^2. \quad (7.5)$$

Zgodnie z powyższym, niezależnie od amplitudy estymowanego prądu stojana, graniczna wartość błędu wzmożenia wynosić będzie $\pm 20\%$.

W przypadku offsetu pomiarowego dla przykładowej fazy A maksymalna wartość współczynnika ε wyraża się następująco:

$$\max(\varepsilon_A(k)) = (i_{sA}(k) - \hat{i}_{sA}(k))^2 = (\hat{i}_{sA}(k) + n_{\text{offset}} - \hat{i}_{sA}(k))^2 = n_{\text{offset}}^2. \quad (7.6)$$

Przy założonej powyżej (7.5) maksymalnej wartości progowej otrzymuje się:

$$n_{\text{offset}}^2 = 0,04\hat{i}_s^2 \Rightarrow n_{\text{offset}} = 0,2\hat{i}_s. \quad (7.7)$$

Zgodnie z powyższym, w takiej sytuacji maksymalny offset wynosi 20% amplitudy estymowanego prądu stojana.

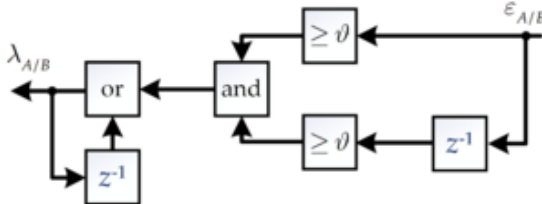
Jak zostało omówione w rozdziale 6, do detekcji wykorzystano prądy estymowane przez MLO_D. Podczas rozruchu wartość prądu stojana w chwili czasowej $t = 0$ s jest równy zero. Aby uniknąć błędnej detekcji podczas rozruchu, założono minimalną wartość współczynnika ϑ , zależną od długości wektora prądu skorygowanego:

$$\vartheta = 0,04 \cdot \max(i_s^c; i_{s0}), \quad (7.8)$$

gdzie i_{s0} – amplituda prądu podczas biegu jałowego, w badaniach przyjęto przybliżoną wartość 0,4 [p.u.].

Aby uniknąć błędnej detekcji spowodowanej szumem pomiarowym zdecydowano, że system detekcji określa uszkodzenie, gdy dla dwóch kolejnych próbek (k oraz $k-1$) obliczony współczynnik ε przekroczy przyjętą wartość progową ϑ . Gdy to nastąpi, wartość współczynnika uszkodzenia λ w danej fazie zmienia się na 1. Należy jednak podkreślić, że w przypadku przechodzenia wartości prądu przez punkt zerowy, współczynnik ε będzie również przyjmował wartości bliskie zero, co mogłoby mylnie sugerować, że uszkodzenie ustąpiło. Aby temu zapobiec, system po wykryciu uszkodzenia podtrzymuje tę informację do czasu naprawy wadliwego CS. Należy zaznaczyć, że w przypadku, gdy uszkodzenie CS inne niż offset pomiarowy, nastąpi

podczas przechodzenia wartości prądu przez punkt zerowy, nie będzie ono miało istotnego wpływu na działanie układu napędowego (w każdym przypadku zarówno mierzony, jak i estymowany prąd będzie równy wartości zerowej). Jednakże, po przekroczeniu tego punktu wartość współczynnika ε wzrośnie, co spowoduje, że system dokona detekcji z opóźnieniem niewpływającym na działanie układu. Algorytm detekcji przedstawiono na rysunku 7.1.



Rys. 7.1. Algorytm detekcji uszkodzenia.

Aby sprawnie określić miejsce uszkodzenia przyjęto wypadkową wartość współczynnika λ :

$$\lambda = \lambda_A + 2\lambda_B + 1. \quad (7.9)$$

W związku z tym, lokalizacja uszkodzenia odbywa się w następujący sposób:

- $\lambda = 1$ – oba CS są nieuszkodzone,
- $\lambda = 2$ – tylko CS w fazie A jest uszkodzony,
- $\lambda = 3$ – tylko CS w fazie B jest uszkodzony,
- $\lambda = 4$ – oba CS są uszkodzone.

W powyższych założeniach (7.2), (7.6) przyjęto, że wartość prądu estymowanego jest tożsama z wartością prądu mierzonego, gdy CS są nieuszkodzone. Należy jednak zaznaczyć, że estymatory prądu mogą być obciążone błędami, związanymi z wpływem parametrów czy też szumem pomiarowym. Ze względu na fakt, że wszystkie omawiane algorytmy: VCS (Adamczyk i Orłowska-Kowalska, 2019a, 2019b, 2019c, 2021a, 2022a, 2022b), FLO (Manohar i Das, 2017, 2020), OLO (Venghi et al., 2021) oraz LO (Azzoug et al., 2019, 2021a, 2021b, 2021c) i MLO (Adamczyk i Orłowska-Kowalska, 2021b, 2022a) (przy $k_0 = 1$) wynikają z modelu matematycznego SI, co przy założeniu znamionowych parametrów skutkuje identyczną wartością prądów estymowanych i mierzonych, zdecydowano się na realizację jedynie badań eksperymentalnych. Założono dwie wartości momentu obciążenia: 25% oraz 75% wartości znamionowej oraz szeroki zakres zmian prędkości kątowej: 100%, 75%, 50%, 25%, 10%, 5%, 3%, 1% wartości znamionowej (Rys. 7.2). Jak zauważono, przy większych prędkościach błąd pomiędzy prądem mierzonym oraz estymowanym jest większy. Z tego powodu zdecydowano się na modyfikację współczynnika ϑ , uzależniając go dodatkowo od prędkości kątowej, zgodnie z:

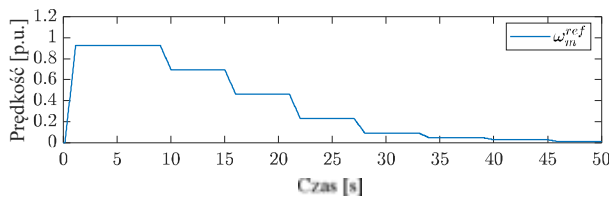
$$\vartheta = 0,04 \cdot \max(i_s^c; i_{s0}) \cdot f(\omega_m), \quad (7.10)$$

gdzie:

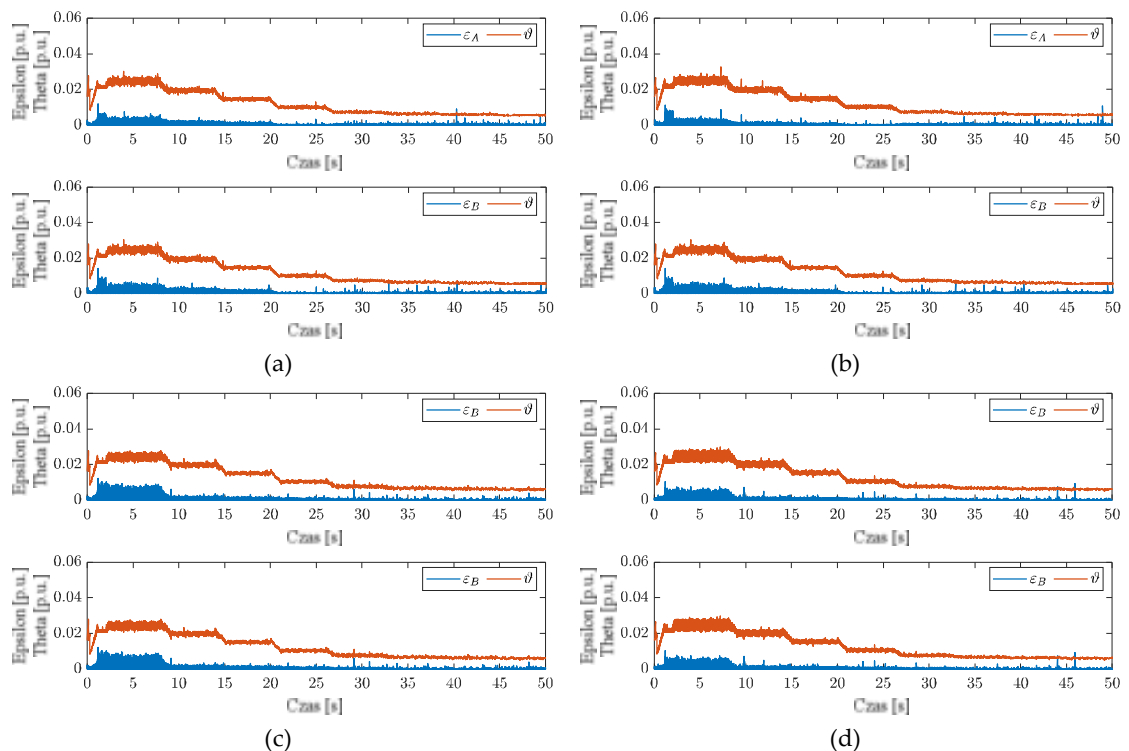
$$f(\omega_m) = \begin{cases} 0,7 \frac{|\omega_m|}{\omega_{mN}} + 0,3 & \text{dla } t \geq 0,3 \\ 1 & \text{dla } t < 0,3 \end{cases} \quad (7.11)$$

Zgodnie z powyższym równaniem, współczynnik ϑ jest liniowo zależny od prędkości kątowej, zgodnie z czym przy jej wartości znamionowej wartość współczynnika (7.10) jest równa (7.8), natomiast dla bardzo małych wartości prędkości współczynnik (7.10) osiąga 30% wartości (7.8). Dodatkowo, wyznaczono minimalny czas 0,3 s, aby uniknąć błędnych detekcji w początkowej fazie rozruchu.

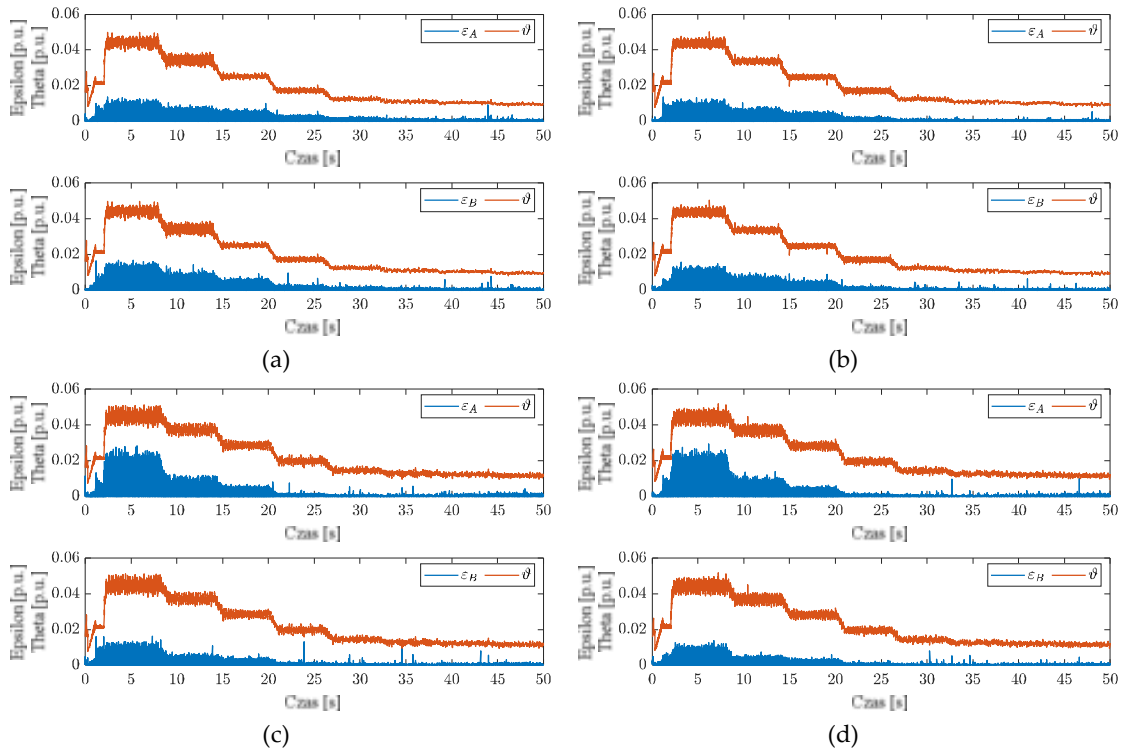
Badania przeprowadzono dla dwóch analizowanych struktur sterowania, DFOC oraz DTC-SVM, zarówno w trybie pracy silnikowej, jak i generatorowej. Na rysunkach 7.3–7.8 przedstawiono przebiegi współczynników ε oraz ϑ : rysunki 7.3, 7.4 – przy założeniu, że oba CS są nieuszkodzone, rysunki 7.5, 7.6 – przy założeniu uszkodzonego CS w fazie A, rysunki 7.7, 7.8 – przy założeniu uszkodzonego CS w fazie B.



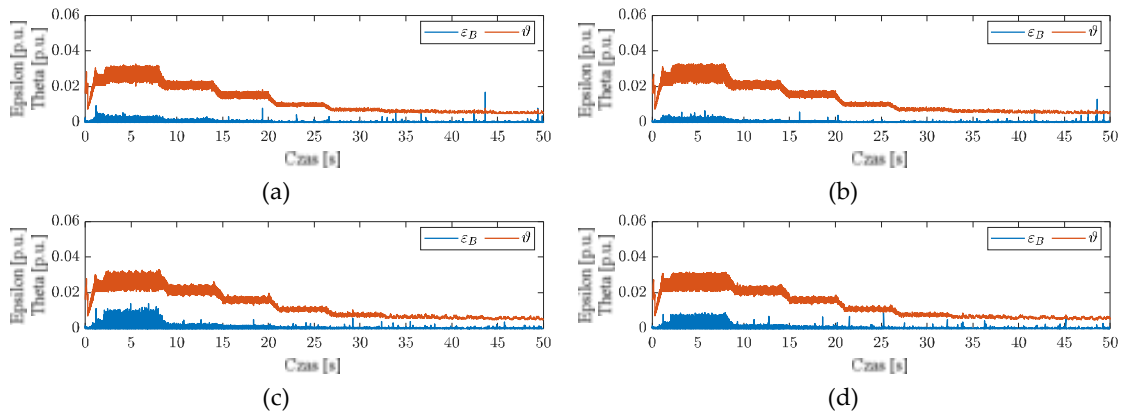
Rys. 7.2. Przebieg referencyjnej prędkości kątowej.



Rys. 7.3. Przebiegi współczynników ε oraz ϑ podczas pracy silnikowej (a,b) oraz generatorowej (c,d); oba CS są nieuszkodzone: DFOC (a,c), DTC-SVM (b,d), 25% obciążenia.



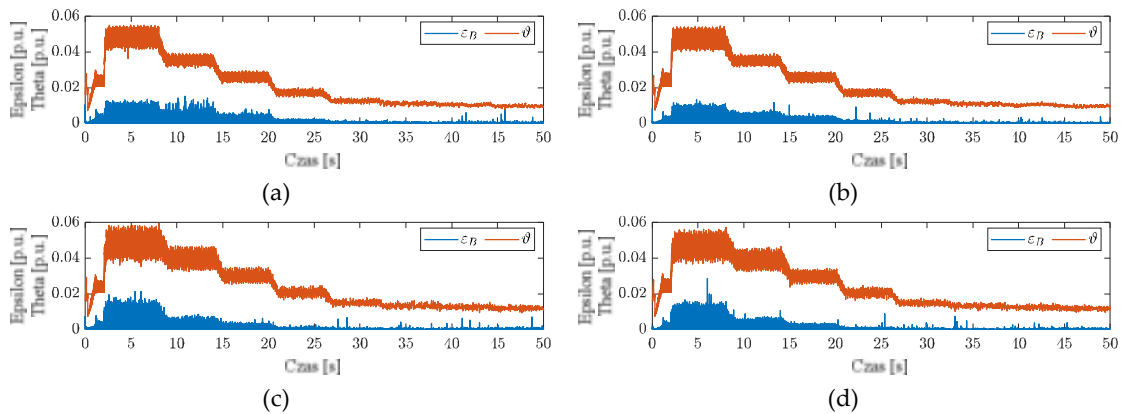
Rys. 7.4. Przebiegi współczynników ε oraz ϑ podczas pracy silnikowej (a,b) oraz generatorowej (c,d); oba CS są nieuszkodzone: DFOC (a,c), DTC-SVM (b,d), 75% obciążenia.



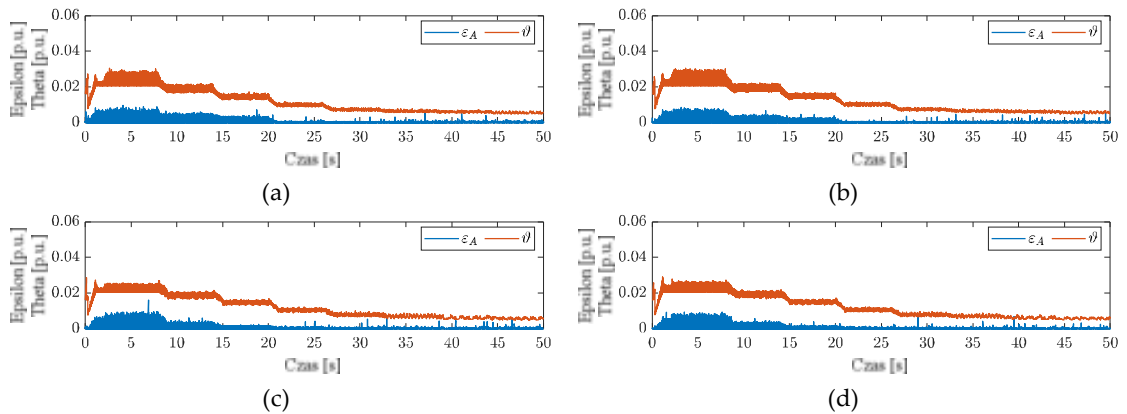
Rys. 7.5. Przebiegi współczynników ε oraz ϑ podczas pracy silnikowej (a,b) oraz generatorowej (c,d); CS w fazie B jest nieuszkodzony: DFOC (a,c), DTC-SVM (b,d), 25% obciążenia.

Jak można zauważyć na rysunkach 7.3 – 7.8, wartość progowa zmienia się adaptacyjnie w zależności od momentu obciążenia oraz prędkości kątowej. Dla 75% znamionowego obciążenia kwadrat różnicy pomiędzy prądem mierzonym i estymowanym jest większy, niż ma to miejsce dla 25% obciążenia. Współczynnik progowy zmniejsza się więc wraz ze zmniejszeniem się błędu estymacji, nawet do wartości 0,005 [p.u.]. Uzależnienie progu ϑ od punktu pracy napędu umożliwia zwiększenie wrażliwości detektora na pojawienie się potencjalnego uszkodzenia. Pomimo wystąpienia pojedynczych impulsów błędu, przekraczających wartość progową, w żadnym analizowanym przebiegu nie uzyskano takiego samego błędu dla dwóch kolejnych próbek (np. Rys. 7.5a,b). Oznacza to, że system oparty o adaptacyjny

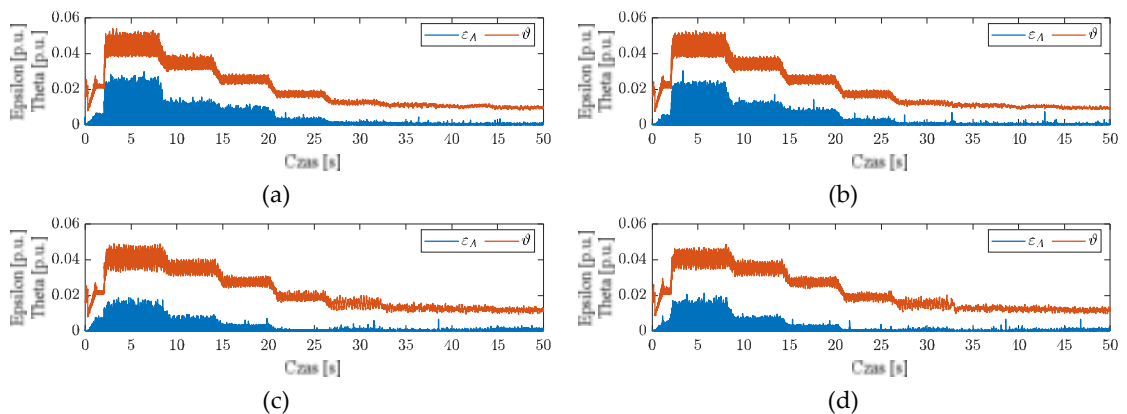
współczynnik progowy (7.11) oraz przyjęty algorytm detekcji (Rys. 7.1) ani razu nie dokonał błędnej detekcji.



Rys. 7.6. Przebiegi współczynników ε oraz ϑ podczas pracy silnikowej (a,b) oraz generatorowej (c,d); CS w fazie B jest nieuszkodzony: DFOC (a,c), DTC-SVM (b,d), 75% obciążenia.



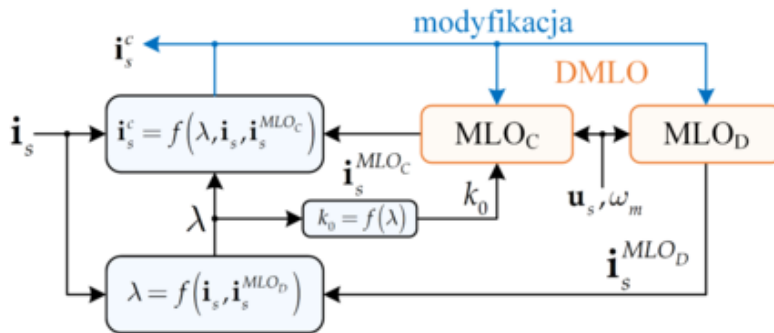
Rys. 7.7. Przebiegi współczynników ε oraz ϑ podczas pracy silnikowej (a,b) oraz generatorowej (c,d); CS w fazie A jest nieuszkodzony: DFOC (a,c), DTC-SVM (b,d), 25% obciążenia.



Rys. 7.8. Przebiegi współczynników ε oraz ϑ podczas pracy silnikowej (a,b) oraz generatorowej (c,d); CS w fazie A jest nieuszkodzony: DFOC (a,c), DTC-SVM (b,d), 75% obciążenia.

7.2 Algorytm kompensacji uszkodzenia

Kompensacja uszkodzenia polega na zastąpieniu sygnału z uszkodzonego CS prądem estymowanym. Ponieważ struktura oraz estymatory wykorzystują wartości prądów w prostokątnym układzie współrzędnych ($\alpha - \beta$), zarówno w estymatorach, jak i strukturze sterowania wykorzystywane są prądy skorygowane (5.43)-(5.44), obliczane na podstawie dostępnych prądów mierzonych oraz prądów estymowanych przez algorytm MLOc. Schemat proponowanej strategii CS-FTC przedstawiono na rysunku 7.9.



Rys. 7.9. Aktywna strategia sterowania CS-FTC oparta na algorytmie DMLO

Proponowana strategia zapewnia zarówno detekcję dowolnego rodzaju uszkodzenia CS, jak i lokalizację tego uszkodzenia, niezależnie od punktu pracy układu napędowego, dzięki zastosowaniu adaptacyjnego współczynnika progowego oraz odpowiedniej wartości współczynnika wzmocnienia w macierzy wzmocnień obserwatora MLOd. Ponadto umożliwia ona kompensację wykrytego uszkodzenia za pomocą wartości prądów skorygowanych, uzyskiwanych z obserwatora MLOc o współczynniku wzmocnienia przyjmowanym online w zależności od lokalizacji uszkodzonego CS.

8 ANALIZA WEKTOROWYCH STRUKTUR STEROWANIA TOLERUJĄCEGO USZKODZENIA CZUJNIKÓW PRĄDU

8.1 Scenariusz badań

W badaniach eksperymentalnych zrealizowanych na stanowisku badawczym opisanym w załącznikach Z3, Z4, Z5, wykorzystano dwie strategie sterowania wektorowego, DFOC oraz DTC-SVM. Założono trzy scenariusze badań, mające na celu odzwierciedlenie przykładowych, najczęściej występujących sytuacji, występujących w układach napędowych z SI, czyli: dynamiczne zmiany prędkości kątowych (w tym nawroty), dynamiczne zmiany obciążenia (w tym hamowanie odzyskowe) oraz zakresy pracy przy małych wartościach prędkości kątowe w obu kierunkach pracy napędu. Dla każdej z rozważanych sytuacji wykonano pięć serii pomiarowych: bezawaryjna praca układu, wystąpienia offsetu pomiarowego i błędu wzmocnienia kolejno w fazach A i B oraz odwrotnie, a także wystąpienia nasycenia sygnału oraz całkowitego zaniku sygnału kolejno w fazach A i B oraz odwrotnie. Szczegółowy scenariusz badań został przedstawiony w tabeli 8.1.

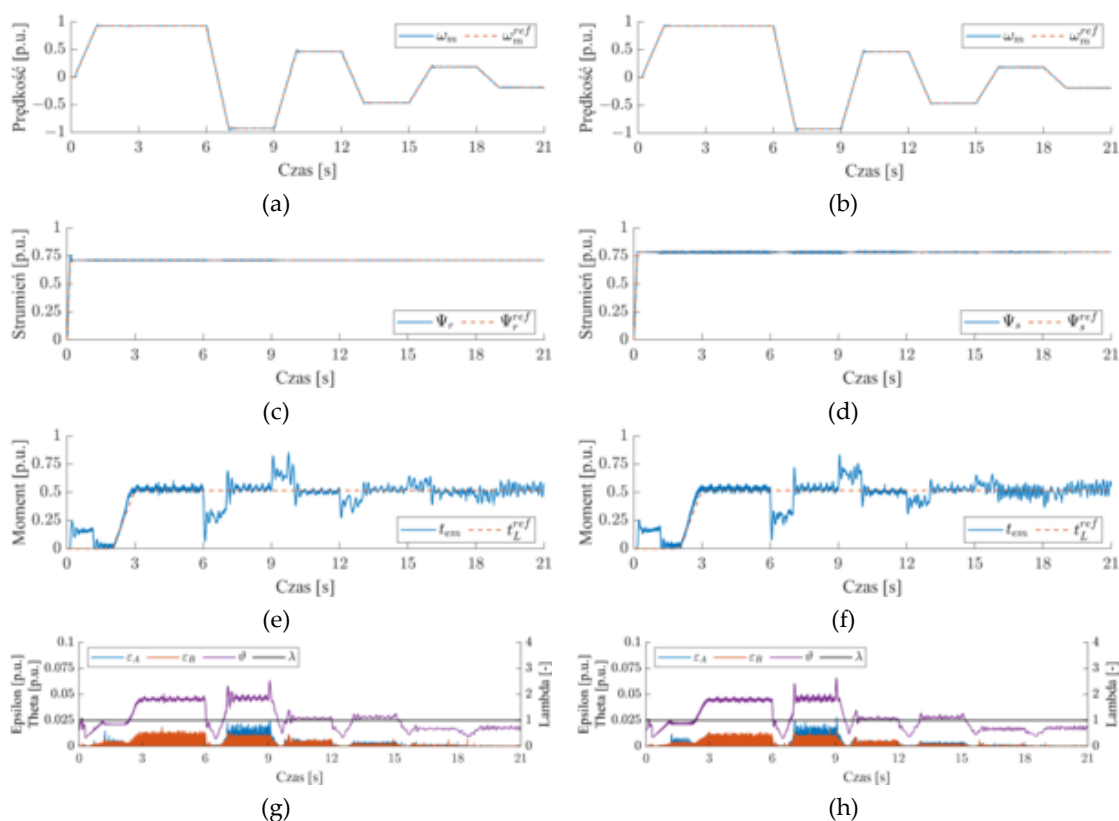
Tab. 8.1. Scenariusz badań sterowania tolerującego uszkodzenia czujników prądu w stanach dynamicznych (SD.X; D=1,2,3; X=0,1,2,3,4).

	S1.X – Dynamiczne nawroty przy stałym obciążeniu	S2.X – Dynamiczne zmiany obciążenia przy stałej prędkości	S3.X – Praca w zakresie małych prędkości
SD.0		Bezawaryjna praca układu	
SD.1	<ul style="list-style-type: none"> Offset pomiarowy 0,3 w fazie A dla $t = 6,3$ s Błąd wzmocnienia 1,3 w fazie B dla $t = 12,8$ s 	<ul style="list-style-type: none"> Offset pomiarowy 0,3 w fazie A dla $t = 2,6$ s Błąd wzmocnienia 0,7 w fazie B dla $t = 6,5$ s 	<ul style="list-style-type: none"> Offset pomiarowy 0,3 w fazie A dla $t = 3$ s Błąd wzmocnienia 1,3 w fazie B dla $t = 7$ s
SD.2	<ul style="list-style-type: none"> Błąd wzmocnienia 0,7 w fazie A dla $t = 18,4$ s Offset pomiarowy -0,3 w fazie B dla $t = 9,2$ s 	<ul style="list-style-type: none"> Błąd wzmocnienia 1,3 w fazie A dla $t = 18,7$ s Offset pomiarowy -0,3 w fazie B dla $t = 9,2$ s 	<ul style="list-style-type: none"> Błąd wzmocnienia 0,7 w fazie A dla $t = 13$ s Offset pomiarowy -0,3 w fazie B dla $t = 1$ s
SD.3	<ul style="list-style-type: none"> Nasycenie sygnału 0,5 w fazie A dla $t = 6,3$ s Zanik sygnału w fazie B dla $t = 12,8$ s 	<ul style="list-style-type: none"> Nasycenie sygnału 0,3 w fazie A dla $t = 2,6$ s Zanik sygnału w fazie B dla $t = 6,5$ s 	<ul style="list-style-type: none"> Nasycenie sygnału 0,3 w fazie A dla $t = 3$ s Zanik sygnału w fazie B dla $t = 7$ s
SD.4	<ul style="list-style-type: none"> Zanik sygnału w fazie A dla $t = 18,4$ s Nasycenie sygnału 0,5 w fazie B dla $t = 9,2$ s 	<ul style="list-style-type: none"> Zanik sygnału w fazie A dla $t = 18,7$ s Nasycenie sygnału 0,3 w fazie B dla $t = 9,2$ s 	<ul style="list-style-type: none"> Zanik sygnału w fazie A dla $t = 13$ s Nasycenie sygnału 0,3 w fazie B dla $t = 1$ s

We wszystkich przeprowadzonych poniżej badaniach uszkodzenia symulowane były cyfrowo, przez modyfikację wartości prądów fazowych, zgodnie z modelem matematycznym uszkodzenia, przedstawionym w tabeli 4.1.

8.2 Dynamiczne nawroty przy stałym obciążeniu

Jak można zauważyć na rysunku 8.1a,b w badaniach struktury S1.0, z nieuszkodzonymi CS, założono zmienną prędkość w zakresie $\pm 100\%$, $\pm 75\%$, $\pm 50\%$ wartości znamionowej. Strumienie wirnika w strukturze DFOC (Rys. 8.1c) oraz stojana w strukturze DTC (Rys. 8.1d) były prawidłowo stabilizowane przy swoich znamionowych wartościach. W drugiej sekundzie wprowadzono referencyjny moment obciążenia (Rys. 8.1e,f), wynoszący 75% wartości znamionowej. Jak wynika z przebiegów na rysunkach 8.1g,h, błąd estymacji prądu stojana znajdował się w całym zakresie analizowanej pracy poniżej założonej wartości adaptacyjnego współczynnika progowego.

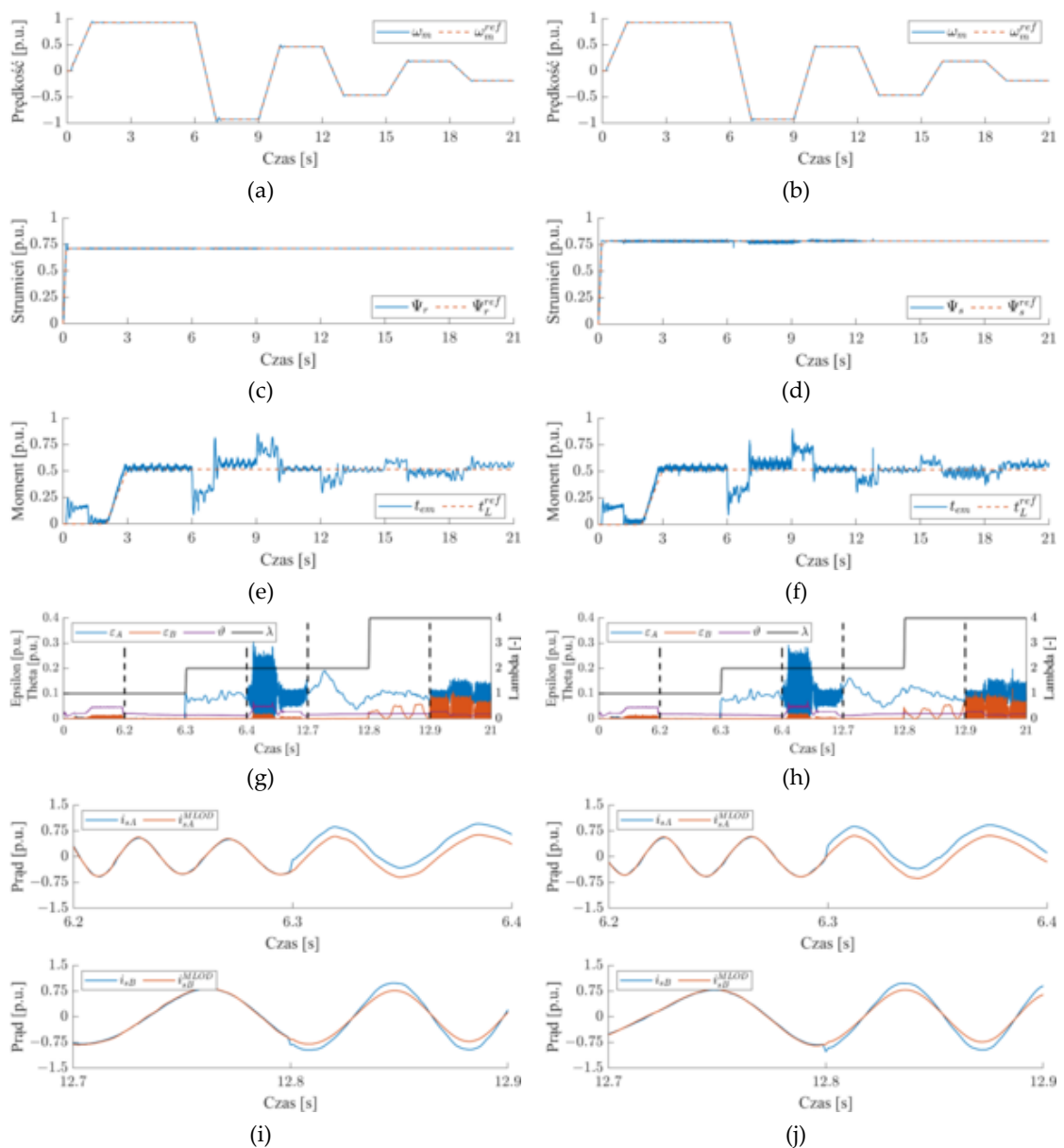


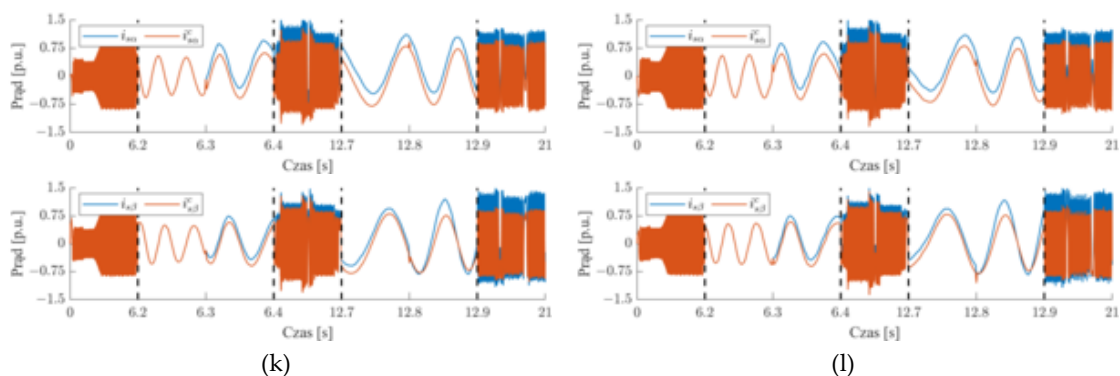
Rys. 8.1. Przebiegi zmiennych stanu w przypadku S1.0: prędkości (a,b), strumieni (c,d), momentu (e,f) oraz współczynników wykorzystywanych w detektorze uszkodzeń CS (g,h); DFOC (a,c,e,g), DTC-SVM (b,d,f,h).

W przypadku wystąpienia uszkodzeń ze scenariusza S1.1 zauważyć można, że prędkość dla obu struktur sterowania wektorowego jest prawidłowo kontrolowana (Rys. 8.2a,b). Przebiegi strumieni stojana oraz wirnika, a także momentu elektromagnetycznego (Rys. 8.2c-f) praktycznie nie odbiegają od przebiegów przy bezawaryjnej pracy układu. Zarówno offset pomiarowy w fazie A ($t = 6,3$ s), jak i błąd wzmocnienia w fazie B ($t = 12,8$ s) zostały wykryte (Rys. 8.2g,h, odpowiednio w $t = 6,3$ s współczynnik $\lambda = 2$ oraz w $t = 12,8$ s współczynnik $\lambda = 4$) oraz skompensowane

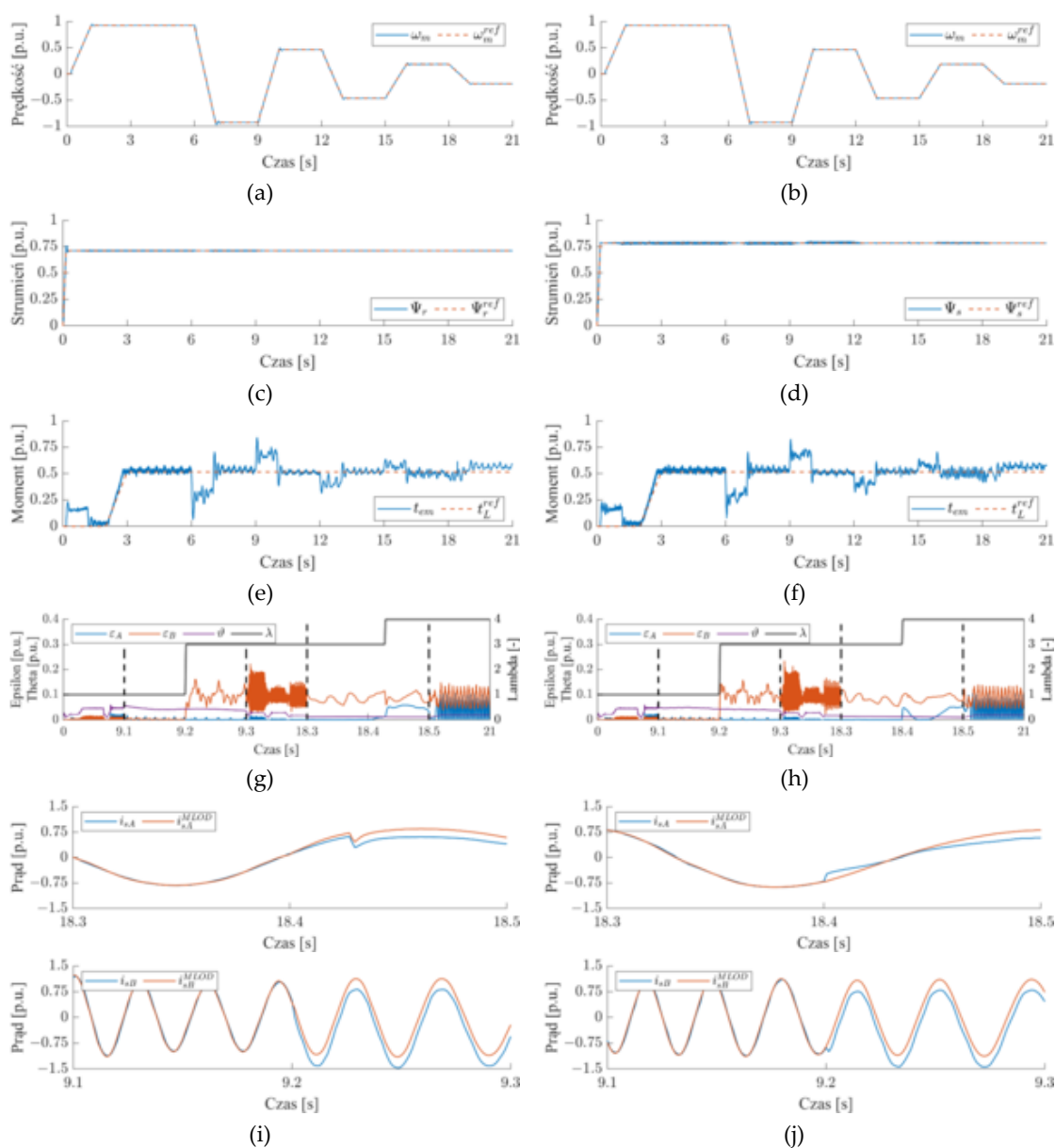
(Rys. 8.2k,l) w sposób prawidłowy. Na rysunkach 8.2i,j zauważyć można bardzo wysoką dokładność odtwarzania prądów fazowych przez algorytm DMLO.

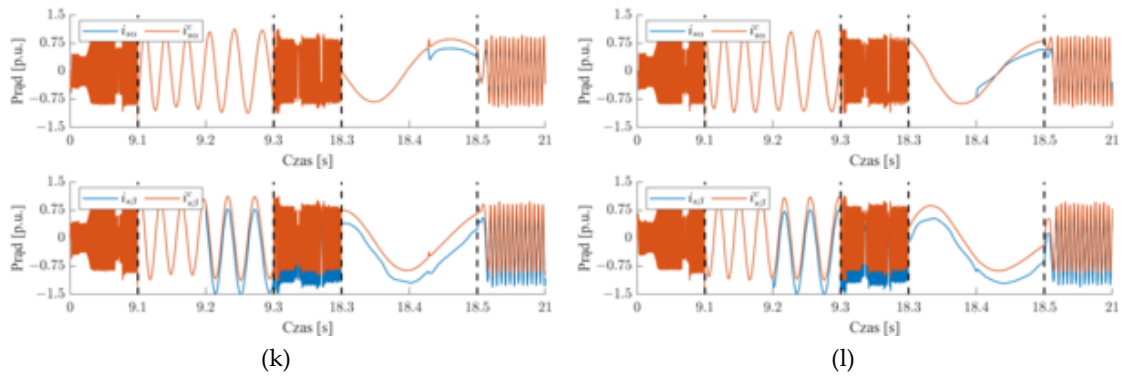
Analogiczną sytuację można zauważyć przy wystąpieniu kolejno offsetu pomiarowego w fazie B ($t = 9,2$ s) i błędzie wzmocnienia w fazie A ($t = 18,4$ s). Również w tym przypadku zachowanie układu sterowania jest prawidłowe (Rys. 8.3a-f), a system detekcji oraz kompensacji działa prawidłowo (Rys. 8.3g,h,k,l). Warto zaznaczyć, że błąd wzmocnienia w strukturze DFOC wystąpił w momencie, kiedy wartość chwilowa prądu była bliska zeru. W związku z tym uszkodzenie zostało wykryte z niewielkim opóźnieniem (Rys. 8.3g), jednakże nie wpłynęło to w żaden sposób na jakość pracy układu napędowego.





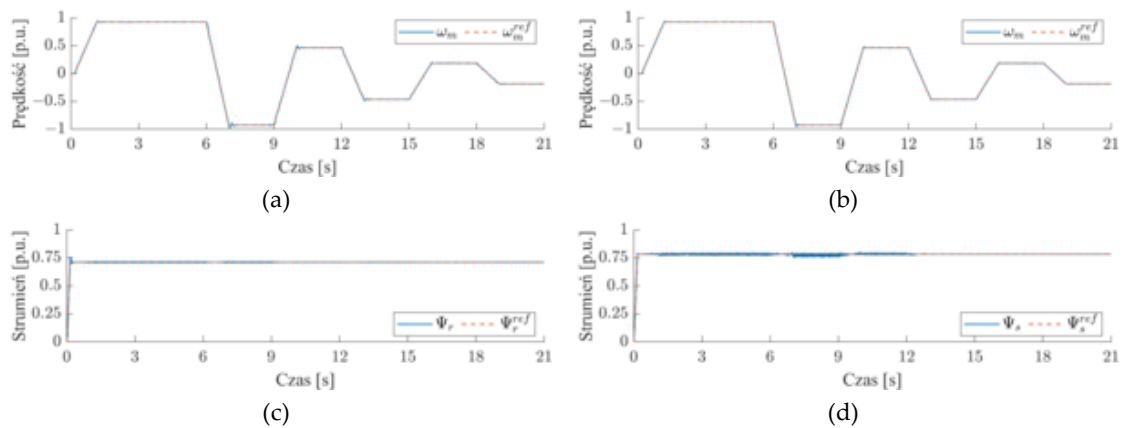
Rys. 8.2. Przebiegi zmiennych stanu w przypadku S1.1: prędkości (a,b), strumieni (c,d), momentu (e,f) oraz współczynników (g,h) i prądów wykorzystywanych w detektorze (i,j), prądów wykorzystywanych w strukturze sterowania i algorytmie DMLO (k,l); DFOC (a,c,e,g,i,k), DTC-SVM (b,d,f,h,j,l).



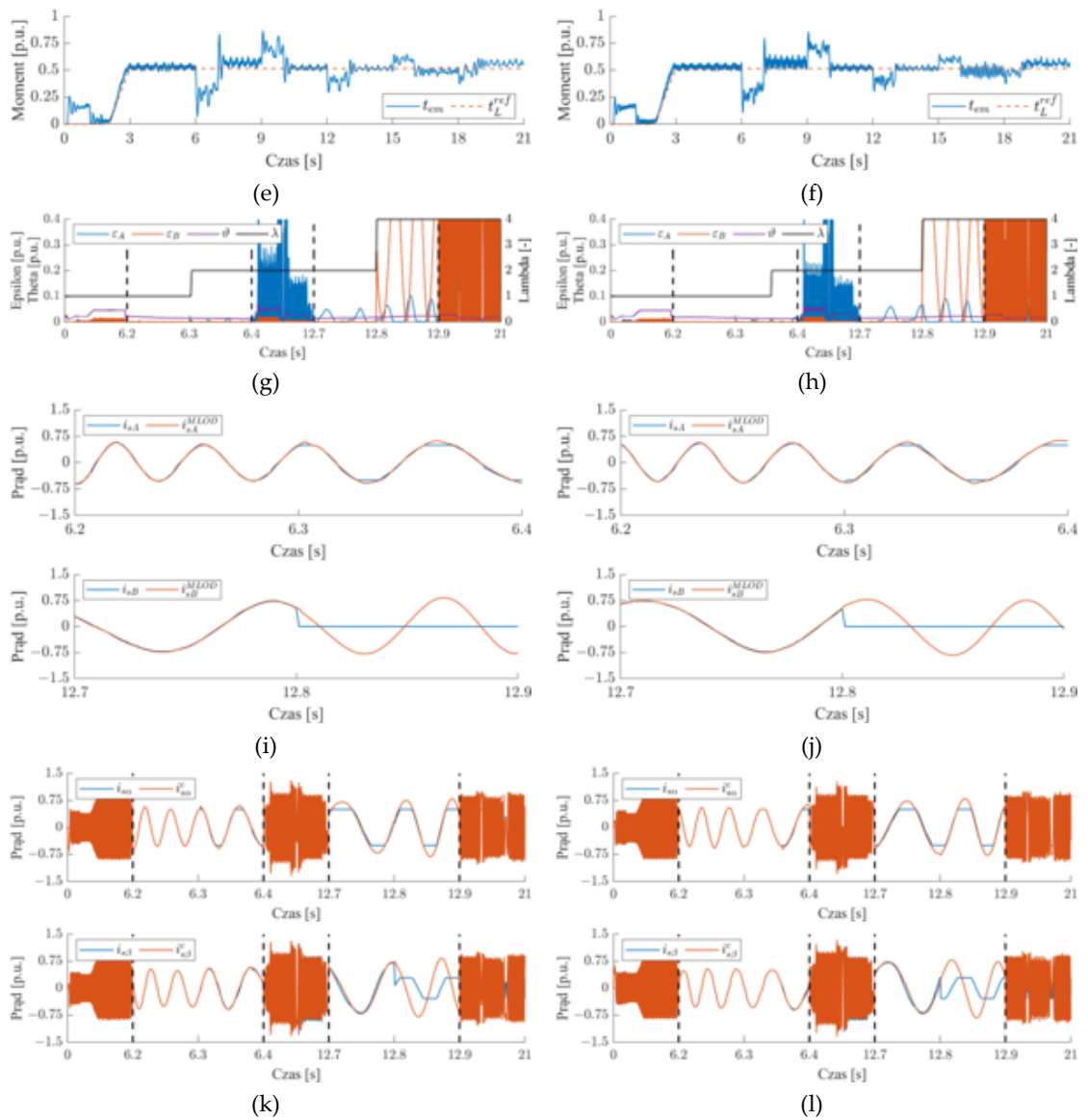


Rys. 8.3. Przebiegi zmiennych stanu w przypadku S1.2: prędkości (a,b), strumieni (c,d), momentu (e,f) oraz współczynników (g,h) i prądów wykorzystywanych w detektorze (i,j), prądów wykorzystanych w strukturze sterowania i algorytmie DMLO (k,l); DFOC (a,c,e,g,i,k), DTC-SVM (b,d,f,h,j,l).

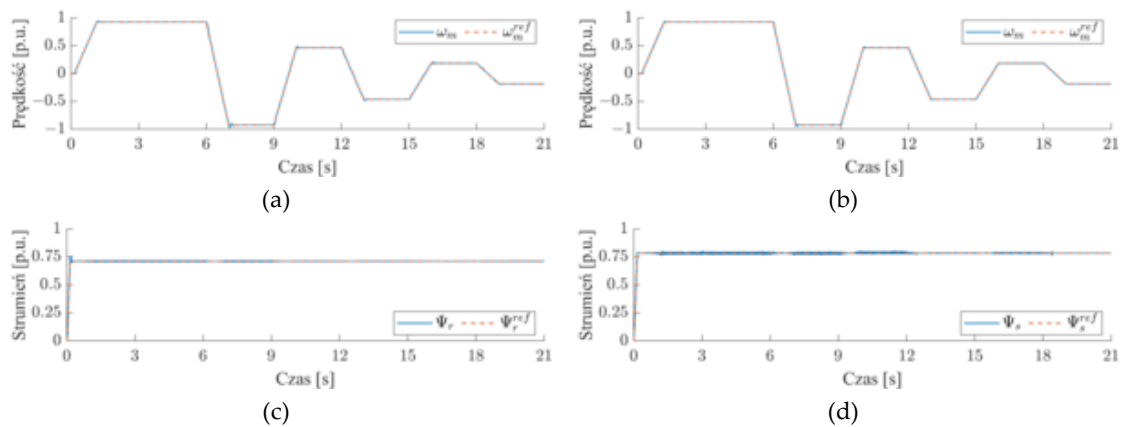
Kolejnymi dwoma rozpatrywanymi sytuacjami było wystąpienie błędu nasycenia oraz zaniku sygnału, kolejno w fazach *A* i *B* (Rys. 8.4) oraz odwrotnie (Rys. 8.5). Warto zaznaczyć, że zgodnie z analizą przeprowadzoną w rozdziale 4, takie uszkodzenia mają najbardziej negatywny wpływ na pracę układu napędowego i mogą powodować utratę stabilności. W przypadku nasycenia, jego wpływ zauważalny jest, gdy prąd mierzony osiąga wartość chwilową większą od założonej wartości nasycenia. W związku z tym uszkodzenie to może objawić się w chwili czasowej innej, niż założono w scenariuszu. W przypadku struktury DTC nasycenie w fazie *B* zostało wykryte z opóźnieniem wynoszącym około 50 ms. Jednakże, niezależnie od kolejności wystąpienia uszkodzeń, zarówno w strukturze DFOC, jak i DTC zachowano pełną kontrolę nad pracą układu napędowego (Rys. 8.4, 8.5). Przebiegi prędkości kątowych, strumieni oraz momentu nie odbiegają od tych, które występują przy bezawaryjnej pracy układu napędowego. Należy również podkreślić, że dostarczenie do struktury sterowania składowych prądu stojana obliczanych na podstawie prądów mierzonych (Rys. 8.4i,j, Rys. 8.5i,j) jest niedopuszczalne po wystąpieniu awarii, bo skutkowałoby to destabilizacją układu napędowego, natomiast prądy skorygowane i_s^c prawidłowo odwzorowują przebiegi prądów mierzonych przed wystąpieniem uszkodzenia.

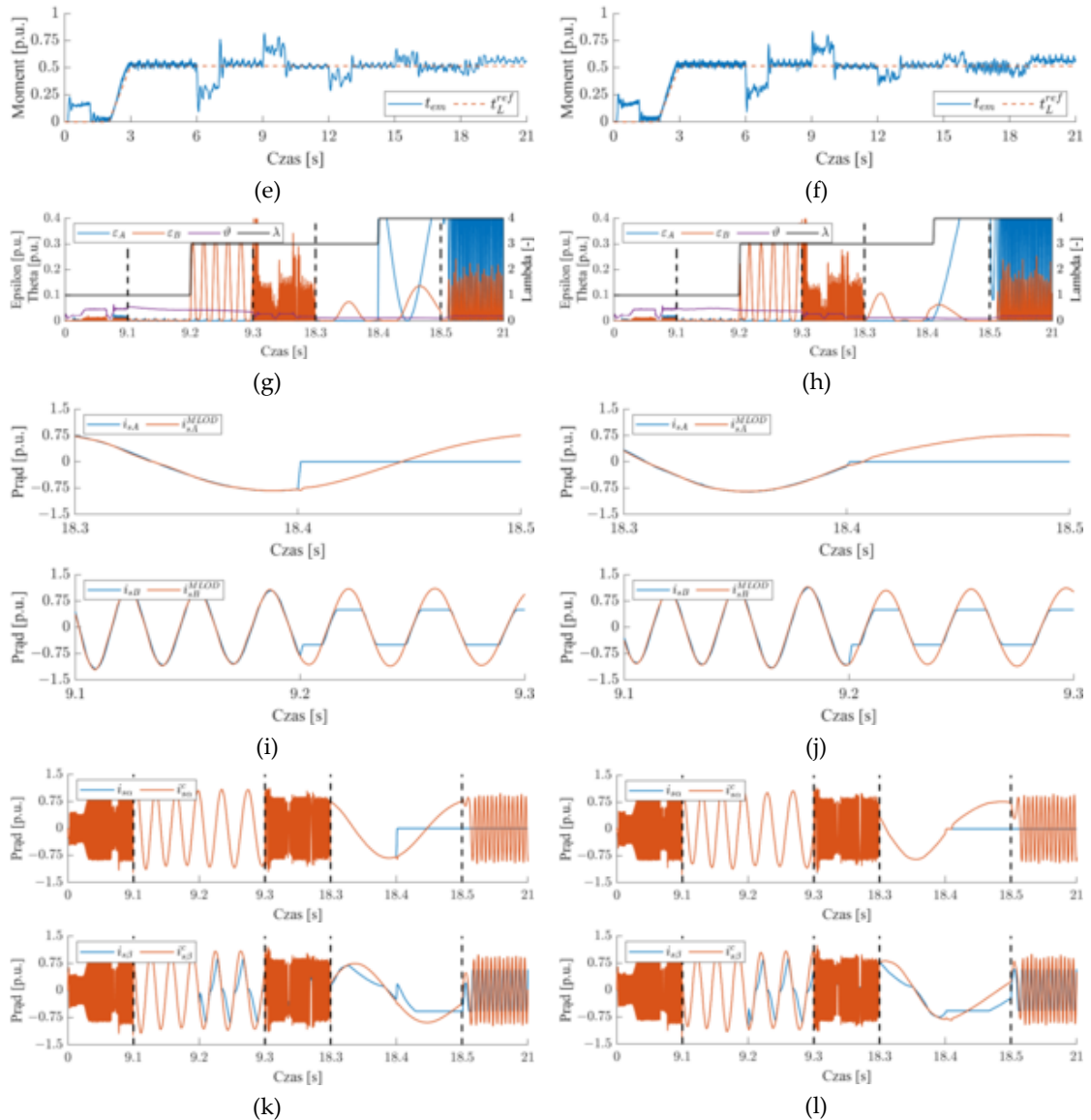


8. ANALIZA WEKTOROWYCH STRUKTUR STEROWANIA
TOLERUJĄCEGO USZKODZENIA CZUJNIKÓW PRĄDU



Rys. 8.4. Przebiegi zmiennych stanu w przypadku S1.3: prędkości (a,b), strumieni (c,d), momentu (e,f) oraz współczynników (g,h) i prądów wykorzystywanych w detektorze (i,j), prądów wykorzystanych w strukturze sterowania i algorytmie DMLO (k,l); DFOC (a,c,e,g,i,k), DTC-SVM (b,d,f,h,j,l).

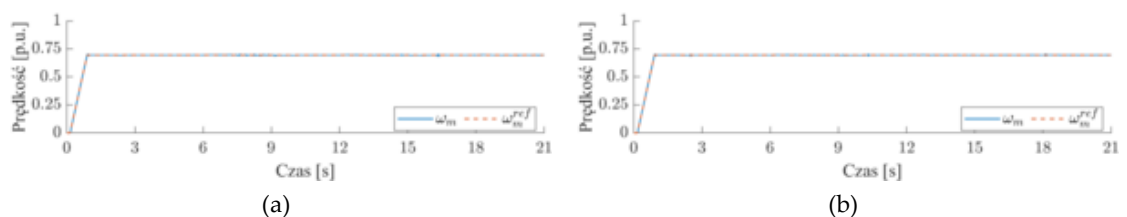


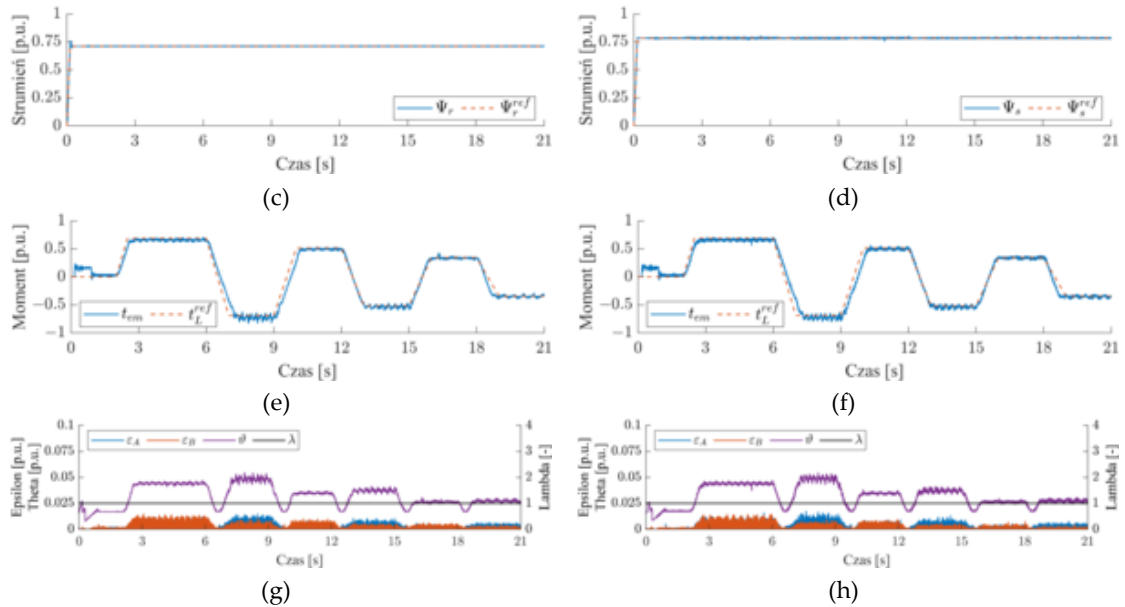


Rys. 8.5. Przebiegi zmiennych stanu w przypadku S1.4: prędkości (a,b), strumieni (c,d), momentu (e,f) oraz współczynników (g,h) i prądów wykorzystywanych w detektorze (i,j), prądów wykorzystywanych w strukturze sterowania i algorytmie DMLO (k,l); DFOC (a,c,e,g,i,k), DTC-SVM (b,d,f,h,j,l).

8.3 Dynamiczne zmiany obciążenia przy stałej prędkości

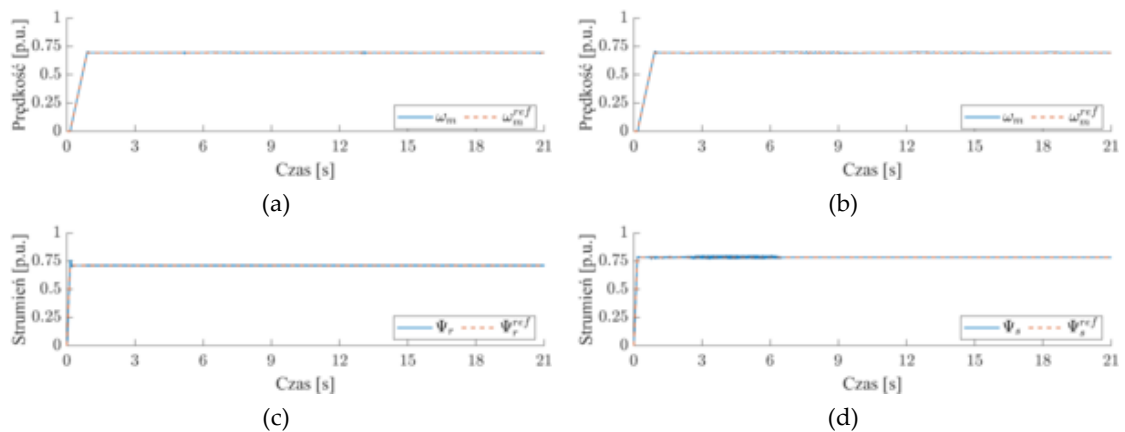
Następnym etapem badań było zbadanie zachowania układu CS-FTC, przy stałej prędkości oraz dynamicznych zmianach obciążenia. Bezawaryjną pracę ilustruje rysunek 8.6, natomiast sytuacje, w której występowały uszkodzenia przedstawiono na rysunkach 8.7-8.10.

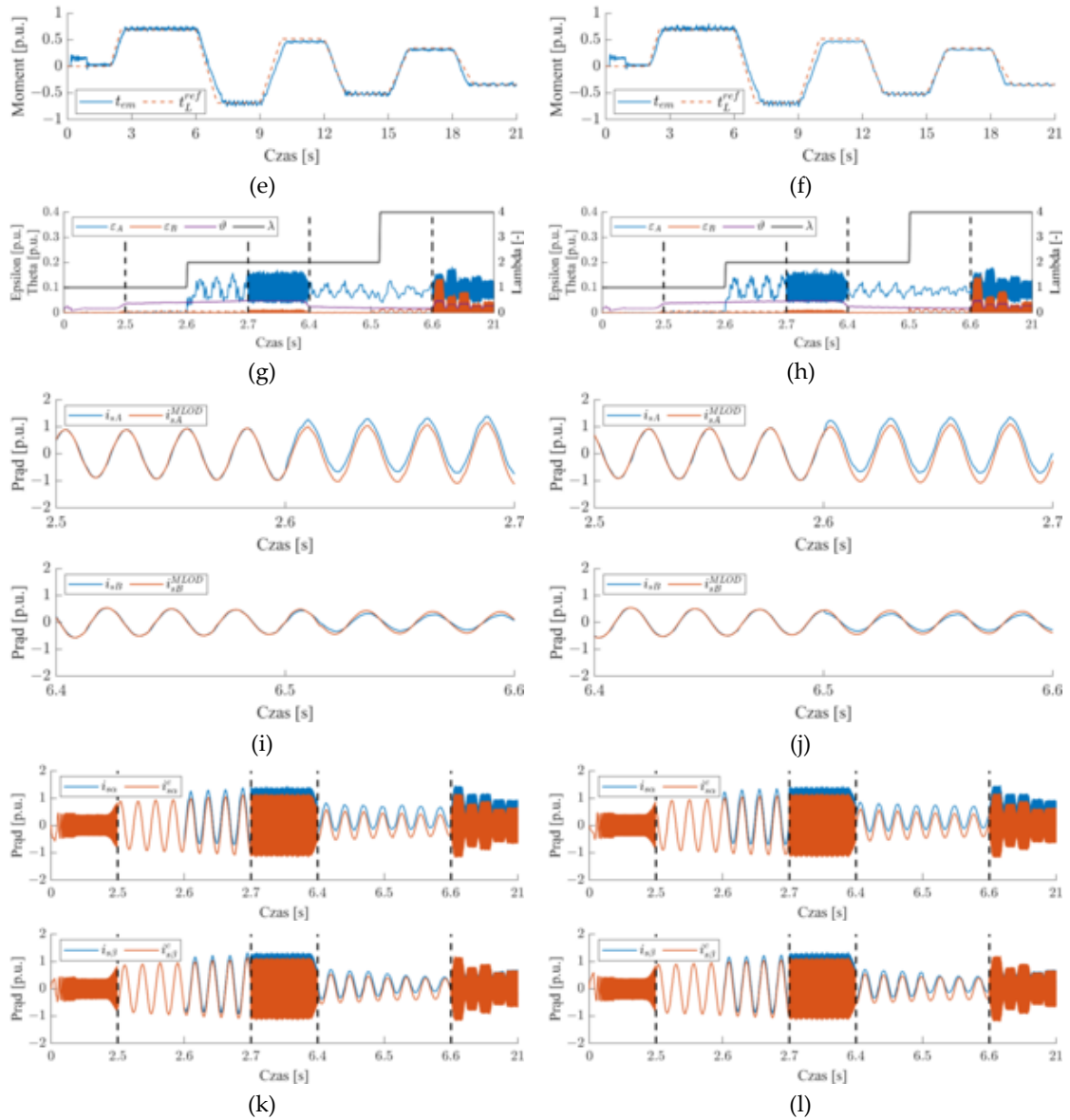




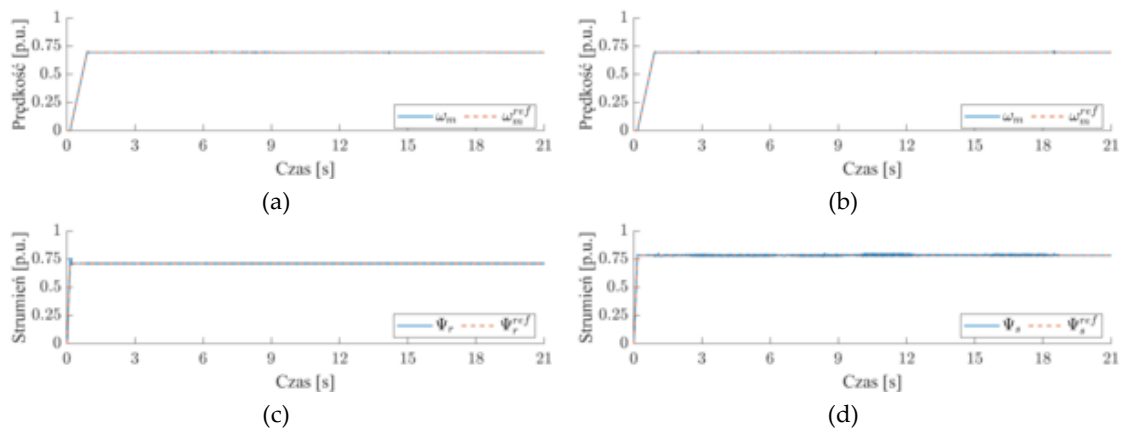
Rys. 8.6. Przebiegi zmiennych stanu w przypadku S2.0: prędkości (a,b), strumieni (c,d), momentu (e,f) oraz współczynników wykorzystywanych w detektorze uszkodzeń CS (g,h); DFOC (a,c,e,g), DTC-SVM (b,d,f,h).

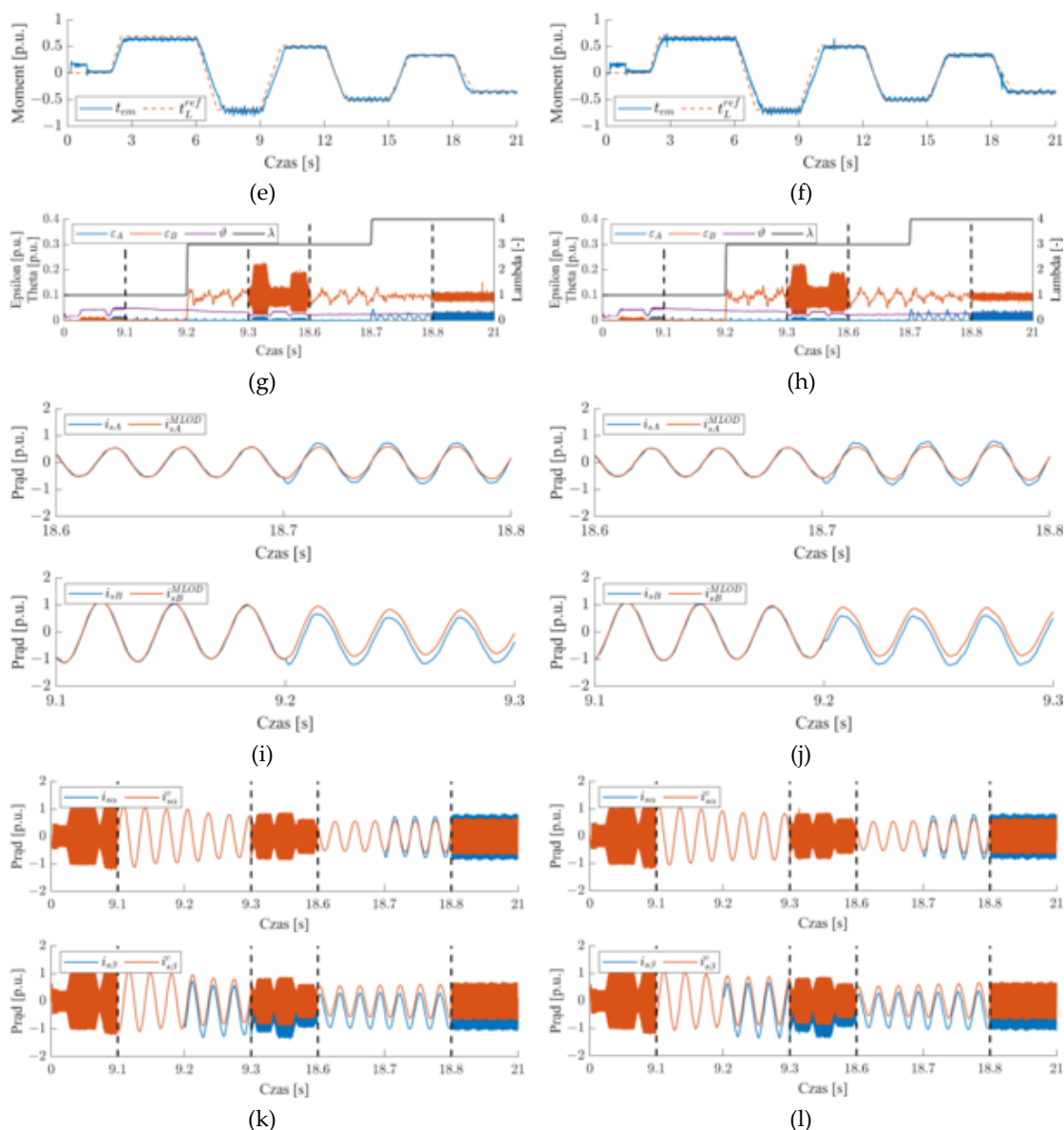
Na rysunkach 8.7a,b oraz 8.8a,b zauważyć można, że prędkość jest stała i utrzymywana na poziomie 75% wartości znamionowej, pomimo wystąpienia kolejnych uszkodzeń CS fazowych. Moment elektromagnetyczny (Rys. 8.7e,f, 8.8e,f) osiąga wartość nominalną, a następnie realizowane jest hamowanie odzyskowe, również do wartości znamionowej, następnie analogicznie do 75% oraz 50% wartości nominalnej. Przedstawione trajektorie (Rys. 8.7a-f, 8.8a-f) nie różnią się znacząco od tych, przy bezawaryjnej pracy układu. Zarówno w strukturze DFOC, jak i DTC-SVM offset pomiarowy oraz błąd wzmocnienia (Rys. 8.7i,j, Rys. 8.8i,j) zostają prawidłowo wykryte przez zaprojektowany detektor (Rys. 8.7g,h, Rys. 8.8g,h), co pozwala na zachowanie pełnej funkcjonalności układu napędowego. Należy podkreślić, że prądy estymowane, wykorzystywane w detektorze charakteryzują się bardzo wysoką dokładnością przed wystąpieniem uszkodzenia, co obrazują rysunki 8.7i,j oraz 8.8i,j. Uszkodzenia zostały wykryte i skompensowane prawidłowo, niezależnie od kolejności występowania.





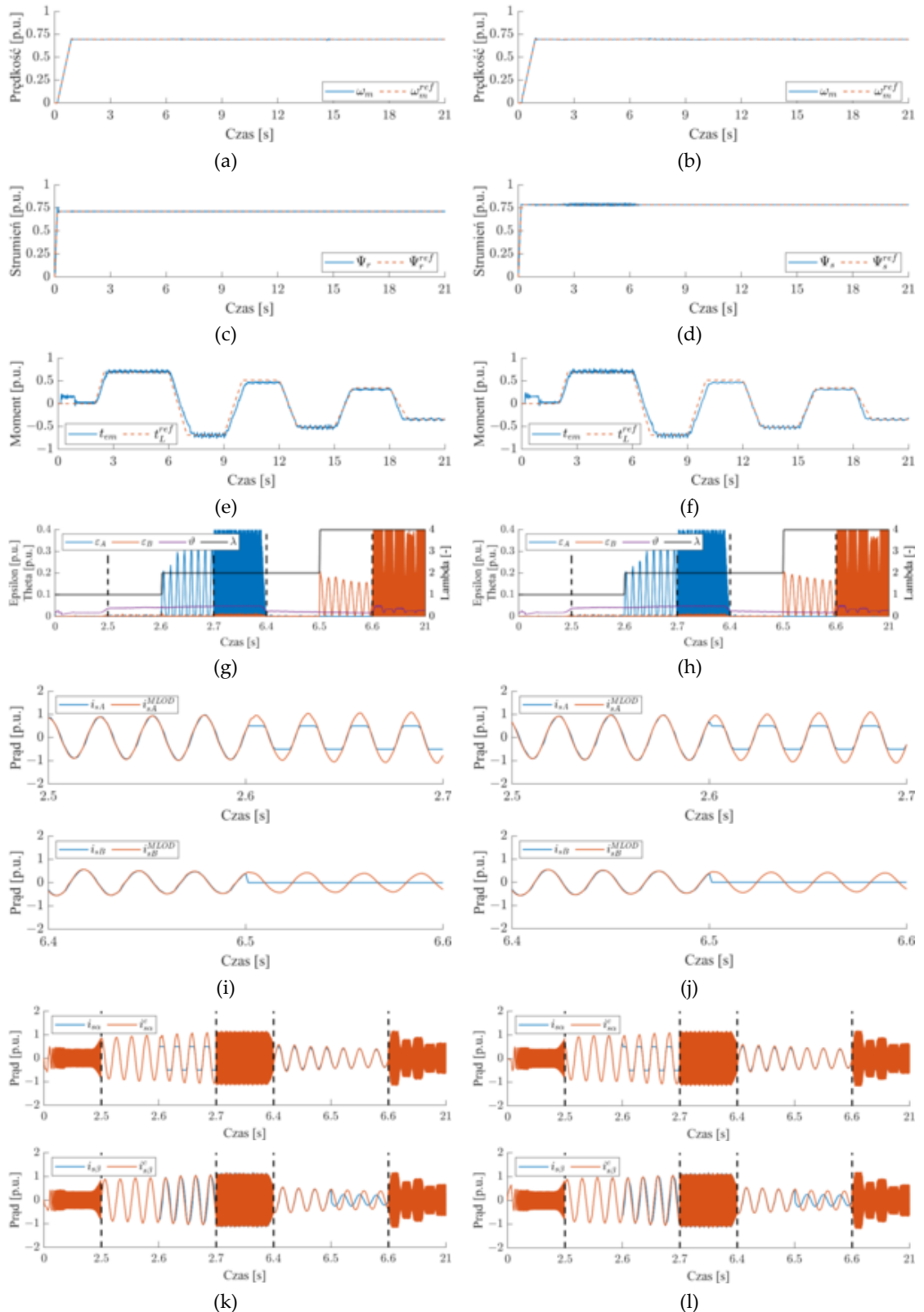
Rys. 8.7. Przebiegi zmiennych stanu w przypadku S2.1: prędkości (a,b), strumieni (c,d), momentu (e,f) oraz współczynników (g,h) i prądów wykorzystywanych w detektorze (i,j), prądów wykorzystanych w strukturze sterowania i algorytmie DMLO (k,l); DFOC (a,c,e,g,i,k), DTC-SVM (b,d,f,h,j,l).





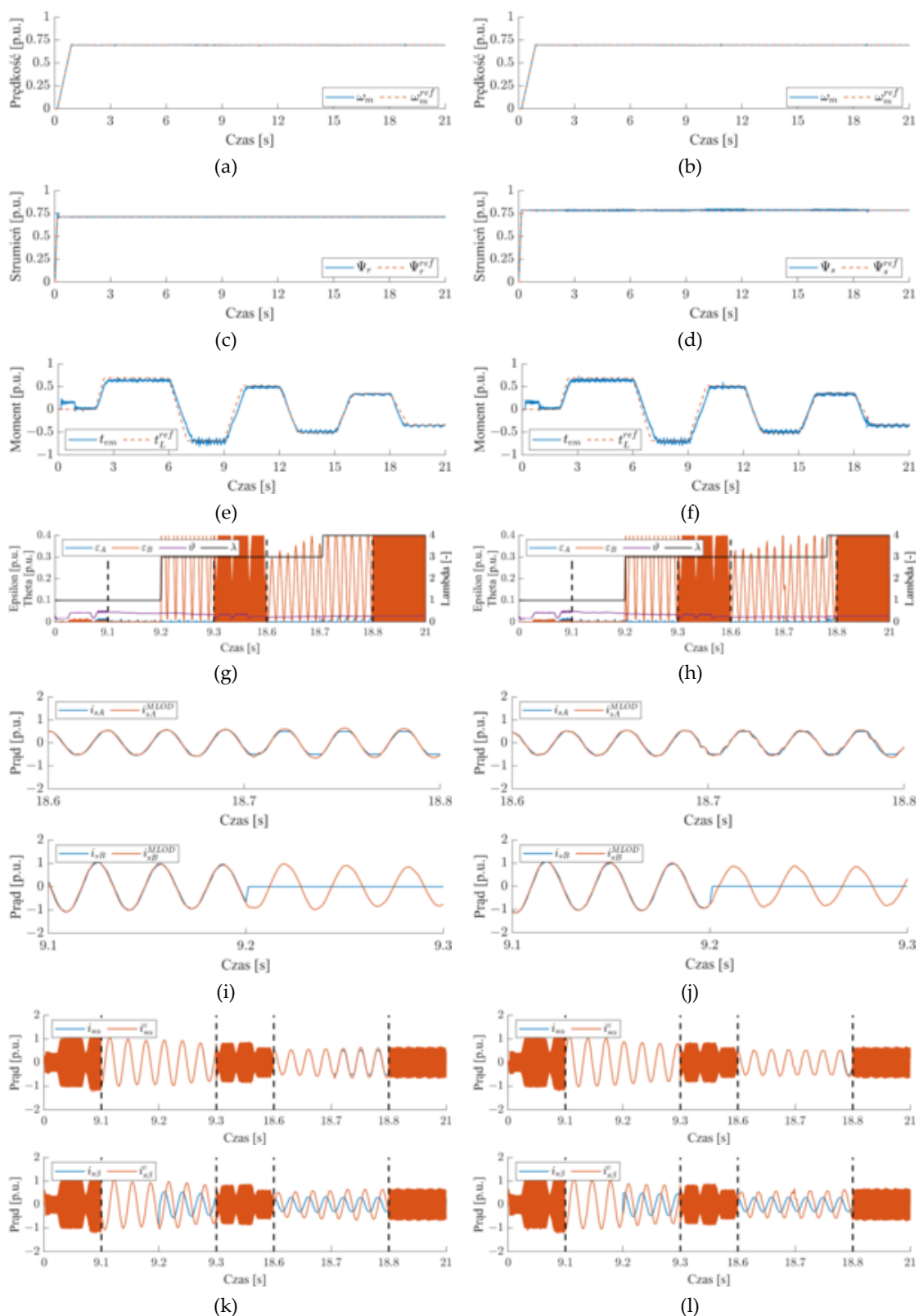
Rys. 8.8. Przebiegi zmiennych stanu w przypadku S2.2: prędkości (a,b), strumieni (c,d), momentu (e,f) oraz współczynników (g,h) i prądów wykorzystywanych w detektorze (i,j), prądów wykorzystanych w strukturze sterowania i algorytmie DMLO (k,l); DFOC (a,c,e,g,i,k), DTC-SVM (b,d,f,h,j,l).

W kolejnym etapie realizacji założonego scenariusza CS uległy uszkodzeniu nasycenia oraz zaniku sygnału, kolejno w fazach *A* i *B* (Rys. 8.9) oraz odwrotnie (Rys. 8.10). Podobnie, jak poprzednio, moment elektromagnetyczny w strukturach pracujących na podstawie skorygowanych prądów i^s prawidłowo śledził zadaną trajektorię, niezależnie od kolejności wystąpienia uszkodzeń. Błędy nasycenia oraz całkowitego zaniku sygnału są wykrywane natychmiastowo (Rys. 8.9g,h, Rys. 8.10g,h) i prawidłowo kompensowane (Rys. 8.9k,l, Rys. 8.10k,l) przez zaproponowany algorytm DMLO.



Rys. 8.9. Przebiegi zmiennych stanu w przypadku S2.3: prędkości (a,b), strumieni (c,d), momentu (e,f) oraz współczynników (g,h) i prądów wykorzystywanych w detektorze (i,j), prądów wykorzystywanych w strukturze sterowania i algorytmie DMLO (k,l); DFOC (a,c,e,g,i,k), DTC-SVM (b,d,f,h,j,l).

8. ANALIZA WEKTOROWYCH STRUKTUR STEROWANIA TOLERUJĄCEGO USZKODZENIA CZUJNIKÓW PRĄDU

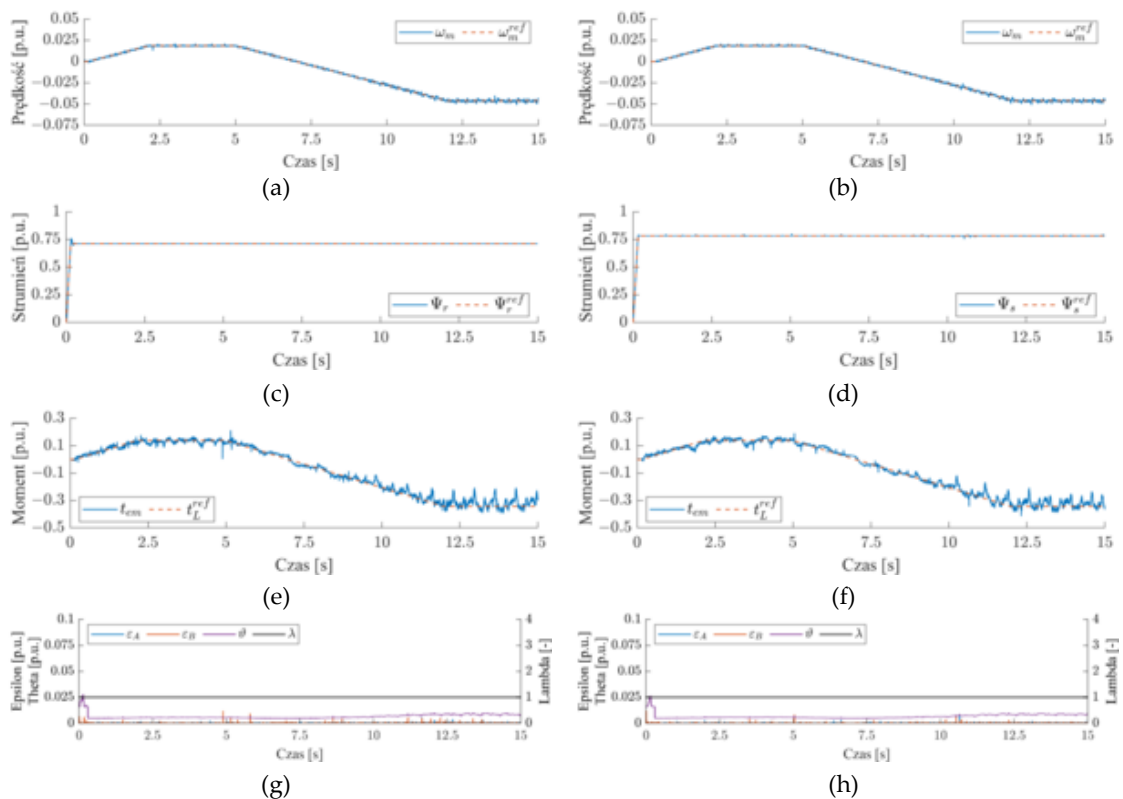


Rys. 8.10. Przebiegi zmiennych stanu w przypadku S2.4: prędkości (a,b), strumieni (c,d), momentu (e,f) oraz współczynników (g,h) i prądów wykorzystywanych w detektorze (i,j), prądów wykorzystanych w strukturze sterowania i algorytmie DMLO (k,l); DFOC (a,c,e,g,i,k), DTC-SVM (b,d,f,h,j,l).

8.4 Praca napędu w zakresie małych prędkości kątowych

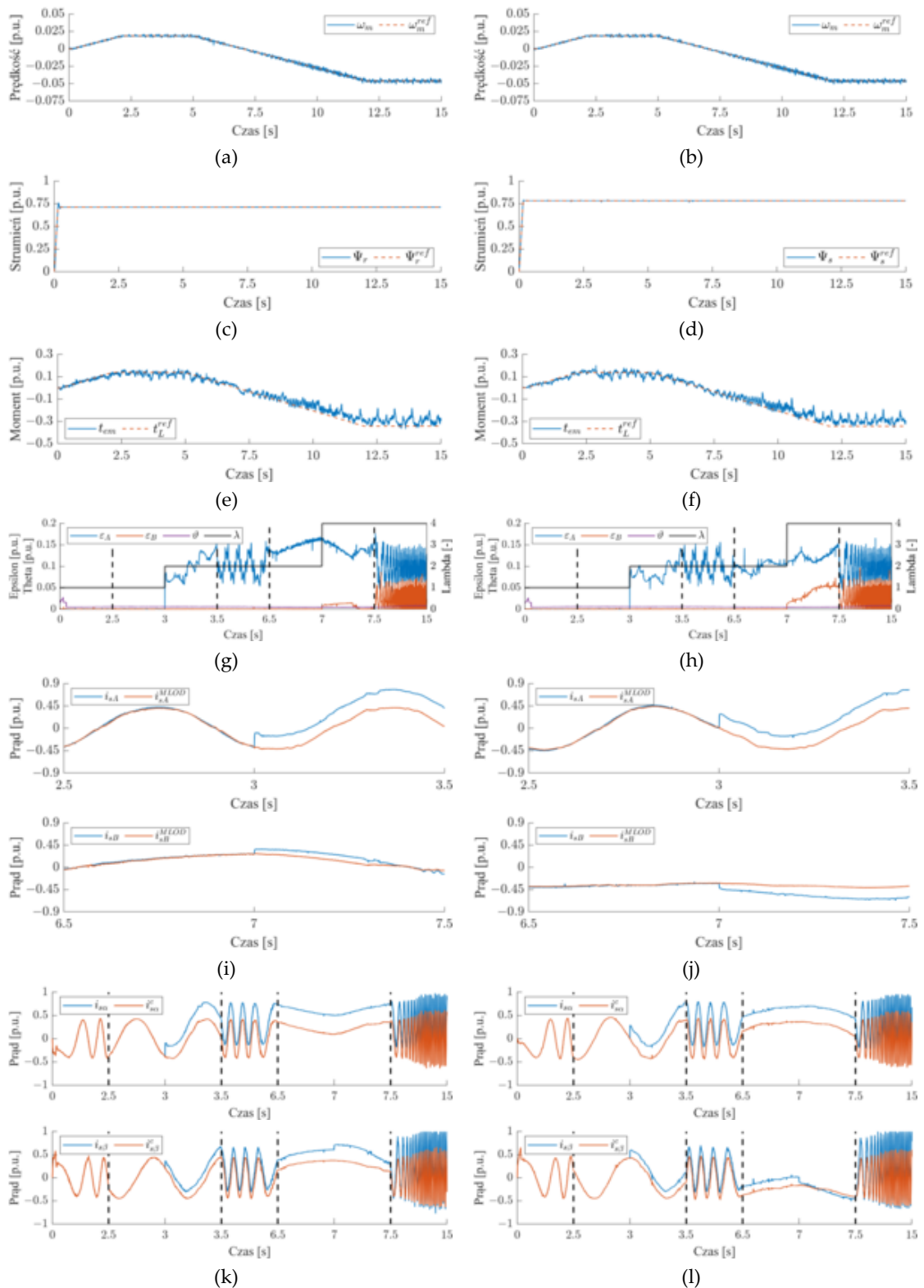
Ostatnim analizowanym scenariuszem jest zbadanie zachowania układu CS-FTC w zakresie małych wartości prędkości. Ten problem jest szczególnie istotny w kontekście samochodów elektrycznych, gdzie średnia prędkość stanowi często ułamek prędkości maksymalnej. W pierwszej kolejności wykonano rozruch do 2% prędkości znamionowej, a następnie przeprowadzono nawrót do 5% wartości nominalnej (Rys. 8.11a,b). Moment obciążenia zmieniał się liniowo wraz z prędkością, kolejno do 20%, a następnie do 50% wartości znamionowej (Rys.8.11e,f).

W pierwszym etapie badań uszkodzenia CS związane były z offsetem pomiarowym oraz błędem wzmocnienia. Analogicznie, jak w poprzednich rozpatrywanych sytuacjach, dotyczyły kolejno fazy *A* i *B* oraz odwrotnie. Oba uszkodzenia były wykrywane i kompensowane w sposób prawidłowy, co pozwoliło na zachowanie pełnej funkcjonalności w zakresie bardzo małych wartości prędkości kątowych. Warto zaznaczyć, że pierwsze uszkodzenie w fazie pojawiło się przy bardzo małej prędkości (2% wartości znamionowej), natomiast drugie w fazie *B* podczas nawrotu (Rys. 8.12g-l). Przy odwrotnej kolejności uszkodzeń offset pomiarowy w fazie *B* wystąpił podczas rozruchu, natomiast błąd wzmocnienia w fazie *A* podczas pracy przy przeciwnym kierunku prędkości (Rys. 8.13g-l).

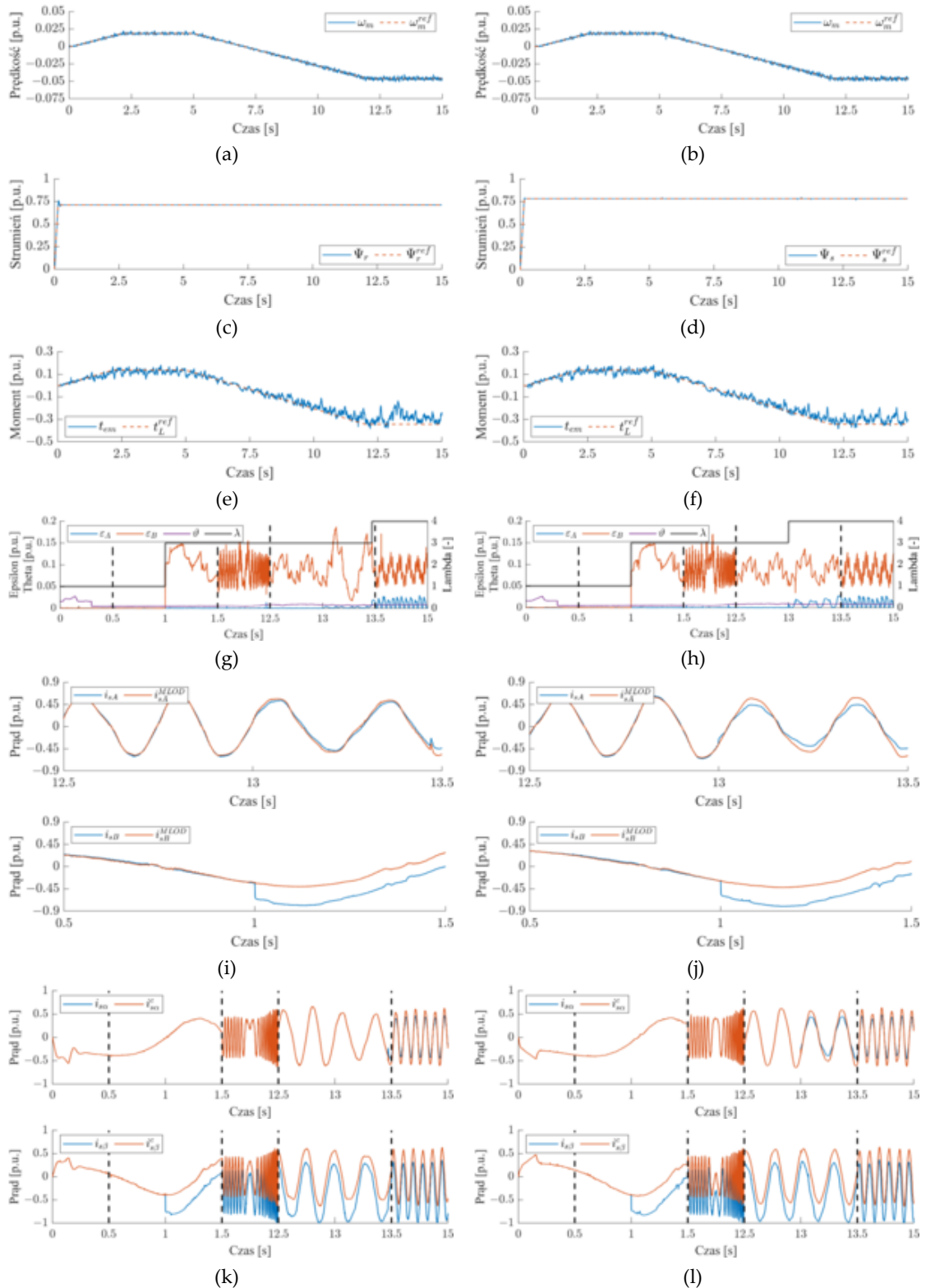


Rys. 8.11. Przebiegi zmiennych stanu w przypadku S3.0: prędkości (a,b), strumieni (c,d), momentu (e,f) oraz współczynników wykorzystywanych w detektorze uszkodzeń CS (g,h); DFOC (a,c,e,g), DTC-SVM (b,d,f,h).

8. ANALIZA WEKTOROWYCH STRUKTUR STEROWANIA
TOLERUJĄCEGO USZKODZENIA CZUJNIKÓW PRĄDU



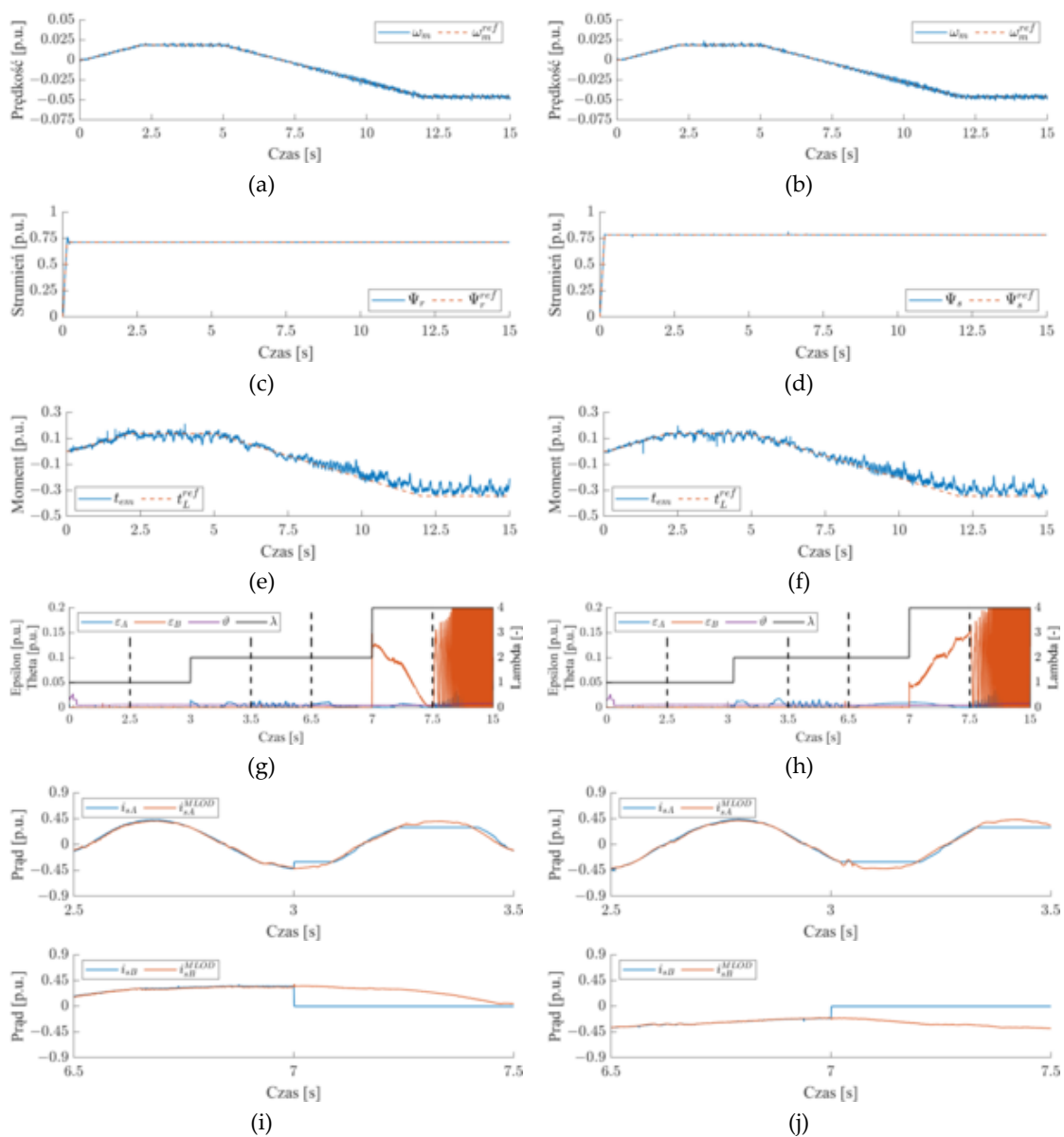
Rys. 8.12. Przebiegi zmiennych stanu w przypadku S3.1: prędkości (a,b), strumieni (c,d), momentu (e,f) oraz współczynników (g,h) i prądów wykorzystywanych w detektorze (i,j), prądów wykorzystanych w strukturze sterowania i algorytmie DMLO (k,l); DFOC (a,c,e,g,i,k), DTC-SVM (b,d,f,h,j,l).

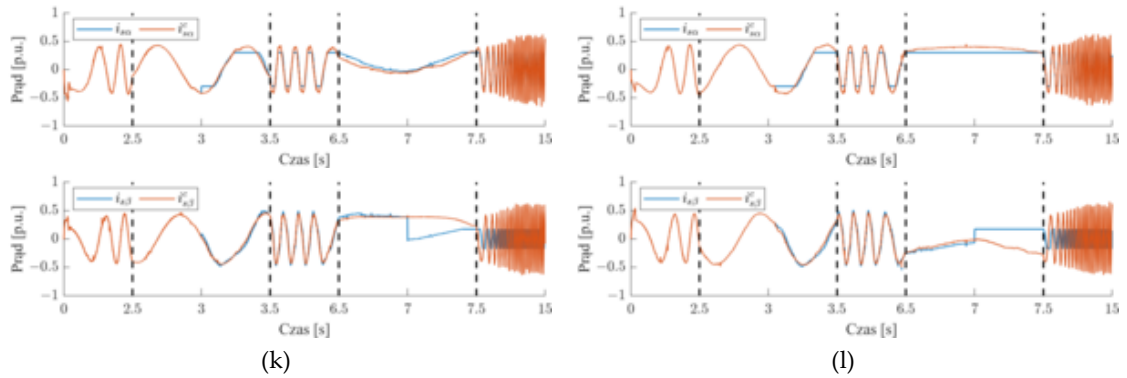


Rys. 8.13. Przebiegi zmiennych stanu w przypadku S3.2: prędkości (a,b), strumieni (c,d), momentu (e,f) oraz współczynników (g,h) i prądów wykorzystywanych w detektorze (i,j), prądów wykorzystywanych w strukturze sterowania i algorytmie DMLD (k,l); DFOC (a,c,e,g,i,k), DTC-SVM (b,d,f,h,j,l).

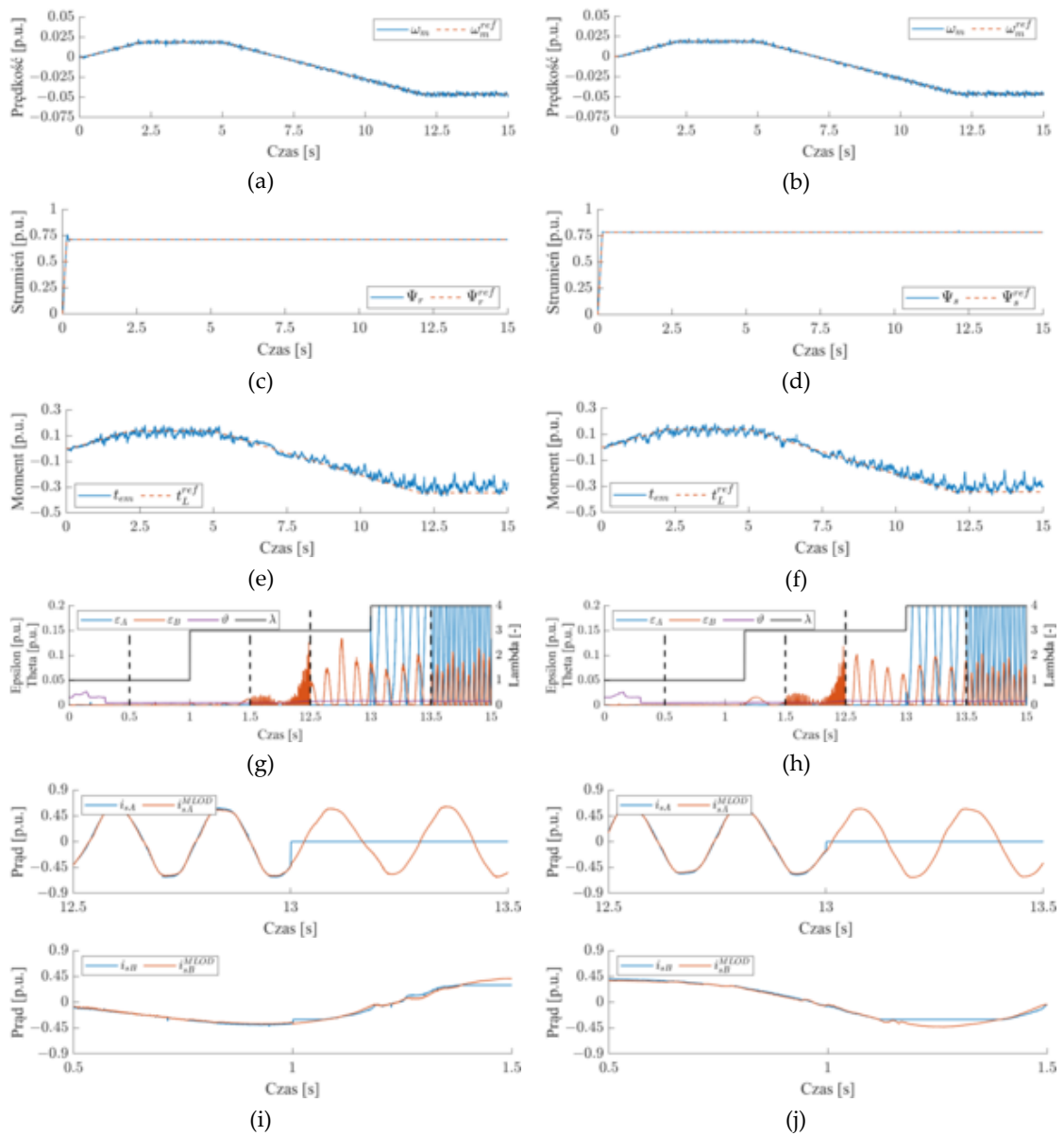
Warto zauważyć, że błąd wzmocnienia w fazie A w strukturze DFOC (Rys. 8.13) pojawił się, gdy chwilowa wartość prądu była równa zero, przez co uszkodzenie zostało

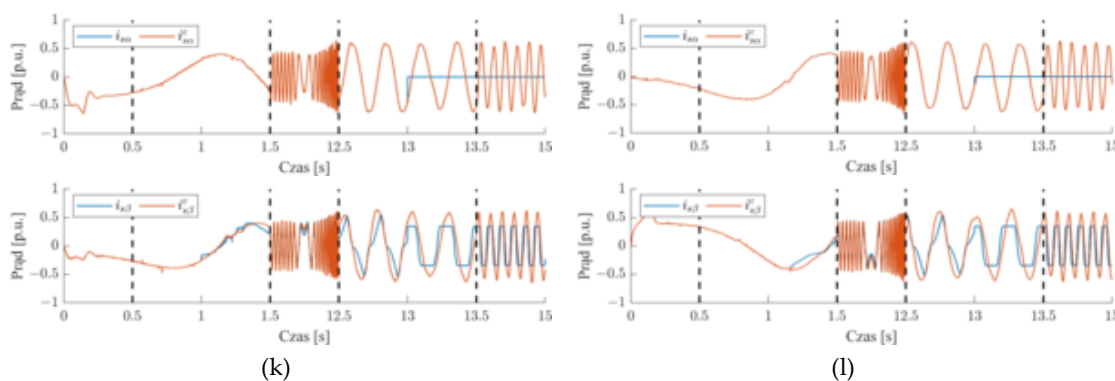
wykryte z niewielkim opóźnieniem. Należy jednak podkreślić, że zgodnie z analizą przedstawioną w rozdziale 4, tego typu uszkodzenie nie powoduje utraty stabilności działania wektorowej struktury sterowania, a uszkodzenie finalnie zostało wykryte i skompensowane, co pozwoliło zachować pełną funkcjonalność układu napędowego. Konsekwencją tego opóźnienia było chwilowe zwiększenie się momentu elektromagnetycznego (Rys. 8.13e), co jednak nie wpłynęło na przebieg prędkości kątowej (Rys. 8.13a).





Rys. 8.14. Przebiegi zmiennych stanu w przypadku S3.3: prędkości (a,b), strumieni (c,d), momentu (e,f) oraz współczynników (g,h) i prądów wykorzystywanych w detektorze (i,j), prądów wykorzystywanych w strukturze sterowania i algorytmie DMLO (k,l); DFOC (a,c,e,g,i,k), DTC-SVM (b,d,f,h,j,l).





Rys. 8.15. Przebiegi zmiennych stanu w przypadku S3.4: prędkości (a,b), strumieni (c,d), momentu (e,f) oraz współczynników (g,h) i prądów wykorzystywanych w detektorze (i,j), prądów wykorzystanych w strukturze sterowania i algorytmie DMLO (k,l); DFOC (a,c,e,g,i,k), DTC-SVM (b,d,f,h,j,l).

Ostatnią rozpatrywaną w niniejszej pracy sytuacją jest wystąpienie nasycenia oraz całkowitego zaniku sygnału. Wyniki dla uszkodzeń kolejno w fazie *A* i *B* przedstawiono na rysunku 8.14, natomiast dla kolejności odwrotnej – na rysunku 8.15. Jak można zauważyć na rysunku 8.14, oba uszkodzenia zostały wykryte i skompensowane w sposób prawidłowy. Prędkość, strumień oraz moment prawidłowo śledzą swoje zadane trajektorie (Rys. 8.14a-f).

W przypadku pojawienia się błędu nasycenia zauważyć można, że w strukturze DTC-SVM występuje opóźnienie detekcji (Rys. 8.15h,j,l) oraz kompensacji. Jednakże, należy zaznaczyć, że chwilowa wartość prądu w fazie, w której pojawiło się uszkodzenie, była mniejsza, niż założone nasycenie (Rys.8.15l). Można zatem uznać, że opóźnienie to nie wynika z czasu detekcji, a z czasu przekroczenia założonej wartości nasycenia przez prąd fazowy.

8.5 Podsumowanie

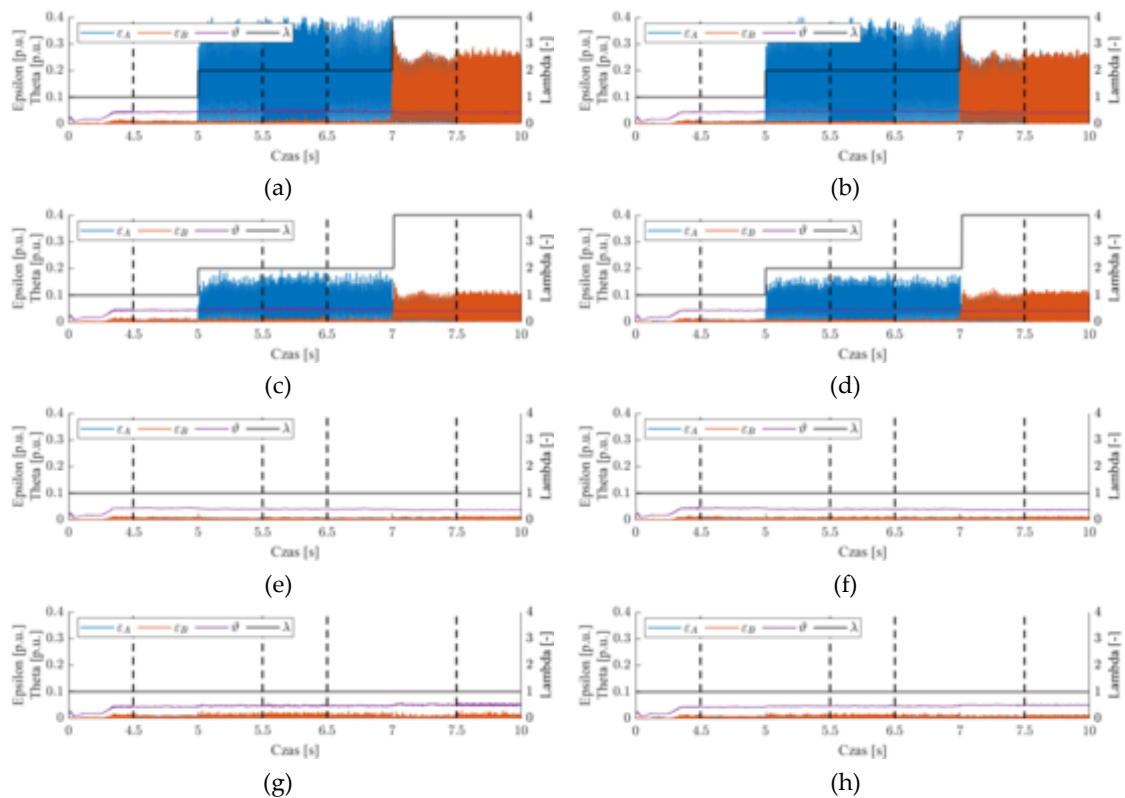
Jak wynika z przeprowadzonych badań całkowity zanik sygnału oraz nasycenie CS są najłatwiejsze do wykrycia i skompensowania. Pomimo wystąpienia tak poważnych uszkodzeń CS, za każdym razem możliwe było utrzymanie pełnej kontroli nad układem napędowym, zarówno podczas dynamicznych zmian prędkości, jak i momentu obciążenia, a także przy bardzo małych prędkościach. W każdej analizowanej sytuacji przy całkowitym zaniku sygnału przyjęty w detektorze współczynnik ε znacząco przekraczał adaptacyjną wartość progową ϑ .

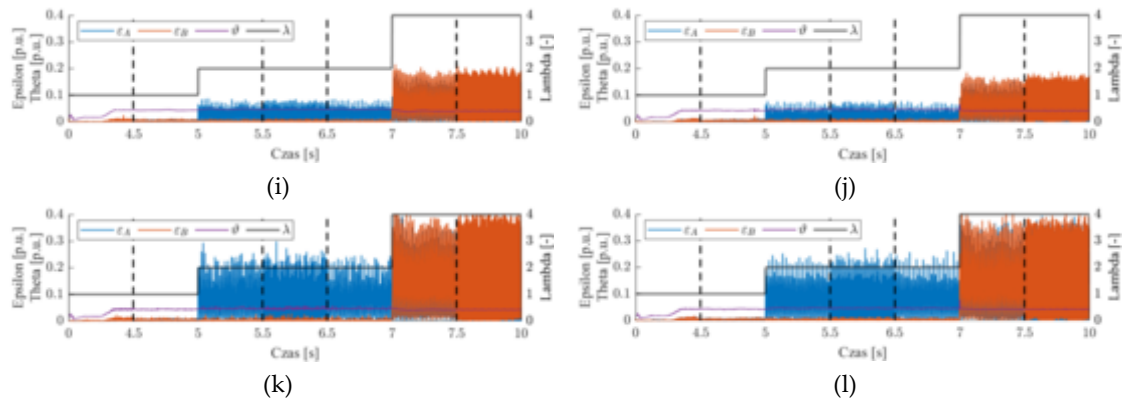
Nasycenie CS ma tym większy wpływ na przebieg prądu stojana, im większa jest jego wartość. Jednakże, nawet w przypadku, gdy przyjęta wartość nasycenia była niewiele mniejsza, niż amplituda prądu (Rys. 8.10i,j, Rys. 8.14i,j, Rys. 8.15i,j) uszkodzenie to było prawidłowo wykrywane i kompensowane. Pozwala to sformułować wniosek, że proponowane rozwiązanie CS-FTC jest w stanie pracować prawidłowo, gdy wystąpi nasycenie czujnika. Dodatkowo, opóźnienia, które związane są z nasyceniem CS

wynikają przede wszystkim z faktu, że wartość chwilowa prądu fazowego, którego dotyczyło uszkodzenie, była niższa, niż założone nasycenie.

W przypadku offsetu pomiarowego również zauważyć można, że współczynnik wykorzystywany w detektorze przekracza wartość progową już w następnej próbie. Można zatem stwierdzić, że proponowany algorytm DMLO pozwoli na bezpieczną pracę układu napędowego w przypadku pojawienia się offsetu.

Najtrudniejszy do wykrycia jest błąd wzmocnienia, który charakteryzuje się niewielkimi zmianami współczynnika ε , wykorzystywanego w detekcji. Jest to spowodowane tym, że przy pojawieniu się tego uszkodzenia, gdy wartość chwilowa prądu jest niewielka, błąd estymacji jest również niewielki. Ponadto, ze względu na wysoką dokładność proponowanego rozwiązania w odtwarzaniu prądów fazowych, algorytm DMLO może dostosić się do błędnego pomiaru. W związku z tym przeprowadzono kolejną serię badań poświęconą temu rodzajowi uszkodzenia. Założono znamionowe obciążenie oraz prędkość kątową wynoszącą 75% wartości znamionowej. Dla takich warunków pracy, w stanach ustalonych symulowano błąd wzmocnienia CS, kolejno w fazie A i B, dla chwil czasowych $t = 5$ s oraz $t = 7$ s. Następnie, dla obu struktur sterowania zbadano skuteczność detektora dla wzmocnień wynoszących: 50%, 70%, 90%, 110%, 130% oraz 150%. Wyniki przedstawiono na rysunku 8.16.





Rys. 8.16. Przebieg współczynników wykorzystywanych w detektorze podczas błęd wzmacnienia: 0,5 (a,b), 0,7 (c,d), 0,9 (e,f), 1,1 (g,h), 1,3 (i,j), 1,5 (k,l): DFOC (a,c,e,g,i,k) oraz DTC-SVM (b,d,f,h,j,l).

Jak można zauważyć, zarówno w strukturze DFOC, jak i DTC-SVM zostały wykryte uszkodzenia, w których błąd wzmacnienia wynosił 50%, 70%, 130% oraz 150%. W przypadku, gdy wzmacnienie było o 10% większe bądź mniejsze niż prawidłowo mierzona wartość prądu, układ nie wykrył uszkodzenia. Należy jednak zaznaczyć, że taka różnica może pogorszyć jakość pracy układu napędowego, jednak nie uniemożliwia utrzymania pełnej jego kontroli. Dodatkowo, w znanej literaturze autorzy analizowali minimalny błąd wzmacnienia wynoszący 20% wartości mierzonej (Salmasi, 2017), przy czym do kompensacji niezbędne było wykorzystanie drugiego, nieuszkodzonego CS. Proponowany w niniejszej rozprawie algorytm detekcji i kompensacji pozwala wykryć i skompensować taką awarię nawet w sytuacji, gdy w układzie nie ma ani jednego nieuszkodzonego CS.

9 WNIOSKI I UWAGI KOŃCOWE

W niniejszej rozprawie doktorskiej przedstawiono obszerną analizę zagadnień związanych z estymatorami prądu stojana SI w kontekście układów CS-FTC. Wszystkie badania zostały przeprowadzone w strukturach wykorzystujących najbardziej popularne metody sterowania wektorowego: DFOC oraz DTC-SVM.

W ramach niniejszej rozprawy wykonano obszerną analizę wpływu wybranych uszkodzeń CS na układ napędowy z SI, przedstawioną w rozdziale czwartym. W odniesieniu do znanej literatury zbadano wpływ wszystkich sześciu typów uszkodzeń, tj. błędu wzmocnienia, offsetu, szumu, nasycenia, przerywania oraz całkowitego zaniku sygnału. Dodatkowo, badania przeprowadzono zarówno w sytuacji, gdy uszkodzony był CS w fazie *A* lub/i CS w fazie *B*. Jak wykazały badania najbardziej negatywny wpływ na prawidłową pracę układu napędowego ma błąd nasycenia rdzenia magnetycznego CS wykorzystującego efekt Halla (w szczególności w strukturze DFOC), a także zanikanie czy całkowity brak sygnału CS. Pierwszym istotnym wnioskiem wynikającym z tej analizy jest wykazanie konieczności stosowania aktywnej strategii CS-FTC, która zabezpiecza układ przed konsekwencjami wystąpienia uszkodzenia tego komponentu i możliwością utraty stabilności pracy.

Drugim, istotnym tematem poruszonym w ramach niniejszej rozprawy jest przedstawienie autorskich algorytmów służących do detekcji i kompensacji uszkodzeń CS. Należy podkreślić, że zaproponowane w rozprawie rozwiązania pozwalają na zachowanie pełnej kontroli nad układem napędowym nawet w sytuacji, gdy wszystkie CS ulegną awarii. Wykazano, że opracowany algorytm VCS jest tożsamy matematycznie z innymi, wysoce wrażliwymi na zmiany parametrów SI, znanymi w literaturze rozwiązaniami: OLO (Venghi et al., 2021), FLO (Manohar i Das, 2017, 2020) (Załącznik Z2), LO (przy bardzo małej wartości elementów macierzy wzmocnień G) (Azzoug et al., 2019, 2020, 2021a, 2021b, 2021c). W odniesieniu do znanych w literaturze rozwiązań zaproponowano modyfikację klasycznego LO (MLO), co pozwoliło na dalsze, prawidłowe obliczanie błędu estymacji obserwatora w przypadku wystąpienia uszkodzenia jednego z dwóch CS, z wykorzystaniem dostępnej informacji o przynajmniej jednym prądzie fazowym uzwojenia stojana. Wiąże się to z brakiem konieczności doboru takiej wartości współczynnika w macierzy wzmocnień G , która sprawia, że macierz ta jest w praktyce pomijalna i estymator sprowadza się do innych, znanych w literaturze metod ($LO_{G=0} \approx OLO \equiv FLO \equiv VCS$). W rozdziale szóstym wykonano obszerną analizę wpływu parametrów SI, na jakość estymacji prądu stojana, przy wykorzystaniu MLO oraz pozostałych rozwiązań ze znanej literatury (sprowadzających się do $LO_{G=0}$). Pozwoliło to na sformułowanie wniosku, że stosowane w literaturze rozwiązania są bardzo wrażliwe na zmiany parametrów SI, natomiast zastosowanie MLO z odpowiednio dobranym współczynnikiem k_0 macierzy wzmocnień G , zwiększa

średnią procentową poprawę dokładności estymacji prądu stojana w stosunku do pozostałych metod o:

- w przypadku, gdy strukturze są dwa nieuszkodzone CS:
 - prąd w fazie A: 74,3% (DFOC), 74,0% (DTC-SVM),
 - prąd w fazie B: 73,7% (DFOC), 73,7% (DTC-SVM),
- w przypadku, gdy dostępny jest tylko CS w fazie A:
 - prąd w fazie A: 60,1% (DFOC), 58,6% (DTC-SVM),
 - prąd w fazie B: 21,8% (DFOC), 21,7% (DTC-SVM),
- w przypadku, gdy dostępny jest tylko CS w fazie B:
 - prąd w fazie A: 10,6% (DFOC), 7,9% (DTC-SVM),
 - prąd w fazie B: 76,6% (DFOC), 76,5% (DTC-SVM).

Dodatkowo, analiza ta pozwoliła uzasadnić zastosowanie dwóch MLO, z różnymi wartościami współczynnika k_0 w macierzy wzmocnień G , aby zachować zarówno wysoką jakość estymacji prądu, który jest prawidłowo mierzony przez CS (na potrzeby dokładności detektora) oraz prawidłową wartość prądu skompensowanego w fazie, w której CS uległ uszkodzeniu. Rozwiązanie to nazwano DMLO.

Z uwagi na fakt, iż rezystancja wirnika jest parametrem, który wraz ze wzrostem swojej wartości powoduje największe zwiększenie się błędu estymacji prądu stojana, w ramach niniejszej rozprawy zaproponowano estymator tego parametru. W tym celu zaprojektowano układ typu MRAS, w którym prąd mierzony (bądź skorygowany, w przypadku uszkodzenia CS) pełnił funkcję modelu odniesienia, natomiast sygnał wyjściowy z opracowanego algorytmu VCS był modelem adaptacyjnym, z przestrajalną rezystancją wirnika. Analiza porównawcza ze znanymi z literatury estymatorami tego parametru: opartego na NN (Karanayil et al., 2007) oraz opartego na napięciowym i prądowym modelu strumienia stojana (Agrebi, 2010, 2018), wykazała, że autorskie rozwiązanie wykazuje się największą poprawą jakości estymacji prądu stojana. Dodatkowo, proporcjonalna estymacja rezystancji stojana (Kubota et al., 1993) pozwala na kolejne zwiększenie dokładności estymatora prądu. Warto zaznaczyć, że zaprojektowany estymator rezystancji wirnika nie musi być wykorzystywany jedynie w układach CS-FTC.

Kolejnym istotnym zjawiskiem, mającym znaczący wpływ na jakość estymacji prądu stojana jest czas martwy FN, zabezpieczający przed zwarcie tranzystory IGBT w przemienniku częstotliwości. Wykazano, że jego kompensacja kilkukrotnie poprawia dokładność odtwarzania prądu stojana. Dodatkowo, należy podkreślić, że wpływ czasu martwego jest znacznie mniejszy na zaproponowany w ramach niniejszej rozprawy algorytm DMLO, niż znane w literaturze rozwiązania bazujące na obserwatorach (symulatorach) nieuwzględniających sprzężenia zwrotnego od błędu estymacji prądu.

Analiza zmian błędu estymacji dla różnych punktów pracy układu napędowego, zrealizowana w rozdziale 7 wykazała uzasadnienie dla konieczności stosowania

adaptacyjnego współczynnika progowego w detektorze uszkodzeń CS. Jak zauważono, błąd estymacji rośnie wraz z wartością momentu obciążenia oraz prędkości. Zastosowanie adaptacyjnego współczynnika progowego pozwala na znaczne zwiększenie dokładności detektora bazującego na obliczeniu residuum prądu mierzonego i estymowanego, co w połączeniu z proponowanym algorytmem DMLO daje wysoką skuteczność. Warto zaznaczyć, że wybór odpowiedniej wartości progowej jest istotnym problemem w detektorach bazujących na modelach matematycznych, co zostało rozwiązane dzięki zaproponowanemu w niniejszej rozprawie systemowi detekcji.

W celu eksperymentalnej weryfikacji proponowanego rozwiązania tolerującego uszkodzenia CS założono trzy praktyczne sytuacje: dynamiczne zmiany prędkości przy stałym obciążeniu, dynamiczne zmiany momentu przy stałej prędkości oraz zakres bardzo małych prędkości kątowych, rzędu 2%, podczas powolnego rozruchu w obu kierunkach prędkości. Ponadto, w przeciwieństwie do znanych w literaturze rozwiązań, uszkodzenia CS występowały przede wszystkim w stanach przejściowych, gdzie proces detekcji jest znacznie utrudniony. W każdym z analizowanych przypadków układ prawidłowo wykrył, zlokalizował i skompensował uszkodzenie obu CS. Należy podkreślić, że mające najbardziej negatywny wpływ na pracę napędu nasycenie i zanik sygnału wykrywane były bardzo skutecznie, a jedyne opóźnienia wynikały z osiągnięcia przez prąd stojana wartości wynikającej z założonego nasycenia. Dodatkowo, układ wykazywał się bardzo wysoką skutecznością przy wykrywaniu offsetu pomiarowego. Ze względu na dużą dokładność algorytmu DMLO największym wyzwaniem okazał się błąd wzmocnienia, ponieważ gdy wystąpił on przy niewielkiej wartości chwilowej prądu, wartość estymowana adaptowała się do wartości mierzonej. Zgodnie z przeprowadzoną analizą układ był w stanie wykryć uszkodzenie błędu wzmocnienia, gdy jego wartość była o minimum 30% większa, bądź mniejsza od wartości rzeczywistej (algorytm był skuteczny przy 150%, 130%, 70% i 50% oraz nieskuteczny przy 90% i 110%). Należy jednak zaznaczyć, że w znanej literaturze do prawidłowej detekcji oraz kompensacji tego uszkodzenia (Salmasi, 2017) wykorzystywano drugi, nieuszkodzony CS, natomiast rozwiązanie proponowane w niniejszej rozprawie jest niezależne od pozostałych CS. Dodatkowo, w (Salmasi, 2017) przedstawiono sytuacje, gdy wartość prądu w CS maleje o 80%, co jest dużo większym błędem niż te, analizowane w rozprawie.

Zaproponowany w ramach niniejszej rozprawy system CS-FTC może być zastosowany w układach przemysłowych i pozwala na zachowanie pełnej kontroli nad napędem, nawet, gdy wszystkie CS ulegną uszkodzeniu. Dodatkowo, przedstawione rozwiązania związane są jedynie z redundancją programową, co oznacza, że nie wymagają one zmiany topologii układu ani dodatkowych kosztów i mogą być

z powodzeniem implementowane na mikroprocesorach sterujących przemiennikami częstotliwości.

Zdaniem autora przeprowadzona analiza teoretyczna oraz eksperymentalna potwierdziła postawione na początku rozprawy tezy i zaplanowany cel badań został zrealizowany.

Do najważniejszych osiągnięć autora zalicza się:

- przeprowadzenie obszernych badań symulacyjnych związanych z wpływem uszkodzeń CS na jakość pracy układu napędowego,
- opracowanie algorytmów pozwalających na estymację prądu stojana nawet w przypadku, gdy wszystkie CS są uszkodzone,
- przeprowadzenie obszernej analizy wpływu parametrów SI na dokładność estymacji prądu stojana, w szerokim zakresie zmian prędkości (w tym podczas pracy generatorowej) oraz w sytuacji, gdy dostępne są CS w fazach A i B, CS tylko w fazie A oraz CS tylko w fazie B,
- zaproponowanie modyfikacji klasycznego LO, co pozwoliło na dalsze obliczanie błędu estymacji prądu i zmniejszenie wrażliwości na zmiany parametrów SI,
- zaproponowanie algorytmu DMLO, polegającego na połączeniu dwóch zmodyfikowanych LO, co zapewnia dużą skuteczność podczas detekcji oraz kompensacji uszkodzenia,
- opracowanie estymatora rezystancji wirnika, charakteryzującego się najlepszą poprawą dokładności estymacji prądu stojana, spośród analizowanych metod znanych z literatury,
- zbadanie wpływu czasu martwego na jakość estymacji prądu stojana i wykazanie konieczności stosowania jego kompensacji w przypadku układów CS-FTC,
- opracowanie adaptacyjnego współczynnika progowego dla detektora uszkodzeń CS, co znacznie zwiększa dokładność detekcji,
- opracowanie pełnego systemu CS-FTC,
- realizację interfejsu graficznego w środowisku ControlDesk, pozwalającego na sterowanie oraz analizę wyników online,
- wykonanie szeregu badań eksperymentalnych potwierdzających wysoką skuteczność zaproponowanych metod,
- realizacja oprogramowania umożliwiającego sterowanie oraz analizę sygnałów wykorzystywanych w wektorowych strukturach sterowania,
- realizację oprogramowania umożliwiającego symulowanie uszkodzeń CS w rzeczywistym układzie napędowym.

BIBLIOGRAFIA

- Agrebi, Y., Koubaa, Y., Boussak, M., 2010. *Simultaneous estimation of speed and rotor resistance in sensorless ISFOC induction motor drive based on MRAS scheme*, w: The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010, 06-08.09.2012, Rzym, Włochy, 1–6.
- Agrebi, Y., Jouili, M., Koubaa, Y., Boussak, M., 2018. *A Very-Low-Speed Sensorless Control Induction Motor Drive with Online Rotor Resistance Tuning by Using MRAS Scheme*. *Power Electronics and Drives*, 4(39), 125–140.
- Akrad, A., Hilaret, M., Diallo, D., 2011. *Design of a Fault-Tolerant Controller Based on Observers for a PMSM Drive*. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(4), 1416–1427.
- Aoyagi, S., Iwaji, Y., Tobar, K., Sakamoto, K., 2009. *A novel PWM pulse modifying method for reconstructing three-phase AC currents from DC bus currents of inverter*, w: 2009 International Conference on Electrical Machines and Systems, 15-18.11.2009, Tokio, Japonia, 1–6.
- Azzoug, Y., Pusca, R., Sahraoui, M., Ammar, A., Romary, R., Marques Cardoso, A.J., 2019. *A Single Observer for Currents Estimation in Sensor's Fault-Tolerant Control of Induction Motor Drives*, w: 2019 International Conference on Applied Automation and Industrial Diagnostics (ICAAID), 25-27.09.2019, Elazig, Turcja, 1–6.
- Azzoug, Y., Sahraoui, M., Pusca, R., Ameid, T., Romary, R., Cardoso, A.J.M., 2020. *A Variable Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Without Current Sensors*, w: 2020 IEEE 29th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), 17-10.06.2020, Delft, Holandia, 1523–1528.
- Azzoug, Y., Sahraoui, M., Pusca, R., Ameid, T., Romary, R., Cardoso, A.J.M., 2021a. *High-performance vector control without AC phase current sensors for induction motor drives: Simulation and real-time implementation*. *ISA Transactions*, 109, 295–306.
- Azzoug, Y., Sahraoui, M., Pusca, R., Ameid, T., Romary, R., Marques Cardoso, A.J., 2021b. *Current sensors fault detection and tolerant control strategy for three-phase induction motor drives*. *Electrical Engineering*, 103, 881–898.
- Azzoug, Y., Pusca, R., Sahraoui, M., Ammar, A., Ameid, T., Romary, R., Cardoso, A.J.M., 2021c. *An Active Fault-Tolerant Control Strategy for Current Sensors Failure for Induction Motor Drives Using a Single Observer for Currents Estimation and Axes Transformation*. *European Journal of Electrical Engineering*, 23(6), 467–474.
- Azzoug, Y., Pusca, R., Sahraoui, M., Ameid, T., Romary, R., 2023. *Experimental Validation of Current Sensors Fault Detection and Tolerant Control Strategy for Three-Phase Permanent Magnet Synchronous Motor Drives*. *Machines*, 11(9), 873.
- Badran, O., Sarhan, H., Alomour, B., 2012. *Thermal performance analysis of induction motor*. *International Journal of Heat and Technology*, 30(1), 75–88.

- Basri, H.M., Lias, K., Abidin, W.W.Z., Tay, K.M., Zen, H., 2012. *Fault detection using dynamic parity space approach*, w: 2012 IEEE International Power Engineering and Optimization Conference, 06-07.07.2012, Malakka, Malezja, 52–56.
- Beard, R., 1971. *Failure accommodation in linear system through self-reorganization*. Rozprawa doktorska, Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, Anglia.
- Benbouzid, M., 2000. *A review of induction motors signature analysis as a medium for faults detection*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 47(5), 984–993.
- Benbouzid, M., Kliman, G., 2003. *What stator current processing-based technique to use for induction motor rotor faults diagnosis?* IEEE Transactions on Energy Conversion, 18(2), 238–244.
- Ben-Brahim, L., Kurosawa, R., 1993. *Identification of induction motor speed using neural networks*, w: Conference Record of the Power Conversion Conference - Yokohama 1993, 19-21.04.1993, Jokohama, Japonia, 689–694.
- Berriri, H., Naouar, M.W., Slama-Belkhodja, I., 2011. *Parity space approach for current sensor fault detection and isolation in electrical systems*. International Multi-Conference on Systems, w: Eighth International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices, 22-25.03.2011, Susa, Tunezja, 1–7.
- Berriri, H., Naouar, M.W., Slama-Belkhodja, I., 2012. *Easy and Fast Sensor Fault Detection and Isolation Algorithm for Electrical Drives*. IEEE Transactions on Power Electronics, 27(2), 490–499.
- Betta, G., D'Apuzzo, M., Pietrosanto, A., 1995. *A Knowledge-Based Approach to Instrument Fault Detection and Isolation*. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 44(6), 1009–1016.
- Blaabjerg, F., Pedersen, J.K., 1994. *An ideal PWM-VSI inverter using only one current sensor in the DC-link*, w: 1994 Fifth International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives, 26-28.10.1994, Londyn, Anglia, 458–464.
- Blaabjerg, F., Pedersen, J.K., 1997. *A New Low-Cost, Fully Fault-Protected PWM-VSI Inverter with True Phase-Current Information*. IEEE Transactions on Power Electronics, 12(1), 187–197.
- Blaabjerg, F., Pedersen, J.K., Jaeger, U., Thøgersen, P., 1997. *Single current sensor technique in the DC link of three-phase PWM-VS inverters: A review and a novel solution*. IEEE Transactions on Industry Applications, 33(5), 1241–1253.
- Blanke, M., Kinnaert, M., Lunze, J., Staroświecki, M., 2006. *Diagnosis and Fault-Tolerant Control*. Berlin: Springer.
- Blaschke, F., 1972. *The Principle of Field Orientation as Applied to the NEW Transvector Closed-Loop System for Rotating-Field Machines*. Siemens Review, 34(3), 217–220.
- Bouakoura, M., Nait-Said, N., Nait-Said, M.S., 2017. *Speed sensor faults diagnosis in an induction motor vector controlled drive*. Acta Electrotechnica et Informatica, 17(1), 49–51.

- Buja, G.S., Kaźmierkowski, M.P., 2004. *Direct Torque Control of PWM Inverter-Fed AC Motors – A Survey*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 51(4), 744–757.
- Caccavale, F., Marino, A., Muscio, G., Pierri, F., 2013. *Discrete-Time Framework for Fault Diagnosis in Robotic Manipulators*. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 21(5), 1858–1873.
- Campos-Delgado, D.U., Espinoza-Trejo, D.R., Palacios, E., 2008. *Fault-tolerant control in variable speed drives: a survey*. IET Electric Power Applications, 2(2), 121–134.
- Chakraborty, C., Verma, V., 2015. *Speed and Current Sensor Fault Detection and Isolation Technique for Induction Motor Drive Using Axes Transformation*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 62(3), 1943–1954.
- Cho, Y., LaBella, T., Lai, J.S., 2012. *A Three-Phase Current Reconstruction Strategy With Online Current Offset Compensation Using a Single Current Sensor*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 59(7), 2924–2933.
- Dai, X., Gao, Z., Breikin, T., Wang, H., 2009. *Disturbance Attenuation in Fault Detection of Gas Turbine Engines: A Discrete Robust Observer Design*. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part C (Applications and Reviews), 39(2), 234–239.
- Depenbrock, M., 1988. *Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine*. IEEE Transactions on Power Electronics, 3(4), 420–429.
- Dybkowski, M., Klimkowski, K., 2016. *Stator current sensor fault detection and isolation for vector controlled induction motor drive*, w: 2016 IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC), 25-28.09.2016, Warna, Bułgaria, 1097–1102.
- Dybkowski, M., Klimkowski, K., 2019. *Artificial Neural Network Application for Current Sensors Fault Detection in the Vector Controlled Induction Motor Drive*. Sensors, 19(3), 571.
- Errabelli, R.R., Mutschler, P., 2012. *Fault-Tolerant Voltage Source Inverter for Permanent Magnet Drives*. IEEE Transactions on Power Electronics, 27(2), 500–508.
- Fan, S., Zou, J., 2012. *Sensor Fault detection and fault tolerant control of induction motor drivers for electric vehicles*, w: Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference, 02-05.06.2012, Harbin, Chiny, 1306–1309.
- Fonod, R., Henry, D., Charbonnel, C., Bornschlegl, E., 2013. *Robust Thruster Fault Diagnosis: Application to the Rendezvous Phase of the Mars Sample Return Mission*, w: 2nd CEAS Specialist Conference on Guidance, Navigation & Control, 10-12.04.2013, Delft, Holandia, 1496–1510.
- Frank, P.M., 1990. *Fault diagnosis in dynamic systems using analytical and knowledge-based redundancy. A survey and some new results*. Automatica 26(3), 459–474.
- Gaeta, A., Scarcella, G., Scelba, G., De Caro, S., Testa, A., 2011. *Inverter fault-identification for VSI motor drives*, w: 8th IEEE Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics & Drives, 05-08.09.2011, Bolonia, Włochy, 413–419.

- Gao, Z., Cecati, C., Ding, S.X., 2015a. *A Survey of Fault Diagnosis and Fault-Tolerant Techniques—Part I: Fault Diagnosis With Model-Based and Signal-Based Approaches*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 62(6), 3757–3767.
- Gao, Z., Cecati, C., Ding, S.X., 2015b. *A Survey of Fault Diagnosis and Fault-Tolerant Techniques—Part II: Fault Diagnosis With Knowledge-Based and Hybrid/Active Approaches*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 62(6), 3768–3774.
- Garcia, R.C., Pinto, J.O.P., 2011. *A new simplified SVPWM algorithm based on modified carrier signal*. Sba: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica, 22(5), 545–557.
- Garramiola, F., del Olmo, J., Poza, J., Madina, P., Almandoz, G., 2018. *Integral Sensor Fault Detection and Isolation for Railway Traction Drive*. Sensor, 18(5), 1543.
- Green, T.C., Williams, B.W., 1989. *Derivation of Motor Line-Current Waveforms from the DC-Link Current of an Inverter*. IEE Proceedings B (Electric Power Applications), 136(4), 196–204.
- Gu, Y., Ni, F., Yang, D., Liu, H., 2011. *Switching-State Phase Shift Method for Three-Phase-Current Reconstruction With a Single DC-Link Current Sensor*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 58(11), 5186–5194.
- Ha, J.I., 2010. *Current Prediction in Vector-Controlled PWM Inverters Using Single DC-Link Current Sensor*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 57(2), 716–726.
- Isermann, R., 2006. *Fault-Diagnosis Systems: An Introduction from Fault Detection to Fault Tolerance*. Berlin, Niemcy: Springer.
- Isermann, R., 2011. *Fault-Diagnosis Application: Model-Based Condition Monitoring: Actuators, Drives, Machinery, Plants, Sensors, and Fault-tolerant Systems*. Heidelberg, Niemcy: Springer.
- Jankowska, K., Dybkowski, M., 2021. *A Current Sensor Fault Tolerant Control Strategy for PMSM Drive Systems Based on C_{ri} Markers*. Energies, 14(12), 3443.
- Jankowska, K., Dybkowski, M., 2022. *Design and Analysis of Current Sensor Fault Detection Mechanisms for PMSM Drives Based on Neural Networks*. Designs. 6(1), 18.
- Jiang, L., 2011. *Sensor Fault Detection and Isolation Using System Dynamics Identification Techniques*. Rozprawa doktorska, University of Michigan, Ann Arbor, Michigan, USA.
- Jiang, J., Yu, X., 2012. *Fault-tolerant control systems: A comparative study between active and passive approaches*. Annual Reviews in Control 36(1), 60–72.
- Karanayil, B., Rahman, M.F., Grantham, C., 2007. *Online Stator and Rotor Resistance Estimation Scheme Using Artificial Neural Networks for Vector Controlled Speed Sensorless Induction Motor Drive*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 54(1), 167–176.

- Każmierkowski, M.P., Tunia, H., 1994. *Automatic Control of Converter-Fed Drives*. Amsterdam, Holandia/Londyn, Anglia/Nowy Jork, USA/Tokio, Japonia: Elsevier; Warszawa, Polska: PWN.
- Każmierkowski, M.P., Krishnan, R., Blaabjerg, F., 2002. *Control in Power Electronics - Selected Problems*, San Diego, Kalifornia, USA: Academic Press.
- Kim, H., Jahns, T.M., 2006a. *Phase Current Reconstruction for AC Motor Drives using a DC-link Single Current Sensor and Measurement Voltage Vectors*, w: 2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, 15.06.2005, Drezno, Niemcy, pp. 1346–1352.
- Kim, H., Jahns, T.M., 2006b. *Current Control for AC Motor Drives Using a Single DC-Link Current Sensor and Measurement Voltage Vectors*. IEEE Transactions on Industry Applications, 42(6), 1539–1547.
- Kim, K.C., Hwang, S.J., Sung, K.Y., Kim, Y.S., 2010. *A study on the fault diagnosis analysis of variable reluctance resolver for electric vehicle*, w: SENSORS, 2010 IEEE, 01-04.11.2010, Waikoloa Village, Hawaje, USA, 290–295.
- Kim, S.-H., 2017. *Electric Motor Control: DC AC and BLDC Motors*. Amsterdam, Holandia: Elsevier.
- Klimkowski, K., 2014. *Układy napędowe odporne na uszkodzenia–stan zagrożenia*. Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, 70(34), 133–143.
- Klimkowski, K., 2017. *Analiza układów napędowych z silnikami indukcyjnymi odpornych na uszkodzenia czujników pomiarowych*. Rozprawa doktorska, Politechnika Wrocławska, Wrocław, Polska.
- Klimkowski, K., 2018. *Układ sterowania wektorowego silnikiem indukcyjnym odporny na uszkodzenia przetwornika prądu stojana*. Przegląd Elektrotechniczny, 94(5), 86–89.
- Klimkowski, K., Dybkowski, M., 2015. *A comparative analysis of the chosen speed sensor faults detectors for induction motor drives*, w: 2015 International Conference on Electrical Drives and Power Electronics (EDPE), 21.23.09.2015, Wysokie Tatry, Słowacja, 333–338.
- Kovacs, K.P., Racz, I., 1959. *Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen*. Budapeszt, Węgry: Ungarische Akademie der Wissenschaften.
- Kowalski, C.T., 2013. *Diagnostyka układów napędowych z silnikiem indukcyjnym z zastosowaniem metod sztucznej inteligencji*. Wrocław, Polska: Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej.
- Kowalski, C.T., Kamiński, M., 2014. *Rotor fault detector of the converter-fed induction motor based on RBF neural network*. Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical Sciences, 62(1), 69–76.
- Kowalski, C.T., Orłowska-Kowalska, T., 2003. *Neural networks application for induction motor faults diagnosis*. Mathematics and Computers in Simulation, 63(3-5), 435–448.
- Kubota, H., Matsuse, K., Nakano, T., 1993. *DSP-Based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor*. IEEE Transactions on Industry Applications, 29(2), 344–348.

- Kuchar, M., Palacky, P., Simonik, P., Strossa, J., 2021. *Self-Tuning Observer for Sensor Fault-Tolerant Control of Induction Motor Drive*. *Energies*, 14(9), 2564.
- Kumar, M.D, Kodad, S.F., Sarvesh, B., 2017. *Fault analysis for voltage source inverter driven induction motor drive*. *International Journal of Electrical Engineering & Technology*, 8(1), 1–8.
- Lee, K.B., Choi, U.M., 2014. *Faults and Diagnosis Systems in Power Converters*, w: *Advanced and Intelligent Control in Power Electronics and Drives*, 531, Springer, 143–178.
- Lee, D.C., Lim, D.S., 2000. *AC voltage and current sensorless control of three-phase PWM rectifiers*, w: 2000 IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference. Conference Proceedings, 23.07.2000, Galway, Irlandia, 588–593.
- Lee, K.S., Ryu, J.S., 2003. *Instrument fault detection and compensation scheme for direct torque controlled induction motor drives*. *IEE Proceedings-Control Theory and Applications*, 150(4), 376–382.
- Lee, W.C., Hyun, D.S., Lee, T.K., 2000. *A novel control method for three-phase PWM rectifiers using a single current sensor*. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 15(5), 861–870.
- Lee, W.C., Lee, T.K., Hyun, D.S., 2001. *Comparison of single-sensor current control in the DC link for three-phase voltage-source PWM converters*, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 48(3), 491–505.
- Liu, C., Liu, H.J.G., 2014. *Offset error reduction in Open Loop Hall Effect current sensors powered with single voltage source*, w: 2014 IEEE International Workshop on Applied Measurements for Power Systems Proceedings (AMPS), 24-26.09.2014, Akwizgran, Niemcy, 1–6.
- Liu, H.J.G., Sanli, A., Wang, Y., Liu, C., *Error Compensation of Closed Loop Hall Effect Current Sensors*, w: 2012 IEEE International Workshop on Applied Measurements for Power Systems Proceedings (AMPS), 26-28.09.2012, Akwizgran, Niemcy, 1–6.
- Majumder, M.G., Rakesh, R., Gopakumar, K., Umanand, L., Al-Haddad, K., Jarzyna, W. 2020. *A fault-tolerant five-level inverter topology with reduced component count for OEIM drives*. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 9(1), 961-969.
- Manohar, M., Das, S., 2017. *Current Sensor Fault-Tolerant Control for Direct Torque Control of Induction Motor Drive Using Flux-Linkage Observer*. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 13(6), 2824–2833.
- Manohar, M., Das, S., 2020. *Notice of Removal: Current Sensor Fault-Tolerant Control of Induction Motor Driven Electric Vehicle Using Flux-Linkage Observer*, w: 2020 IEEE Transportation Electrification Conference & Expo (ITEC), 23-26.06.2020, Chicago, Illinois, USA, 884–889.

- Metidji, B., Taib, N., Baghli, L., Rekioua, T., Bacha, S., 2012. *Low-Cost Direct Torque Control Algorithm for Induction Motor Without AC Phase Current Sensors*. IEEE Transactions on Power Electronics, 27(9), 4132–4139.
- Mustafa, M.O., Nikolakopoulos, G., Gustafsson, T., 2014. *Faults Classification Scheme for Three Phase Induction Motor*. International Journal of System Dynamics Applications, 3(1), 1–20.
- Najafabadi, T.A., Salmasi, F.R., Jabejdar-Maralani, P., 2011. *Detection and Isolation of Speed-, DC-Link Voltage-, and Current-Sensor Faults Based on an Adaptive Observer in Induction-Motor Drives*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 58(5), 1662–1672.
- Orłowska-Kowalska, T., 2003. *Bezczujnikowe układy napędowe z silnikami indukcyjnymi*. Wrocław, Polska: Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej.
- Orłowska-Kowalska, T., Kowalski, C.T., Dybkowski, M., 2017. *Fault-Diagnosis and Fault-Tolerant-Control in Industrial Processes and Electrical Drives*, w: *Advanced and Intelligent Control in Power Electronics and Drives*, 75, Springer, 101–120.
- Orłowska-Kowalska, T., Sobański, P., 2013. *Przegląd dwupoziomowych falowników napięcia odpornych na uszkodzenia tranzystorów IGBT*. Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, 69(33), 54–69.
- Orłowska-Kowalska, T., Sobański, P., 2015. *Simple diagnostic technique of a single IGBT open-circuit faults for a SVM-VSI vector controlled induction motor drive*. Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical Sciences, 63(1), 281–288.
- Orłowska-Kowalska, T., Wolkiewicz, M., Pietrzak, P., Skowron, M., Ewert, P., Tarchała, G., Krzysztofiak, M., Kowalski, C.T., 2022. *Fault Diagnosis and Fault-Tolerant Control of PMSM Drives—State of the Art and Future Challenges*. IEEE Access, 10, 59979–60024.
- Patton, R.J., Chen, J., 1991. *A Review of Parity Space Approaches to Fault Diagnosis*. IFAC Proceedings Volumes, 24(6), 65–81.
- Peuget, R., Courtine, S., Rognon, J.P., 1998. *Fault detection and isolation on a PWM inverter by knowledge-based model*. IEEE Transactions on Industry Applications, 34(6), 1318–1326.
- Romero, M.E., Seron, M.M., De Dona, J.A., 2010. *Sensor fault-tolerant vector control of induction motors*. IET Control Theory and Applications, 4(9), 1707–1724.
- Rothenhagen, K., Fuchs, F.W., 2009. *Model-based fault detection of gain and offset faults in Doubly Fed Induction Generators*, w: *2009 IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives*, 31.08.2009–03.09.2009, Cargese, Francja, 1–6.
- Salmasi, F.R., 2017. *A Self-Healing Induction Motor Drive With Model Free Sensor Tampering and Sensor Fault Detection, Isolation, and Compensation*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 64(8), 6105–6115.

- Salmasi, F.R., Najafabadi, T.A., 2011. *An Adaptive Observer With Online Rotor and Stator Resistance Estimation for Induction Motors With One Phase Current Sensor*. IEEE Transactions on Energy Conversion, 26(3), 959–966.
- Skowron, M., Orłowska-Kowalska, T., 2020. *Efficiency of Cascaded Neural Networks in Detecting Initial Damage to Induction Motor Electric Windings*. Electronics, 9(8), 1314.
- Skowron, M., Orłowska-Kowalska, T., Wolkiewicz, M., Kowalski, C.T., 2020. *Convolutional Neural Network-Based Stator Current Data-Driven Incipient Stator Fault Diagnosis of Inverter-Fed Induction Motor*. Energies, 13(6), 1475.
- Skowron, M., Wolkiewicz, M., Orłowska-Kowalska, T., Kowalski, C.T., 2019a. *Application of Self-Organizing Neural Networks to Electrical Fault Classification in Induction Motors*. Applied Sciences, 9(4), 616.
- Skowron, M., Wolkiewicz, M., Orłowska-Kowalska, T., Kowalski, C.T., 2019b. *Effectiveness of Selected Neural Network Structures Based on Axial Flux Analysis in Stator and Rotor Winding Incipient Fault Detection of Inverter-fed Induction Motors*. Energies, 12(12), 2392.
- Sułowicz, M., 2005. *Diagnostyka silników indukcyjnych metodami sztucznej inteligencji*. Rozprawa doktorska, Politechnika Krakowska, Kraków, Polska.
- Sułowicz, M., Ludwinek, K., Tulicki, J., Depczyński, W., Nowakowski, L., 2019. *Practical Adaptation of a Low-Cost Voltage Transducer with an Open Feedback Loop for Precise Measurement of Distorted Voltages*. Sensors, 19(5), 1071.
- Takahashi, I., Noguchi, T., 1986. *A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor*. IEEE Transactions on Industry Applications, IA-22(5), 820–827.
- Trabelsi, M., Boussak, M., Gossa, M., 2010. *Multiple IGBTs open circuit faults diagnosis in voltage source inverter fed induction motor using modified slope method*, w: The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010, 06-08.09.2010, Rzym, Włochy, 1–6.
- Tran, C.D., Palacky, P., Kuchar, M., Brandstetter, P., Dinh, B.H., 2021. *Current and Speed Sensor Fault Diagnosis Method Applied to Induction Motor Drive*. IEEE Access, 9, 38660-38672.
- Vas, P., 1998. *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. Oksford, Anglia/Nowy Jork, USA/Tokio, Japonia: Oxford University Press.
- Venghi, L.E., Aguilera, F., De La Barrera, P.M., De Angelo, C.H., 2021. *Current-sensors fault tolerant control system for electric drives: Experimental validation*, w: 2021 XIX Workshop on Information Processing and Control (RPIC), 03-05.11.2021, San Juan, Argentyna, 1–6.
- Verhaegen, M., Kanev, S., Hallouzi, R., Jones, C., Maciejowski, J., Smail, H., 2010. *Fault Tolerant Flight Control - A Survey*, w: Fault Tolerant Flight Control, 399, Springer, 47–89.

- Wang, W., Cheng, M., Wang, Z., Zhang, B., 2012. *Fast switching direct torque control using a single DC-link current sensor*. *Journal of Power Electronics* 12(6), 895–903.
- Wang, W., Feng, Y., Shi, Y., Cheng, M., Hua, W., Wang, Z., 2019. *Fault-Tolerant Control of Primary Permanent-Magnet Linear Motors With Single Phase Current Sensor for Subway Applications*. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(11), 10546–10556.
- Xu, L., Tseng, H.E., 2007. *Robust Model-Based Fault Detection for a Roll Stability Control System*. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 15(3), 519–528.
- Xu, Y., Yan, H., Zou, J., Wang, B., Li, Y., 2017. *Zero Voltage Vector Sampling Method for PMSM Three-Phase Current Reconstruction Using Single Current Sensor*. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(5), 3797–3807.
- Yan, H., Xu, Y., Zou, J., 2016. *A Phase Current Reconstruction Approach for Three-Phase Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive*. *Energies*, 9(10), 853.
- Yang, S., Xiang, D., Bryant, A., Mawby, P., Ran, L., Tavner, P., 2010. *Condition Monitoring for Device Reliability in Power Electronic Converters: A Review*. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25(11), 2734–2752.
- Yang, S.C., 2015. *Saliency-Based Position Estimation of Permanent-Magnet Synchronous Machines Using Square-Wave Voltage Injection With a Single Current Sensor*. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 51(2), 1561–1571.
- Youssef, A. Ben, El Khil, S.K., Slama-Belkhdja, I., 2013. *State Observer-Based Sensor Fault Detection and Isolation, and Fault Tolerant Control of a Single-Phase PWM Rectifier for Electric Railway Traction*. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(12), 5842–5853.
- Yu, Y., Zhao, Y., Wang, B., Huang, X., Xu, D., 2018. *Current Sensor Fault Diagnosis and Tolerant Control for VSI-Based Induction Motor Drives*. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(5), 4238–4248.
- Zhang, X., Tang, L., Decastro, J., 2013. *Robust Fault Diagnosis of Aircraft Engines: A Nonlinear Adaptive Estimation-Based Approach*. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 21(3), 861–868.
- Zhu, Y., Gao, Z., 2014. *Robust observer-based fault detection via evolutionary optimization with applications to wind turbine systems*, w: 2014 9th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, 09-11.06.2014, Hangzhou, Chiny, 1627–1632.
- Zidani, F., Benbouzid, M.E.H., Diallo, D., Benchaïb, A., 2003. *Active fault-tolerant control of induction motor drives in EV and HEV against sensor failures using a fuzzy decision system*, w: IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03, 01-04.06.2003, Madison, Wisconsin, USA, 677–683.
- Ziegler, S., Woodward, R.C., Iu, H.H.C., Borle, L.J., 2009. *Current sensing techniques: A review*. *IEEE Sensors Journal*, 9(4), 354–376.
- Żelechowski, M., 2005. *Space Vector Modulated-Direct Torque Controlled (DTC-SVM) Inverter-Fed Induction Motor Drive*. *Rozprawa doktorska, Politechnika Warszawska, Warszawa, Polska*.

Publikacje autora rozprawy doktorskiej

- Adamczyk, M.,** Orłowska-Kowalska, T., 2019a. *Sterowanie polowo-zorientowane silnikiem indukcyjnym bez pomiaru prądów fazowych*. Przegląd Elektrotechniczny, 95(8), 151–155.
- Adamczyk, M.,** Orłowska-Kowalska, T., 2019b. *Virtual current sensor in the fault-tolerant field-oriented control structure of an induction motor drive*. Sensors, 19(22), 4979.
- Adamczyk, M.,** Orłowska-Kowalska, T., 2019c. *Eksperymentalna weryfikacja polowo-zorientowanego sterowania indukcyjnym układem napędowym bez pomiaru prądów fazowych*, w: 2019 XIV Konferencja Naukowa Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym (SENE), Łódź, Polska, 20-22.11.2019, 1–6.
- Adamczyk, M.,** 2020. *Rotor Resistance Estimator based on Virtual Current Sensor Algorithm for Induction Motor Drives*. Power Electronics and Drives, 5(40), 143–156.
- Adamczyk, M.,** Orłowska-Kowalska, T., 2021a. *Current Sensors Fault Detection and Tolerant Control for Induction Motor Drive*, w: 2021 IEEE 19th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC), 25-29.04.2021, Gliwice, Polska, 888–892.
- Adamczyk, M.,** Orłowska-Kowalska, T., 2021b. *Self-correcting virtual current sensor based on the modified luenberger observer for fault-tolerant induction motor drive*. Energies, 14(20), 6767.
- Adamczyk, M.,** Orłowska-Kowalska, T., 2022a. *Postfault Direct Field-Oriented Control of Induction Motor Drive Using Adaptive Virtual Current Sensor*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 69(4), 3418–3427.
- Adamczyk, M.,** Orłowska-Kowalska, T., 2022b. *Influence of the Stator Current Reconstruction Method on Direct Torque Control of Induction Motor Drive in Current Sensor Postfault Operation*. Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical Sciences, 70(1), 1–11.
- Adamczyk, M.,** Niczyporuk, S., Orłowska-Kowalska, T., 2022. *Current Sensor Fault-Tolerant Induction Motor Drive with Online Rotor Resistance Adaptation*, w: 2022 IEEE 20th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC), 25-28.09.2022, Braşów, Rumunia, 546–552.
- Adamczyk, M.,** Orłowska-Kowalska, T., 2022a. *Analysis of stator current reconstruction method after current sensor faults in vector controlled induction motor drives*, w: 2022 IEEE 20th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC), 25-28.09.2022, Braşów, Rumunia, 101–106.
- Adamczyk, M.,** Orłowska-Kowalska, T., 2022b. *Influence of Parameter Uncertainty to Stator Current Reconstruction Using Modified Luenberger Observer for Current Sensor Fault-Tolerant Induction Motor Drive*. Sensors, 22(24), 9813.

- Adamczyk, M.,** Orłowska-Kowalska, T., 2023a. *Bezpośrednie polowo-zorientowane sterowanie silnikiem indukcyjnym tolerujące uszkodzenia czujników prądu z wykorzystaniem podwójnego zmodyfikowanego obserwatora Luenbergera*. Przegląd Elektrotechniczny, 99(4), 43–50.
- Adamczyk, M.,** Orłowska-Kowalska, T., 2023b. *Analiza wpływu czasu martwego falownika napięcia oraz jego kompensacji na jakość estymacji prądu stojana w układzie napędowym z silnikiem indukcyjnym*. Przegląd Elektrotechniczny, 99(4), 1–5.
- Adamczyk, M.,** Orłowska-Kowalska, T., 2023c. *Active Current Sensor Fault-Tolerant Control of Induction Motor Drive with Online Neural Network-Based Rotor and Stator Resistance Estimation*. Power Electronics and Drives, 8(43), 235–251.
- Skowron, M., **Adamczyk, M.,** Teler, K., Orłowska-Kowalska, T., 2022a. *Neural Network-Based Classification of Current Sensor Failures in Fault-Tolerant Control Induction Motor Drive*, w: IECON 2022 – 48th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 17-20.10.2022, Bruksela, Belgia, 1–5.
- Skowron, M., Teler, K., **Adamczyk, M.,** Orłowska-Kowalska, T., 2022b. *Classification of Single Current Sensor Failures in Fault-Tolerant Induction Motor Drive Using Neural Network Approach*. Energies, 15(18), 6646.

ZAŁĄCZNIKI

Z1. Wyprowadzenia na określenie współczynników macierzy wzmocnień obserwatora Luenbergera

W celu wyznaczenia współczynników g_1, g_2, g_3, g_4 wykorzystuje się konwencjonalną procedurę rozkładu biegunów układu dynamicznego (Azzoug et al., 2021a). Równanie charakterystyczne obserwatora (5.17) jest następujące:

$$\begin{aligned}
 G^{LO}(s) &= \det(s\mathbf{I} - \mathbf{F}) = \det(s\mathbf{I} - (\mathbf{A} + \mathbf{GC})) = \\
 &= \det\left(\begin{bmatrix} s\mathbf{I} & 0 \\ 0 & s\mathbf{I} \end{bmatrix} - \left(\begin{bmatrix} a_1\mathbf{I} & a_2\mathbf{I} - a_3\omega_m\mathbf{J} \\ a_4\mathbf{I} & a_5\mathbf{I} + \omega_m\mathbf{J} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} G_{12} \\ G_{34} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I} & 0 \end{bmatrix}\right)\right) = \\
 &= \det\left(\begin{bmatrix} s\mathbf{I} & 0 \\ 0 & s\mathbf{I} \end{bmatrix} - \left(\begin{bmatrix} a_1\mathbf{I} & a_2\mathbf{I} - a_3\omega_m\mathbf{J} \\ a_4\mathbf{I} & a_5\mathbf{I} + \omega_m\mathbf{J} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} G_{12} & 0 \\ G_{34} & 0 \end{bmatrix}\right)\right) = \\
 &= \det\left(\begin{bmatrix} s\mathbf{I} & 0 \\ 0 & s\mathbf{I} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} a_1\mathbf{I} + G_{12} & a_2\mathbf{I} - a_3\omega_m\mathbf{J} \\ a_4\mathbf{I} + G_{34} & a_5\mathbf{I} + \omega_m\mathbf{J} \end{bmatrix}\right) = \\
 &= \det\left(\begin{bmatrix} s\mathbf{I} - a_1\mathbf{I} - g_1\mathbf{I} - g_2\mathbf{J} & -a_2\mathbf{I} + a_3\omega_m\mathbf{J} \\ -a_4\mathbf{I} - g_3\mathbf{I} - g_4\mathbf{J} & s\mathbf{I} - a_5\mathbf{I} - \omega_m\mathbf{J} \end{bmatrix}\right) = \\
 &= \det\left(\begin{bmatrix} s - a_1 - g_1 - jg_2 & -a_2 + ja_3\omega_m \\ -a_4 - g_3 - jg_4 & s - a_5 - j\omega_m \end{bmatrix}\right) = p_2s^2 + p_1s + p_0,
 \end{aligned} \tag{Z1.1}$$

gdzie:

$$p_2 = 1, \tag{Z1.2}$$

$$p_1 = -a_1 - a_5 - g_1 - jg_2 - j\omega_m, \tag{Z1.3}$$

$$\begin{aligned}
 p_0 &= a_1a_5 + a_5g_1 - g_2\omega_m - a_2a_4 - a_2g_3 - a_3g_4\omega_m + \\
 &+ ja_1\omega_m + jg_1\omega_m + ja_5g_2 - ja_2g_4 + ja_3a_4\omega_m + ja_3g_3\omega_m.
 \end{aligned} \tag{Z1.4}$$

Zakładając, że w obserwatorze chcielibyśmy przesunąć pierwiastki równania charakterystycznego na płaszczyźnie Gaussa bardziej w lewo w stosunku do pierwiastków równania charakterystycznego obiektu sterowania – SI, otrzymujemy następujące równanie:

$$\begin{aligned}
 G^k(s) &= \det(s\mathbf{I} - \mathbf{A}k_0) = \det\left(\begin{bmatrix} s\mathbf{I} & 0 \\ 0 & s\mathbf{I} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} a_1\mathbf{I} & a_2\mathbf{I} - a_3\omega_m\mathbf{J} \\ a_4\mathbf{I} & a_5\mathbf{I} + \omega_m\mathbf{J} \end{bmatrix} k_0\right) = \\
 &= \det\left(\begin{bmatrix} s\mathbf{I} - a_1\mathbf{I}k_0 & -a_2\mathbf{I}k_0 + a_3\omega_m\mathbf{J}k_0 \\ -a_4\mathbf{I}k_0 & s\mathbf{I} - a_5\mathbf{I}k_0 - \omega_m\mathbf{J}k_0 \end{bmatrix}\right) = \\
 &= \det\left(\begin{bmatrix} s - a_1k_0 & -a_2k_0 + ja_3\omega_mk_0 \\ -a_4k_0 & s - a_5k_0 - j\omega_mk_0 \end{bmatrix}\right) = p_2^k s^2 + p_1^k s + p_0^k,
 \end{aligned} \tag{Z1.5}$$

gdzie:

$$p_2^k = 1, \tag{Z1.6}$$

$$p_1^k = (-a_1 - a_5 - j\omega_m)k_0, \tag{Z1.7}$$

$$p_0^k = (a_1 a_5 - a_2 a_4 + j \omega_m (a_1 + a_3 a_4)) k_0^2, \quad (\text{Z1.8})$$

oraz k_0 – dodatni współczynnik.

Jak można zauważyć oba równania (Z1.1), (Z1.5) mają identyczną postać:

$$P(s) = s^2 + 2s\xi_0\omega_0 + \omega_0^2, \quad (\text{Z1.9})$$

gdzie: ξ_0 – współczynnik tłumienia, ω_0 – pulsacja rezonansowa. A więc za pomocą współczynnika projektowego k_0 można wpływać na wartości elementów macierzy \mathbf{G} i tym samym na dynamikę LO.

Określenie współczynników g_1, g_2 możliwe jest przez porównanie ze sobą p_1 oraz p_1^k :

$$\begin{aligned} -a_1 - a_5 - g_1 - jg_2 - j\omega_m &= (-a_1 - a_5 - j\omega_m)k_0, \\ -g_1 - jg_2 &= (-a_1 - a_5)k_0 - (-a_1 - a_5) - j\omega_m k_0 + j\omega_m, \\ g_1 + jg_2 &= (k_0 - 1)(a_1 + a_5) + j(k_0 - 1)\omega_m. \end{aligned} \quad (\text{Z1.10})$$

Zgodnie z powyższym:

$$g_1 = (k_0 - 1)(a_1 + a_5), \quad (\text{Z1.11})$$

$$g_2 = (k_0 - 1)\omega_m. \quad (\text{Z1.12})$$

Aby wyznaczyć współczynniki g_3, g_4 należy porównać ze sobą wyrazy wolne równań (Z1.2), (Z1.6), czyli współczynniki p_0 oraz p_0^k :

$$\begin{aligned} &\left(\begin{aligned} &a_1 a_5 + a_5 g_1 - g_2 \omega_m - a_2 a_4 - a_2 g_3 - a_3 g_4 \omega_m \\ &+ j a_1 \omega_m + j g_1 \omega_m + j a_5 g_2 - j a_2 g_4 + j a_3 a_4 \omega_m + j a_3 g_3 \omega_m \end{aligned} \right) = \\ &= a_1 a_5 k_0^2 - a_2 a_4 k_0^2 + j a_1 \omega_m k_0^2 + j a_3 a_4 \omega_m k_0^2, \\ &- a_2 g_3 + j a_3 g_3 \omega_m - a_3 g_4 \omega_m - j a_2 g_4 = \\ &= \left(\begin{aligned} &a_1 a_5 k_0^2 - a_2 a_4 k_0^2 + j a_1 \omega_m k_0^2 + j a_3 a_4 \omega_m k_0^2 - a_1 a_5 - a_5 g_1 \\ &+ g_2 \omega_m + a_2 a_4 - j a_1 \omega_m - j g_1 \omega_m - j a_5 g_2 - j a_3 a_4 \omega_m \end{aligned} \right). \end{aligned} \quad (\text{Z1.13})$$

Porównując ze sobą części rzeczywiste i urojone:

$$\begin{cases} -a_2 g_3 - a_3 g_4 \omega_m = a_1 a_5 k_0^2 - a_2 a_4 k_0^2 - a_1 a_5 - a_5 g_1 + g_2 \omega_m + a_2 a_4 \\ a_3 g_3 \omega_m - a_2 g_4 = a_1 \omega_m k_0^2 + a_3 a_4 \omega_m k_0^2 - a_1 \omega_m - g_1 \omega_m - a_5 g_2 - a_3 a_4 \omega_m \end{cases}, \quad (\text{Z1.14})$$

oraz wyznaczając g_3 :

$$\begin{cases} g_3 = \frac{-a_1 a_5 k_0^2 + a_2 a_4 k_0^2 + a_1 a_5 + a_5 g_1 - g_2 \omega_m - a_2 a_4 - a_3 g_4 \omega_m}{a_2} \\ g_3 = \frac{a_1 \omega_m k_0^2 + a_3 a_4 \omega_m k_0^2 - a_1 \omega_m - g_1 \omega_m - a_5 g_2 - a_3 a_4 \omega_m + a_2 g_4}{a_3 \omega_m} \end{cases}, \quad (\text{Z1.15})$$

a następnie przyrównując je do siebie otrzymuje się:

$$\begin{aligned}
 & \frac{-a_1 a_5 k_0^2 + a_2 a_4 k_0^2 + a_1 a_5 + a_5 g_1 - g_2 \omega_m - a_2 a_4 - a_3 g_4 \omega_m}{a_2} = \\
 & = g_3 = \frac{a_1 \omega_m k_0^2 + a_3 a_4 \omega_m k_0^2 - a_1 \omega_m - g_1 \omega_m - a_5 g_2 - a_3 a_4 \omega_m + a_2 g_4}{a_3 \omega_m}, \\
 & \left\{ \begin{aligned} & -a_1 a_3 a_5 \omega_m k_0^2 + a_2 a_3 a_4 \omega_m k_0^2 + a_1 a_3 a_5 \omega_m \\ & + a_3 a_5 g_1 \omega_m - a_3 g_2 \omega_m^2 - a_2 a_3 a_4 \omega_m - a_3^2 g_4 \omega_m^2 \end{aligned} \right. = \\
 & = \left. \begin{aligned} & a_1 a_2 \omega_m k_0^2 + a_2 a_3 a_4 \omega_m k_0^2 - a_1 a_2 \omega_m \\ & - a_2 g_1 \omega_m - a_2 a_5 g_2 - a_2 a_3 a_4 \omega_m + a_2^2 g_4 \end{aligned} \right\}, \tag{Z1.16} \\
 & -a_2^2 g_4 - a_3^2 g_4 \omega_m^2 = \begin{pmatrix} a_1 a_1 \omega_m k_0^2 + a_2 a_3 a_4 \omega_m k_0^2 - a_1 a_2 \omega_m - a_2 g_1 \omega_m \\ -a_2 a_5 g_2 - a_2 a_3 a_4 \omega_m + a_1 a_3 a_5 \omega_m k_0^2 - a_2 a_3 a_4 \omega_m k_0^2 \\ -a_1 a_3 a_5 \omega_m - a_3 a_5 g_1 \omega_m + a_3 g_2 \omega_m^2 + a_2 a_3 a_4 \omega_m \end{pmatrix}, \\
 & -a_2^2 g_4 - a_3^2 g_4 \omega_m^2 = \begin{pmatrix} a_1 a_1 \omega_m k_0^2 - a_1 a_2 \omega_m - a_2 g_1 \omega_m - a_2 a_5 g_2 \\ + a_1 a_3 a_5 \omega_m k_0^2 - a_1 a_3 a_5 \omega_m - a_3 a_5 g_1 \omega_m + a_3 g_2 \omega_m^2 \end{pmatrix}, \\
 & -g_4 (a_2^2 + a_3^2 \omega_m^2) = \omega_m (a_1 (k_0^2 - 1) - g_1) (a_2 + a_3 a_5) - a_2 a_4 g_2 + a_3 g_2 \omega_m^2,
 \end{aligned}$$

Jak można zauważyć:

$$a_2 + a_3 a_5 = \frac{l_m r_r}{\sigma l_s l_r^2} + \frac{l_m}{\sigma l_s l_r} \left(-\frac{r_r}{l_r} \right) = \frac{l_m r_r}{\sigma l_s l_r^2} - \frac{l_m r_r}{\sigma l_s l_r^2} = 0, \tag{Z1.17}$$

w związku z czym:

$$\begin{aligned}
 & -g_4 (a_2^2 + a_3^2 \omega_m^2) = -a_2 a_5 g_2 + a_3 g_2 \omega_m^2, \\
 & g_4 = \frac{a_2 a_5 g_2 - a_3 g_2 \omega_m^2}{a_2^2 + a_3^2 \omega_m^2} = \frac{g_2 (a_2 a_5 - a_3 \omega_m^2)}{a_2^2 + a_3^2 \omega_m^2} = \\
 & = g_2 \frac{\left(\frac{l_m r_r^2}{\sigma l_s l_r^3} - \frac{l_m \omega_m^2}{\sigma l_s l_r} \right)}{\left(\frac{l_m^2 r_r^2}{\sigma^2 l_s^2 l_r^4} + \frac{l_m^2 \omega_m^2}{\sigma^2 l_s^2 l_r^2} \right)} = g_2 \frac{\left(\frac{-l_m r_r^2 - l_m l_r^2 \omega_m^2}{\sigma l_s l_r^3} \right)}{\left(\frac{l_m^2 r_r^2 + l_m^2 l_r^2 \omega_m^2}{\sigma^2 l_s^2 l_r^4} \right)} = \\
 & = g_2 \frac{-l_m r_r^2 - l_m l_r^2 \omega_m^2}{\sigma l_s l_r^3} \frac{\sigma^2 l_s^2 l_r^4}{l_m^2 r_r^2 + l_m^2 l_r^2 \omega_m^2} = g_2 \frac{-\sigma l_s l_r (r_r^2 + l_r^2 \omega_m^2)}{l_m (r_r^2 + l_r^2 \omega_m^2)} = -c g_2,
 \end{aligned} \tag{Z1.18}$$

gdzie $c = \sigma l_s l_r / l_m$.

Podstawiając otrzymane g_4 do jednego z równań (Z1.15) otrzymuje się:

$$\begin{aligned}
 & g_3 = \frac{-a_1 a_5 k_0^2 + a_2 a_4 k_0^2 + a_1 a_5 + a_5 g_1 - g_2 \omega_m - a_2 a_4 + c g_2 a_3 \omega_m}{a_2} = \\
 & = \frac{-(k_0^2 - 1) (a_1 a_5 - a_2 a_4) + a_5 g_1 - g_2 \omega_m + c g_2 a_3 \omega_m}{a_2} = \\
 & = -(k_0^2 - 1) \left(\frac{a_1 a_5}{a_2} - a_4 \right) + \frac{a_5}{a_2} g_1 - \frac{g_2 \omega_m}{a_2} (1 - c a_3),
 \end{aligned} \tag{Z1.19}$$

Jak można zauważyć:

$$\frac{a_5}{a_2} = -\frac{r_r}{l_r} \frac{\sigma l_s l_r^2}{l_m r_r} = -\frac{\sigma l_s l_r}{l_m} = -c, \quad (\text{Z1.20})$$

oraz:

$$1 - ca_3 = 1 - \frac{\sigma l_s l_r}{l_m} \frac{l_m}{\sigma l_s l_r} = 0, \quad (\text{Z1.21})$$

w związku z czym:

$$g_3 = -(k_0^2 - 1)(-ca_1 - a_4) - cg_1 = (k_0^2 - 1)(ca_1 + a_4) - cg_1. \quad (\text{Z1.22})$$

Finalnie, współczynniki $g_1 - g_4$ przyjmują następującą postać:

$$\begin{cases} g_1 = (k_0 - 1)(a_1 + a_5) \\ g_2 = (k_0 - 1)\omega_m \\ g_3 = (k_0^2 - 1)(ca_1 + a_4) - c(k_0 - 1)(a_1 + a_5) \\ g_4 = -c(k_0 - 1)\omega_m \end{cases} \quad (\text{Z1.23})$$

Z2. Wyprowadzenia modelu matematycznego Flux-linkage observer

W celu wyznaczenia modelu matematycznego rozwiązania FLO, przedstawionego w (Manohar i Das, 2017, 2020) należy wykorzystać macierz stanu SI, zapisaną w wirującym układzie współrzędnych (x - y):

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} a_1 \mathbf{I} - \omega_s \Psi \mathbf{J} & a_2 \mathbf{I} - a_3 \omega_m \mathbf{J} \\ a_4 \mathbf{I} & a_5 \mathbf{I} + \omega_m \mathbf{J} - \omega_s \Psi \mathbf{J} \end{bmatrix}. \quad (\text{Z2.1})$$

Wówczas, równanie stanu można zapisać następująco:

$$T_N \frac{d}{dt} \hat{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B} \mathbf{u}_s = T_N \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{i}}_s \\ \hat{\Psi}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 \mathbf{I} - \omega_s \Psi \mathbf{J} & a_2 \mathbf{I} - a_3 \omega_m \mathbf{J} \\ a_4 \mathbf{I} & a_5 \mathbf{I} + \omega_m \mathbf{J} - \omega_s \Psi \mathbf{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{i}}_s \\ \hat{\Psi}_r \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma l_s} \begin{bmatrix} \mathbf{I} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{u}_s, \quad (\text{Z2.2})$$

z czego wynika:

$$\begin{aligned} T_N \frac{d}{dt} \hat{\mathbf{i}}_s &= \hat{\mathbf{i}}_s (a_1 \mathbf{I} - \omega_s \Psi \mathbf{J}) + \hat{\Psi}_r (a_2 \mathbf{I} - a_3 \omega_m \mathbf{J}) + \frac{1}{\sigma l_s} \mathbf{u}_s = \\ &= \hat{\mathbf{i}}_s (a_1 - j \omega_s \Psi) + \hat{\Psi}_r (a_2 - a_3 j \omega_m) + \frac{1}{\sigma l_s} \mathbf{u}_s, \end{aligned} \quad (\text{Z2.3})$$

$$T_N \frac{d}{dt} \hat{\Psi}_r = \hat{\mathbf{i}}_s a_4 \mathbf{I} + \hat{\Psi}_r (a_5 \mathbf{I} + \omega_m \mathbf{J} - \omega_s \Psi \mathbf{J}) = \hat{\mathbf{i}}_s a_4 + \hat{\Psi}_r (a_5 \mathbf{I} + j \omega_m - j \omega_s \Psi). \quad (\text{Z2.4})$$

Jak przedstawiono w rozdziale 5, VCS (Adamczyk i Orłowska-Kowalska, 2019a, 2019b, 2019c, 2021a, 2022a, 2022b) jest rozwiązaniem tożsamym z OLO (Venghi et al., 2021), czy też LO przy $k_0 = 1$. Dokonując zatem odpowiednich przekształceń oraz podstawiając współczynniki macierzy \mathbf{A} (5.20):

$$\begin{aligned} T_N \frac{d}{dt} \hat{\mathbf{i}}_s &= a_1 \hat{\mathbf{i}}_s - \hat{\mathbf{i}}_s j \omega_s \Psi + a_2 \hat{\Psi}_r - a_3 \hat{\Psi}_r j \omega_m + \frac{1}{\sigma l_s} \mathbf{u}_s = \\ &= \left(-\frac{r_s}{\sigma l_s} - \frac{(1-\sigma)r_r}{\sigma l_r} \right) \hat{\mathbf{i}}_s - \hat{\mathbf{i}}_s j \omega_s \Psi + \frac{l_m r_r}{\sigma l_s l_r^2} \hat{\Psi}_r - \frac{l_m}{\sigma l_s l_r} \hat{\Psi}_r j \omega_m + \frac{1}{\sigma l_s} \mathbf{u}_s = \\ &= \frac{1}{\sigma l_s} \left(\mathbf{u}_s - r_s \hat{\mathbf{i}}_s - r_r \frac{l_m^2}{l_r^2} \hat{\mathbf{i}}_s + \frac{l_m r_r}{l_r^2} \hat{\Psi}_r - \frac{l_m}{l_r} \hat{\Psi}_r j (\omega_s \Psi - \omega_r) - \sigma l_s \hat{\mathbf{i}}_s j \omega_s \Psi \right) = \\ &= \frac{1}{\sigma l_s} \left(\mathbf{u}_s - r_s \hat{\mathbf{i}}_s - r_r \frac{l_m^2}{l_r^2} \hat{\mathbf{i}}_s + \frac{l_m r_r}{l_r^2} \hat{\Psi}_r + \frac{l_m}{l_r} j \omega_r \hat{\Psi}_r - \frac{l_m}{l_r} j \omega_s \Psi \hat{\Psi}_r - \sigma l_s \hat{\mathbf{i}}_s j \omega_s \Psi \right) = \\ &= \frac{1}{\sigma l_s} \left(\mathbf{u}_s - r_s \hat{\mathbf{i}}_s - \frac{l_m}{l_r} \left(\frac{l_m r_r}{l_r} \hat{\mathbf{i}}_s - \frac{r_r}{l_r} \hat{\Psi}_r - \hat{\Psi}_r j \omega_r \right) - \frac{l_m}{l_r} j \omega_s \Psi \hat{\Psi}_r - \sigma l_s \hat{\mathbf{i}}_s j \omega_s \Psi \right) = \\ &= \frac{1}{\sigma l_s} \left(\mathbf{u}_s - r_s \hat{\mathbf{i}}_s - \frac{l_m}{l_r} T_N \frac{d}{dt} \hat{\Psi}_r - \frac{l_m}{l_r} j \omega_s \Psi \hat{\Psi}_r - \sigma l_s \hat{\mathbf{i}}_s j \omega_s \Psi \right), \end{aligned} \quad (\text{Z2.5})$$

uzyskuje się model matematyczny VCS, zapisany w wirującym układzie współrzędnych (x - y):

$$T_N \frac{d}{dt} \hat{\mathbf{i}}_s = \frac{1}{\sigma l_s} \left(\mathbf{u}_s - r_s \hat{\mathbf{i}}_s - \frac{l_m}{l_r} T_N \frac{d}{dt} \hat{\Psi}_r - \frac{l_m}{l_r} j \omega_s \Psi \hat{\Psi}_r \right) - \hat{\mathbf{i}}_s j \omega_s \Psi \quad (\text{Z2.6})$$

$$T_N \frac{d}{dt} \hat{\Psi}_r = \frac{l_m r_r}{l_r} \hat{\mathbf{i}}_s - \frac{r_r}{l_r} \hat{\Psi}_r - j\omega_r \hat{\Psi}_r = \frac{r_r}{l_r} (l_m \hat{\mathbf{i}}_s - \hat{\Psi}_r) - j\omega_r \hat{\Psi}_r. \quad (\text{Z2.7})$$

Równania opisujące model matematyczny FLO są następujące:

$$\hat{\mathbf{i}}_s = \frac{1}{l_{\sigma s}} (\hat{\Psi}_s - \hat{\Psi}_m), \quad (\text{Z2.8})$$

$$T_N \frac{d}{dt} \hat{\Psi}_r = -j\omega_r \hat{\Psi}_r - \frac{r_r}{l_{\sigma r}} (\hat{\Psi}_r - \hat{\Psi}_m), \quad (\text{Z2.9})$$

$$T_N \frac{d}{dt} \hat{\Psi}_s = \mathbf{u}_s - j\omega_s \hat{\Psi}_s - \frac{r_s}{l_{\sigma s}} (\hat{\Psi}_s - \hat{\Psi}_m). \quad (\text{Z2.10})$$

$$\hat{\Psi}_m = \frac{l_z}{l_{\sigma s}} \hat{\Psi}_s + \frac{l_z}{l_{\sigma r}} \hat{\Psi}_r, \quad (\text{Z2.11})$$

gdzie:

$$l_z = \frac{1}{\frac{1}{l_m} + \frac{1}{l_{\sigma r}} + \frac{1}{l_{\sigma s}}} = \frac{1}{\frac{l_{\sigma r} l_{\sigma s} + l_m l_{\sigma s} + l_m l_{\sigma r}}{l_m l_{\sigma r} l_{\sigma s}}} = \frac{l_m l_{\sigma r} l_{\sigma s}}{l_{\sigma r} l_{\sigma s} + l_m l_{\sigma s} + l_m l_{\sigma r}} = \quad (\text{Z2.12})$$

$$l_{\sigma r} l_{\sigma s} + l_m l_{\sigma s} + l_m l_{\sigma r} = (l_r - l_m)(l_s - l_m) + l_m(l_s - l_m) + l_m(l_r - l_m) =$$

$$= l_r l_s - l_m l_r - l_m l_s + l_m^2 + l_m l_s - l_m^2 + l_m l_r - l_m^2 = l_r l_s - l_m^2 = \sigma l_r l_s = \frac{l_m l_{\sigma r} l_{\sigma s}}{\sigma l_r l_s}.$$

Tożsamość VCS oraz FLO można potwierdzić, gdy równania opisujące prąd stojana oraz strumień wirnika będą sobie równoważne. W pierwszej kolejności porównano ze sobą modele wektora strumienia wirnika. Po podstawieniu do (Z2.9) zależności (Z2.11), (Z2.12) oraz dobrze znanej korelacji pomiędzy strumieniem stojana oraz wirnika (3.7) otrzymuje się:

$$T_N \frac{d}{dt} \hat{\Psi}_r = -\frac{r_r}{l_{\sigma r}} \left(\hat{\Psi}_r - \frac{l_z}{l_{\sigma s}} \left(\frac{l_m}{l_r} \hat{\Psi}_r + \sigma l_s \hat{\mathbf{i}}_s \right) - \frac{l_z}{l_{\sigma r}} \hat{\Psi}_r \right) - j\omega_r \hat{\Psi}_r,$$

$$T_N \frac{d}{dt} \hat{\Psi}_r = -\frac{r_r}{l_{\sigma r}} \left(\hat{\Psi}_r - \frac{l_z}{l_{\sigma s}} \frac{l_m}{l_r} \hat{\Psi}_r - \frac{l_z}{l_{\sigma s}} \sigma l_s \hat{\mathbf{i}}_s - \frac{l_z}{l_{\sigma r}} \hat{\Psi}_r \right) - j\omega_r \hat{\Psi}_r,$$

$$T_N \frac{d}{dt} \hat{\Psi}_r = -\frac{r_r}{l_{\sigma r}} \left(\hat{\Psi}_r - \frac{\frac{l_m l_{\sigma r} l_{\sigma s}}{\sigma l_r l_s}}{l_{\sigma s}} \frac{l_m}{l_r} \hat{\Psi}_r - \frac{\frac{l_m l_{\sigma r} l_{\sigma s}}{\sigma l_r l_s}}{l_{\sigma s}} \sigma l_s \hat{\mathbf{i}}_s - \frac{\frac{l_m l_{\sigma r} l_{\sigma s}}{\sigma l_r l_s}}{l_{\sigma r}} \hat{\Psi}_r \right) - j\omega_r \hat{\Psi}_r, \quad (\text{Z2.13})$$

$$T_N \frac{d}{dt} \hat{\Psi}_r = -\frac{r_r}{l_{\sigma r}} \left(\hat{\Psi}_r - \frac{l_m l_{\sigma r}}{\sigma l_r l_s} \frac{l_m}{l_r} \hat{\Psi}_r - \frac{l_m l_{\sigma r}}{\sigma l_r l_s} \sigma l_s \hat{\mathbf{i}}_s - \frac{l_m l_{\sigma s}}{\sigma l_r l_s} \hat{\Psi}_r \right) - j\omega_r \hat{\Psi}_r,$$

$$T_N \frac{d}{dt} \hat{\Psi}_r = -\frac{r_r}{l_r l_{\sigma r}} \left(\hat{\Psi}_r - \frac{l_m^2 l_{\sigma r}}{\sigma l_r l_s} \hat{\Psi}_r - l_m l_{\sigma r} \hat{\mathbf{i}}_s - \frac{l_m l_{\sigma s}}{\sigma l_s} \hat{\Psi}_r \right) - j\omega_r \hat{\Psi}_r,$$

$$T_N \frac{d}{dt} \hat{\Psi}_r = \frac{r_r}{l_r l_{\sigma r}} \left(\frac{l_m l_{\sigma r}}{\sigma l_r l_s} \hat{\Psi}_r + \frac{l_m l_{\sigma s}}{\sigma l_s} \hat{\Psi}_r + l_m l_{\sigma r} \hat{\mathbf{i}}_s - l_r \hat{\Psi}_r \right) - j\omega_r \hat{\Psi}_r,$$

$$T_N \frac{d}{dt} \hat{\Psi}_r = \frac{r_r}{l_r l_{\sigma r}} \left(l_m \hat{\Psi}_r \left(\frac{l_m l_{\sigma r}}{\sigma l_r l_s} + \frac{l_{\sigma s}}{\sigma l_s} \right) + l_m l_{\sigma r} \hat{\mathbf{i}}_s - l_r \hat{\Psi}_r \right) - j\omega_r \hat{\Psi}_r.$$

Jak można zauważyć:

$$\frac{l_m l_{\sigma r}}{\sigma l_s l_r} + \frac{l_{\sigma s}}{\sigma l_s} = \frac{l_m l_{\sigma r} + l_r l_{\sigma s}}{\sigma l_s l_r} = \frac{l_m(l_r - l_m) + l_r(l_s - l_m)}{l_s l_r - l_m^2} = \frac{l_m l_r - l_m^2 + l_r l_s - l_m l_r}{l_s l_r - l_m^2} = 1. \quad (Z2.14)$$

W związku z tym (Z2.13) po odpowiednich przekształceniach sprowadza się do modelu strumienia wirnika w algorytmie VCS (Z2.7):

$$\begin{aligned} T_N \frac{d}{dt} \hat{\Psi}_r &= \frac{r_r}{l_r l_{\sigma r}} (l_m \hat{\Psi}_r + l_m l_{\sigma r} \hat{\mathbf{i}}_s - l_r \hat{\Psi}_r) - j\omega_r \hat{\Psi}_r = \\ &= \frac{r_r}{l_r l_{\sigma r}} (l_m \hat{\Psi}_r + l_m l_{\sigma r} \hat{\mathbf{i}}_s - (l_m + l_{\sigma r}) \hat{\Psi}_r) - j\omega_r \hat{\Psi}_r = \\ &= \frac{r_r}{l_r l_{\sigma r}} (l_m \hat{\Psi}_r + l_m l_{\sigma r} \hat{\mathbf{i}}_s - l_m \hat{\Psi}_r - l_{\sigma r} \hat{\Psi}_r) - j\omega_r \hat{\Psi}_r = \\ &= \frac{r_r}{l_r l_{\sigma r}} (l_m l_{\sigma r} \hat{\mathbf{i}}_s - l_{\sigma r} \hat{\Psi}_r) - j\omega_r \hat{\Psi}_r = \frac{r_r}{l_r} (l_m \hat{\mathbf{i}}_s - \hat{\Psi}_r) - j\omega_r \hat{\Psi}_r. \end{aligned} \quad (Z2.15)$$

W następnej kolejności porównano ze sobą modele prądu stojana. Różniczkując obustronnie równanie (Z2.8) z FLO, otrzymuje się:

$$T_N \frac{d}{dt} \hat{\mathbf{i}}_s = \frac{1}{l_{\sigma s}} \left(T_N \frac{d}{dt} \hat{\Psi}_s - T_N \frac{d}{dt} \hat{\Psi}_m \right). \quad (Z2.16)$$

Następnie, korzystając ze zrózniczkowanych równań (Z2.11), (3.7):

$$T_N \frac{d}{dt} \hat{\Psi}_m = \frac{l_z}{l_{\sigma s}} T_N \frac{d}{dt} \hat{\Psi}_s + \frac{l_z}{l_{\sigma r}} T_N \frac{d}{dt} \hat{\Psi}_r, \quad (Z2.17)$$

$$T_N \frac{d}{dt} \hat{\Psi}_s = \frac{l_m}{l_r} T_N \frac{d}{dt} \hat{\Psi}_r + \sigma l_s T_N \frac{d}{dt} \hat{\mathbf{i}}_s, \quad (Z2.18)$$

oraz z równania (Z2.10), a także (Z2.12), otrzymuje się:

$$\begin{aligned} T_N \frac{d}{dt} \hat{\mathbf{i}}_s &= \frac{1}{l_{\sigma s}} \left(\mathbf{u}_s - j\omega_{s\psi} \hat{\Psi}_s - r_s \hat{\mathbf{i}}_s - \frac{l_z}{l_{\sigma s}} (\mathbf{u}_s - j\omega_{s\psi} \hat{\Psi}_s - r_s \hat{\mathbf{i}}_s) - \frac{l_z}{l_{\sigma r}} T_N \frac{d}{dt} \hat{\Psi}_r \right) = \\ &= \frac{1}{l_{\sigma s}} \left(\mathbf{u}_s - j\omega_{s\psi} \left(\frac{l_m}{l_r} \hat{\Psi}_r + \sigma l_s \hat{\mathbf{i}}_s \right) - r_s \hat{\mathbf{i}}_s - \frac{l_z}{l_{\sigma r}} T_N \frac{d}{dt} \hat{\Psi}_r \right) = \\ &= \frac{1}{l_{\sigma s}} \left(\mathbf{u}_s - j\omega_{s\psi} \frac{l_m}{l_r} \hat{\Psi}_r - \sigma l_s j\omega_{s\psi} \hat{\mathbf{i}}_s - r_s \hat{\mathbf{i}}_s - \frac{l_z}{l_{\sigma s}} \mathbf{u}_s \right. \\ &\quad \left. + \frac{l_z}{l_{\sigma s}} \frac{l_m}{l_r} j\omega_{s\psi} \hat{\Psi}_r + \frac{l_z}{l_{\sigma s}} \sigma l_s j\omega_{s\psi} \hat{\mathbf{i}}_s + \frac{l_z}{l_{\sigma s}} r_s \hat{\mathbf{i}}_s - \frac{l_z}{l_{\sigma r}} T_N \frac{d}{dt} \hat{\Psi}_r \right) = \\ &= \frac{1}{l_{\sigma s}} \left(\mathbf{u}_s \left(1 - \frac{l_z}{l_{\sigma s}} \right) - r_s \hat{\mathbf{i}}_s \left(1 - \frac{l_z}{l_{\sigma s}} \right) - \frac{l_m}{l_r} j\omega_{s\psi} \hat{\Psi}_r \left(1 - \frac{l_z}{l_{\sigma s}} \right) \right. \\ &\quad \left. - \sigma l_s j\omega_{s\psi} \hat{\mathbf{i}}_s \left(1 - \frac{l_z}{l_{\sigma s}} \right) - \frac{l_z}{l_{\sigma r}} T_N \frac{d}{dt} \hat{\Psi}_r \right) = \\ &= \left(\mathbf{u}_s \left(1 - \frac{l_z}{l_{\sigma s}} \right) \frac{1}{l_{\sigma s}} - r_s \hat{\mathbf{i}}_s \left(1 - \frac{l_z}{l_{\sigma s}} \right) \frac{1}{l_{\sigma s}} - \frac{l_m}{l_r} j\omega_{s\psi} \hat{\Psi}_r \left(1 - \frac{l_z}{l_{\sigma s}} \right) \frac{1}{l_{\sigma s}} \right. \\ &\quad \left. - \sigma l_s j\omega_{s\psi} \hat{\mathbf{i}}_s \left(1 - \frac{l_z}{l_{\sigma s}} \right) \frac{1}{l_{\sigma s}} - \frac{l_z}{l_{\sigma r}} \frac{1}{l_{\sigma s}} T_N \frac{d}{dt} \hat{\Psi}_r \right). \end{aligned} \quad (Z2.19)$$

Jak można zauważyć:

$$\begin{aligned} \left(1 - \frac{l_z}{l_{\sigma s}}\right) \frac{1}{l_{\sigma s}} &= \left(\frac{1}{l_{\sigma s}} - \frac{l_m l_{\sigma r}}{\sigma l_r l_s l_{\sigma s}}\right) = \frac{\sigma l_r l_s - l_m l_{\sigma r}}{\sigma l_r l_s l_{\sigma s}} = \frac{l_s l_r - l_m^2 - l_m (l_r - l_m)}{l_s l_r - l_m^2 (l_s - l_m)} = \\ &= \frac{l_s l_r - l_m^2 - l_m l_r + l_m^2}{(l_s l_r - l_m^2)(l_s - l_m)} = \frac{l_s l_r - l_m l_r}{\sigma l_r l_s (l_s - l_m)} = \frac{l_s - l_m}{\sigma l_s (l_s - l_m)} = \frac{1}{\sigma l_s} \end{aligned} \quad (Z2.20)$$

W związku z czym z równania (Z2.19) otrzymuje się:

$$\begin{aligned} T_N \frac{d}{dt} \hat{\mathbf{i}}_s &= \frac{1}{\sigma l_s} \mathbf{u}_s - \frac{1}{\sigma l_s} r_s \hat{\mathbf{i}}_s - \frac{1}{\sigma l_s} \frac{l_m}{l_r} j\omega_{s\psi} \hat{\Psi}_r - \sigma l_s \frac{1}{\sigma l_s} j\omega_{s\psi} \hat{\mathbf{i}}_s - \frac{l_z}{l_{\sigma r}} \frac{1}{l_{\sigma s}} T_N \frac{d}{dt} \hat{\Psi}_r = \\ &= \frac{1}{\sigma l_s} \left(\mathbf{u}_s - r_s \hat{\mathbf{i}}_s - \frac{l_z}{l_{\sigma r}} \frac{\sigma l_s}{l_{\sigma s}} T_N \frac{d}{dt} \hat{\Psi}_r - \frac{l_m}{l_r} j\omega_{s\psi} \hat{\Psi}_r \right) - j\omega_{s\psi} \hat{\mathbf{i}}_s. \end{aligned} \quad (Z2.21)$$

Dodatkowo:

$$\frac{l_z}{l_{\sigma r}} \frac{\sigma l_s}{l_{\sigma s}} = \frac{\frac{l_m l_{\sigma r} l_{\sigma s}}{\sigma l_r l_s} \sigma l_s}{l_{\sigma r} l_{\sigma s}} = \frac{l_m}{l_r} \quad (Z2.22)$$

W związku z tym (Z2.21) można zapisać w sposób następujący, co oznacza tożsamość z modelem estymatora prądu w VCS:

$$T_N \frac{d}{dt} \hat{\mathbf{i}}_s = \frac{1}{\sigma l_s} \left(\mathbf{u}_s - r_s \hat{\mathbf{i}}_s - \frac{l_m}{l_r} T_N \frac{d}{dt} \hat{\Psi}_r - \frac{l_m}{l_r} j\omega_{s\psi} \hat{\Psi}_r \right) - j\omega_{s\psi} \hat{\mathbf{i}}_s. \quad (Z2.23)$$

2. Procesor sygnałowy dSpace z panelem przyłączeniowym pozwalał na komunikację pomiędzy środowiskiem programowym MATLAB/Simulink, a przemiennikiem częstotliwości, przez interfejs graficzny wykonany w programie ControlDesk oraz kartę światłowodową (4). W skład wykorzystanego systemu mikroprocesorowego DS1103 wchodzi dwa równolegle pracujące procesory: nadrzędny PowerPC 750GX o częstotliwości pracy 1 GHz oraz podrzędny, sygnałowy Texas Instruments TMS320F240 o częstotliwości pracy 20 MHz. PowerPC pozwala na wykonanie obliczeń, archiwizację danych, a także zapewnia komunikację z procesorem sygnałowym poprzez przekazywanie zadanych sygnałów. Wraz z procesorem sygnałowym wykorzystywany był panel przyłączający, składający się z:
- 20 wejść analogowych, 16-bitowych przetworników ADC, w tym 16 multipleksowane i 4 niemultipleksowane,
 - 8 wyjść analogowych, 16-bitowych przetworników ADC,
 - 32 wejść/wyjść cyfrowych,
 - interfejsu CAN,
 - 7 kanałów obsługujących enkodery inkrementalne,
 - interfejsów szeregowych RS232 oraz RS422.

Procesor sygnałowy Texas Instruments był wykorzystywany do sterowania tranzystorami IGBT w przemienniku częstotliwości, a także pozwalał na załączenie rezystora hamującego w obwodzie pośrednim. Do procesora wykorzystywany był panel przyłączający, składający się z:

- 10 wejść analogowych, 10-bitowych przetworników ADC,
 - 18 wejść/wyjść cyfrowych,
 - sygnałów PWM (cztery jednofazowe, jeden trójfazowy)
 - interfejsów SPI oraz SCI.
3. Karta światłowodowa, pozwalająca na ustawienie sprzętowego czasu martwego z zakresu od 1 μ s do 5 μ s. Jest to zapewnione za pomocą układu firmy IXYS. Karta zamienia trzy sygnały cyfrowe na sześć sygnałów światłowodowych, w tym trzy do sterowania górnymi tranzystorami IGBT oraz trzy (zanegowane sygnały górne) do sterowania dolnymi tranzystorami IGBT.
4. Przemiennek częstotliwości o mocy 8,5 kW, zaprojektowany w ramach projektu 2013/09/B/ST7/04199, przez dr. inż. Marcina Pawlaka. W skład wykorzystanego przemiennika wchodzi:
- trójfazowy mostek prostowniczy złożony z sześciu diod D1-D6, o prądzie znamionowym 100 A oraz dopuszczalnym napięciu pracy 1600 V,
 - bateria kondensatorów elektrolitycznych o wypadkowej pojemności 2 x 6,3 mF, o maksymalnym napięciu pracy 2 x 900 V (DC),
 - główny mostek tranzystorowy, zawierający cztery niezależne gałęzie tranzystorów IGBT (trzy podstawowe i jedna redundantna), umożliwiających pracę z częstotliwością do 20 kHz, prądzie znamionowym 50 A maksymalnym napięciu 1200 V,

- zestaw czterech bilateralnych łączników mocy, zbudowanych z 8 tranzystorów IGBT,
 - pojedynczy tranzystor IGBT pozwalający na rozładowanie baterii kondensatorów, w przypadku, gdy wartość napięcia przekroczy dopuszczalny poziom,
 - obwód ograniczenia prądu ładowania kondensatorów, zbudowany z dwóch rezystorów mocy.
5. Przemiennek częstotliwości firmy TWERD, wykorzystujący sterowanie wektorowe do generowania momentu elektromagnetycznego przez silnik obciążający, będący momentem obciążenia.
 6. Przetworniki pomiarowe typu LEM LA 55-P, o następujących parametrach:
 - pierwotny prąd znamionowy: 50 A,
 - zakres pomiarowy prądu pierwotnego: ± 70 A,
 - dokładność: $\pm 0,65\%$,
 - błąd liniowości: $< 0,15\%$,
 - błąd offsetowy: $\pm 0,2$ mA,
 - czas opóźnienia: $< 1\mu\text{s}$,
 - szerokość pasma częstotliwości: do 200 kHz.
 7. Enkoder inkrementalny do pomiaru prędkości, o 5000 impulsach na obrót.
 8. Wykorzystany w badaniach trójfazowy silnik indukcyjny o mocy 1,1 kW, opisany szczegółowo w Z4.
 9. Wykorzystany jako obciążenie trójfazowy silnik indukcyjny o mocy 1,5 kW i znamionowym momencie 10,16 Nm.

Z4. Parametry badanego silnika indukcyjnego

Dane znamionowe badanego silnika BESEL ShR 90-4S/IE2 oraz parametry układu:

Dane znamionowe:

	[ph.u.]	[p.u.]
Moc znamionowa, P_N :	1,1 kW	0,688
Napięcie fazowe znamionowe, U_N :	230 V	0,707
Prąd znamionowy, I_N :	2,5 A	0,707
Prędkość znamionowa, n_N :	1390 obr/min	0,927
Moment znamionowy, T_N :	7,557 Nm	0,688
Częstotliwość znamionowa, f_{sN} :	50 Hz	–
Liczba par biegunów, p_b :	2	–
Strumień stojana, Ψ_{sN} :	0,811 Wb	0,784
Strumień wirnika, Ψ_{rN} :	0,737 Wb	0,712

Parametry schematu zastępczego:

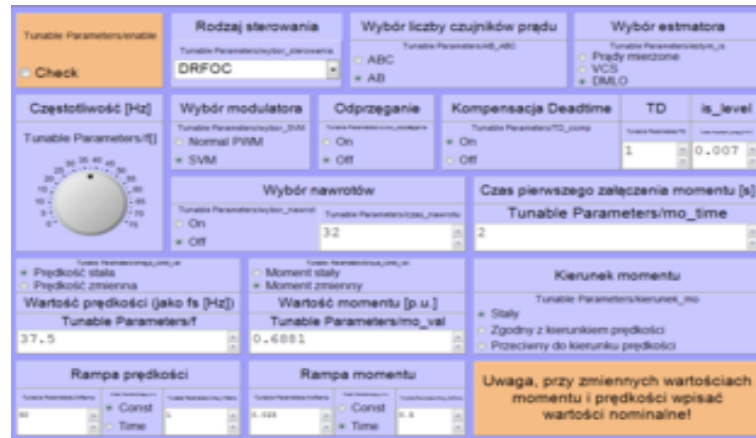
	[ph.u.]	[p.u.]
Rezystancja uzwojenia stojana, R_s, r_s :	5,11 Ω	0,056
Rezystancja uzwojenia wirnika, R_r, r_r :	4,97 Ω	0,054
Indukcyjność główna, L_m, l_m :	541,7 mH	1,850
Indukcyjność rozproszenia uzwojenia stojana, $L_{\sigma s}, l_{\sigma s}$:	31,6 mH	0,108
Indukcyjność rozproszenia uzwojenia wirnika, $L_{\sigma r}, l_{\sigma r}$:	31,6 mH	0,108
Indukcyjność uzwojenia stojana, L_s, l_s :	573,3 mH	1,956
Indukcyjność uzwojenia wirnika, L_r, l_r :	573,3 mH	1,956
Mechaniczna stała czasowa, T_M :	0,25 s	–

Jednostki odniesienia:

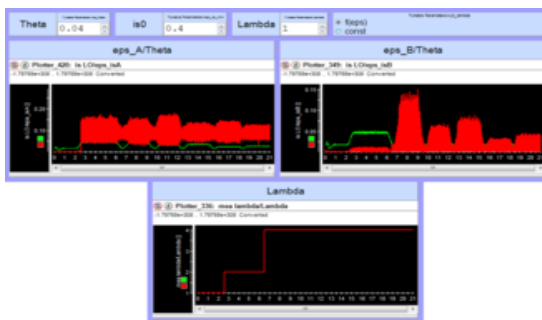
	[ph.u.]
Moc odniesienia, S_b :	1725 VA
Napięcie odniesienia, U_b :	325,269 V
Prąd odniesienia, I_b :	3,536 A
Pulsacja odniesienia, ω_b :	314,159 rad/s
Moment odniesienia, T_b :	10,982 Nm
Impedancja odniesienia, Z_b :	92 Ω

Z5. Oprogramowanie do sterowania układem napędowym

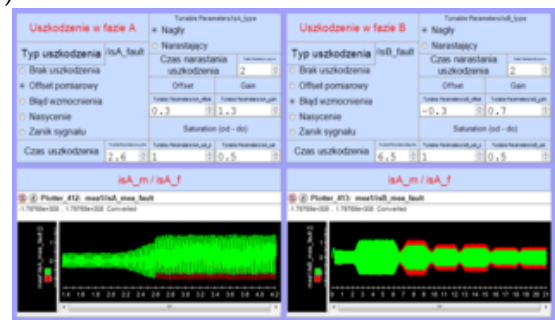
Interfejs graficzny został zrealizowany w środowisku ControlDesk 5.0. Na rysunku Z5.1 przedstawiono główne okno do sterowania układem napędowym:



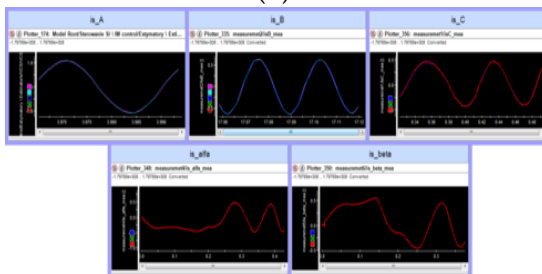
(a)



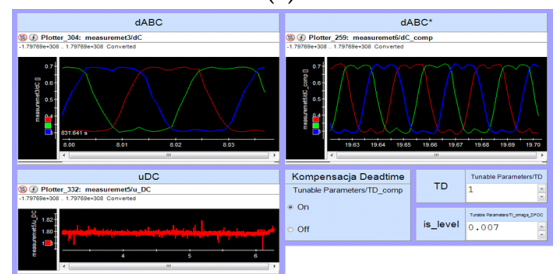
(b)



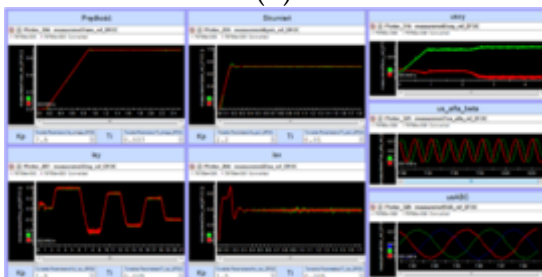
(c)



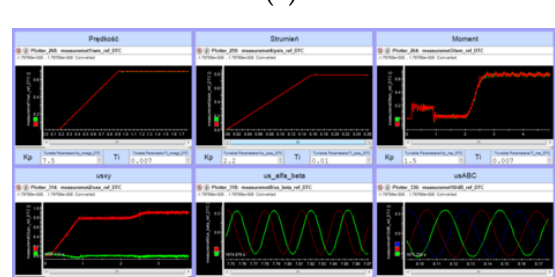
(d)



(e)



(f)



(g)

Rys. Z5.1. Interfejs graficzny: program główny (a), program do analizowania detektora uszkodzeń CS (b), program do symulowania uszkodzeń CS (c), program do analizowania przebiegów prądów (d), program do analizowania przebiegów napięć referencyjnych (e), program do analizowania struktury DFOC (f) oraz DTC-SVM (g).