

POLITECHNIKA WARSZAWSKA

WYDZIAŁ ELEKTRYCZNY

# Rozprawa doktorska

mgr inż. Łukasz Jan Niewiara

Sterowanie ze sprzężeniem od wektora stanu napędu z silnikiem  
PMSM i przekształtnikiem złożonym DC/DC/AC

Promotor

prof. dr hab. inż. Lech M. Grzesiak

Promotor pomocniczy

dr inż. Tomasz Tarczewski

WARSZAWA 2018



*Składam serdeczne podziękowania Panu Profesorowi dr. hab. inż. Lechowi M. Grzesiakowi oraz dr. inż. Tomaszowi Tarczewskiemu za pomoc, cenne uwagi i poświęcony czas. Szczególne podziękowania kieruję także do mgra inż. Michała Skińskiego za pomoc oraz pracę włożoną w budowę stanowiska badawczego.*



## Streszczenie

Rozprawa doktorska dotyczy zagadnienia sterowania silnikiem PMSM realizującego zadanie redukcji amplitudy tętnień momentu elektromagnetycznego wytwarzanego przez silnik. W pracy omówiono problematykę powstawania niepożądanych tętnień momentu elektromagnetycznego uwzględniając przyczyny ich powstawania. Zaproponowano nowatorskie rozwiązanie polegające na zastosowaniu złożonej topologii przekształtnika DC/DC/AC wraz z algorytmem regulacji bazującym na sprzężeniu od wektora zmiennych stanu obiektu. Algorytm sterowania pozwala na regulację prędkości kątowej silnika przy dynamicznie regulowanej wartości napięcia obwodu pośredniczącego falownika, zależnej od aktualnego punktu pracy napędu. W strukturze regulatora zastosowano sprzężenie w przód od momentu obciążenia oraz zaimplementowano algorytm pozwalający ograniczyć wartość prądu silnika. Na podstawie wyników wykonanych badań symulacyjnych oraz eksperymentalnych wykazano, że zastosowanie opracowanej topologii przekształtnika i algorytmu sterowania pozwala na zminimalizowanie pulsacji momentu elektromagnetycznego.

**Słowa kluczowe:** *sterowanie ze sprzężeniem od wektora stanu, sterowanie z ograniczeniami, LQR, PMSM, minimalizacja tętnień momentu, sztuczne sieci neuronowe.*

## Abstract

The doctoral dissertation deals with the problem of PMSM motor control that performs the task of the electromagnetic torque ripples reduction. The work discusses the problem of the formation of undesirable ripples of the electromagnetic torque, taking into account the reasons for their formation. An innovative solution was proposed involving the use of a complex DC/DC/AC converter topology along with a control algorithm based on state feedback control. The regulation algorithm allows to control the angular speed of the motor for dynamically regulated value of the inverter's DC-link voltage, depending on the current operating point of the drive. The regulator structure uses feedforward coupling from the load torque. Proposed control algorithm introduces the current constraints into the designed system. The results of simulation and experimental tests shown that the use of the developed converter topology and control algorithm allows to minimize the pulsation of the electromagnetic torque produced by the drive.

**Keywords:** *State Feedback Control, control with constraints, LQR, PMSM, torque ripple reduction, artificial neural networks.*



# Spis treści

<b>1. Wprowadzenie</b>	9
<b>2. Pulsacje momentu elektromagnetycznego występujące w silnikach PMSM</b>	15
2.1. Źródła tętnień momentu elektromagnetycznego w silnikach PMSM	16
2.2. Redukcja tętnień poprzez modyfikację topologii przekształtnika	19
2.2.1. Przekształtniki wielopoziomowe	19
2.2.2. Falowniki kształtujące napięcie sinusoidalne z filtrem $LC$	22
2.3. Redukcja tętnień poprzez algorytmy sterowania	24
2.3.1. Kompensacja oparta o sprzężenie od momentu zaczepowego	24
2.3.2. Sterowanie oparte o procesy powtarzalne	26
2.3.3. Kompensacja realizowana w układzie sterowania predykcyjnego (MPC)	27
2.4. Proponowana topologia przekształtnika	28
2.5. Podsumowanie	30
<b>3. Algorytm regulacji</b>	31
3.1. Modele matematyczne obiektów regulacji	32
3.1.1. Przekształtnik DC/DC	32
3.1.2. Model Silnika PMSM	34
3.2. Regulator ze sprzężeniem od wektora stanu	36
3.2.1. Regulator napięcia przekształtnika DC/DC	37
3.2.2. Regulator składowej prądu $i_{sd}$ oraz prędkości kątowej silnika PMSM	39
3.2.3. Sprzężenie w przód z wykorzystaniem estymowanego momentu obciążenia i aktualnego wzmocnienia przekształtnika DC/DC	46
3.2.4. Predykcyjne ograniczenie wartości prądu	50
3.3. Wyznaczanie wartości referencyjnej napięcia obwodu pośredniczącego DC	52
3.4. Podsumowanie	54
<b>4. Wyniki badań symulacyjnych</b>	55
4.1. Analiza działania algorytmu regulacji składowej prądu $i_{sd}$ oraz prędkości kątowej silnika PMSM	59

4.2.	Analiza tętnień momentu . . . . .	63
4.3.	Podsumowanie . . . . .	65
<b>5.</b>	<b>Ograniczanie szumów pomiarowych i estymacja momentu obciążenia z wykorzystaniem rozszerzonego filtru Kalmana . . . . .</b>	<b>66</b>
5.1.	Algorytm estymacji zmiennych stanu . . . . .	67
5.1.1.	Dyskretny model matematyczny silnika PMSM . . . . .	67
5.1.2.	Estymator wektora stanu bazujący na algorytmie EKF . . . . .	70
5.2.	Redukcja zakłóceń pomiarowych . . . . .	73
5.3.	Estymacja momentu obciążenia . . . . .	74
5.4.	Podsumowanie . . . . .	74
<b>6.</b>	<b>Stanowisko badawcze . . . . .</b>	<b>76</b>
6.1.	Przekształtnik DC/DC . . . . .	77
6.2.	Przekształtnik DC/AC wraz z zespołem maszynowym wyposażonym w silnik PMSM . . . . .	79
6.3.	Podsumowanie . . . . .	82
<b>7.</b>	<b>Wyniki badań eksperymentalnych . . . . .</b>	<b>83</b>
7.1.	Ograniczenie szumów pomiarowych oraz estymacja zakłócenia . . . . .	84
7.1.1.	Redukcja zakłóceń pomiarowych . . . . .	84
7.1.2.	Estymacja momentu obciążenia . . . . .	85
7.2.	Regulacja prędkości kątowej silnika PMSM . . . . .	86
7.3.	Analiza prądów fazowych silnika . . . . .	96
7.4.	Analiza tętnień momentu elektromagnetycznego . . . . .	100
7.5.	Podsumowanie . . . . .	104
<b>8.</b>	<b>Wnioski . . . . .</b>	<b>106</b>
	<b>Bibliografia . . . . .</b>	<b>109</b>



# 1. Wprowadzenie

Silniki synchroniczne o magnesach trwałych (*ang. Permanent Magnet Synchronous Motor -PMSM*) są obecnie szeroko stosowane w przemysłowych układach napędowych [18, 119], pojazdach elektrycznych [18, 47] oraz robotach [24, 62]. Silniki te cieszą się dużą popularnością ze względu na [23, 24, 32, 47, 89, 119]:

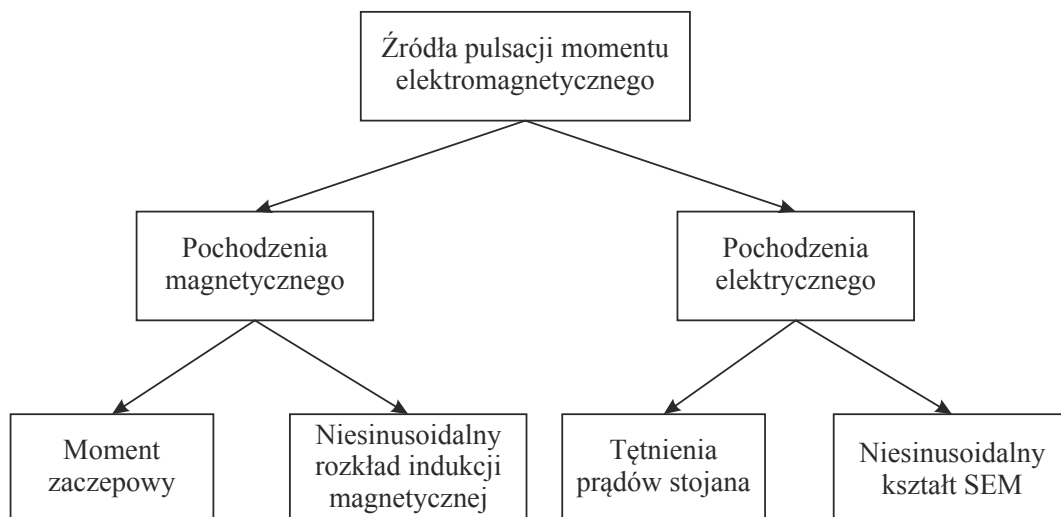
- kompaktową budowę;
- dużą przeciążalność i trwałość;
- wysoką sprawność i wydajność;
- małą wartość mechanicznej stałej czasowej;
- szeroki zakres regulacji prędkości obrotowej;
- korzystny stosunek momentu do bezwładności;
- małą wagę w porównaniu do innego rodzaju silników elektrycznych;

Wymienione powyżej zalety są szczególnie istotne pod kątem zastosowania silników PMSM w precyzyjnych obrabiarkach numerycznych oraz robotach przemysłowych ze względu na wymóg zapewnienia wysokiej dynamiki, szybkiej kompensacji obciążenia oraz dokładności regulacji. Standardowo w aplikacjach napędowych z silnikami PMSM przeznaczonych do regulacji prędkości obrotowej stosuje się falowniki z modulacją szerokości impulsów (*ang. Pulse Width Modulation - PWM*) [1, 18]. Najczęściej w tego typu urządzeniach stosuje się półprzewodnikowe łączniki mocy w postaci tranzystorów IGBT (*z ang. Insulated-Gate Bipolar Transistor*) [18]. Ponadto nowoczesne przekształtniki energoelektroniczne wyposażone są w cyfrowe układy regulacji realizowane w układach mikroprocesorowych, dzięki czemu możliwa jest implementacja wyszukanych i złożonych algorytmów sterowania pozwalających uzyskać jeszcze lepszą jakość procesu regulacji [86].

Pomimo wielu zalet silniki PMSM posiadają kilka wad, do których zalicza się zjawisko powstawania pulsacji momentu elektromagnetycznego. Głównym powodem ich powstawania są żłobki występujące w stojanie oraz geometria magnesów zamontowanych na wirniku. Podczas obrotu wału silnika pojawiają się fluktuacje strumienia magnetycznego [18, 32], które są związane ze zmianami reluktancji obwodu magnetycznego, zależnymi

od położenia wału względem żłobków i zębów stojana. Dodatkowo negatywny wpływ ma niesinusoidalny rozkład indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej [32, 69], a także niedoskonałości wykonania silnika (m.in. niesymetryczne wykonanie stojana lub wirnika, nieosiowe zamieszczenie wału silnika) [24]. Zjawiska te przekładają się na powstawanie niepożądanych pulsacji momentu elektromagnetycznego wytwarzanego przez silnik PMSM [18, 24, 32, 70, 89], które powodują powstawanie wibracji oraz hałasu akustycznego [22–24]. Należy zwrócić uwagę, iż nie tylko konstrukcja silników ma wpływ na powstawanie pulsacji momentu elektromagnetycznego, lecz również sposób ich zasilania [1, 31]. W tym przypadku tętnienia momentu elektromagnetycznego spowodowane są tętnieniami prądów fazowych związanymi między innymi z modulacją PWM, polegającą na cyklicznym przełączaniu tranzystorów przy jednoczesnych zmianach wypełnienia fali prostokątnej [1, 62, 103]. Jako, że moment elektromagnetyczny jest wytwarzany w wyniku oddziaływania prądu stojana ze strumieniem magnetycznym wirnika każda fluktuacja prądów czy też strumienia przekłada się na powstawanie tętnień. Wymienione przyczyny powstawania pulsacji momentu elektromagnetycznego w silnikach PMSM sklasyfikowano ze względu na typ oddziaływania i przedstawiono na rysunku 1.1. Przedstawiony schemat zawiera główne źródła powstawania pulsacji momentu elektromagnetycznego i nie wyczerpuje wszystkich możliwości. Ich mnogość powoduje, iż natura problemu jest złożona, w związku z czym rozwiązanie tego zagadnienia nie jest trywialne, natomiast przedstawiona klasyfikacja wskazuje, że większość z przyczyn jest związana z konstrukcją silników. Zgodnie z informacjami zawartymi w literaturze amplituda pulsacji momentu elektromagnetycznego w silnikach PMSM może osiągać wartość  $6 \div 8\%$  momentu znamionowego [9, 24, 32, 69], z czego 4 punkty procentowe stanowi składowa od momentu zaczepowego, natomiast część pochodząca od tętnień prądów stojana mieści się w zakresie od 2 do 4 punktów procentowych.

W literaturze można znaleźć opracowania, które do problemu podchodzą poprzez modyfikację konstrukcji silników PMSM [18, 22, 36, 47, 69] polegającej na optymalizacji kształtu i struktury stojana oraz wirnika silnika [22, 28]. Jednak takie rozwiązanie przekłada się na wzrost skomplikowania technologii ich wytwarzania, co w przypadku masowej produkcji silników powoduje znaczny wzrost jej kosztów [18, 36]. W ostatecznym rozrachunku ze względu na dodatkowe skomplikowanie procesu produkcji i brak ekonomicznych uwarunkowań takie podejście do rozwiązania problemu nie cieszy się popularnością [18, 32].



Rysunek 1.1. Klasyfikacja źródeł powstawania pulsacji momentu elektromagnetycznego w silnikach PMSM

Znacznie mniej kosztowną alternatywą dla modyfikacji konstrukcji silników PMSM jest ingerencja w urządzenie zasilające. Zadanie to można zrealizować dwojako, poprzez modyfikację topologii przekształtnika lub zastosowanie odpowiednio zmodyfikowanego algorytmu regulacji [18, 22, 36, 47]. O ile pierwsza z wymienionych metod może się wiązać z pewnymi kosztami wynikającymi z konieczności wprowadzenia odpowiednich zmian w topologii przekształtnika, w porównaniu ze standardowym układem, o tyle implementacja rozbudowanego algorytmu sterowania nie musi się wiązać z istotnym wzrostem kosztu urządzenia zasilającego, jeżeli modyfikacja algorytmu sterowania nie pociąga za sobą konieczności zmiany mikroprocesora [18, 36]. Takie rozwiązanie nie pozwala na całkowite wyeliminowanie zjawiska powstawania pulsacji momentu elektromagnetycznego, jednak umożliwia zredukowanie ich amplitudy do satysfakcjonującej wartości [32].

Otrzymane wyniki badań symulacyjnych przedstawione w [62, 103] dotyczące redukcji tętnień momentu elektromagnetycznego w silnikach PMSM skłoniły autora do zweryfikowania postawionych założeń w badaniach eksperymentalnych. Możliwość obniżenia napięcia w obwodzie pośredniczącym powinna się w tym przypadku przełożyć na redukcję pulsacji momentu elektromagnetycznego pochodzenia elektrycznego. Wynika stąd, że układ napędowy bazujący na przekształtniku złożonym o topologii DC/DC/AC wraz z odpowiednim algorytmem regulacji powinien pozwolić na zredukowanie amplitudy tętnień pulsacji momentu elektromagnetycznego wytwarzanego przez silnik PMSM. Wspomniane powyżej wyniki wskazują, iż stopień redukcji tętnień momentu elektromagnetycznego powinien być największy

w zakresie niskich, w porównaniu do nominalnej, prędkości obrotowych. W takich warunkach pracują napędy z silnikiem PMSM m.in. w: obrabiarkach sterowanych numerycznie, robotach przemysłowych, układach elektrycznego wspomaganie skrętu (*ang. Power Electric Steering*) oraz układach grzewczych (*ang. Heating, Ventilation and Air Conditioning*). W literaturze można spotkać wiele pozycji dotyczących problematyki powstawania oraz redukcji tętnień momentu elektromagnetycznego w silnikach PMSM [1, 5, 9, 15, 16, 18, 22, 24, 32, 35, 53, 69, 86, 88, 89, 97, 100, 121]. Spośród proponowanych metod ich redukcji część z nich dotyczy podejścia do rozwiązania problemu poprzez zastosowanie zmodyfikowanych topologii przekształtników [5, 35, 88, 100], natomiast zdecydowana większość z nich dotyczy zastosowania rozbudowanych algorytmów sterowania [9, 15, 16, 22, 24, 32, 53, 69, 86, 121]. Autor pracy nie natrafił wcześniej na prace, gdzie problem powstawania tętnień momentu elektromagnetycznego w silnikach PMSM próbowano by rozwiązać poprzez jednoczesne zastosowanie złożonej topologii przekształtnika w połączeniu z rozbudowanym algorytmem regulacji. Nie znaleziono także prac proponujących zastosowanie przekształtnika o topologii DC/DC/AC umożliwiającego regulację poziomu napięcia w obwodzie pośredniczącym falownika. Zastosowanie przekształtnika o zmodyfikowanej topologii wiąże się z koniecznością zastosowania odpowiedniego algorytmu sterowania, uwzględniającego zmienne wzmocnienie układu, które wynika z możliwości zmiany napięcia w obwodzie pośredniczącym. Autor postanowił zastosować algorytm regulacji bazujący na sprzężeniu od wektora stanu ze względu na jego odporność [87], dobrą kompensację obciążenia [101, 105, 108] oraz łatwe przestrajanie [8, 105, 106]. Ponadto w większości prac rozważa się kompensację pulsacji momentu elektromagnetycznego poprzez zastosowanie odpowiednio zmodyfikowanego struktury kaskadowej z regulatorami PID [1, 9, 24, 32, 36, 47, 69]. W związku z tym zastosowanie proponowanej struktury regulacji cechuje się elementem nowości w stosunku do istniejących rozwiązań. Mając na uwadze powyższe opracowany w ramach niniejszej pracy układ napędowy z przekształtnikiem złożonym DC/DC/AC oraz regulatorem ze sprzężeniem od wektora stanu jest rozwiązaniem nowatorskim dotychczas niespotykanym w literaturze.

**Teza.** Możliwe jest uzyskanie dobrych właściwości dynamicznych i statycznych w napędzie z silnikiem PMSM poprzez zastosowanie przekształtnika złożonego DC/DC/AC oraz struktury sterowania z nieliniowym, przestrajaniem na bieżąco, regulatorem stanu i predykcyjnym ograniczeniem prądu.

Za cel pracy przyjęto opracowanie topologii przekształtnika złożonego DC/DC/AC wraz z algorytmem sterowania bazującym na sprzężeniu od wektora stanu, pozwalającym na redukcję tętnień momentu elektromagnetycznego silnika PMSM w porównaniu do standardowego układu. Za najważniejsze zadania niezbędne do realizacji uznano:

- opracowanie topologii przekształtnika złożonego DC/DC/AC;
- opracowanie algorytmów regulacji ze sprzężeniem od wektora stanu oraz estymatora momentu obciążenia;
- utworzenie modeli symulacyjnych pozwalających na przeprowadzenie symulacji numerycznych opracowanego układu;
- uzyskanie precyzyjnej regulacji prędkości obrotowej silnika i zadowalającej kompensacji momentu obciążenia;
- uzyskanie redukcji amplitudy pulsacji momentu elektromagnetycznego wytwarzanego przez silnik PMSM;
- wykonanie badań eksperymentalnych weryfikujących działanie opracowanego układu napędowego z zaimplementowanymi algorytmami regulacji;

Praca składa się z siedmiu rozdziałów uzupełnionych wykazem literatury. W pierwszym rozdziale zamieszczono wprowadzenie, sformułowano tezę oraz cele niniejszej rozprawy.

W drugim rozdziale przedstawiono oraz sklasyfikowano źródła powstawania pulsacji momentu elektromagnetycznego wytwarzanego przez silniki synchroniczne o magnesach trwałych. Omówiono w nim konstrukcję tradycyjnego, dwupoziomowego falownika napięcia oraz silnika PMSM. Przedstawiono wybrane metody redukcji tętnień momentu elektromagnetycznego poprzez modyfikacje konstrukcji silników, topologii przekształtników oraz algorytmów sterowania. Zamieszczono szczegółowy opis wybranych metod polegających na modyfikacji konstrukcji przekształtnika, a także stosowane algorytmy regulacji redukujące tętnienia momentu elektromagnetycznego. Ostatecznie przedstawiono i omówiono opracowaną topologię przekształtnika złożonego DC/DC/AC.

Rozdział trzeci poświęcono opracowanym algorytmom sterowania ze sprzężeniem od wektora stanu. W początkowej części rozdziału przedstawiony został opis matematyczny przekształtnika napięcia DC/DC oraz silnika PMSM. Na podstawie wyprowadzonych modeli omówiono proces syntezy regulatora dla obwodu DC/DC przekształtnika oraz omawianego silnika na podstawie zlinearyzowanego modelu. Ponadto opisano proces syntezy sprzężenia od

momentu obciążenia silnika oraz wprowadzenie ograniczeń składowej prądu w osi  $q$  wirującego układu współrzędnych. Ostatecznie omówiono algorytm wyznaczania wartości referencyjnej napięcia obwodu pośredniczącego.

W rozdziale czwartym zamieszczono wyniki badań symulacyjnych przeprowadzonych w środowisku MATLAB/SIMULINK/PLECS. W ramach symulacji numerycznych wykonano analizę działania opracowanego algorytmu sterowania, a także analizę tętnień momentu elektromagnetycznego wytwarzanego przez silnika podczas jego pracy.

Rozdział piąty poświęcono algorytmowi rozszerzonego filtru Kalmana (*ang. Extended Kalman Filter - EKF*) służącemu do estymacji zarówno wektora stanu obiektu jak i momentu obciążenia. Zawarto tam opis dyskretnego modelu napędu z silnikiem PMSM na podstawie którego działa algorytm EKF. Przedstawiono wyniki przeprowadzonych symulacji numerycznych obrazujące działanie algorytmu pod kątem eliminacji zakłóceń pomiarowych w sygnałach zmiennych stanu oraz działanie estymacji momentu obciążenia silnika.

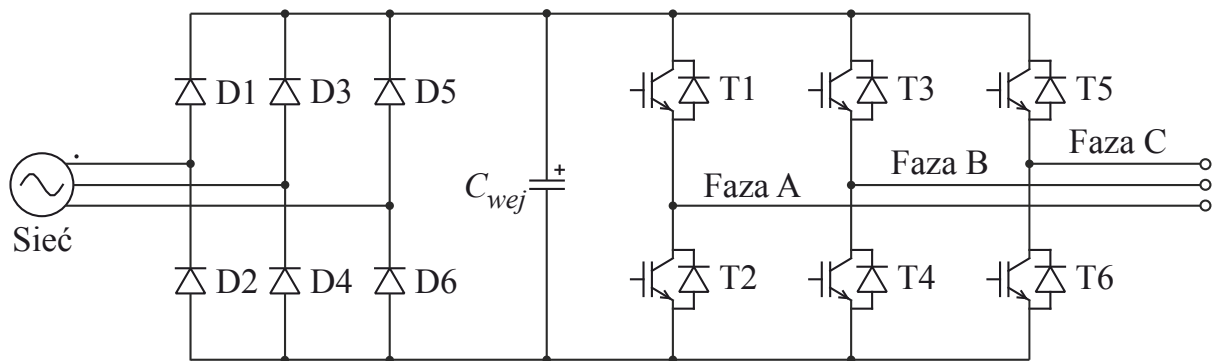
W rozdziale szóstym zamieszczony został opis stanowiska laboratoryjnego. Przedstawiono kompleksowy schemat blokowy zbudowanego stanowiska badawczego dedykowanego do badań algorytmów regulacji przeznaczonych do układów napędowych z silnikiem PMSM. Zawarto tam wybrane parametry oraz dane techniczne urządzeń wchodzących w jego skład.

Rozdział siódmy poświęcono omówieniu otrzymanych wyników badań eksperymentalnych. W pierwszej części rozdziału przedstawiono działanie zaimplementowanego algorytmu rozszerzonego filtru Kalmana. W drugiej części zamieszczono analizę działania opracowanego algorytmu sterowania prędkością kątową silnika PMSM pod kątem dynamiki odpowiedzi oraz kompensacji zewnętrznego momentu obciążenia. W trzeciej części dokonano analizy porównawczej prądów fazowych silnika dla tradycyjnej oraz proponowanej topologii przekształtnika. Czwarta część rozdziału zawiera analizę tętnień momentu elektromagnetycznego dokonaną na podstawie otrzymanych wyników badań porównawczych wcześniej wymienionych topologii przekształtników.

Rozprawę zamyka rozdział ósmy, gdzie zamieszczono wnioski końcowe oraz opisano osiągnięcia własne i spostrzeżenia autora.

## 2. Pulsacje momentu elektromagnetycznego występujące w silnikach PMSM

Do sterowania silnikami prądu przemiennego stosuje się zazwyczaj trójfazowe falowniki napięcia. Obwód mocy standardowego falownika składa się z: układu prostownika, magazynu energii elektrycznej oraz wyjściowego stopnia mocy (Rys. 2.1) [18, 45, 50, 119]. W zależności od liczby poziomów napięć wyjściowych falownika wyróżnia się falowniki dwupoziomowe (najczęściej stosowane) oraz wielopoziomowe. W tradycyjnym dwupoziomowym falowniku napięcia każda gałąź składa się z półmostka tranzystorowego wraz z diodami zwrotnymi.



Rysunek 2.1. Topologia standardowego dwupoziomowego falownika napięcia zasilanego z sieci napięcia przemiennego poprzez prostownik diodowy

Wejściowe napięcie sieciowe podane zostaje na trójfazowy prostownik diodowy (D1-D6), który odpowiada za jego wyprostowanie, w efekcie czego uzyskiwane jest napięcie stałe w obwodzie pośredniczącym falownika. Obwód ten składa się z kondensatorów, które magazynują uzyskaną energię elektryczną. Następnie poprzez odpowiednią sekwencję przełączeń tranzystorów wymuszany jest przepływ prądu przemiennego o zadanej harmonicznnej podstawowej oraz amplitudzie. Wygenerowany w ten sposób przebieg prądu zawiera wyższe składowe harmoniczne, które mogą powodować jego zniekształcenie, mowa tutaj o tzw. tętnieniach prądu, które wpływają na jakość pracy napędu elektrycznego, powodując powstawanie pulsacji momentu elektromagnetycznego. Należy zwrócić uwagę, iż układ zasilający nie jest jedynym źródłem powstawania tętnień momentu elektromagnetycznym, a jedynie jednym ze składników.

Istotną rolę odgrywa także konstrukcja samego silnika. Budowa stojana oraz wirnika wpływa na powstawanie niskoczęstotliwościowych tętnień momentu.

Niniejszy rozdział poświęcono zagadnieniom powstawania oraz redukcji pulsacji momentu elektromagnetycznego. W pierwszym podrozdziale, przedstawiono i sklasyfikowano źródła ich powstawania w silnikach synchronicznych o magnesach trwałych. Drugi podrozdział zawiera opis standardowych metod redukcji tętnień momentu elektromagnetycznego realizowanych poprzez modyfikację topologii przekształtników, podrozdział trzeci zaś omawia to zagadnienie pod kątem zastosowania rozbudowanych algorytmów sterowania. W czwartym podrozdziale przedstawiono proponowaną topologię przekształtnika złożonego DC/DC/AC. W ostatnim podrozdziale zawarto podsumowanie rozdziału.

## **2.1. Źródła tętnień momentu elektromagnetycznego w silnikach PMSM**

Silniki synchroniczne o magnesach trwałych są to maszyny o bardzo dobrych parametrach dynamicznych, pozwalające na uzyskanie wysokiego momentu elektromagnetycznego, dużych prędkości oraz przyspieszeń kątowych [18, 89, 119]. Dodatkowo cechuje je kompaktowa budowa, szeroki zakres regulacji prędkości obrotowej oraz duża przeciążalność i wysoka sprawność [45, 50, 89, 119]. Ze względu na swoje zalety są one powszechnie stosowane w przemysłowych układach napędowych o mocach w zakresie od setek watów do nawet dziesiątek kilowatów [45, 119].

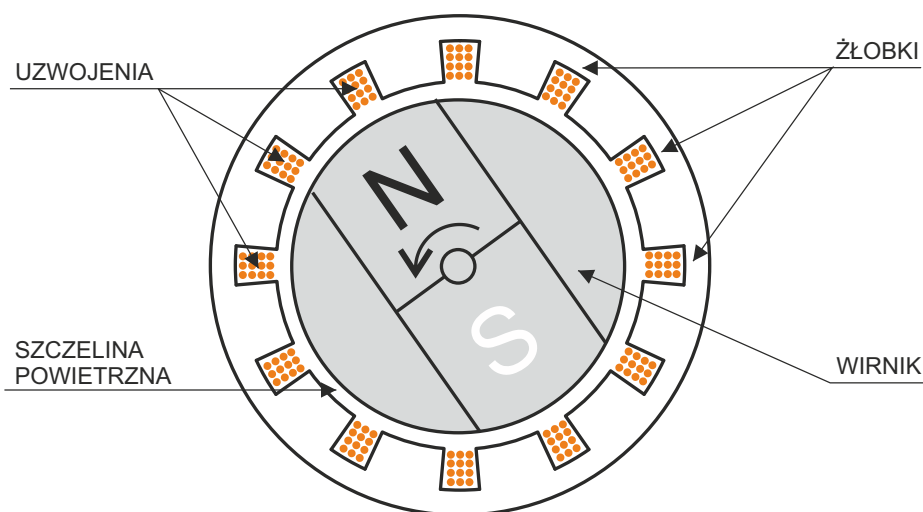
Precyzja oraz jakość pracy tego typu silników zależy w dużym stopniu od systemu sterowania, zarówno od urządzenia sterującego, zastosowanego algorytmu regulacji oraz samych właściwości silnika PMSM. Pomimo wielu zalet silniki te posiadają pewne wady i związane z nimi niedogodności. Jako jedną z głównych wad tego typu silników jest występowanie pulsującego momentu elektromagnetycznego silnika [18, 22, 23]. Zjawisko to może w znaczący sposób wpływać na jakość pracy silnika oddziałując na jego dokładność [19, 24, 69, 117] oraz powodować powstawanie hałasu akustycznego oraz wibracji [19, 89, 110, 117]. Pulsujący moment elektromagnetyczny można rozdzielić na dwie składowe: moment zaczepowy (*ang. cogging torque*) oraz tętnienia wysokoczęstotliwościowe (*ang. torque ripple*). Pierwsza ze składowych posiada charakter okresowy związany z aktualnym położeniem kątowym silnika, druga związana jest z oddziaływaniem strumienia magnetycznego wirnika ze strumieniem wytwarzanym przez prądy płynące w uzwojeniach stojana [19]. W ogólności



można wyróżnić następujące składowe wpływające na powstawanie pulsacji momentu w silnikach PMSM [18, 19, 24, 31, 69, 89, 110, 117, 119]:

- konstrukcja silnika;
- układ zasilający;

Pierwsza z przyczyn powstawania pulsującego momentu elektromagnetycznego wynika bezpośrednio z konstrukcji silników synchronicznych o magnesach trwałych oraz z pewnych niedoskonałości powstających podczas ich produkcji masowej [18, 28, 89, 110], które przekładają się na zmiany gęstości strumienia magnetycznego podczas obrotu wału, niesinusoidalny rozkład indukcji magnetycznej w szczeliny powietrznej, zniekształcenia indukowanej siły elektromotorycznej w uzwojeniach stojana oraz zniekształcenia prądów fazowych [18, 19, 45, 110]. W związku z tym można je podzielić na przyczyny konstrukcyjne oraz produkcyjne. W pierwszym przypadku powodem jest występowanie żłobków w stojanie silnika, gdzie umieszczone są uzwojenia fazowe silnika (rys. 2.2). W miejscach występowania żłobków, poprzez oddziaływanie strumienia magnetycznego pochodzącego od magnesów trwałych, następuje zmiana reluktancji stojana. W wyniku tego oddziaływania następują cykliczne zmiany wartości strumienia magnetycznego. Częściowe ograniczenie tego zjawiska jest możliwe dzięki ścinaniu krawędzi szczelin, jednak zabieg ten nie eliminuje całkowicie tego zjawiska [24]. Warto tutaj zauważyć, że zjawisko to występuje także w przypadku braku przepływu prądu przez uzwojenia fazowe, czyli jest w zasadzie niezależnie od układu zasilania silnika [24, 69].



Rysunek 2.2. Przekrój poprzeczny silnika PMSM

Przyczyny produkcyjne wynikają z braku idealnej symetrii w budowie silnika, gdzie szczególne

znaczenie mają: rozmieszczenie uzwojeń fazowych oraz różnice w wartości ich indukcyjności. Własności te wpływają na kształt siły elektromotorycznej (SEM) wytwarzanej na uzwojeniach fazowych podczas pracy silnika. Ze względu na występowanie pewnych asymetrii, związanych z możliwą do uzyskania dokładnością wykonania, następują lokalne odkształcenia indukowanej SEM, przez co zniekształcone zostają prądy płynące przez uzwojenia, co generuje dodatkowe pulsacje momentu elektromagnetycznego. W tym wypadku wartość tętnień zależna jest od aktualnego punktu pracy silnika (położenia kąowego, momentu obciążenia) [19, 24, 117]. Ponadto znaczenie odgrywa także wzajemne położenie wału oraz stojana, a także dokładność ich wykonania. W seryjnie produkowanych silnikach pojawiają się niedoskonałości w kilku wariantach: nieosiowe zamontowanie wirnika, niewyśrodkowane położenie wirnika, niesymetryczny kształt stojana, niesymetryczny kształt wirnika, niesymetryczne żłobki i szczeliny stojana. Powyższe wady mogą występować w różnych kombinacjach [110]. Wymienione powyżej wady produkcyjne powodują powstawanie dodatkowych zmian gęstości strumienia magnetycznego w szczelinach powietrznych stojana, co przekłada się na powstawanie dodatkowych pulsacji momentu elektromagnetycznego silnika [110].

Druga z przyczyn powstawania pulsacji momentu elektromagnetycznego w silnikach PMSM ma związek z urządzeniami przeznaczonymi do ich zasilania oraz sterowania. Odpowiadają one za powstawanie wysokoczęstotliwościowych składowych pulsacji momentu elektromagnetycznego, które mają związek z: zastosowaną metodą modulacji [53], błędami pomiarowymi [36, 70] oraz topologią przekształtnika [62, 103]. Wszystkie wcześniej wymienione czynniki przekładają się na powstawanie wysokoczęstotliwościowych składowych w prądach fazowych silnika. Zatem istotny wpływ na powstawanie tętnień momentu elektromagnetycznego, od strony przekształtnika, ma kształt prądów fazowych wymuszanych przez układ zasilający silnik [22, 36, 47, 62, 103].

Podjęcie do rozwiązania problemu tętnień momentu elektromagnetycznego można zrealizować w dwóch płaszczyznach, poprzez modyfikację budowy silnika oraz rozbudowę urządzeń sterujących. W pierwszym przypadku możliwe jest zmodyfikowanie konstrukcji stojana lub wirnika [22, 36, 47]. Modyfikacja budowy statora polega na dodatkowym ścięciu krawędzi żłobków [18, 69] czy też ich przesunięciu względem żłobków [19]. Modyfikacja konstrukcji wirnika polega na optymalnym doborze kątów zamieszczenia magnesów oraz przesunięciu ich względem siebie [14]. Jednak wprowadzone zmiany konstrukcyjne nie są w stanie całkowicie wyeliminować zjawiska, a jedynie je zredukować [22, 23]. Ponadto

wprowadzenie tychże modyfikacji wymaga zmian w technologii produkcji, co przekłada się na znaczny wzrost jej kosztu. Dodatkowo zmiana konstrukcji ogranicza możliwość seryjnej produkcji tego typu silników. Ze względu na wzrost kosztów oraz utrudnienia w procesie produkcji powodują, że takie rozwiązanie jest nieopłacalne z ekonomicznego punktu widzenia [18]. Zgodnie z literaturą [18, 22, 23, 47] bardzo dobrą alternatywą okazuje się tutaj być modyfikacja urządzeń sterujących silnikami PMSM, co może być zrealizowane poprzez modyfikację topologii przekształtnika lub rozbudowę algorytmu sterowania. Okazuje się one być znacznie prostsze oraz tańsze, aniżeli wprowadzenie zmian konstrukcyjnych w silnikach PMSM [18, 22, 36, 47]. Skokowe zmiany napięć o dużej amplitudzie są odpowiedzialne za powstawanie pulsacji prądów. Z tego powodu modyfikacje topologii obejmują rozbudowę stopnia mocy poprzez zwiększenie liczby łączników półprzewodnikowych oraz wprowadzenie dodatkowych elementów pasywnych na wyjście układu. Można tutaj wyróżnić dwie grupy rozwiązań:

- falowniki wielopoziomowe [35, 100, 103, 109, 115];
- układy z wyjściowym filtrem sinusoidalnym [43, 88, 97, 100, 102];

Natomiast w przypadku rozbudowy algorytmów sterowania wyróżnić można następujące możliwości rozwiązania problemu:

- kompensacja oparta o sprzężenie od momentu zaczepowego [9, 23, 24, 32, 69, 70];
- sterowanie oparte o procesy powtarzalne [34, 52, 73, 79, 80, 114];
- sterowanie oparte o MPC (*ang Model Predictive Control*); [15, 16, 120, 121];

## **2.2. Redukcja tętnień poprzez modyfikację topologii przekształtnika**

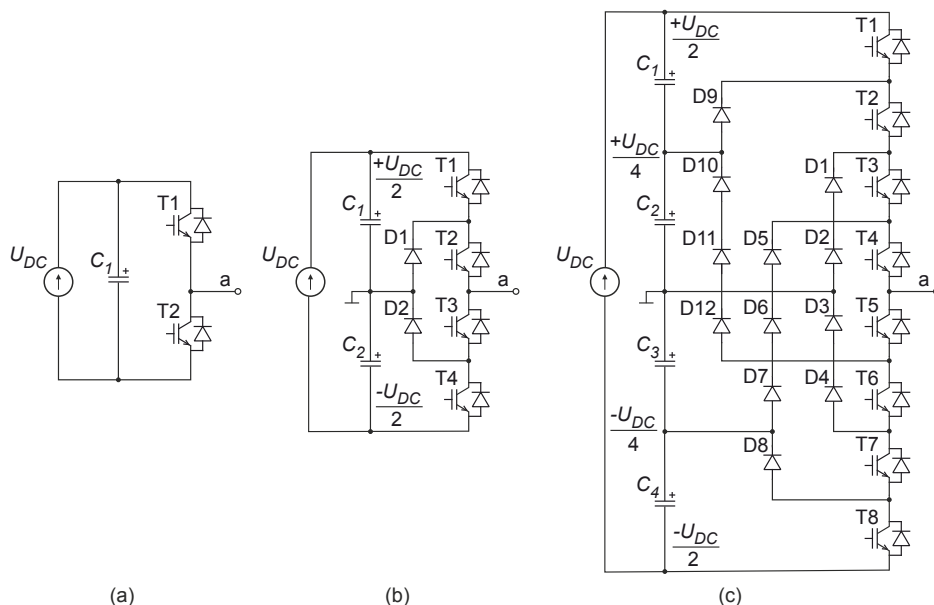
W niniejszym podrozdziale omówione zostaną standardowe metody redukcji tętnień momentu elektromagnetycznego oparte o modyfikację topologii przekształtnika. Jest to jedna z grup rozwiązań pozwalających na redukcję tętnień momentu elektromagnetycznego bez ingerencji w konstrukcję silnika PMSM.

### **2.2.1. Przekształtniki wielopoziomowe**

Przekształtniki wielopoziomowe pozwalają na zwiększenie poziomów napięć wyjściowych przekształtnika poprzez wzrost liczby półprzewodnikowych łączników mocy. Jednak wraz ze wzrostem poziomów, które determinują stopień kwantyzacji napięcia, oprócz zwiększania liczby łączników, konieczny jest zapewnienie odpowiedniego podziału napięcia wejściowego

dla poszczególnych poziomów gałęzi. Niezbędnym jest zapewnienie symetrycznego rozkładu napięć dla każdego z poziomów, co w praktyce okazuje się nie być trywialnym zagadnieniem [4,5]. Na rysunku 2.3 przedstawiono wybrane topologie gałęzi przekształtnika dla pojedynczej fazy [56, 85]. W układach wielopoziomowych konieczne jest dodatkowo sprzężenie odpowiednich par łączników, które zrealizować można stosując diody (*ang. diode clamped*) albo kondensatory (*ang. capacitor clamped*) [56, 85]. Na rysunku 2.3 przedstawiono topologie gałęzi ze sprzężeniem diodowym. W ogólności  $n$ -poziomowy przekształtnik potrzebuje  $(n-1)$  poziomów źródła zasilania,  $2(n-1)$  elementów przełączalnych oraz  $(n-1) \times (n-2)$  diod sprzęgających, zaś w przypadku sprzężenia kondensatorowego konieczne jest  $(n-1) \times (n-2)/2$  elementów [56, 85]. Powyższe zależności wskazują, że wraz ze wzrostem liczby poziomów liczba przełączników oraz poziomów napięć wzrasta liniowo, natomiast w przypadku elementów sprzęgających jest to zależność kwadratowa. Wynika stąd, że znaczny wzrost liczby poziomów wiąże się z istotnym wzrostem elementów składowych w pojedynczej gałęzi falownika. W praktyce przekłada się to na bardziej złożoną budowę stopnia mocy, co w sposób naturalny może wpłynąć na ograniczenie maksymalnej liczby jego poziomów w tego typu układach.

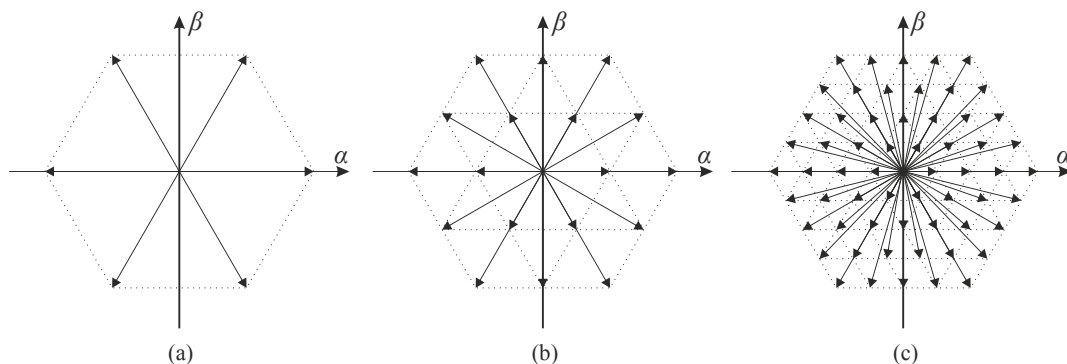
Istotnym elementem wpływającym na jakość sygnału wytwarzanego przy pomocy falownika jest zastosowana metoda modulacji. Algorytm modulacji powinien cechować się niską zawartością wyższych harmonicznych w generowanym sygnale wyjściowym, łatwością



Rysunek 2.3. Przykładowe topologie gałęzi przekształtnika: a) dwupoziomowy, b) trzypoziomowy z diodami poziomującymi, c) pięciopoziomowy z diodami poziomującymi

implementacji oraz możliwie niskimi stratami przełączania [4, 84]. Zadanie modulatora polega na wyborze odpowiedniej sekwencji przełączeń tranzystorów, pozwalającej odtworzyć wymagany przebieg wyjściowy z możliwie dużą dokładnością. Liczba kombinacji dla  $n$ -poziomowego przekształtnika wynosi  $n^3$  stanów [4], co daje 8 kombinacji dla układu dwupoziomowego, 27 kombinacji dla układu trójpoziomowego oraz 125 kombinacji dla układu pięciopoziomowego [4, 84]. Najczęściej stosowane algorytmy modulacji bazują na metodzie modulacji szerokości impulsów [18], która polega na cyklicznym przełączaniu łączników przekształtnika ze stałą częstotliwością oraz zmiennym wypełnieniem impulsów [84]. Można wyróżnić dwa najbardziej popularne rodzaje modulacji bazujące na metodzie PWM: SPWM (*ang. Sinusoidal PWM*) [4, 84] oraz SVPWM (*ang. Space Vector PWM*) [4]. Pierwszy z nich zakłada stosowanie sygnału modulującego oraz modulowanego, gdzie poprzez ich porównywanie otrzymywane są sygnały sterujące tranzystorami pozwalające na odwzorowanie przebiegu sinusoidalnego, drugi natomiast polega na syntezie napięcia wyjściowego przy pomocy składowych wektorów przestrzennych zdefiniowanych w układzie współrzędnych  $\alpha\beta$  [54]. SVPWM cechuje się o 15% większym współczynnikiem głębokości modulacji od podstawowej metody SPWM, przez co jest częściej stosowana [4]. Na rysunku 2.4 przedstawiono składowe wektorów przestrzennych w układzie współrzędnych  $\alpha\beta$  dla modulacji SVPWM [56, 85, 109, 115].

Przedstawiono rozkład wektorów dla przekształtników o topologii: dwupoziomowej, trzypoziomowej oraz pięciopoziomowej. Ilość składowych wektorów zależy od topologii przekształtnika. Dla układu dwupoziomowego występuje 6 aktywnych wektorów plus zerowe, dla układu trzypoziomowego występuje już 18 aktywnych wektorów plus zerowe natomiast dla układu pięciopoziomowego istnieje aż 60 wektorów aktywnych plus zerowe [4, 109, 115].



Rysunek 2.4. Schemat wektorów przestrzennych napięcia w układzie współrzędnych  $\alpha\beta$  dla przekształtnika w topologii: a) dwupoziomowej, b) trzypoziomowej, c) pięciopoziomowej

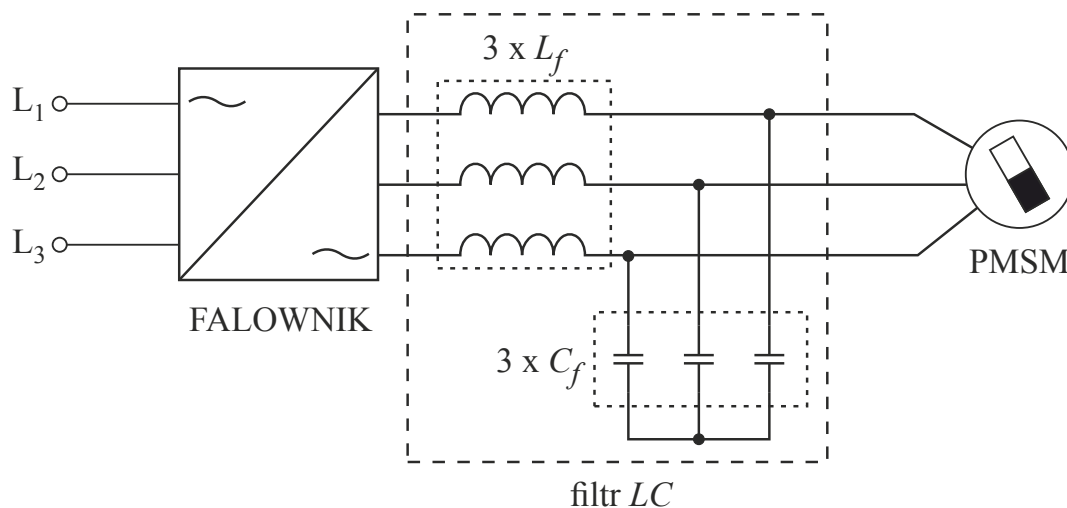
Wraz ze wzrostem liczby możliwych do uzyskania składowych wektorów przestrzennych pojawiają się stany redundantne [4, 54, 56, 115], przekładające się na możliwość uzyskania niektórych wektorów składowych równoległe dla kilku różnych kombinacji przełączeń. Taki stan rzeczy wpływa na istotny wzrost skomplikowania procesu wyboru stanów załączenia [56, 85]. W celu zmniejszenia złożoności zadania wyboru optymalnej sekwencji przełączeń stosuje się m.in. metody dekompozycji na mniejsze fragmenty [4]. Konieczność wprowadzenia dodatkowych metod wyboru optymalnej sekwencji łączy powoduje wzrost skomplikowania całego algorytmu modulacji w przypadku przekształtników wielopoziomowych.

Znaczny wzrost skomplikowania budowy stopnia mocy oraz algorytmu modulacji w przekształtnikach wielopoziomowych przekłada się na poprawę jakości odtwarzanego sygnału wyjściowego dzięki większej kwantyzacji poziomów napięcia DC oraz wzrostowi liczby możliwych do uzyskania składowych wektorów przestrzennych napięcia [54, 56, 115]. Dzięki temu napięcie wyjściowe generowanego przez przekształtnik zawiera mniej wyższych harmonicznych. Zastosowanie tego typu rozwiązania wpływa na istotny wzrost skomplikowania budowy układu, jednak pozwala na poprawę kształtu prądu wyjściowego poprzez redukcję zawartości wyższych składowych harmonicznych [35, 85], przekłada się to na zmniejszenie amplitudy tętnień momentu elektromagnetycznego wytwarzanego przez silnik PMSM [35, 103].

### **2.2.2. Falowniki kształtujące napięcie sinusoidalne z filtrem *LC***

Jedną z metod redukcji tętnień momentu elektromagnetycznego wytwarzanego przez silnik jest umieszczenie pomiędzy wyjściem falownika a silnikiem PMSM sinusoidalnego filtra *LC*. Schemat układu przedstawiono na rysunku 2.5 [77, 100, 112]. Rozwiązanie to można stosować w połączeniu z falownikiem niezależnie od jego topologii, zarówno ze standardowym dwupoziomowym układem [112], jak i z układami wielopoziomowymi [100], jednak gdy do dyspozycji jest więcej poziomów napięć to mniejszy filtr da podobne napięcie wyjściowe.

Dzięki zastosowaniu dodatkowego filtra *LC* na wyjściu falownika, na uzwojenia silnika podawane jest napięcie sinusoidalne [88, 97, 100]. Dzięki temu kształt prądów fazowych zawiera bardzo niewielką ilość wyższych składowych harmonicznych [97, 100, 112]. Taki stan rzeczy wpływa na istotną redukcję tętnień prądów fazowych co w efekcie przekłada się na zmniejszenie pulsacji momentu elektromagnetycznego w porównaniu do układu bez filtra *LC* [100].



Rysunek 2.5. Schemat napędu z wyjściowym filtrem  $LC$

Zastosowanie wyjściowego filtra sinusoidalnego w układzie sterowania silnikiem PMSM wymaga odpowiedniego doboru wartości elementów pasywnych [112] oraz dodatkowej modyfikacji struktury regulacji. Ponadto dodatkowy obwód  $LC$  zwiększa rząd układu oraz całkowite gabaryty urządzenia zasilającego [97]. Modyfikacja struktury regulacji związana jest z koniecznością zwiększenia liczby torów pomiarowych o dodatkowe prądy i napięcia filtra [97, 102]. Pewnego rodzaju alternatywą może być zastosowanie obserwatora dla dodatkowych zmiennych stanu [88, 97]. Ponadto należy rozszerzyć strukturę regulatora uwzględniając dodatkowe zmienne stanu. Można tutaj wyróżnić dwa sposoby realizacji układu sterowania w postaci: jednego kompleksowego regulatora [100] albo dwóch osobnych regulatorów dla silnika oraz filtra  $LC$  połączonych szeregowo [102]. Alternatywną metodą jest zastosowanie tradycyjnej kaskadowej struktury regulacji, jednak konieczne jest rozdzielenie poszczególnych pętli oraz zapewnienie odpowiedniej różnicy w dynamice dla każdej z nich [88].

Wykorzystanie falownika z wyjściowym filtrem sinusoidalnym wiąże się z dodatkowymi stratami energetycznymi (na uzwojeniach (straty na rezystancji) oraz w rdzeniach dławików (straty magnetyczne) [102]. Ponadto wartość średnia prądu wyjściowego falownika pracującego z filtrem jest większa, aniżeli dla pracy bez niego [88]. Spowodowane jest to koniecznością przeładowania pojemności wyjściowych filtra. Dodatkowo spadek napięcia na dławikach podczas pracy układu może wpłynąć na ograniczenie maksymalnej możliwej do uzyskania prędkości obrotowej silnika [88]. W efekcie czego zastosowanie tego typu rozwiązania może wpłynąć na pogorszenie dynamiki regulacji prędkości obrotowej, czy też kompensacji skokowych zmian momentu obciążenia.

## 2.3. Redukcja tętnień poprzez algorytmy sterowania

Alternatywą dla metod ingerujących w budowę silnika lub topologię układu przekształtnikowego są metody redukcji tętnień momentu elektromagnetycznego bazujące na modyfikacji algorytmu sterowania. Charakteryzują się one większą uniwersalnością oraz elastycznością, ponieważ nie wpływają na zwiększenie kosztu produkcji silnika, ani przekształtnika. W niniejszym podrozdziale omówione zostaną wybrane grupy algorytmów sterowania, pozwalające na redukcję pulsacji momentu elektromagnetycznego wytwarzanego przez silnik PMSM.

### 2.3.1. Kompensacja oparta o sprzężenie od momentu zaczepowego

Pierwsza z omawianych grup metod bazuje na sprzężeniu od momentu zaczepowego [24, 69, 86]. Układ regulacji realizowany jest w postaci tradycyjnego kaskadowego połączenia regulatorów o pętłach regulacji prędkości oraz prądu z pewną modyfikacją. Polega ona na dodaniu do wartości prądu referencyjnego  $i_{sqref}(t)$  składowej okresowej związanej z momentem zaczepowym [24, 69]. Schemat blokowy układu z kompensacją momentu zaczepowego przedstawiono na rysunku 2.6. Wartość składowej kompensującej  $i_{sqkom}(t)$  wyznaczana jest przez układ kompensatora momentu zaczepowego na podstawie aktualnych wartości odpowiednich zmiennych stanu układu. W efekcie wartość składowej prądu w osi  $q$  podawanej na wejście regulatora prądu składa się ze składowej wyznaczonej przez regulator prędkości oraz kompensator.

Ważnym elementem układu regulacji jest w tym wypadku kompensator momentu zaczepowego, jego poprawne działanie determinuje skuteczność procesu kompensacji. Zadanie to można zrealizować na kilka sposobów, w zależności od wymagań danego układu sterowania. Najczęściej kompensatory momentu realizowane są w postaci modelu matematycznego [1, 9, 24, 36, 38] albo estymatora [27, 32, 59, 86]. Pierwsza z metod polega na wyznaczeniu amplitudy tętnień momentu oraz kąta ich przesunięcia dla poszczególnych składowych, zgodnie z przyjętym modelem matematycznym momentu zaczepowego [9, 24, 36]. Wyżej wymienione parametry wyznacza się na podstawie zarejestrowanych przebiegów prądu zadanego  $i_{sqref}(t)$  oraz prędkości kątowej  $\omega_m(t)$  dla sygnału referencyjnego o niewielkiej wartości [9, 24]. Metoda ta sprowadza się więc do przeprowadzenia odpowiedniego eksperymentu umożliwiające zidentyfikowanie charakterystyki zjawiska dla danego silnika. Moment zaczepowy opisany jest w funkcji położenia kąтового wału [22, 24]. Druga z metod polega na konstrukcji



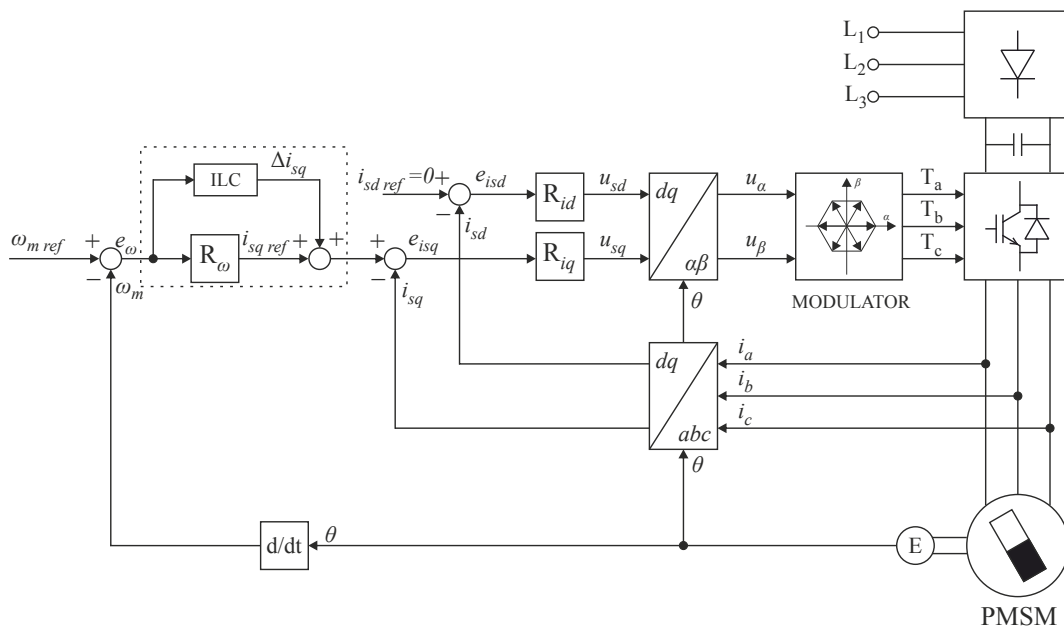


pośredni, gdzie blok kompensatora momentu zaczepowego zastąpiony został przez blok detekcji składowych harmonicznych w przebiegu prędkości kątowej silnika.

### 2.3.2. Sterowanie oparte o procesy powtarzalne

Metody bazujące na sterowaniu ILC (*ang. Iterative Learning Control*) jest to grupa algorytmów sterowania polegająca na iteracyjnym uczeniu się przez układ regulacji pożądanej sekwencji sygnałów wyjściowych regulatora. Znajduje ona zastosowanie w procesach powtarzalnych, gdzie wielokrotnie powtarzana jest ta sama sekwencja sygnału zadanego [34, 52, 80], co ma miejsce m. in. w przekształtnikach energoelektronicznych [111]. ILC jest algorytmem, który gwarantuje redukcję błędu w każdej kolejnej iteracji [34, 80]. Podczas każdego cyklu zapisywane są do pamięci wartości uchybu oraz sygnały wyjściowe regulatora. Schemat blokowy układu regulacji kaskadowej z ILC zastosowanym do redukcji tętnień momentu elektromagnetycznego przedstawiono na rysunku 2.7 [52, 79]. Na podstawie zapisanych w pamięci przebiegów sygnałów prędkości kątowej z poprzednich iteracji wyznaczany jest sygnał korygujący  $\Delta i_{sq}$  dodawany do sygnału wyjściowego regulatora prędkości. W tym przypadku algorytm ILC działa na poziomie pętli prędkości. W literaturze spotykane są także rozwiązania, gdzie algorytm ILC działa pomiędzy regulatorem prędkości a regulatorem prądu [80, 114]. W tym przypadku oba ze wspomnianych regulatorów prędkości i prądu są regulatorami typu PI, natomiast wyjściem regulatora prędkości jest zadany moment [114]. Występuje tutaj dodatkowe sprzężenie od momentu elektromagnetycznego wytwarzanego przez silnik, które można zrealizować na dwa sposoby, poprzez zastosowanie czujnika pomiarowego momentu albo obserwatora [80, 114]. Sygnał korygujący  $\Delta i_{sq}$  wyznaczany jest przez algorytm ILC na podstawie zapisanych sygnałów momentu elektromagnetycznego zarejestrowanych podczas poprzednich iteracji. Obie opisane metody sprowadzają się do odpowiedniego kształtowania wartości referencyjnej składowej prądu w osi  $q$ , przy czym różnią się one metodą jej wyznaczania.

Zastosowanie algorytmu regulacji bazującego na metodzie ILC pozwala na poprawę właściwości pracy napędu z silnikiem PMSM minimalizując tętnienia momentu elektromagnetycznego silnika, co w efekcie przekłada się na zmniejszenie pulsacji prędkości kątowej [79, 80, 114].



Rysunek 2.7. Schemat blokowy układu regulacji z zastosowaniem algorytmu ILC z korekcją realizowaną na podstawie przeszłych przebiegów prędkości kątowej silnika

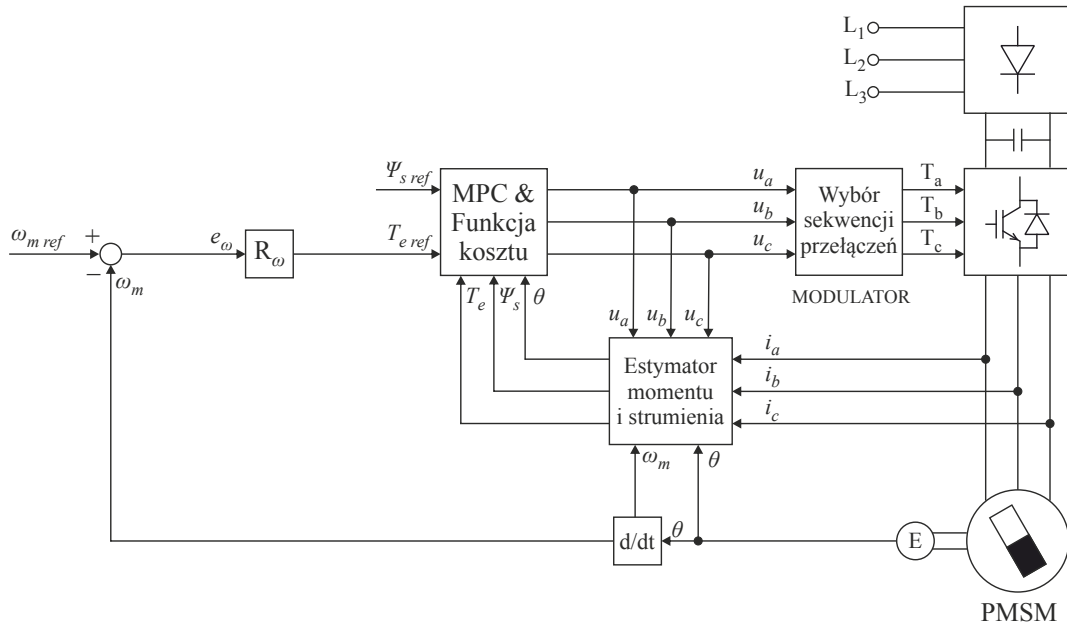
Stosowane są także rozwiązania bazujące na sterowaniu adaptacyjnym [73], jednak w odróżnieniu od metod opartych o ILC, realizują one proces adaptacji, który przekłada się na modyfikację prawa sterowania w trakcie działania układu.

### 2.3.3. Kompensacja realizowana w układzie sterowania predykcyjnego (MPC)

Sterowanie MPC występuje w dwóch podstawowych wariantach: CCS (z ang. *Continuous Control Set*) [15, 121] oraz FCS (z ang. *Finite Control Set*) [16]. Podział wynika z zastosowanej metody optymalizacji funkcji celu. CCS wymaga wyznaczenia optymalnych, dla rozpatrywanego horyzontu sterowania, wartości sygnałów sterujących. Powoduje to relatywnie dużą złożoność obliczeniową i ogranicza stosowanie CCS do procesów wolnozmiennych [101]. Mniejszą złożonością obliczeniową charakteryzuje się FCS, ze względu na skończoną liczbę stanów jakie może przyjmować funkcja celu. Sterowanie to jest wykorzystywane w przekształtnikach energoelektronicznych, jednak ze względu na zastosowany sposób optymalizacji funkcji celu jego aplikacje ograniczają się do pojedynczych pętli regulacji.

W zakresie sterowania prędkością kątową silnika PMSM stosowane są różne struktury regulacji z MPC, wśród których można wyróżnić: kaskadowe połączenie regulatorów MPC dla prędkości i momentu [15], a także połączenie regulatora PI dla prędkości oraz regulatora MPC dla momentu i strumienia [121]. W takim układzie zamiast tradycyjnych regulatorów PI w pętli prądowej stosuje się układ MPC-CCS (rys. 2.8), który na podstawie zdefiniowanej funkcji

kosztu dokonuje wyboru takiego zestawu sygnałów sterujących, czy też sekwencji przełączeń tranzystorów, aby zminimalizować jej wartość.



Rysunek 2.8. Schemat blokowy układu sterowania MPC-CCS

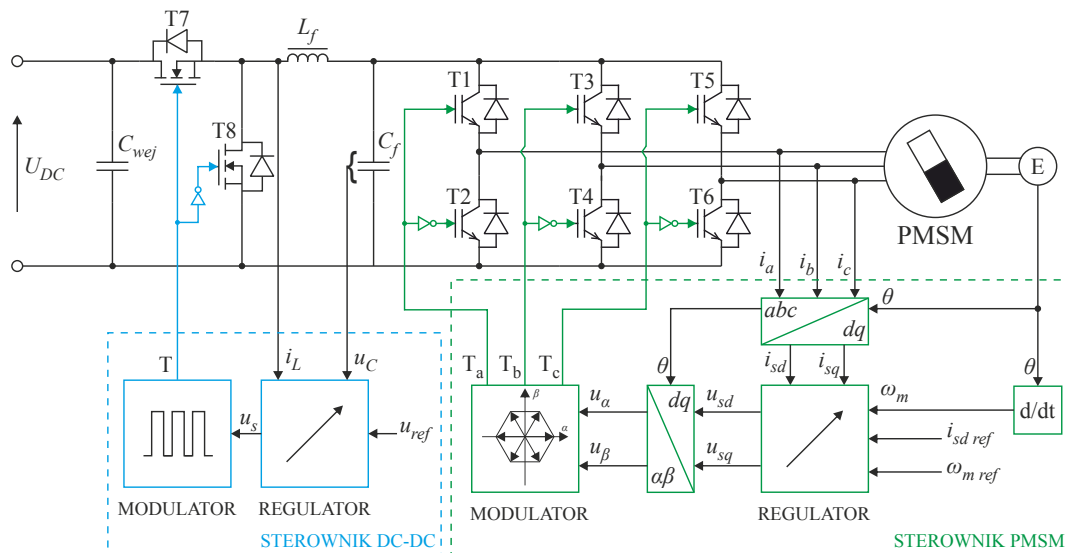
Rozważana struktura regulacji stosowana jest do redukcji tętnień momentu elektromagnetycznego wytwarzanego przez silnik PMSM poprzez odpowiednie zdefiniowanie funkcji celu [16, 53, 121]. Należy tutaj podkreślić, że algorytm MPC jest dużo bardziej rozbudowany i złożony obliczeniowo od tradycyjnego algorytmu PI, który bazuje jedynie na sygnale uchybu. Dzięki jednoczesnej regulacji strumienia  $\Psi_s$  oraz momentu elektromagnetycznego  $T_e$  ograniczona zostaje wartość pulsacji strumienia [16, 121], co przekłada się na dodatkową poprawę jakości wytwarzanego momentu elektromagnetycznego. Do wyznaczenia wartości referencyjnej strumienia zastosowanie znajduje algorytm MTPA (z ang. *Maximum Torque Per Ampere*) [16, 120]. Działanie algorytmu MPC wymaga znajomości modelu matematycznego obiektu. Ponadto konieczne jest wyznaczenie aktualnej wartości momentu elektromagnetycznego oraz strumienia. Zadanie to realizuje się poprzez estymator [16, 120, 121].

## 2.4. Proponowana topologia przekształtnika

Opracowany napęd z silnikiem PMSM oraz przekształtnikiem złożonym DC/DC/AC przedstawiono na rysunku 2.9. Obwód mocy układu składa się z kaskadowego połączenia dwóch przekształtników energoelektronicznych. Pierwszy z nich to synchroniczny przekształtnik DC/DC o topologii obniżającej napięcie (ang. *buck converter*), drugi natomiast

to trójfazowy dwupoziomowy falownik napięcia połączony bezpośrednio ze sterowanym silnikiem PMSM. Wejściowy przekształtnik DC/DC pozwala na regulację poziomu napięcia w obwodzie pośredniczącym falownika, dzięki czemu istnieje możliwość dopasowania wartości napięcia do punktu pracy silnika, determinowanego przez prędkość zadaną oraz aktualny moment obciążenia. Opracowana topologia przekształtnika jest pewnego rodzaju kompromisem pomiędzy falownikami wielopoziomowymi oraz układami z wyjściowym filtrem  $LC$ . Dzięki możliwości regulacji napięcia obwodu pośredniczącego, w pewnym zakresie pracy napędu, redukcji ulega amplituda napięcia prostokątnych impulsów podawanych na uzwojenia fazowe silnika. Można to odnieść do kwantyzacji napięcia w układach wielopoziomowych, co pozwala na zredukowanie składowych harmonicznym w odtwarzanym przebiegu prądu, co może mieć odzwierciedlenie w redukcji amplitudy tętnień momentu pochodzących od przełączeń tranzystorów falownika. Przekłada się to na zmniejszenie wpływu jednej z przyczyn powstawania pulsacji momentu elektromagnetycznego w silnikach PMSM. Opracowane rozwiązanie pozwala na uzyskanie znaczącej redukcji wysokoczęstotliwościowych tętnień momentu elektromagnetycznego [103] przy zastosowaniu dwupoziomowej topologii falownika, dzięki czemu możliwe jest zastosowanie standardowego, nieskomplikowanego modulatora SVM, co nie jest możliwe w przypadku przekształtników wielopoziomowych. Układ wymaga jedynie jednej dodatkowej pary łączników mocy oraz obwodu filtra  $LC$ . Opracowane rozwiązanie zawiera znacznie mniej łączników mocy od układów wielopoziomowych. Ponadto obwód mocy przekształtnika zawiera tylko jeden obwód z filtrem  $LC$  zamiast trzech jak w przypadku zastosowania przekształtnika z wyjściowym filtrem sinusoidalnym.

Możliwość regulacji poziomu napięcia w obwodzie pośredniczącym wymusiła konieczność opracowania algorytmu regulacji, a także odpowiedniego regulatora prędkości obrotowej silnika  $\omega_m(t)$  oraz składowych prądu  $i_{sd}(t)$  i  $i_{sq}(t)$ . Ze względu na niestacjonarny charakter układu, spowodowany zmiennym wzmocnieniem falownika, konieczne było opracowanie przestrajanego regulatora dla silnika PMSM. Zmienne wzmocnienie wynika z możliwości zmiany napięcia obwodu pośredniczącego podczas pracy falownika. Dodatkowo dzięki zastosowaniu sprzężenia od estymowanego momentu obciążenia zrealizowano kompensację momentu zaczepowego. Oba układy regulacji pracują od siebie niezależnie, jednak są ze sobą powiązane poprzez układ realizujący zadawanie wartości referencyjnej napięcia w obwodzie pośredniczącym. Dokładny opis działania układu regulacji oraz syntezy regulatorów omówiono w kolejnym rozdziale.



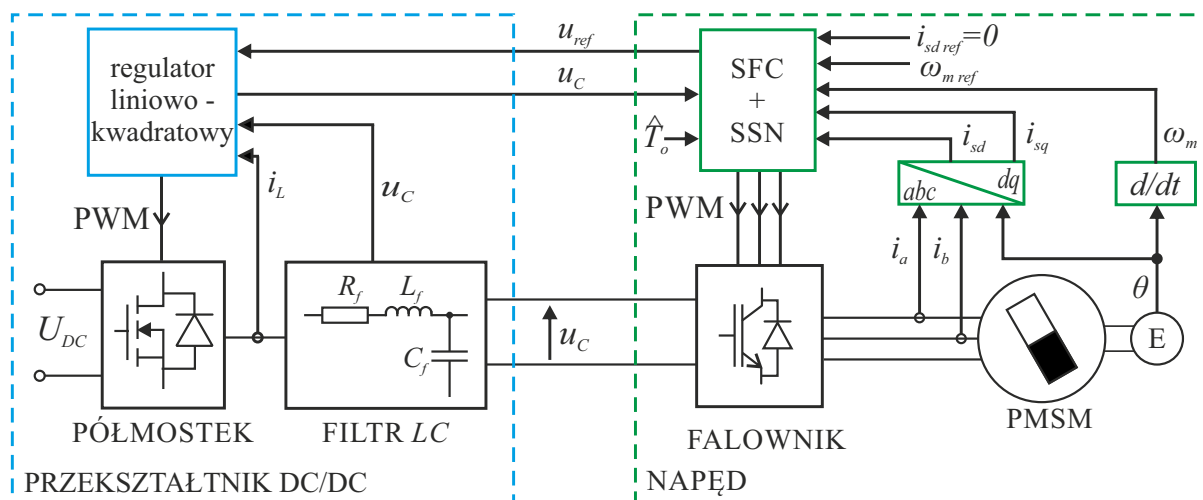
Rysunek 2.9. Schemat blokowy układu sterowania silnikiem PMSM z przekształtnikiem złożonym DC/DC/AC

## 2.5. Podsumowanie

W niniejszym rozdziale omówiono zagadnienia związane z powstawaniem tętnień momentu elektromagnetycznego w silnikach PMSM dokonując ich klasyfikacji ze względu na przyczyny powstawania, tj. wynikające z konstrukcji oraz działania układu zasilającego. W związku z tym moment pulsujący zawiera dwie składowe: tzw. moment zaczepowy wynikający z budowy silnika oraz tętnienia wysokoczęstotliwościowe wynikające w głównej mierze ze sposobu zasilania silników PMSM przy pomocy przekształtników energoelektronicznych. Następnie omówiono sposoby redukcji pulsacji momentu elektromagnetycznego, które podzielić można na metody oparte o modyfikację konstrukcji silnika oraz modyfikację urządzeń sterujących. W drugim przypadku można to zrealizować poprzez zmiany w topologii przekształtnika lub zastosowanie rozbudowanych algorytmu sterowania. W podrozdziałach drugim oraz trzecim omówiono najczęściej spotykane metody modyfikacji topologii oraz algorytmów sterowania. Podrozdział czwarty zawiera opis opracowanego rozwiązania, polegającego na modyfikacji topologii przekształtnika oraz opracowaniu odpowiedniego algorytmu sterowania. Takie kompleksowe rozwiązanie pozwala na zredukowanie amplitudy pulsacji momentu. Topologia przekształtnika DC/DC/AC pozwala na ograniczenie wysokoczęstotliwościowych tętnień momentu elektromagnetycznego.

### 3. Algorytm regulacji

W niniejszym rozdziale zawarto opis opracowanego algorytmu regulacji bazującego na sprzężeniu od wektora stanu. Zdecydowano się na zastosowanie takiej struktury ze względu na jej bardzo dobre właściwości takie jak: odporność [87], lepszą kompensację skokowych zmian obciążenia w porównaniu z klasyczną strukturą regulacji kaskadowej z regulatorami typu PI [101, 105, 108] oraz łatwość implementacji przestrajanego regulatora [8, 105, 106]. Ze względu na rozszerzoną topologię przekształtnika konieczne było opracowanie dwóch oddzielnych regulatorów, po jednym dla przekształtnika DC/DC oraz silnika PMSM. Pierwszy z nich jest odpowiedzialny za regulację napięcia wyjściowego przekształtnika DC/DC - obwód dopasowania napięcia (*ang. Voltage Matching Circuit - VMC*), drugi zaś umożliwia regulację prędkości obrotowej wału silnika. Sterownik falownika pełni rolę układu nadrzędnego, odpowiadając za zadawanie wartości napięcia referencyjnego na podstawie zadanego punktu pracy silnika. Schemat opracowanego układu sterowania przedstawiono na rysunku 3.1. Dla obu



Rysunek 3.1. Schemat blokowy opracowanego układu regulacji z uwzględnieniem topologii przekształtnika DC/DC/AC

układów zastosowano regulator ze sprzężeniem od wektora stanu. W przypadku przekształtnika napięcia DC/DC wykorzystano regulator liniowo - kwadratowy (*ang. Linear - Quadratic Regulator - LQR*), natomiast dla silnika PMSM zastosowano algorytm regulacji ze sprzężeniem

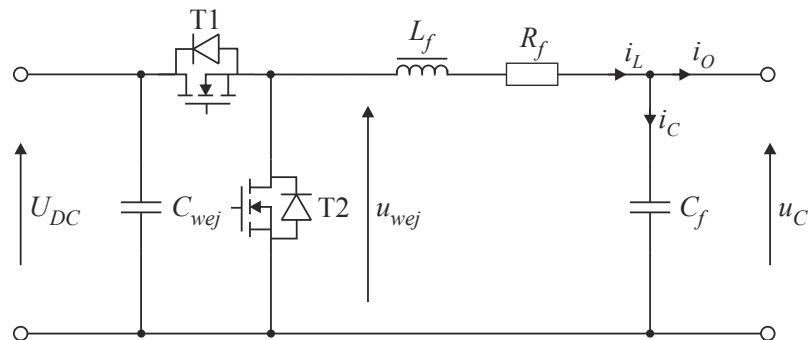
od wektora stanu oraz z ograniczeniem wartości składowej prądu  $i_{sq}(t)$  [101]. Proces syntezy omawianych regulatorów wymaga znajomości modeli matematycznych układu, na podstawie którego wyznacza się współczynniki wzmocnień.

### 3.1. Modele matematyczne obiektów regulacji

Model matematyczny obiektu sterowania w przestrzeni zmiennych stanu jest niezbędny do wykonania syntezy układu regulacji. Zdecydowano się na niezależne sterowanie napięciem przekształtnika DC/DC oraz silnikiem, w związku z czym konieczne było opracowanie dwóch modeli, jednego dla przekształtnika DC/DC, drugiego zaś dla napędu z silnikiem PMSM uwzględniającego zmianę wartości napięcia obwodu pośredniczącego.

#### 3.1.1. Przekształtnik DC/DC

Synchroniczny przekształtnik napięcia DC/DC w topologii umożliwiającej obniżanie napięcia zbudowany jest z półmostka tranzystorowego oraz wyjściowego filtra LC (rys. 3.2).



Rysunek 3.2. Topologia przekształtnika DC/DC

Stosując drugie prawo Kirchhoffa dla takiego obwodu elektrycznego otrzymuje się następującą zależność [60, 63, 66]:

$$u_{wej}(t) = L_f \frac{di_L(t)}{dt} + R_f i_L(t) + u_C(t) \quad (3.1)$$

gdzie:  $u_{wej}(t)$  - napięcie wejściowe,  $i_L(t)$  - prąd dławika,  $L_f$  - indukcyjność dławika,  $R_f$  - rezystancja dławika,  $u_C(t)$  - napięcie kondensatora wyjściowego.

Na podstawie pierwszego prawa Kirchhoffa oraz zasady zachowania ładunku otrzymuje się zależność [60, 63, 66]:

$$C_f \frac{du_C(t)}{dt} = i_L(t) - i_O(t) \quad (3.2)$$



gdzie:  $C_f$  - pojemność kondensatora wyjściowego,  $i_O(t)$  - prąd wyjściowy.

W układach impulsowych przekształtników odpowiedni poziom napięcia wejściowego uzyskuje się dzięki odpowiedniej metodzie modulacji. Zazwyczaj wykorzystuje się metodę modulacji szerokości impulsów (PWM), która polega na cyklicznym przełączaniu tranzystorów o odpowiednim wypełnieniu. W efekcie sygnał wejściowy jest ekwiwalentem napięcia średniego, który można przedstawić w postaci następującej zależności [60]:

$$u_{wej}(t) = K_{pp}u_s(t) \quad (3.3)$$

gdzie:  $K_{pp}$  - wzmacnienie przekształtnika równe co do wartości napięciu zasilania  $U_{DC}$ ,  $u_s(t)$  - sygnał wejściowy odpowiadający wypełnieniu sygnału wejściowego PWM.

Przekształcając odpowiednio zależności (3.1) oraz (3.2) uzyskuje się następujący model w przestrzeni zmiennych stanu [66, 104]:

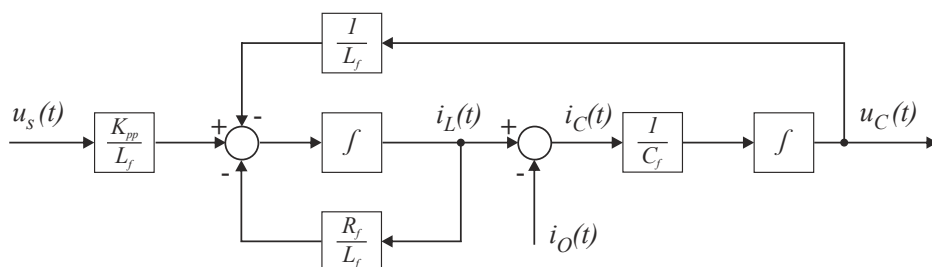
$$\frac{d\mathbf{x}_b(t)}{dt} = \mathbf{A}_b\mathbf{x}_b(t) + \mathbf{B}_bu_b(t) + \mathbf{E}_bd_b(t) \quad (3.4)$$

$$y_b(t) = \mathbf{C}_b\mathbf{x}_b(t) \quad (3.5)$$

$$\mathbf{x}_b(t) = \begin{bmatrix} i_L(t) \\ u_C(t) \end{bmatrix}, \mathbf{A}_b = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B}_b = \begin{bmatrix} \frac{K_{pp}}{L_f} \\ 0 \end{bmatrix}, u_b(t) = u_s(t),$$

$$\mathbf{E}_b = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ -\frac{1}{C_f} \end{bmatrix}, d_b(t) = i_O(t), \mathbf{C}_b = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}$$

gdzie:  $\mathbf{x}_b(t)$  - wektor zmiennych stanu,  $u_b(t)$  - wektor sygnałów sterowań,  $d_b(t)$  - wektor zakłóceń,  $y_b(t)$  - wyjście układu,  $\mathbf{A}_b$  - macierz stanu,  $\mathbf{B}_b$  - macierz sterowań,  $\mathbf{E}_b$  - macierz zakłóceń.  $\mathbf{C}_b$  - macierz wyjścia. Zmiennymi stanu są prąd dławika  $i_L(t)$  oraz napięcie kondensatora wyjściowego  $u_C(t)$ , które jest jednocześnie wyjściem układu.



Rysunek 3.3. Postać graficzna modelu matematycznego przekształtnika DC/DC

Schemat blokowy modelu matematycznego przekształtnika napięcia DC/DC opisanego równaniem (3.4) został przedstawiony na rysunku 3.3. Sygnałem wejściowym w przedstawionym modelu matematycznym jest napięcie sterujące  $u_s(t)$ , zakłóceniem jest prąd obciążenia  $i_O(t)$ , natomiast sygnałem wyjściowym jest jedna ze zmiennych stanu - napięcie kondensatora wyjściowego  $u_C(t)$ .

### 3.1.2. Model Silnika PMSM

Model matematyczny silnika PMSM przedstawiono w wirującym z prędkością wirnika układzie współrzędnych  $dq$ . Synchroniczne wirowanie układu z wirnikiem gwarantuje, że parametry modelu nie zależą od położenia wirnika. Równania napięciowe oraz strumieniowo-prądowe silnika zapisane w wirującym układzie współrzędnych  $dq$  przedstawiają się następująco [75, 76, 119]:

$$u_d(t) = R_s i_{sd}(t) + \frac{d\psi_{sd}(t)}{dt} - p\omega_m(t)\psi_{sq}(t) \quad (3.6)$$

$$u_q(t) = R_s i_{sq}(t) + \frac{d\psi_{sq}(t)}{dt} + p\omega_m(t)\psi_{sd}(t) \quad (3.7)$$

$$\psi_{sd}(t) = L_d i_{sd}(t) + \psi_f \quad (3.8)$$

$$\psi_{sq}(t) = L_q i_{sq}(t) \quad (3.9)$$

gdzie:  $u_d(t), u_q(t), i_{sd}(t), i_{sq}(t), \psi_{sd}(t), \psi_{sq}(t)$  - napięcia, prądy oraz strumienie odpowiednio w osiach  $d$  i  $q$ ,  $L_d, L_q$  - indukcyjności w osiach  $d$  i  $q$ ,  $R_s$  - rezystancja uzwojeń stojana,  $\psi_f$  - strumień pochodzący od magnesów trwałych,  $p$  - liczba par biegunów,  $\omega_m(t)$  - prędkość kątowna wału silnika. Przedstawiony model jest nieliniowy, ze względu na tzw. sprzężenie skrośne pomiędzy zmiennymi stanu.

Chwilowa wartość momentu elektromagnetycznego wytwarzanego przez silnik opisuje następująca zależność:

$$T_e(t) = \frac{3}{2}p[\psi_f i_{sq}(t) + (L_q - L_d)i_{sd}(t)i_{sq}(t)] \quad (3.10)$$

W modelowanym silniku PMSM magnesy trwałe zamontowane są na powierzchni wirnika, w takim wypadku przyjmuje się założenie, że indukcyjności w obu osiach są sobie równe:

$$L_d = L_q = L_s \quad (3.11)$$

Uwzględniając zależność (3.11) w równaniu momentu elektromagnetycznego (3.10), jego drugi składnik, który odpowiada za rozwijanie momentu reluktancyjnego, przyjmuje wartość zero. W takim przypadku zależność na moment elektromagnetyczny upraszcza się i przyjmuje następującą postać:

$$T_e(t) \approx \frac{3}{2} p \psi_f i_{sq}(t) = K_t i_{sq}(t) \quad (3.12)$$

gdzie:  $K_t$  - stała momentu. Z otrzymanej zależności (3.12) wynika, że chwilowa wartość momentu elektromagnetycznego dla omawianego silnika PMSM jest proporcjonalna do wartości chwilowej prądu w osi  $q$ .

Silnik zasilany jest przy pomocy dwupoziomowego mostkowego falownika napięcia o regulowanym napięciu obwodu pośredniczącego. W takim przypadku czasy przełączania tranzystorów są o trzy rzędy wielkości mniejsze od elektrycznej stałej czasowej silnika, co pozwala na przyjęcie modelu przekształtnika w postaci elementu proporcjonalnego. Model przyjmuje następującą postać:

$$\begin{bmatrix} u_d(t) \\ u_q(t) \end{bmatrix} = K_p(t) \begin{bmatrix} u_{sd}(t) \\ u_{sq}(t) \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

gdzie:  $K_p(t)$  - aktualne wzmocnienie przekształtnika,  $u_{sd}(t), u_{sq}(t)$  - napięcia sterujące odpowiednio w osi  $d$  oraz  $q$ . Należy tutaj dodać, że zgodnie z przyjętym modelem wzmocnienie przekształtnika jest równe co do wartości połowie napięcia obwodu pośredniczącego:

$$K_p(t) = \frac{|u_C(t)|}{2} \quad (3.14)$$

W związku z tym, że topologia przekształtnika DC/DC/AC pozwala na płynną regulację napięcia  $u_C(t)$ , wartość wzmocnienia przekształtnika DC/AC w trakcie pracy układu może być zmieniane.

W celu uzyskania pełnego modelu matematycznego silnika PMSM, powyższe zależności napięciowe oraz strumieniowo-prądowe należy uzupełnić o równanie równowagi mechanicznej [99]:

$$\frac{d\omega_m(t)}{dt} = \frac{1}{J_m} [T_e(t) - T_o(t)] \quad (3.15)$$

gdzie:  $J_m$  - całkowity moment bezwładności,  $T_o(t)$  - sumaryczny moment oporowy silnika, składający się m.in. z tarcia oraz zewnętrznego momentu obciążenia.

Odpowiednio przekształcając równania (3.6), (3.7), (3.12), (3.13), (3.15) otrzymano następujący model matematyczny silnika PMSM w przestrzeni zmiennych stanu:

$$\frac{d\mathbf{x}_p(t)}{dt} = \mathbf{A}_p\mathbf{x}_p(t) + \mathbf{B}_p\mathbf{u}_p(t) + \mathbf{E}_pd_p(t) \quad (3.16)$$

$$\mathbf{y}_p(t) = \mathbf{C}_p\mathbf{x}_p(t) \quad (3.17)$$

$$\mathbf{x}_p(t) = \begin{bmatrix} i_{sd}(t) \\ i_{sq}(t) \\ \omega_m(t) \end{bmatrix}, \mathbf{A}_p = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & p\omega_m(t) & 0 \\ -p\omega_m(t) & -\frac{R_s}{L_s} & -\frac{p\psi_f}{L_s} \\ 0 & \frac{K_t}{J_m} & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B}_p = \begin{bmatrix} \frac{K_p(t)}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{K_p(t)}{L_s} \\ 0 & 0 \end{bmatrix},$$

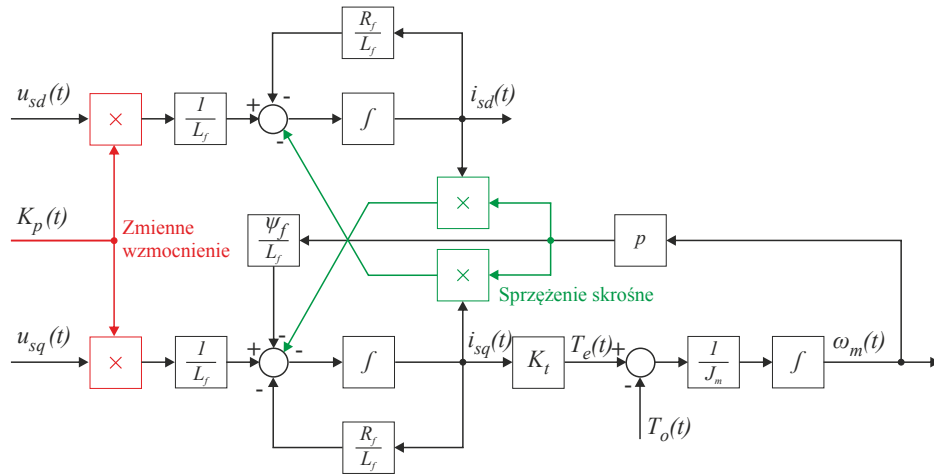
$$\mathbf{u}_p(t) = \begin{bmatrix} u_{sd}(t) \\ u_{sq}(t) \end{bmatrix}, \mathbf{E}_p = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{J_m} \end{bmatrix}, d_p(t) = T_o(t), \mathbf{C}_p = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

gdzie:  $\mathbf{x}_p(t)$  - wektor zmiennych stanu,  $\mathbf{u}_p(t)$  - wektor sygnałów sterowań,  $d_p(t)$  - wektor zakłóceń,  $\mathbf{y}_p(t)$  - wektor sygnałów wyjściowych,  $\mathbf{A}_p$  - macierz stanu,  $\mathbf{B}_p$  - macierz sterowań,  $\mathbf{E}_p$  - macierz zakłóceń,  $\mathbf{C}_p$  - macierz wyjścia. Zmiennymi stanu są: prądy  $i_{sd}(t)$  i  $i_{sq}(t)$  oraz prędkość kątowna  $\omega_m(t)$ . Wyjściami układu są: składowa prądu  $i_{sd}(t)$  oraz prędkość kątowna  $\omega_m(t)$ . Otrzymany model jest nieliniowy, ze względu na pojawienie się zmiennej stanu  $\omega_m(t)$  wewnątrz macierzy  $\mathbf{A}_p$ , oraz niestacjonarny, ze względu na zmienne wzmocnienie  $K_p(t)$  w macierzy  $\mathbf{B}_p$ .

Schemat blokowy nieliniowego oraz niestacjonarnego modelu matematycznego silnika PMSM przedstawiono na rysunku 3.4. Sygnałami wejściowymi układu są napięcia  $u_{sd}(t)$  oraz  $u_{sq}(t)$ , zakłóceniem jest moment oporowy  $T_o(t)$ , natomiast wyjściem układu są dwie zmienne stanu: prąd w osi  $d$  oraz prędkość kątowna wału silnika.

### 3.2. Regulator ze sprzężeniem od wektora stanu

Podczas procesu syntezy regulatorów zastosowano metodę optymalizacji liniowo-kwadratowej (*ang. linear quadratic optimization*) [11, 91, 94]. Wyznaczenie wzmocnień regulatora przy pomocy wspomnianej metody wymaga spełnienia warunku dotyczącego sterowalności pary macierzy stanu oraz wejścia. W przypadku układu nieliniowego lub niestacjonarnego konieczne jest sprawdzenie warunku sterowalności we wszystkich punktach



Rysunek 3.4. Postać graficzna nieliniowego i niestacjonarnego modelu matematycznego silnika PMSM

pracy. Regulator zaprojektowany metodą optymalizacji liniowo - kwadratowej minimalizuje następującą funkcję celu [3, 44]:

$$J = \int_0^{+\infty} [\mathbf{x}^T(t)\mathbf{Q}\mathbf{x}(t) + \mathbf{u}^T(t)\mathbf{R}\mathbf{u}(t)]dt \quad (3.18)$$

gdzie:  $\mathbf{Q}$  i  $\mathbf{R}$  - macierze wagowe,  $\mathbf{x}(t)$  - wektor stanu,  $\mathbf{u}(t)$  - wektor sygnałów sterowań. Wyznaczenie sterowania, które minimalizuje wskaźnik jakości (3.18) pozwala na uzyskanie macierzy wzmacnień. Konieczne jest tutaj odpowiednie zdefiniowanie macierzy wagowych  $\mathbf{Q}$  oraz  $\mathbf{R}$ , co nie jest trywialne [101]. Ponadto zagadnienie wymaga rozwiązania algebraicznego równania Riccatiego [3, 91].

Do wyznaczenia wartości wzmacnień regulatorów zastosowano funkcję *lqr* z pakietu Control System Toolbox wchodzącego w skład środowiska Matlab & Simulink. Wartości macierzy wagowych dobrano metodą prób i błędów biorąc pod uwagę dynamikę odpowiedzi układu regulacji oraz poziom szumów pomiarowych.

### 3.2.1. Regulator napięcia przekształtnika DC/DC

Realizacja układu regulacji napięcia wyjściowego przekształtnika DC/DC opisanej równaniem stanu (3.4) wymagała zaprojektowania systemu klasy I (*ang. type I system*) [26, 65]. Przyjęto założenie, że wejściowym sygnałem referencyjnym  $u_{ref}(t)$  będzie skokowo zmienna wartość napięcia kondensatora wyjściowego. Uzyskanie zerowego uchybu napięcia w stanie ustalonym dla założonego sygnału wejściowego wymaga wprowadzenia wewnętrznego

modelu sygnału referencyjnego [33, 65]. Rozszerzony model w przestrzeni zmiennych stanu po pominięciu obciążenia przyjmuje postać:

$$\frac{d\mathbf{x}_{bi}(t)}{dt} = \mathbf{A}_{bi}\mathbf{x}_{bi}(t) + \mathbf{B}_{bi}u_{bi}(t) \quad (3.19)$$

$$\mathbf{x}_{bi}(t) = \begin{bmatrix} i_L(t) \\ u_C(t) \\ e_{ui}(t) \end{bmatrix}, \mathbf{A}_{bi} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & -\frac{1}{L_f} & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B}_{bi} = \begin{bmatrix} \frac{K_{pp}}{L_f} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, u_{bi}(t) = u_s(t)$$

Wektor stanu został rozszerzony o jedną dodatkową zmienną, która odpowiada całce z błędu napięcia wyjściowego kondensatora:

$$e_{ui}(t) = \int_0^T [u_C(\tau) - u_{ref}(t)]d\tau \quad (3.20)$$

Prawo sterowania modelu przekształtnika napięcia DC/DC przedstawionego w postaci równania stanu (3.19) jest opisane następującą zależnością:

$$u_s(t) = -\mathbf{K}_{bi}\mathbf{x}_{bi}(t) = - \begin{bmatrix} k_{iL} & k_{uC} & k_{eui} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ u_C(t) \\ e_{ui}(t) \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

Po uwzględnieniu prawa sterowania (3.21) oraz dodaniu sygnału referencyjnego  $u_{ref}(t)$  do rozszerzonego modelu stanu otrzymuje się równanie o następującej postaci:

$$\frac{d\mathbf{x}_{bi}(t)}{dt} = [\mathbf{A}_{bi} - \mathbf{B}_{bi}\mathbf{K}_{bi}]\mathbf{x}_{bi}(t) + \mathbf{F}_{bi}u_{ref}(t) \quad (3.22)$$

$$\mathbf{F}_{bi} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}^T,$$

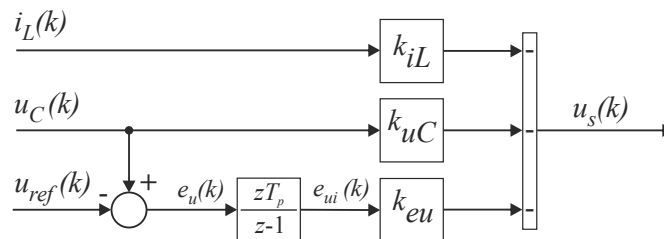
Powyższy model odpowiada układowi pracującemu w zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego. W celu wyznaczenia wzmocnień regulatora zastosowano następujące macierze wagowe:

$$\mathbf{Q}_{bi} = \begin{bmatrix} 1.0 \times 10^{-3} & 0 & 0 \\ 0 & 4.0 \times 10^{-3} & 0 \\ 0 & 0 & 3.0 \times 10^3 \end{bmatrix}, R_{bi} = 1.0 \quad (3.23)$$

Wyznaczone współczynniki macierzy zapewniają pożądaną dynamikę odpowiedzi układu, utrzymywanie wartości wybranych zmiennych stanu w dopuszczalnych zakresach oraz ograniczenie szumów pomiarowych. Jako, że algorytm regulacji przeznaczony jest do implementacji w układzie mikrokontrolerowym, podczas syntezy regulatora zastosowano funkcję *lqrd* z pakietu Control System Toolbox wchodzącego w skład środowiska Matlab, która zwraca współczynniki wzmocnień dla dyskretnego regulatora. Otrzymano następujące wartości wektora wzmocnień regulatora zaprojektowanego dla przekształtnika DC/DC:

$$K_{bi} = \begin{bmatrix} 0.2262 & 0.0504 & 42.9588 \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

Schemat blokowy dyskretnego regulatora napięcia wyjściowego przekształtnika DC/DC przedstawiony został na rysunku 3.5. Ze względu na fakt, iż opracowany algorytm regulacji przeznaczony jest do implementacji w układzie mikroprocesorowym, konieczne było zastąpienie całkowania jego dyskretnym odpowiednikiem. Zaimplementowana w mikrokontrolerze metoda bazuje na metodzie Eulera tzw. metoda prostokątów wstecz.



Rysunek 3.5. Schemat blokowy dyskretnego regulatora napięcia przekształtnika DC/DC

### 3.2.2. Regulator składowej prądu $i_{sd}$ oraz prędkości kątowej silnika PMSM

Ze względu na nieliniowy oraz niestacjonarny charakter przyjętego modelu silnika PMSM proces syntezy regulatora okazuje się być znacznie bardziej skomplikowany, aniżeli dla liniowego modelu przekształtnika DC/DC. W pierwszej kolejności należy dokonać linearyzacji otrzymanego modelu silnika PMSM, tak aby wyeliminować zmienne stanu z macierzy  $\mathbf{A}_p$ . Jedną z metod linearyzacji jest linearyzacja poprzez sprzężenie zwrotne (tzw. odsprężanie (*ang. decoupling*)) [92, 99, 101], która polega na wprowadzeniu do równania dodatkowych dwóch zmiennych opisanych zależnością:

$$u_{od}(t) = -\frac{p\omega_m(t)L_s i_{sq}(t)}{K_p(t)} \quad (3.25)$$

$$u_{oq}(t) = \frac{p\omega_m(t)(L_s i_{sd}(t) + \psi_f)}{K_p(t)} \quad (3.26)$$

Równania napięciowe (3.6) i (3.7) można przekształcić do następującej postaci:

$$K_p(t)u_{sd}(t) = L_s \frac{di_{sd}(t)}{dt} + R_s i_{sd}(t) - L_s p\omega_m(t) i_{sq}(t) \quad (3.27)$$

$$K_p(t)u_{sq}(t) = L_s \frac{di_{sq}(t)}{dt} + R_s i_{sq}(t) + L_s p\omega_m(t) i_{sd}(t) + p\psi_f \omega_m(t) \quad (3.28)$$

Odejmując stronami od równania (3.27) iloczynu  $K_p(t)u_{od}(t)$  oraz od równania (3.28) iloczynu  $K_p(t)u_{oq}(t)$  otrzymuje się równania napięciowe w postaci:

$$K_p(t)(u_{sd}(t) - u_{od}(t)) = L_s \frac{di_{sd}(t)}{dt} + R_s i_{sd}(t) \quad (3.29)$$

$$K_p(t)(u_{sq}(t) - u_{oq}(t)) = L_s \frac{di_{sq}(t)}{dt} + R_s i_{sq}(t) \quad (3.30)$$

Równania (3.29) i (3.30) opisują liniowy niestacjonarny model silnika PMSM, ponieważ wyeliminowano z niego iloczyny prądów i prędkości kątowej, natomiast pozostawiono zmienny współczynnik wzmocnienia  $K_p(t)$ . Po zastąpieniu różnicy napięć w równaniu (3.29) zmienną  $u_{ld}(t)$  oraz różnicy napięć w równaniu (3.30) zmienną  $u_{lq}(t)$  uzyskuje się następującą postać modelu silnika PMSM w przestrzeni zmiennych stanu:

$$\frac{d\mathbf{x}_{lp}(t)}{dt} = \mathbf{A}_{lp}\mathbf{x}_{lp}(t) + \mathbf{B}_{lp}\mathbf{u}_{lp}(t) + \mathbf{E}_{lp}d_{lp}(t) \quad (3.31)$$

$$\mathbf{x}_{lp}(t) = \begin{bmatrix} i_{sd}(t) \\ i_{sq}(t) \\ \omega_m(t) \end{bmatrix}, \mathbf{A}_{lp} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{K_t}{J_m} & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B}_{lp} = \begin{bmatrix} \frac{K_p(t)}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{K_p(t)}{L_s} \\ 0 & 0 \end{bmatrix},$$

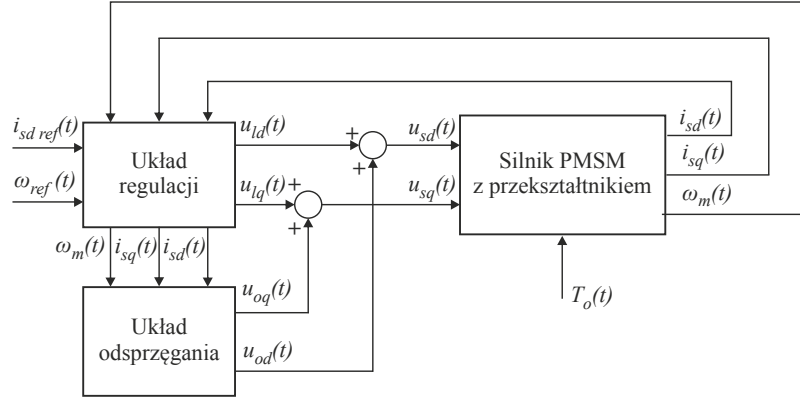
$$\mathbf{u}_{lp}(t) = \begin{bmatrix} u_{ld}(t) \\ u_{lq}(t) \end{bmatrix}, \mathbf{E}_{lp} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{J_m} \end{bmatrix}, d_{lp}(t) = T_o(t).$$

gdzie:  $u_{ld}(t)$ ,  $u_{lq}(t)$  - sygnały sterujące w osiach  $d$  i  $q$  dla zlinearyzowanego modelu silnika.

Zlinearyzowany model silnika PMSM (3.31) wymaga wprowadzenia dodatkowego bloku odsprężenia do struktury układu sterowania (rys. 3.6). Sygnały sterujące  $u_{ld}(t)$  i  $u_{lq}(t)$  wyznaczane są dla liniowego modelu, przez co konieczne jest dodanie do nich sygnałów  $u_{od}(t)$



i  $u_{oq}(t)$  pochodzących z bloku odsprzęgania, które są generowane jako nieliniowe oraz skrośne zależności między prądami a prędkością kątową silnika. Układ odsprzęgania realizuje operacje matematyczne opisane wzorami (3.25) oraz (3.26).



Rysunek 3.6. Schemat blokowy układu regulacji z układem odsprzęgania

Podobnie jak w przypadku przekształtnika DC/DC, także dla silnika PMSM konieczne jest wprowadzenie dodatkowych zmiennych stanu odpowiadającym wewnętrznemu modelowi sygnału referencyjnego [33, 65]. W celu zapewnienia odpowiedniej strategii sterowania prądem (zerowanie składowej  $i_{sd}(t)$ ) oraz braku uchybu ustalonego prędkości kątowej dla skokowych zmian momentu obciążenia i prędkości zadanej wprowadzono dwie dodatkowe zmienne stanu [64, 103]. Rozszerzony model w przestrzeni zmiennych stanu po pominięciu obciążenia przyjmuje postać: [62, 103]:

$$\frac{d\mathbf{x}_{lpi}(t)}{dt} = \mathbf{A}_{lpi}\mathbf{x}_{lpi}(t) + \mathbf{B}_{lpi}\mathbf{u}_{lpi}(t) \quad (3.32)$$

$$\mathbf{x}_{lpi}(t) = \left[ i_{sd}(t) \quad e_{idi}(t) \quad i_{sq}(t) \quad \omega_m(t) \quad e_{\omega i}(t) \right]^T, \quad \mathbf{u}_{lpi}(t) = \left[ u_{id}(t) \quad u_{iq}(t) \right]^T,$$

$$\mathbf{A}_{lpi} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{K_t}{J_m} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_{lpi} = \begin{bmatrix} \frac{K_p(t)}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{K_p(t)}{L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix},$$

Wektor stanu został rozszerzony o dwie zmienne. Pierwsza z nich odpowiada całce z błędu prądu w osi  $d$ :

$$e_{idi}(t) = \int_0^T [i_{sd}(\tau) - i_{sdref}(t)] d\tau \quad (3.33)$$

Druga zmienna odpowiada całce z błędem prędkości kątownej silnika:

$$e_{\omega i}(t) = \int_0^T [\omega_m(\tau) - \omega_{ref}(t)] d\tau \quad (3.34)$$

Prawo sterowania dla silnika PMSM opisanego zlinearyzowanymi równaniami stanu (3.32) przyjmuje następującą postać:

$$\begin{bmatrix} u_{ld}(t) \\ u_{lq}(t) \end{bmatrix} = -\mathbf{K}_{lpi} \mathbf{x}_{lpi}(t) = \begin{bmatrix} k_{id1} & k_{eidi1} & k_{iq1} & k_{\omega m1} & k_{e\omega i1} \\ k_{id2} & k_{eidi2} & k_{iq2} & k_{\omega m2} & k_{e\omega i2} \end{bmatrix} \mathbf{x}_{lpi}(t) \quad (3.35)$$

Jednak ze względu na niestacjonarny charakter układu, spowodowany zmiennym wzmocnieniem  $K_p(t)$ , wartości współczynników wzmocnień regulatora będą zależne od punktu pracy napędu z silnikiem PMSM. Taki stan rzeczy wymusza opracowanie przestrajanego regulatora ze sprzężeniem od wektora stanu [21, 48, 51, 62, 103]. Proces syntezy polega na wyznaczeniu pewnego zbioru regulatorów dla różnych punktów pracy, definiowanych przez aktualną wartość wzmocnienia przekształtnika  $K_p(t)$ . W takim przypadku cały proces sprowadza się do znalezienia rozwiązań równania Riccatiego dla wybranego wskaźnika jakości opisanego równaniem (3.18). W tym celu konieczne jest określenie wartości macierzy wagowych  $\mathbf{Q}$  i  $\mathbf{R}$ . Metodą prób i błędów wyznaczone zostały następujące macierze wagowe:

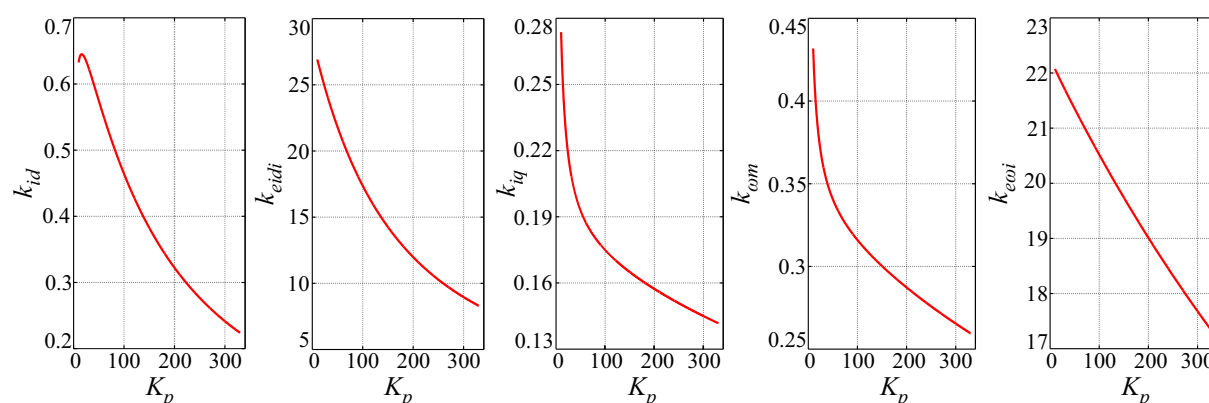
$$\mathbf{Q}_{lpi} = \begin{bmatrix} 6.0 \times 10^{-1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 8.0 \times 10^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 3.0 \times 10^{-2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 5.0 \times 10^{-2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 5.0 \times 10^2 \end{bmatrix}, \mathbf{R}_{lpi} = \begin{bmatrix} 1.0 & 0 \\ 0 & 1.0 \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

Wyznaczone współczynniki macierzy zapewniają pożądaną dynamikę odpowiedzi układu poprzez utrzymywanie wartości wybranych zmiennych stanu w założonych zakresach oraz ograniczenie wpływu szumów pomiarowych. Przyjęto założenie, że dopuszczalny zakres

wartości wzmocnień przekształtnika  $K_p$  mieści się w zakresie [10; 330]. Po wykonaniu procesu syntezy wzmocnień regulatora okazało się, że aż 5 spośród 10 współczynników przyjmuje wartości bardzo bliskie zeru, przez co można przyjąć je jako zerowe. Po uwzględnieniu tego faktu prawo sterowania (3.35) przyjmuje następującą postać:

$$\begin{bmatrix} u_{1d}(t) \\ u_{1q}(t) \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} k_{id}(K_p) & k_{eidi}(K_p) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & k_{iq}(K_p) & k_{\omega m}(K_p) & k_{e\omega i}(K_p) \end{bmatrix} \mathbf{x}_{lpi}(t) \quad (3.37)$$

gdzie:  $k_{id}(K_p)$  - wartość wzmocnienia dla prądu  $i_{sd}(t)$ ,  $k_{eidi}(K_p)$  - wartość wzmocnienia dla całki z uchybu prądu  $e_{idi}(t)$ ,  $k_{iq}(K_p)$  - wartość wzmocnienia dla prądu  $i_{sq}(t)$ ,  $k_{\omega m}(K_p)$  - wartość wzmocnienia dla prędkości kątovej silnika  $\omega_m(t)$ ,  $k_{e\omega i}(K_p)$  - wartość wzmocnienia dla całki z uchybu prędkości kątovej  $e_{\omega i}(t)$ . Otrzymane zależności współczynników wzmocnień regulatora przedstawiono na rysunku 3.7. Charakterystyka wartości wzmocnień regulatora w

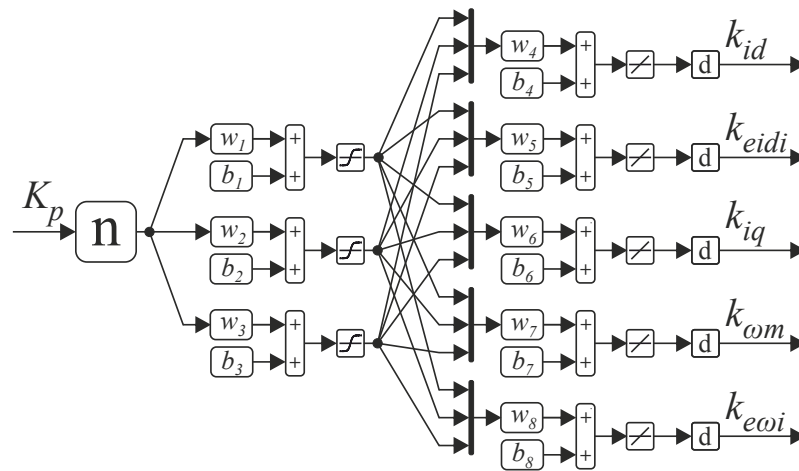


Rysunek 3.7. Zależności wartości wzmocnień regulatora od wartości wzmocnienia  $K_p$  przekształtnika DC/AC

funkcji współczynnika wzmocnienia przekształtnika  $K_p$  jest mocno nieliniowa dla prawie wszystkich parametrów ( $k_{id}$ ,  $k_{eidi}$ ,  $k_{iq}$ ,  $k_{\omega m}$ ). W tym przypadku satysfakcjonujący poziom ich aproksymacji możliwy jest do osiągnięcia przy pomocy wielomianów co najmniej piątego rzędu. Aproksymacja pięciu współczynników przy wykorzystaniu funkcji wielomianowych piątego i wyższych rzędów wymaga wielu operacji mnożenia oraz sumowania. Całość natomiast należy zaimplementować w mikrokontrolerze, co wymaga odpowiedniego przydziału zasobów oraz zajmuje stosunkowo dużo czasu obliczeniowego, który w rzeczywistym układzie jest ograniczony. Z tego też powodu postanowiono zastosować sztuczną sieć neuronową (*ang. Artificial Neural Network - ANN*) do aproksymacji współczynników wzmocnień regulatora. Sieci neuronowe bardzo dobrze nadają się aproksymowania nieliniowych funkcji [37, 62, 67,

68, 103]. Przeprowadzona analiza wskazuje na mniejszą złożoność obliczeniową sztucznej sieci neuronowej w porównaniu z aproksymatorem wielomianowym. Ważną cechą sztucznych sieci neuronowych jest umiejętność generalizacji nabytej wiedzy podczas procesu uczenia. Cecha ta pozwala na prawidłową aproksymację także dla punktów, które nie zostały uwzględnione podczas procesu uczenia [37, 67, 68].

Zastosowano jednokierunkową sieć neuronową o jednym wejściu, trzech neuronach w warstwie wejściowej, pięciu neuronach w warstwie wyjściowej oraz pięciu wyjściach, po jednym dla każdego aproksymowanego współczynnika. Wejściowa wartość wzmocnienia przekształtnika jest normalizowana do zakresu  $[-1; 1]$ , natomiast na wyjściu następuje de-normalizacja odpowiednio do aproksymowanego współczynnika (rys. 3.8). Zastosowano sigmoidalną funkcję aktywacji dla neuronów w warstwie wejściowej oraz liniową dla neuronów w warstwie wyjściowej. Podczas uczenia wykorzystano metodę wstecznej aproksymacji błędu, natomiast uczenie zrealizowano w trybie *off-line*. Jako wskaźnik jakości podczas procesu uczenia sztucznej sieci neuronowej zastosowano błąd średniokwadratowy, który po 1000 iteracjach wynosił  $1.77 \times 10^{-5}$ . Wagi wejściowe  $w_1 \div w_3$  są jednoelementowymi macierzami,



Rysunek 3.8. Struktura zaimplementowanej sztucznej sieci neuronowej

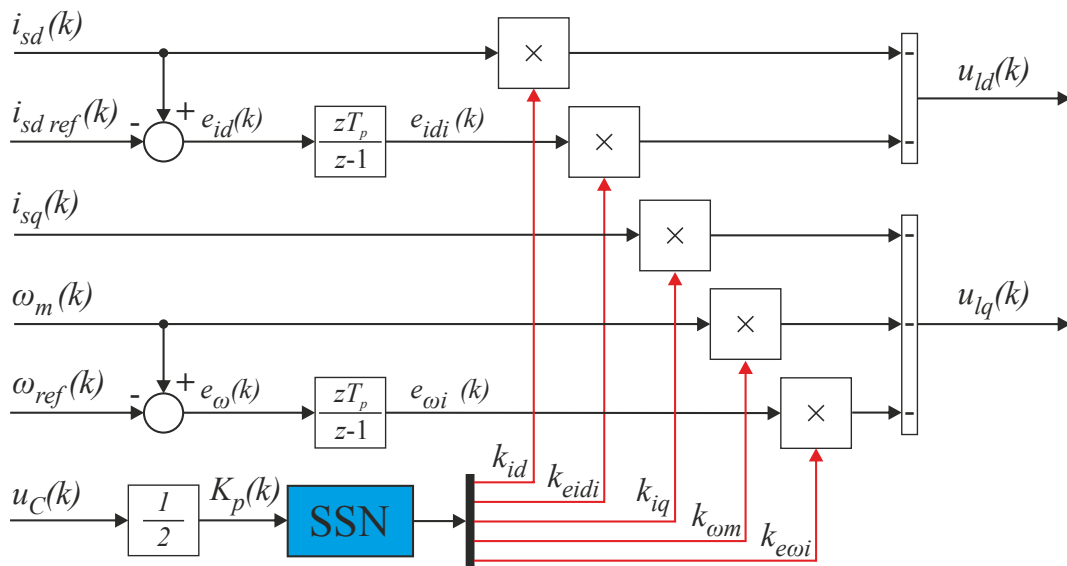
podobnie jak wszystkie współczynniki przesunięcia  $b_1 \div b_8$ . Natomiast wagi wyjściowe sieci  $w_4 \div w_8$  są macierzami o rozmiarach  $(1 \times 3)$ .

Po uwzględnieniu prawa sterowania (3.37) dla niestacjonarnego, zlinearyzowanego modelu silnika PMSM oraz dodaniu sygnałów referencyjnych  $i_{sref}(t)$  oraz  $\omega_{ref}(t)$  otrzymujemy następującą zależność:

$$\frac{dx_{lpi}(t)}{dt} = [\mathbf{A}_{lpi} - \mathbf{B}_{lpi}(K_p)\mathbf{K}_{lpi}(K_p)] + \mathbf{F}_{lpi}\mathbf{r}_{lpi} \quad (3.38)$$

$$\mathbf{F}_{lpi} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}^T, \mathbf{r}_{lpi}(t) = \begin{bmatrix} i_{sdref}(t) \\ \omega_{ref}(t) \end{bmatrix}.$$

Uzyskany niestacjonarny model stanowy odpowiada układowi pracującemu w zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego. W tym przypadku, podobnie jak dla przekształtnika DC/DC, układ regulacji przeznaczony jest do implementacji w układzie mikrokontrolerowym, z tego powodu konieczne było zastąpienie całkowania jego dyskretnym odpowiednikiem. Zaimplementowana metoda bazuje na metodzie Eulera, tzw. metoda prostokątów wstecz. Schemat blokowy zaimplementowanego, dyskretnego regulatora bazującego na sprzężeniu od wektora stanu oraz sztucznej sieci neuronowej przedstawiono na rysunku 3.9.



Rysunek 3.9. Schemat blokowy dyskretnego regulatora składowej prądu  $i_{sd}(t)$  oraz prędkości  $\omega_m(t)$  kątowej silnika PMSM

Regulator ze sprzężeniem od wektora stanu składa się z jednej kompleksowej struktury pozwalającej regulować prędkość kątową silnika  $\omega_m(t)$  oraz składową prądu  $i_{sd}(t)$ . Ze względu na swoją budowę, w przeciwieństwie do struktury kaskadowej, nie ma tutaj wewnętrznych pętli regulacji, co przekłada się na brak wewnętrznego sygnału zadanego składowej prądu  $i_{sq}(t)$  pochodzącego z wyjścia regulatora prędkości kątowej. W związku z tym, nie można tutaj zrealizować kompensacji momentu zaczepowego w standardowy sposób poprzez dodanie odpowiedniej składowej do wartości referencyjnej prądu w osi  $q$ , tak jak jest to realizowane w kaskadowej strukturze regulacji [24, 69, 86]. Z tego powodu postanowiono zastosować bezpośrednie sprzężenie w przód od momentu zaczepowego. Takie rozwiązanie oddziałuje bezpośrednio na sygnał sterujący dodając do niego odpowiednią składową pochodzącą

od momentu zaczepowego. Dzięki takiemu rozwiązaniu kompensacja nie jest dodatkowo uzależniona od dynamiki regulatora prądu  $i_{sq}(t)$ , jak ma to miejsce w strukturze kaskadowej, ale jedynie od samej dynamiki narastania składowej prądu w osi  $q$ . Proces syntezy sprzężenia w przód omówiono szczegółowo w kolejnej części niniejszego podrozdziału.

### 3.2.3. Sprzężenie w przód z wykorzystaniem estymowanego momentu obciążenia i aktualnego wzmocnienia przekształtnika DC/DC

Zagadnienie kompensacji momentu oporowego omówione zostanie dla zlinearyzowanego modelu silnika PMSM z uwzględnieniem opracowanej struktury niestacjonarnego regulatora bazującego na sprzężeniu od wektora stanu. Zastosowanie sprzężenia od obciążenia ma za zadanie poprawić własności dynamiczne układu w przypadku występowania zmiennego obciążenia oraz dodatkowo zapewnić kompensację momentu zaczepowego. Wprowadzenie kompensacji zakłócenia do zaprojektowanego układu regulacji wymaga zapisania równania modelu (3.31) w stanie ustalonym [49, 72]:

$$\frac{d\mathbf{x}_{ss}}{dt} = \mathbf{A}_{lp}\mathbf{x}_{ss} + \mathbf{B}_{lp}\mathbf{u}_{ss} + \mathbf{E}_{lp}d_{lp}(t) \quad (3.39)$$

gdzie:  $\mathbf{x}_{ss}$  - wektor zmiennych stanu w stanie ustalonym,  $\mathbf{u}_{ss}$  - wektor sygnałów wejściowych w stanie ustalonym. Równanie (3.39) zostało sformułowane przy założeniu, że wartość zakłócenia pozostaje niezmienna w stanie przejściowym oraz ustalonym [49, 72].

Odejmując stronami równanie (3.39) od równania (3.31) otrzymuje się następującą zależność:

$$\frac{d\mathbf{x}_{lp}(t)}{dt} - \frac{d\mathbf{x}_{ss}}{dt} = \mathbf{A}_{lp}[\mathbf{x}_{lp}(t) - \mathbf{x}_{ss}] + \mathbf{B}_{lp}[\mathbf{u}_{lp}(t) - \mathbf{u}_{ss}] + \mathbf{E}_{lp}[d_{lp}(t) - d_{lp}(t)] \quad (3.40)$$

Powyższą zależność należy przekształcić do tzw. modelu szczałkowego (*ang. residual model*). W otrzymanym równaniu wyeliminowany został wektor zakłócenia  $d_{lp}(t)$  [49, 72]:

$$\frac{d\tilde{\mathbf{x}}(t)}{dt} = \mathbf{A}_{lp}\tilde{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}_{lp}\tilde{\mathbf{u}}(t) \quad (3.41)$$

gdzie:

$$\tilde{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{x}_{lp}(t) - \mathbf{x}_{ss} \quad (3.42)$$

$$\tilde{\mathbf{u}}(t) = \mathbf{u}_{lp}(t) - \mathbf{u}_{ss} \quad (3.43)$$

są wektorami odchyłeń od stanu ustalonego. Prawo sterowania dla (3.41) przyjmuje postać:

$$\tilde{\mathbf{u}}(t) = -\mathbf{K}_x(K_p)\tilde{\mathbf{x}}(t) \quad (3.44)$$

gdzie:

$$\mathbf{K}_x(K_p) = \begin{bmatrix} k_{id}(K_p) & 0 & 0 \\ 0 & k_{iq}(K_p) & k_{\omega m}(K_p) \end{bmatrix} \quad (3.45)$$

Podstawiając do prawa sterowania (3.44) równania (3.42) oraz (3.43) otrzymuje się zależność:

$$\mathbf{u}_{lp}(t) - \mathbf{u}_{ss} = -\mathbf{K}_x(K_p)[\mathbf{x}_{lp}(t) - \mathbf{x}_{ss}] \quad (3.46)$$

Po obustronnym dodaniu  $\mathbf{u}_{ss}$  do (3.46) uzyskuje się:

$$\mathbf{u}_{lp}(t) = -\mathbf{K}_x(K_p)[\mathbf{x}_{lp}(t) - \mathbf{x}_{ss}] + \mathbf{u}_{ss} \quad (3.47)$$

Odpowiednio grupując zmienne otrzymuje się:

$$\mathbf{u}_{lp}(t) = -\mathbf{K}_x(K_p)\mathbf{x}_{lp}(t) + \begin{bmatrix} \mathbf{K}_x(K_p) & \mathbf{I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{ss} \\ \mathbf{u}_{ss} \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

gdzie:  $\mathbf{I} = \text{diag}([1 \ 1])$ .

W celu uwzględnienia kompensacji momentu obciążenia w prawie sterowania (3.48) konieczne jest wyznaczenie zależności opisującej wektor kolumnowy, składający się z wektora zmiennych stanu oraz sygnałów wejściowych w stanie ustalonym w odniesieniu do zakłócenia  $d_{lp}(t)$ . Zapisując równanie stanu (3.31) z uwzględnieniem wektora kolumnowego otrzymujemy:

$$\frac{d\mathbf{x}_{lp}(t)}{dt} = \mathbf{G}(K_p) \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{lp}(t) \\ \mathbf{u}_{lp}(t) \end{bmatrix} + \mathbf{E}_{ld}d_{lp}(t) \quad (3.49)$$

$$\mathbf{G}(K_p) = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{lp} & \mathbf{B}_{lp}(K_p) \end{bmatrix} \quad (3.50)$$

Powyższe równanie w stanie ustalonym przyjmuje następującą postać:

$$\mathbf{0} = \mathbf{G}(K_p) \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{ss} \\ \mathbf{u}_{ss} \end{bmatrix} + \mathbf{E}_{lp} d_{lp}(t) \quad (3.51)$$

Zależność opisująca poszukiwany wektor kolumnowy przyjmuje formę:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_{ss} \\ \mathbf{u}_{ss} \end{bmatrix} = -\mathbf{G}^{-1}(K_p) \mathbf{E}_{lp} d_{lp}(t) \quad (3.52)$$

Podstawiając zależność (3.52) do prawa sterowania (3.48) otrzymuje się:

$$\mathbf{u}_{lp}(t) = -\mathbf{K}_x(K_p) \mathbf{x}_{lp}(t) - \begin{bmatrix} \mathbf{K}_x(K_p) & \mathbf{I} \end{bmatrix} \mathbf{G}^{-1}(K_p) \mathbf{E}_{lp} d_{lp}(t) \quad (3.53)$$

Wprowadzając oznaczenie drugiego składnika (3.53) w postaci:

$$\mathbf{K}_{ffd}(K_p) = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_x(K_p) & \mathbf{I} \end{bmatrix} \mathbf{G}^{-1}(K_p) \mathbf{E}_{lp} = \begin{bmatrix} k_{ffd1}(K_p) & k_{ffd2}(K_p) \end{bmatrix}^T \quad (3.54)$$

prawo sterowania (3.48) można zapisać w następującej formie:

$$\mathbf{u}_{lp}(t) = -\mathbf{K}_x(K_p) \mathbf{x}_{lp}(t) - \mathbf{K}_{ffd}(K_p) d_{lp}(t) \quad (3.55)$$

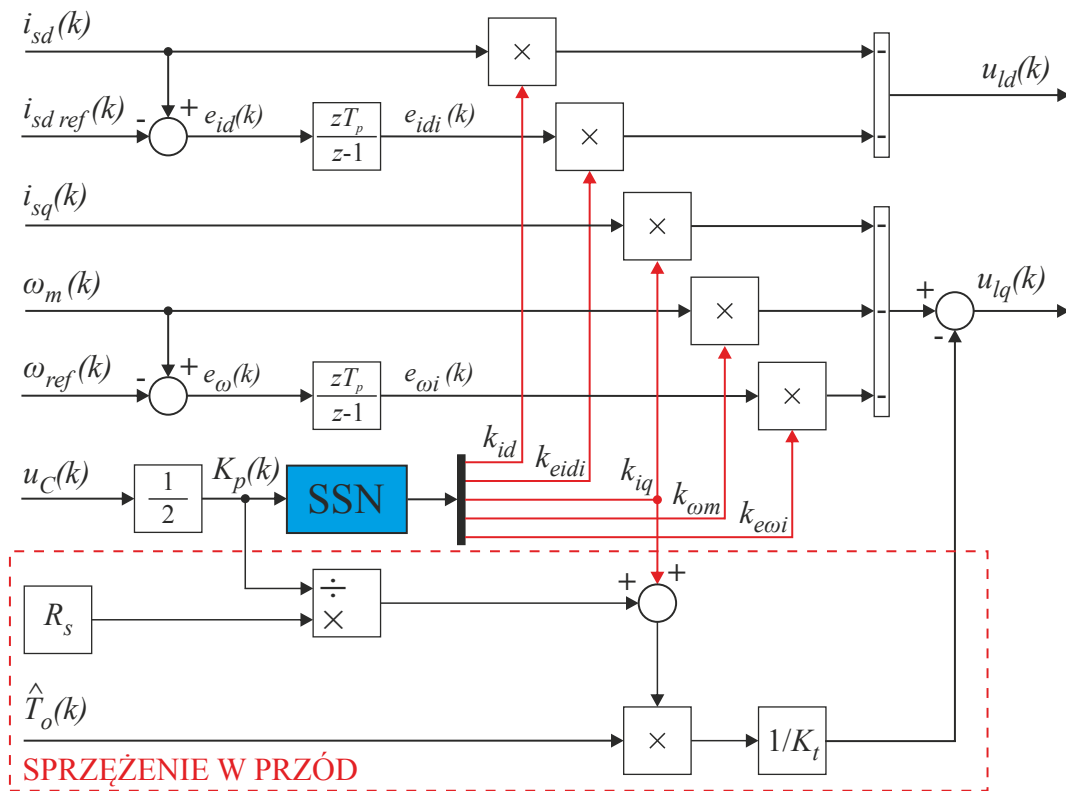
Uwzględniając w powyższym równaniu prawa sterowania wprowadzony do regulatora wewnętrzny model sygnału referencyjnego otrzymuje się ostateczne prawo sterowania w postaci:

$$\mathbf{u}_{lpi}(t) = -\mathbf{K}_{lpi}(K_p) \mathbf{x}_{lpi}(t) - \mathbf{K}_{ffd}(K_p) d_{lpi}(t) \quad (3.56)$$

W przypadku przestrajanego regulatora wartość wzmocnień toru kompensacji momentu obciążenia jest także zależna od aktualnej wartości wzmocnienia przekształtnika. W praktyce konieczne jest, o ile to możliwe, określenie tej zależności w postaci funkcji zależnej od pozostałych współczynników wzmocnienia. Po dokonaniu odpowiednich przekształceń otrzymuje się następującą zależność [99]:

$$\begin{bmatrix} k_{ffd1}(K_p) \\ k_{ffd2}(K_p) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{R_s + K_p(t)k_{iq}(K_p)}{K_p(t)K_t} \end{bmatrix} \quad (3.57)$$

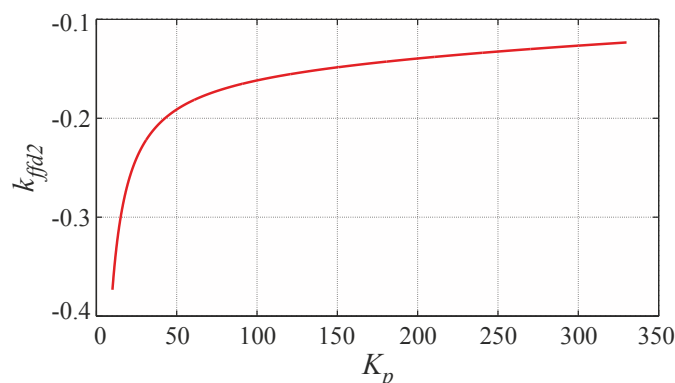




Rysunek 3.10. Schemat blokowy dyskretnego regulatora składowej prądu  $i_{sd}(t)$  oraz prędkości kątowej  $\omega_m(t)$  silnika PMSM z dodatkową kompensacją zakłócenia

Schemat blokowy dyskretnego przestrzajanego regulatora bazującego na sprzężeniu od wektora stanu z dodatkowym torem kompensacji zakłócenia przedstawiono na rysunku 3.10.

Na podstawie otrzymanych zależności (3.57) można wnioskować, że zakłócenie nie ma bezpośredniego wpływu na tor regulacji w osi  $d$ , dlatego współczynnik wzmocnienia przyjmuje wartość zero. W przypadku toru regulacji w osi  $q$  widoczna jest zależność od wartości wzmocnienia przekształtnika  $K_p$  oraz od współczynnika  $k_{iq}(K_p)$ . Zależność współczynnika sprzężenia od momentu obciążenia  $k_{ffd2}(K_p)$  przedstawiono na rysunku 3.11.



Rysunek 3.11. Wartość współczynnika sprzężenia w przód w funkcji wzmocnienia przekształtnika

### 3.2.4. Predykcyjne ograniczenie wartości prądu

W układach regulacji bazujących na sprzężeniu od wektora stanu nie występuje kaskadowe połączenie regulatorów tak jak w przypadku tradycyjnej kaskadowej struktury regulacji z regulatorami typu PID [7]. Uniemożliwia to nakładanie ograniczeń na zmienne stanu w sytuacji, gdy amplituda sygnału referencyjnego ulega zmianie [107]. Z tego względu regulatory liniowo - kwadratowe zapewniają utrzymywanie zmiennych stanu w żądanych przedziałach poprzez odpowiedni dobór współczynników wzmocnień dla sygnału referencyjnego o określonej amplitudzie. Wiąże się to z koniecznością ograniczenia dynamiki układu regulacji i nie gwarantuje poprawnej pracy dla innej amplitudy sygnału zadanego [101, 104].

W przypadku silnika PMSM jednym z krytycznych parametrów jego pracy jest maksymalna wartość prądu przepływającego przez uzwojenia silnika. Ograniczenie zmiennych stanu jest możliwe do realizacji stosując model predykcyjny obiektu (*ang. model predictive*) [17]. Możliwe są dwa podejścia do problemu. Pierwsze z nich polega na uwzględnieniu ograniczeń podczas syntezy regulatora, drugie natomiast polega na syntezy regulatora bez uwzględnienia ograniczeń i dodanie ich *a posteriori* do układu regulacji [6, 101, 105, 108]. W związku z pierwszą metodą stosowane jest kosztowne obliczeniowo sterowanie predykcyjne (*ang. Model Predictive Control*) [15, 20, 25, 55, 101]. Z tego względu zdecydowano się na zastosowanie metody MPAC (*z ang. Model Predictive Approach Constraints*) [101, 104], która posiada niską złożoność obliczeniową oraz bazuje na wprowadzeniu ograniczeń *a posteriori*. Przyjęta strategia sterowania opiera się na zerowaniu składowej prądu w osi  $d$ , dlatego ograniczenie wartości prądu dotyczy w tym przypadku jedynie osi  $q$ .

W celu wprowadzenia ograniczenia konieczne jest zastosowanie równania (3.7) z uwzględnieniem zależności (3.8) oraz (3.13). Otrzymuje się następującą zależność:

$$u_{sq}(t)K_p(t) = L_s \frac{di_{sq}(t)}{dt} + R_s i_{sq}(t) + p\omega_m(t)[L_s i_{sd}(t) + \psi_f] \quad (3.58)$$

Stosując dyskretyzację metodą ZOH (*z ang. Zero-Order Hold*) z okresem próbkowania  $T_p$  równanie (3.58) zostaje przekształcone do postaci [17, 101]:

$$u_{sq}(k)K_p(k) = \frac{1}{\delta} i_{sq}(k+1) - \frac{\chi}{\delta} i_{sq}(k) + p\omega_m(k)[L_s i_{sd}(k) + \psi_f] \quad (3.59)$$

gdzie:  $\delta = \frac{1}{R_s}(1 - e^{-T_s R_s/L_s})$ ,  $\chi = e^{-T_s R_s/L_s}$ . Przekształcając powyższe równanie otrzymujemy następującą dyskretną zależność:

$$u_{sq}(k) = \frac{1}{K_p(k)} \left[ \frac{1}{\delta} i_{sq}(k+1) - \frac{\chi}{\delta} i_{sq}(k) + p\omega_m(k)[L_s i_{sd}(k) + \psi_f] \right] \quad (3.60)$$

Uwzględniając w otrzymanym równaniu napięciowym (3.60) maksymalną, dopuszczalną wartość prądu  $\pm I_N$  w osi  $q$  otrzymuje się równania pozwalające określić maksymalną oraz minimalną dopuszczalną wartość dyskretnego sygnału sterującego  $u_{sq}(k)$ . Równania te przyjmują następującą postać:

$$u_{sq\ min}(k) = \frac{1}{K_p(k)} \left[ -\frac{1}{\delta} I_N - \frac{\chi}{\delta} i_{sq}(k) + p\omega_m(k)[L_s i_{sd}(k) + \psi_f] \right] \quad (3.61)$$

$$u_{sq\ max}(k) = \frac{1}{K_p(k)} \left[ \frac{1}{\delta} I_N - \frac{\chi}{\delta} i_{sq}(k) + p\omega_m(k)[L_s i_{sd}(k) + \psi_f] \right] \quad (3.62)$$

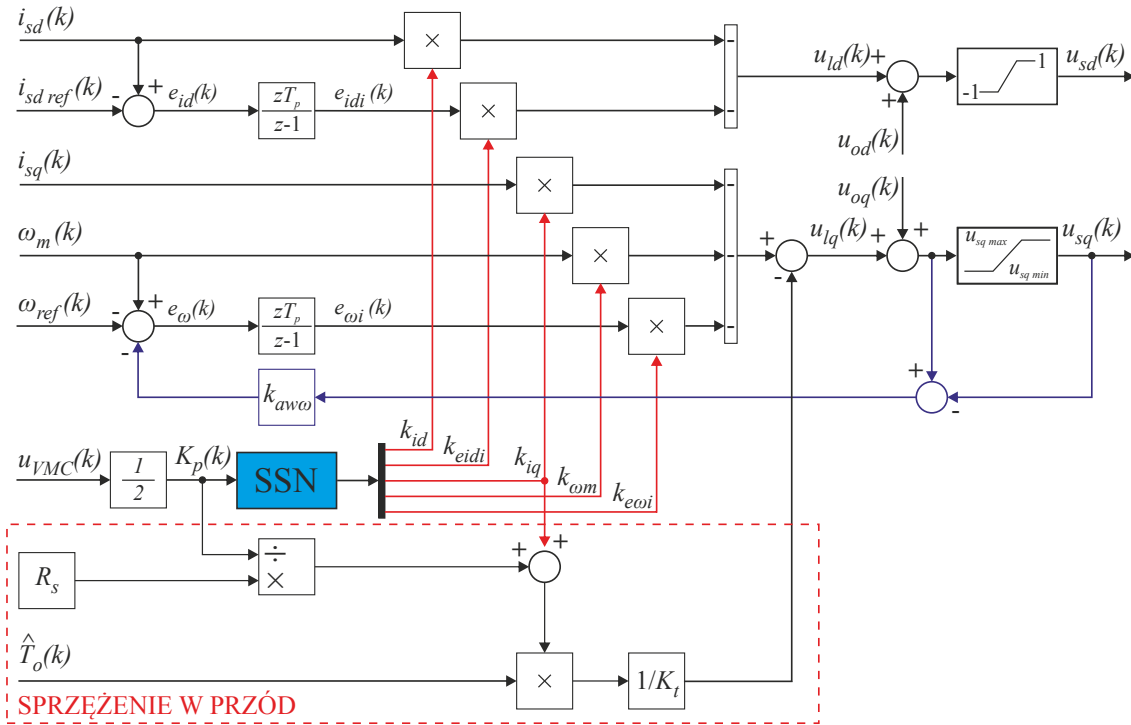
Nieprzekroczenie wyznaczonego zakresu przez sygnał sterujący  $u_{sq}(k)$  gwarantuje utrzymywanie wartości prądu  $i_{sq}(t)$  w przedziale  $[-I_N; I_N]$  [101, 104].

Wprowadzenie ograniczeń na sygnał sterujący, ze względu na występowanie całkowania, powoduje powstanie zjawiska *windup*, które ma negatywny wpływ na działanie układu regulacji skutkując powstawaniem przeregulowania, oscylacji oraz wydłużenie czasu regulacji [98]. Aby uniknąć tego zjawiska zaadaptowano metodę śledzenia wstecznego [93]. W metodzie tej różnica między sygnałami z ograniczeniem oraz bez jest wykorzystana jako sprzężenie zwrotne do wejścia bloku całkowania. Równanie opisujące operację dyskretnego całkowania wraz z zaimplementowanym układem *anti-windup* przyjmuje następującą postać:

$$e_{wi}(k) = e_{wi}(k-1) + T_p[\omega_m(k) - \omega_{ref}(k) - k_{awu}\Delta u_{aw}(k)] \quad (3.63)$$

gdzie:  $k_{awu}$  - wzmacnienie toru *anty-windup*,  $\Delta u_{awu}(k)$  - różnica wartości sygnału sterującego przed i za ograniczeniem. Schemat blokowy regulatora przedstawiono na rysunku 3.12.

Po wprowadzeniu ograniczeń składowej prądu  $i_{sq}(t)$  regulator przestaje być układem liniowym w pełnym zakresie pracy, przez co otrzymana struktura odpowiada regulatorowi ze sprzężeniem od wektora stanu z ograniczeniem składowej prądu  $i_{sq}(t)$ . Ograniczenia nałożone na sygnały  $u_{sd}(t)$  oraz  $u_{sq}(t)$  mają za zadanie zapewnić liniowy zakres pracy modulatora.



Rysunek 3.12. Schemat blokowy dyskretnego regulatora składowej prądu  $i_{sd}(t)$  oraz prędkości kątowej  $\omega_m(t)$  silnika PMSM z dodatkową kompensacją zakłócenia oraz ograniczeniem prądu

### 3.3. Wyznaczanie wartości referencyjnej napięcia obwodu pośredniczącego DC

Zgodnie z zaproponowaną w pracy metodą ograniczania tętnień momentu elektromagnetycznego silnika poprzez dopasowanie poziomu napięcia w obwodzie pośredniczącym falownika, podczas pracy napędu konieczne jest utrzymywanie napięcia obwodu pośredniczącego na poziomie, determinowanym przez punkt pracy i parametry silnika. Gwarantuje to prawidłowe działanie układu regulacji prędkości obrotowej napędu z silnikiem PMSM [118]. W celu wyznaczenia poszukiwanej zależności konieczne jest wykorzystanie modelu matematycznego silnika opisanego równaniami napięciowymi oraz strumieniowo - napięciowymi (3.6) - (3.9). Norma przestrzennego wektora napięcia opisana jest zależnością [10, 96, 116]:

$$|u_s(t)| = \sqrt{u_d^2(t) + u_q^2(t)} \quad (3.64)$$

Zakładając, że w stanie ustalonym wartość pochodnych  $\frac{di_{sd}(t)}{dt}$  oraz  $\frac{di_{sq}(t)}{dt}$  jest równa zero, po uwzględnieniu zależności (3.6) - (3.9) oraz (3.11) w równaniu (3.64) otrzymuje się:

$$|u_s(t)| = \sqrt{[R_s i_{sd}(t) - pL_s i_{sq}(t)\omega_m(t)]^2 + [R_s i_{sq}(t) + pL_s i_{sd}(t)\omega_m(t) + p\psi_f \omega_m(t)]^2} \quad (3.65)$$

Uwzględniając zastosowaną metodę sterowania, zakładając zerowanie składowej prądu  $i_{sd}(t)$ , oraz zależności (3.13), równanie (3.65) można przedstawić w następującej formie:

$$K_p(t) |u_{ss}(t)| = \sqrt{[R_s i_{sq}(t) + p\psi_f \omega_m(t)]^2 + [pL_s \omega_m(t) i_{sq}(t)]^2} \quad (3.66)$$

gdzie:  $u_{ss}(t)$  - norma przestrzennego wektora sygnału sterującego ( $\sqrt{u_{sd}^2(t) + u_{sq}^2(t)}$ ). Otrzymano uproszczoną zależność na wartość napięcia sterowania od punktu pracy silnika PMSM uwzględniającej wzmocnienie falownika. Chcąc wyznaczyć minimalną wartość wzmocnienia  $K_p(t)$  dla danego punktu pracy napędu konieczne jest przyjęcie kilku założeń: w stanie ustalonym moduł przestrzennego wektora napięcia sterującego równy jest jeden, prędkość kątowna  $\omega_m(t)$  równa jest prędkości referencyjnej  $\omega_{ref}(t)$ , składowa prądu  $i_{sq}(t)$  równoważy moment obciążenia oraz dostępna jest informacja dotycząca wartości aktualnego zakłócenia. Po uwzględnieniu przyjętych założeń oraz zależności (3.12) otrzymuje się poniższą postać równania:

$$K_{pmin}(\omega_{ref}(t), T_o(t)) = \sqrt{\left[ R_s \frac{T_o(t)}{K_t} + p\psi_f \omega_m(t) \right]^2 + \left[ pL_s \omega_m(t) \frac{T_o(t)}{K_t} \right]^2} \quad (3.67)$$

Chcąc na podstawie równania (3.67) wyznaczyć minimalną wartość napięcia DC należy przekształcić je z uwzględnieniem zależności (3.14). Ponadto zakładając, że referencyjna wartość napięcia obwodu pośredniczącego, dla danego punktu pracy, powinna posiadać 10% zapas wartości, otrzymuje się zależność w postaci:

$$U_{DCref}(\omega_{ref}(t), T_o(t)) = 2.2 \sqrt{\left[ R_s \frac{T_o(t)}{K_t} + p\psi_f \omega_m(t) \right]^2 + \left[ pL_s \omega_m(t) \frac{T_o(t)}{K_t} \right]^2} \quad (3.68)$$

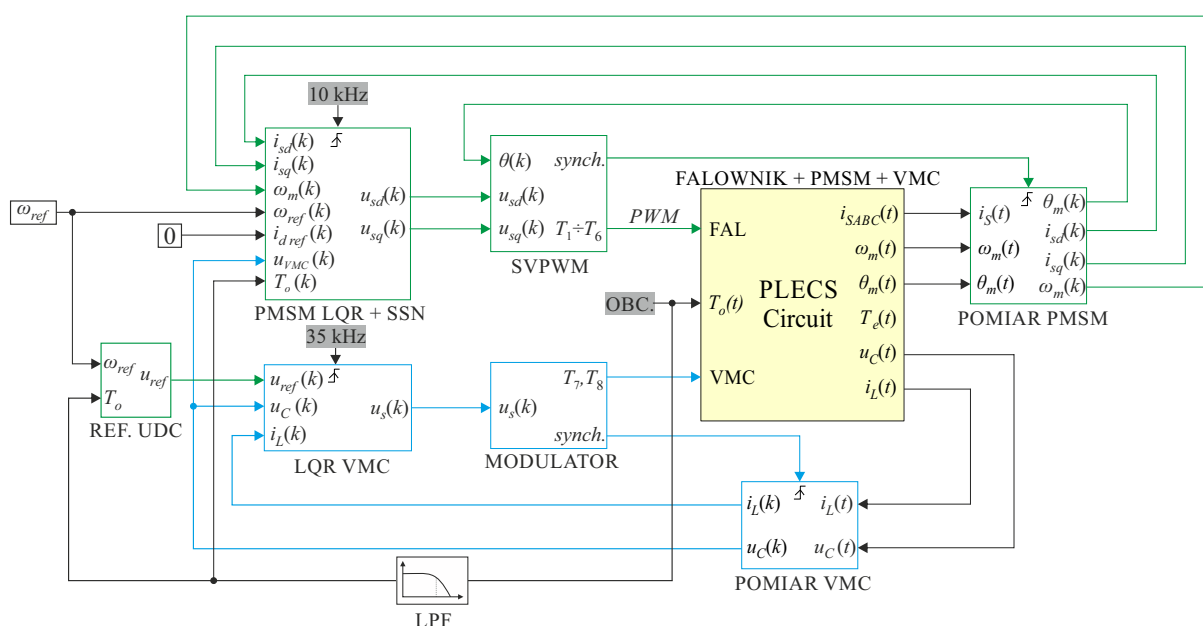
Otrzymana zależność (3.68) wskazuje, że wymagane napięcie obwodu DC jest determinowane przez punkt pracy definiowany przez wartość zadanej prędkości kątownej  $\omega_{ref}(t)$  oraz momentu obciążenia  $T_o(t)$ . Warto zauważyć, że w zależności 3.68 pierwszy składnik związany jest z indukowaną siłą elektromotoryczną oraz spadkiem napięcia na rezystancji uzwojeń, drugi natomiast związany jest ze spadkiem napięcia na indukcyjności.

### 3.4. Podsumowanie

W niniejszym rozdziale przedstawiono matematyczne modele obiektów sterowania opracowanych na podstawie odpowiednich równań napięciowych, strumieniowo-napięciowych oraz mechanicznych. Na ich bazie wyprowadzono modele przekształtnika DC/DC oraz silnika PMSM w przestrzeni zmiennych stanu. Następnie przeprowadzono proces syntezy regulatorów na bazie optymalizacji liniowo-kwadratowej. Opisano szczegółowo syntezę przestrajanego regulatora bazującego na sprzężeniu od wektora stanu przeznaczonego do regulacji prędkości obrotowej wału silnika. Do aproksymacji nieliniowych zależności współczynników wzmocnień regulatora zastosowano sztuczną sieć neuronową. Opisana została analityczna metoda wyznaczenia sprzężenia w przód dla regulatora o współczynnikach zależnych od napięcia obwodu pośredniczącego falownika, umożliwiająca poprawę właściwości dynamicznych układu podczas szybkich zmian zakłócenia. Wprowadzono ograniczenia składowej prądu w osi  $q$  uzyskując nieliniowy regulator prędkości kątovej silnika PMSM. Dodatkowo wyprowadzono zależność na zadaną wartość napięcia obwodu pośredniczącego bazującej na zadanym punkcie pracy układu.

## 4. Wyniki badań symulacyjnych

Badania symulacyjne opracowanego algorytmu regulacji układu z silnikiem PMSM zasilanego z 2-poziomowego mostkowego falownika napięcia o regulowanym napięciu obwodu pośredniczącego przeprowadzono za pomocą środowiska Matlab/Simulink/PLECS. Schemat blokowy utworzonego modelu symulacyjnego przedstawiono na rysunku 4.1.



Rysunek 4.1. Schemat blokowy modelu symulacyjnego

Opracowany model symulacyjny składa się z następujących elementów:

- blok zadawania prędkości kątovej,
- blok kalkulacji wartości referencyjnej napięcia obwodu pośredniczącego (REF. UDC),
- liniowo-kwadratowy regulator napięcia przekształtnika DC/DC (LQR VMC),
- blok składający się z: przestrajanego, liniowo-kwadratowego regulatora prędkości kątovej silnika PMSM wyposażonego w sprzężenie od zakłócenia oraz sztuczną sieć neuronową, układu odsprężania oraz układu ograniczającego wartość prądu  $i_{sq}(t)$  z *anty-windupem* (PMSM LQR + SSN),
- blok modulatora SVM odpowiedzialnego za przełączania tranzystorów ( $T_1 \div T_6$ ) modelu falownika (SVPWM),

- blok modulatora PWM odpowiedzialnego za przełączanie tranzystorów ( $T_7$  i  $T_8$ ) modelu przekształtnika DC/DC (MODULATOR),
- synchronizowanych bloków pomiarowych dla silnika oraz przekształtnika DC/DC (POMIAR PMSM, POMIAR VMC),
- model obwodu elektrycznego 2-poziomowego falownika napięcia o regulowanym napięciu obwodu DC wraz z silnikiem PMSM (FALOWNIK + PMSM + VMC).
- blok aproksymacji estymatora momentu obciążenia (LPF).

Sygnał referencyjny zadawany jest w postaci skokowych zmian prędkości kątowej. Wartość referencyjna  $u_{ref}(t)$  napięcia wyjściowego przekształtnika DC/DC jest wyznaczana na podstawie równania (3.68) w bloku REF UDC. Obliczenia wykonywane są dla zadanego punktu pracy silnika PMSM. Estymator momentu obciążenia został aproksymowany przy użyciu inercji pierwszego rzędu o stałej czasowej  $T_{est} = 8.0 \times 10^{-3}$ . Dyskretne regulatory wyzwalane są sygnałami zegarowymi, dzięki czemu działają one podobnie jak algorytmy realizowane w mikrokontrolerach. Blok regulatora napięcia przekształtnika DC/DC składa się z regulatora liniowo-kwadratowego (rys. 3.5), natomiast regulator prędkości kątowej silnika PMSM składa się z kilku elementów (rys. 3.12), tj. przestrajanego regulatora ze sprzężeniem od wektora stanu oraz sztuczną siecią neuronową aproksymującą wartości wzmocnień regulatora, sprzężenia w przód od zakłócenia, algorytmu odsprężania oraz układu pozwalającego ograniczać wartość prądu  $i_{sq}(t)$ . Blok modulatora silnika realizuje odwrotną transformację Parka [10, 74], a następnie na podstawie uzyskanych wartości napięć odpowiednio realizuje sekwencję przełączeń tranzystorów falownika. Modulator przekształtnika DC/DC zamienia sygnał sterujący regulatora na odpowiednią sekwencję przełączeń tranzystorów. Oba z wcześniej wymienionych bloków pełnią dodatkowo funkcję synchronizacji układów pomiarowych, które są wyzwalane w połowie cyklu sygnału PWM, dzięki czemu mierzona wartość zmiennych stanu odpowiada wartości średniej [119]. Układy pomiarowe (POMIAR VMC, POMIAR PMSM) odpowiadają za próbkowanie mierzonych sygnałów przekształcając sygnały ciągłe na dyskretne. Dodatkowo w bloku pomiarowym silnika PMSM wykonywana jest transformacja Clarka-Parka prądów fazowych silnika [10, 74, 119]. Model obwodu elektrycznego 2-poziomowego falownika napięcia o regulowanym napięciu obwodu pośredniczącego DC wykonano przy użyciu środowiska PLECS, dedykowanego do symulacji obwodów energoelektronicznych. W tabeli 4.1 zamieszczono wartości parametrów wykorzystanych do realizacji badań symulacyjnych.



Tablica 4.1. Wartości parametrów wykorzystanych w symulacji

	Parametr	Wartość	Jednostka	Parametr	Wartość	Jednostka
VMC	$U_{DC}$	200	V	$C_{wej}$	470	$\mu\text{F}$
	$L_f$	3.0	mH	$C_f$	30.0	$\mu\text{F}$
	$R_f$	0.1	$\Omega$	$f_{pDC}$	35.0	kHz
PMSM	$L_s$	12.7	mH	$R_s$	1.05	$\Omega$
	$\psi_f$	0.257	Vs	$K_t$	1.16	Nm/A
	$J_m$	$8.8 \times 10^{-3}$	kgm <sup>2</sup>	$f_{pPMSM}$	10.0	kHz
	$p$	3.0		$I_N$	6.0	A

Skokowe zmiany prędkości referencyjnej silnika przekładają się na zmianę punktu pracy układu, co oddziałuje na zmiany zadanej wartości napięcia wyjściowego przekształtnika  $u_{ref}(t)$ . Okazuje się, że istotny wpływ na poprawne działanie procesu regulacji prędkości kątowej ma zmiana wartości bezwzględnej sygnału referencyjnego. Determinuje ona czy bezwzględna wartość prędkości kątowej wzrośnie, czy zmaleje. O ile przy wzroście jej wartości układ pracuje poprawnie, to w przypadku jej zbyt szybkiego spadku może nastąpić niepoprawne działanie układu regulacji. Wiąże się to z tym, iż dynamika odpowiedzi napięcia wyjściowego przekształtnika DC/DC jest znacznie większa aniżeli dynamika odpowiedzi prędkości kątowej silnika. W takim przypadku po skokowym spadku bezwzględnej wartości prędkości referencyjnej  $\omega_{ref}(t)$  następuje skokowy spadek napięcia zadanego obwodu pośredniczącego DC. W związku z różnicą dynamik odpowiedzi przekształtnika DC/DC oraz silnika, napięcie  $u_C(t)$  opadnie znacznie szybciej niż prędkość kątowa. W takim przypadku nastąpi obniżenie poziomu napięcia obwodu pośredniczącego poniżej wartości napięcia indukowanego w uzwojeniach fazowych stojana, co w efekcie wywoła spolaryzowanie diod mostka falownika w kierunku przewodzenia. Taki stan rzeczy będzie skutkował utratą sterowalności silnika PMSM, ponieważ żadna sekwencja przełączeń tranzystorów falownika nie będzie w stanie wymusić pożądanego kierunku przepływu prądów fazowych. W celu zapobiegania temu zjawisku, podczas zmniejszania prędkości kątowej silnika, napięcie szyny DC nie może opadać szybciej od niej. Wymusza to wprowadzenie swego rodzaju selektora wartości zadanej napięcia pozwalającego na wybór odpowiedniego poziomu napięcia wyjściowego przekształtnika DC/DC w zależności od kierunku zmian prędkości kątowej. W tym celu wprowadzono funkcję

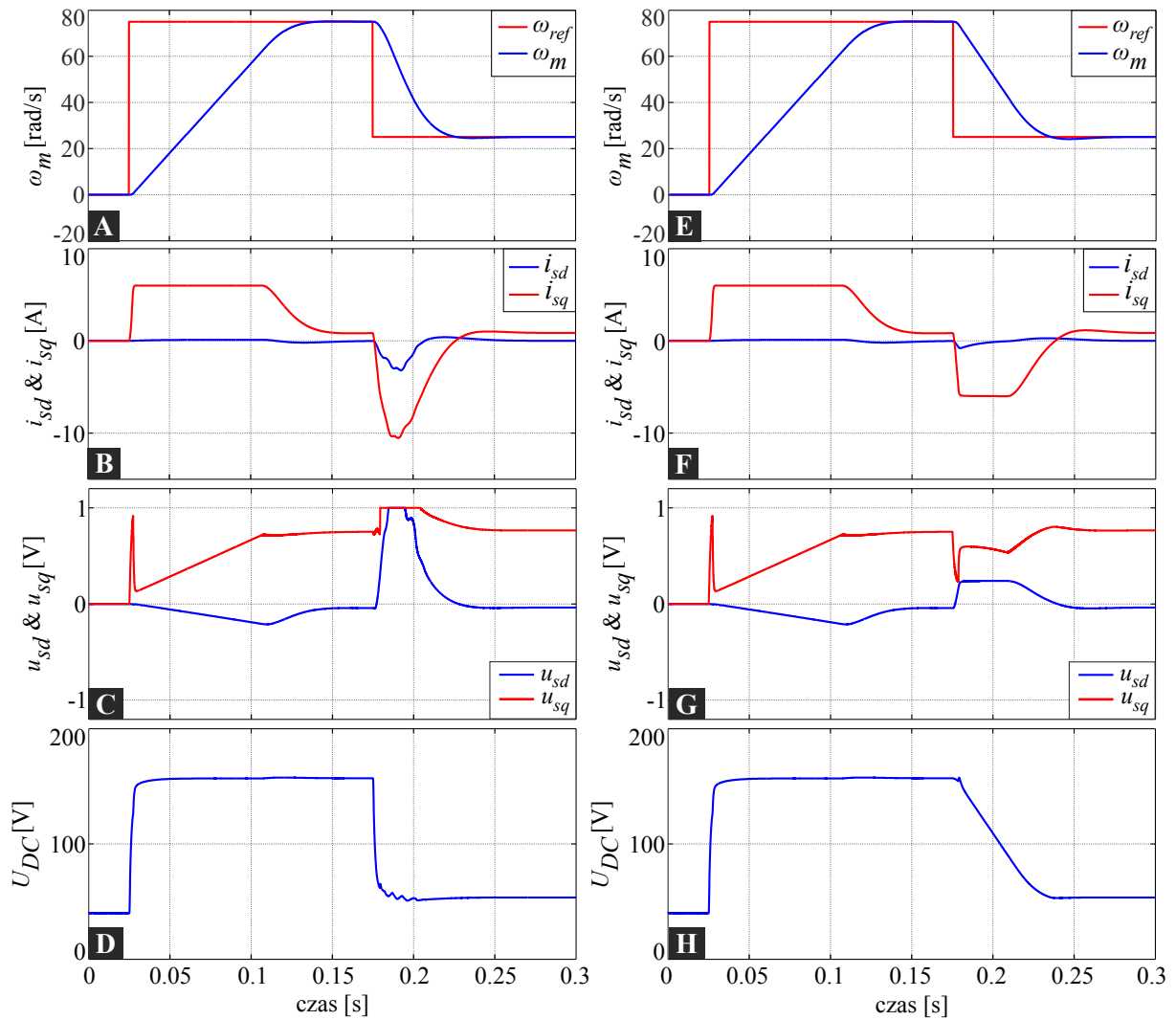
warunkową opisaną następującą zależnością:

$$\omega_{calc}(t) = \begin{cases} \omega_{ref}(t) & \text{gdy } |\omega_{ref}(t)| - |\omega_m(t)| \geq -\omega_{min} \\ \omega_m(t) & \text{gdy } |\omega_{ref}(t)| - |\omega_m(t)| < -\omega_{min} \end{cases} \quad (4.1)$$

gdzie:  $\omega_{calc}(t)$  - wartość prędkości kątowej determinującej aktualny punkt pracy napędu,  $\omega_{min}$  - minimalna, dodatnia wartość dopuszczalnej różnicy pomiędzy prędkością referencyjną a mierzoną.

Powyższa zależność pozwala określić wartość prędkości kątowej, która zostanie wykorzystana do obliczeń referencyjnej wartości napięcia szyny DC na podstawie zależności (3.68). Wartość  $\omega_{min}$  określa maksymalną dopuszczalną różnicę pomiędzy prędkością zadaną a mierzoną. Mierzona wartość prędkości kątowej w stanie ustalonym pulsuje wokół wartości referencyjnej na poziomie nie przekraczającym 0.5 rad/s. Aby nie przenosić tych pulsacji na sygnał referencyjny napięcia wyjściowego VMC wprowadzono próg w postaci minimalnej różnicy między prędkością referencyjną a mierzoną ( $\omega_{min}$ ), której wartość wynosi 0.5 rad/s.

Na rysunku 4.2 przedstawiono zachowanie się układu napędowego z nieaktywnym oraz aktywnym selektorem zastosowanym do wyznaczania wartości napięcia referencyjnego obwodu pośredniczącego. W przypadku zbyt gwałtownego obniżenia napięcia obwodu pośredniczącego (rys. 4.2. A÷D) sygnał sterujący się nasycza ( $t = (175; 210)$  ms) i układ regulacji nie jest w stanie poprawnie regulować pracy silnika. Widoczne jest to w przedstawionych przebiegach składowych  $i_{sd}(t)$  i  $i_{sq}(t)$  wektora przestrzennego prądów stojana. Wartość składowej  $i_{dq}(t)$  znacznie odbiega od wartości referencyjnej osiągając wartość -3 A, natomiast wartość składowej  $i_{sq}(t)$  wykracza znacznie poza określoną wartość graniczną osiągając wartość -10.5 A. W przypadku układu pracującego z aktywnym selektorem (rys. 4.2. E÷H) napięcie obwodu pośredniczącego jest obniżane z dynamiką opadania prędkości kątowej silnika, dzięki czemu nie dochodzi do nasycenia sygnałów sterujących, co przekłada się na poprawne działanie układu regulacji utrzymując wartości składowych wektora przestrzennego prądów stojana w określonym zakresie. W związku z powyższym zastosowanie selektora do wyznaczania wartości referencyjnej napięcia obwodu pośredniczącego jest niezbędne do poprawnego działania układu regulacji.



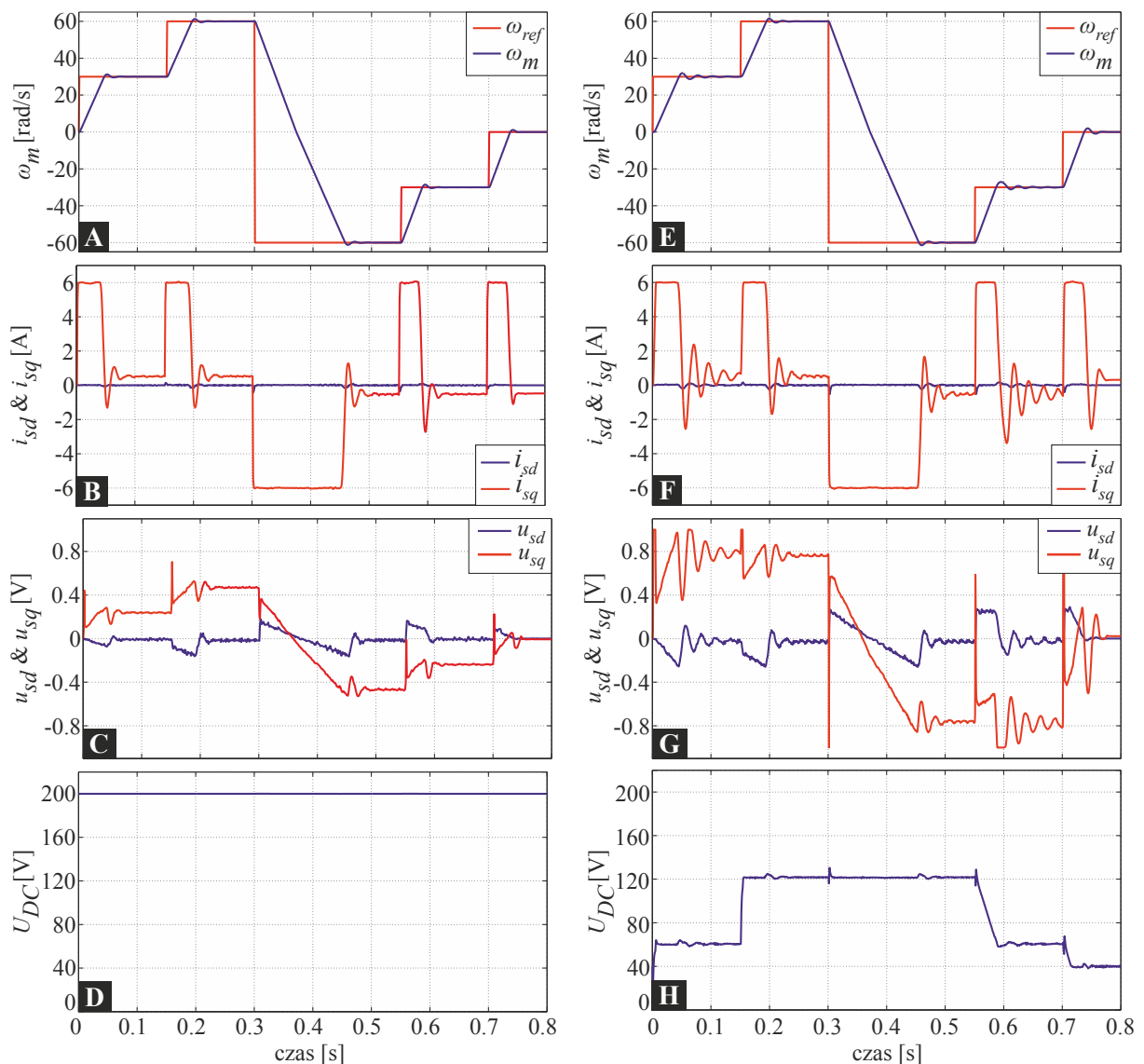
Rysunek 4.2. Odpowiedzi skokowe napędu z silnikiem PMSM bez aktywnego selektora (kolumna lewa) oraz z aktywnym selektorem (kolumna prawa) wartości referencyjnej napięcia obwodu pośredniczącego: A) i E) prędkość zadana  $\omega_{ref}(t)$  i mierzona  $\omega_m(t)$ , B) i F) składowe  $i_{sd}(t)$  oraz  $i_{sq}(t)$  wektora przestrzennego prądu stojana, C) i G) składowe wektora przestrzennego sygnałów sterujących  $u_{sd}(t)$  oraz  $u_{sq}(t)$ , D) i H) napięcie obwodu pośredniczącego

#### 4.1. Analiza działania algorytmu regulacji składowej prądu $i_{sd}$ oraz prędkości kątowej silnika PMSM

Symulacyjną analizę opracowanego algorytmu sterowania przeprowadzono w dwóch wariantach. Pierwszy z nich obejmował analizę pracy układu dla skokowych zmian prędkości referencyjnej, drugi zaś analizę pracy układu dla skokowych zmian momentu obciążenia. Badania symulacyjne obu wariantów przeprowadzono dla napięcia obwodu pośredniczącego o stałej oraz regulowanej wartości.

## Wariant I

Symulacje przeprowadzono dla skokowych zmian wymuszenia w postaci zadanej wartości prędkości kątowej. Podane zostały następujące skoki: 30 rad/s @ 0 ms, 60 rad/s @ 150 ms, -60 rad/s @ 300 ms, -30 rad/s @ 550 ms oraz 0 rad/s @ 700 ms. Na rysunku 4.3 przedstawiono otrzymane wyniki badań symulacyjnych dla rozważanego wariantu. Rysunki 4.3.A÷D zawierają przebiegi dla napięcia obwodu pośredniczącego równego 200 V, natomiast rysunki 4.3.E÷H zawierają przebiegi dla regulowanego napięcia DC.



Rysunek 4.3. Odpowiedzi skokowe napędu z silnikiem PMSM dla stałej (kolumna lewa) i zmiennej (kolumna prawa) wartości napięcia obwodu pośredniczącego: A) i E) prędkość zadana  $\omega_{ref}(t)$  i mierzona  $\omega_m(t)$ , B) i F) składowe  $i_{sd}(t)$  oraz  $i_{sq}(t)$  wektora przestrzennego prądu stojana, C) i G) składowe wektora przestrzennego sygnałów sterujących  $u_{sd}(t)$  oraz  $u_{sq}(t)$ , D) i H) napięcie obwodu pośredniczącego

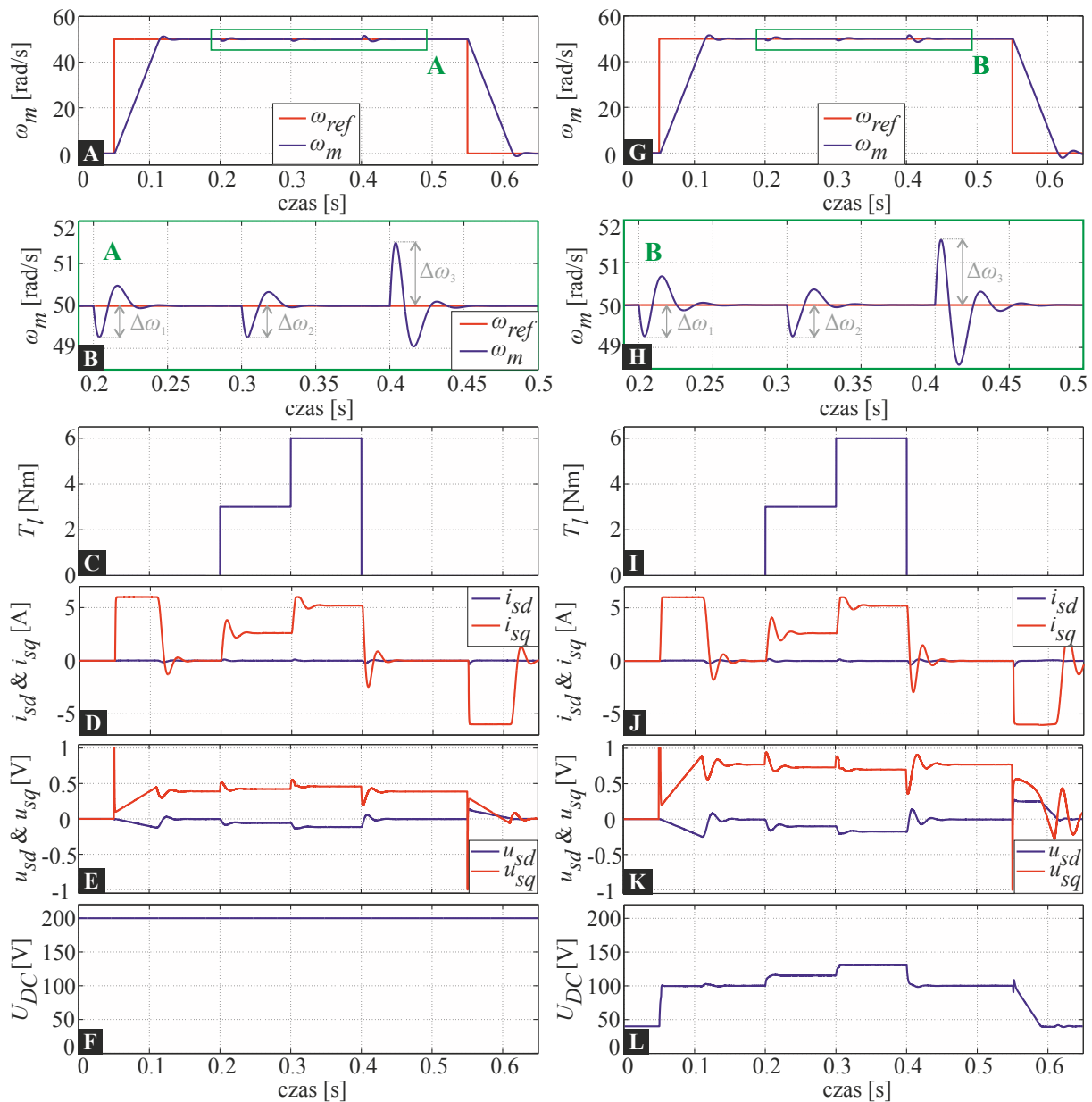
Tablica 4.2. Czasy narastania i opadania prędkości obrotowej

zadany skok [rad/s]	stałe napięcie			regulowane napięcie		
	$t_{10\%}$ [ms]	$t_{90\%}$ [ms]	$\Delta t$ [ms]	$t_{10\%}$ [ms]	$t_{90\%}$ [ms]	$\Delta t$ [ms]
0 → 30 @ 0 ms	6.0	40.0	34.0	8.0	41.5	33.5
30 → 60 @ 150 ms	156.0	190.0	34.0	157.5	190.5	33.0
60 → -60 @ 300 ms	305.0	451.0	146.0	305.0	451.0	146.0
-60 → -30 @ 550 ms	555.0	583.0	28.0	555.0	583.5	28.5
-30 → 0 @ 700 ms	705.0	733.0	28.0	705.5	733.5	28.0

Analizując otrzymane przebiegi prędkości kątowych (rys. 4.3 A i E) można zauważyć niewielkie ( $1.24 \div 1.91$  rad/s) przeregulowanie oraz dojść do wniosku, że ich dynamika jest bardzo podobna. Czasy narastania i opadania analizowanych przebiegów prędkości kątowych zestawiono w tabeli 4.2. Różnica czasu narastania nie przekracza 1 ms, co świadczy o praktycznie identycznej dynamice narastania prędkości kątowej. Jedną z dostrzegalnych różnic jest przebieg prądu  $i_{sq}(t)$ , gdzie pojawiają się gasnące oscylacje podczas skokowych zmian prędkości referencyjnej. Zjawisko to przekłada się na powstanie niewielkich oscylacji w przebiegu prędkości kątowej podczas jej ustalania. Badania symulacyjne wskazują, że opracowany algorytm nie powoduje pogorszenia dynamiki narastania prędkości kątowej.

## Wariant II

Symulacje przeprowadzono dla prędkości zadanej równej 50 rad/s, w stanie ustalonym obciążono silnik momentem równym 3 Nm dla czasu (200; 300) ms, 6 Nm dla czasu (300; 400) ms, dla pozostałego czasu silnik pracował bez obciążenia. Na rysunku 4.4 przedstawiono zachowanie się układu w przypadku skokowej zmiany momentu obciążenia. 4.3.A÷F zawierają przebiegi dla napięcia szyny DC równego 200 V, natomiast rysunki 4.3.G÷L zawierają przebiegi dla optymalnego napięcia szyny DC. Analizując otrzymane przebiegi okazuje się, że wartości odchyłeń prędkości kątowej silnika od wartości zadanej w prawie wszystkich przypadkach są podobne. Niewielką różnicę dostrzec można w trzecim przypadku podczas zaniku obciążenia. Na podstawie danych zamieszczonych tabeli 4.3 można stwierdzić, że układ pracujący z optymalnym napięciem poprawnie kompensuje skokowe zmiany momentu obciążenia, jednak zachowuje się nieco inaczej w stanach przejściowych, aniżeli układ pracujący ze stałą wartością napięcia szyny DC. Dla układu pracującego ze stałym napięciem obwodu pośredniczącego oscylacje prędkości kątowej są szybciej tłumione.



Rysunek 4.4. Odpowiedzi skokowe napędu z silnikiem PMSM dla stałej (kolumna lewa) i zmiennej (kolumna prawa) wartości napięcia obwodu pośredniczącego: A) i G) prędkość zadana  $\omega_{ref}(t)$  i mierzona  $\omega_m(t)$ , B) i H) powiększenie obszaru A i B, C) i I) zadany zewnętrzny moment obciążenia  $T_l(t)$ , D) i J) składowe  $i_{sd}(t)$  oraz  $i_{sq}(t)$  wektora przestrzennego prądu stojana, E) i K) składowe wektora przestrzennego sygnałów sterujących  $u_{sd}(t)$  oraz  $u_{sq}(t)$ , F) i L) napięcie obwodu pośredniczącego

Zaobserwowane różnice związane są z koniecznością zmiany wartości napięcia wyjściowego przekształtnika DC/DC zgodnie aktualnym punktem pracy silnika. W takim przypadku przez pewien czas układ nie pracuje w obszarze optymalnego napięcia, co ma związek z przyjętą dynamiką aproksymacji estymatora momentu obciążenia oraz dynamiką odpowiedzi napięcia wyjściowego przekształtnika DC/DC. Jednak pomimo tego maksymalne odchylenia od wartości zadanej w obu przypadkach są na podobnym poziomie.

Tablica 4.3. Maksymalne wartości odchylenia prędkości kątowej podczas zmian obciążenia

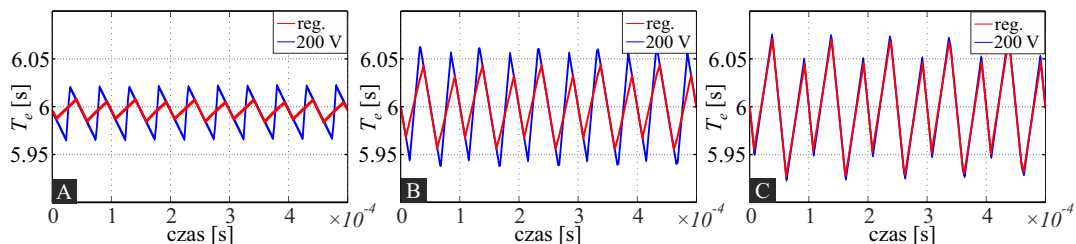
stałe napięcie			optymalne napięcie		
$\Delta\omega_1$ [rad/s]	$\Delta\omega_2$ [rad/s]	$\Delta\omega_3$ [rad/s]	$\Delta\omega_1$ [rad/s]	$\Delta\omega_2$ [rad/s]	$\Delta\omega_3$ [rad/s]
0.74	0.74	1.48	0.74	0.74	1.54

## 4.2. Analiza tętnień momentu

Analizę tętnień momentu elektromagnetycznego przeprowadzono dla różnych prędkości kątowych silnika przy obciążeniu równym 6 Nm. Wartość tętnień generowanego przez silnik momentu elektromagnetycznego wyznaczona została dla prędkości kątowej w stanie ustalonym. Należy zauważyć, że model symulacyjny układu nie uwzględnia takich zjawisk jak zmienne tarcie, moment zaczepowy oraz brak symetrii układu. Przeprowadzone rozważania dotyczą jedynie tętnień składowej elektromagnetycznej momentu powstającej w wyniku cyklicznego przełączania tranzystorów falownika. W celu wyznaczenia wartości amplitudy pulsacji skorzystano z następującego wzoru:

$$T_{e\text{pk-pk}} = T_{e\text{max}} - T_{e\text{min}} \quad (4.2)$$

gdzie:  $T_{e\text{pk-pk}}$  wartość tętnień momentu elektromagnetycznego,  $T_{e\text{max}}, T_{e\text{min}}$  - maksymalna oraz minimalna wartość wytworzonego momentu elektromagnetycznego w danym okresie.



Rysunek 4.5. Tętnienia momentu elektromagnetycznego wytwarzanego przez silnik: A) prędkość zadana 10 rad/s, B) prędkość zadana 50 rad/s, C) prędkość zadana 90 rad/s

Na rysunku 4.5 przedstawiono przebiegi tętnień momentu elektromagnetycznego wytwarzanego przez silnik dla wybranych prędkości kątowych. Otrzymane wyniki wskazują, że amplituda tętnień momentu elektromagnetycznego wzrasta wraz ze wzrostem prędkości kątowej silnika. Zjawisko to ma związek ze zwiększającym się wypełnieniem fali prostokątnej napięć podawanych na uzwojenia fazowe silnika. W układach przekształtnikowych amplituda tętnień prądu uzależniona jest od: wartości napięcia obwodu pośredniczącego,

czasu załączenia tranzystora oraz wartości indukcyjności [60]. Wzrost amplitudy tętnień prądów fazowych silnika przekłada się na zwiększenie amplitudy tętnień momentu elektromagnetycznego wytwarzanego przez silnik. W przypadku układu o regulowanym napięciu obwodu pośredniczącego analizowana amplituda tętnień jest również zależna od aktualnej wartości napięcia w obwodzie pośredniczącym, jego zmniejszenie przekłada się na redukcję tętnień momentu elektromagnetycznego wytwarzanego przez silnik. W tabeli 4.4 zamieszczono wyniki otrzymane na podstawie wykonanych badań symulacyjnych dla wybranych prędkości kątowych silnika z zakresu [10; 90] rad/s.

Tablica 4.4. Wartość amplitudy tętnień momentu elektromagnetycznego dla wybranych prędkości obrotowych

Prędkość kątowa [rad/s]	Stałe napięcie	Optymalne napięcie	$\frac{T_{e\,pk-pk}^{VMC}}{T_{e\,pk-pk}^{UDC}}$ [%]
	$T_{e\,pk-pk}^{VMC}$ [Nm]	$T_{e\,pk-pk}^{UDC}$ [Nm]	
10	$54.2 \times 10^{-3}$	$28.6 \times 10^{-3}$	52.8
20	$75.7 \times 10^{-3}$	$42.2 \times 10^{-3}$	55.7
30	$98.6 \times 10^{-3}$	$62.6 \times 10^{-3}$	63.5
40	$114.8 \times 10^{-3}$	$80.3 \times 10^{-3}$	70.0
50	$127.1 \times 10^{-3}$	$98.4 \times 10^{-3}$	77.4
60	$138.7 \times 10^{-3}$	$116.2 \times 10^{-3}$	83.8
70	$147.0 \times 10^{-3}$	$134.9 \times 10^{-3}$	91.8
80	$151.1 \times 10^{-3}$	$143.2 \times 10^{-3}$	94.8
90	$151.2 \times 10^{-3}$	$143.2 \times 10^{-3}$	94.7

Przedstawione w tabeli 4.4 wyniki badań symulacyjnych wskazują, że redukcja napięcia obwodu pośredniczącego do optymalnej wartości pozwala na zmniejszenie tętnień momentu elektromagnetycznego wytwarzanego przez silnik PMSM. Wraz ze wzrostem prędkości kątowej stopień redukcji tętnień maleje. Spowodowane jest to faktem, iż chcąc zwiększyć prędkość kątową silnika w badanym układzie konieczne jest zwiększenie napięcia w obwodzie pośredniczącym do odpowiedniego poziomu. W takiej sytuacji zwiększa się amplituda tętnień prądów fazowych silnika, co przenosi się na wytwarzany moment elektromagnetyczny. Wynika stąd, że im wartość napięcia w obwodzie pośredniczącym będzie bliższa wartości w standardowym układzie, tym różnica w tętnieniach będzie mniejsza.



### 4.3. Podsumowanie

Otrzymane wyniki badań symulacyjnych wskazują, że opracowany algorytm sterowania poprawnie reguluje prędkość kątową silnika PMSM niezależnie od punktu pracy definiowanego przez prędkość kątową i moment obciążenia. Dynamika odpowiedzi układu jest podobna dla rozważanych przypadków, nie zauważono żadnych znaczących różnic w czasie narastania prędkości obrotowej dla zadanych skoków wartości referencyjnej. Układ poprawnie ogranicza wartość składowej prądu w osi  $q$  utrzymując ją w zadanym przedziale  $[-I_N; I_N]$ .

Układ poprawnie kompensuje zmieniający się skokowo moment obciążenia. W przypadku pracy przy optymalnym napięciu widoczne są różnice w dynamice kompensacji zakłócenia, które wynikają z możliwej do uzyskania szybkości zmiany napięcia szyny DC oraz aproksymowanej dynamiki estymatora momentu obciążenia. Moment obciążenia kompensowany jest prawidłowo.

Przeprowadzona analiza tętnień momentu elektromagnetycznego wskazuje, że dzięki pracy przy optymalnej wartości napięcia obwodu pośredniczącego możliwa jest znacząca redukcja amplitudy tętnień. Stopień redukcji zależy od wartości prędkości referencyjnej, która w zasadzie przekłada się bezpośrednio na zadaną wartość napięcia obwodu pośredniczącego DC. Im jego wartość znajduje się bliżej maksimum, tym mniejszy stopień redukcji tętnień.

Wyniki badań symulacyjnych wskazują na możliwość redukcji tętnień momentu elektromagnetycznego poprzez zastosowanie złożonego przekształtnika DC/DC/AC oraz przestrajanego regulatora ze sprzężeniem od wektora stanu. Jednocześnie pokazują, że opracowany układ napędowy zapewnia zbliżone właściwości dynamiczne w zakresie regulacji prędkości i kompensacji momentu obciążenia do tradycyjnego układu napędowego.

## **5. Ograniczanie szumów pomiarowych i estymacja momentu obciążenia z wykorzystaniem rozszerzonego filtru Kalmana**

W rzeczywistych układach tory pomiarowe obarczone są błędami pomiarowymi spowodowanymi m.in. błędem kwantyzacji, szumem, nieliniową charakterystyką czujnika pomiarowego [13,46]. Czynniki te mogą mieć negatywny wpływ na układ regulacji powodując zmniejszenie dokładności, niepożądane oscylacje, ograniczenia dynamiki układu, błędy regulacji [46]. W trakcie prac badawczych okazało się, że układy pomiarowe w opracowanym prototypowym falowniku napięcia DC/DC/AC obarczone są istotnym szumem pomiarowym, który ogranicza możliwość do uzyskania dynamikę odpowiedzi układu. W związku z tym postanowiono zastosować algorytm estymacji zmiennych stanu bazujący na optymalnej metodzie opracowanej przez R. E. Kalmana [41]. Algorytm ten przeznaczony jest do estymacji zmiennych stanu liniowych układów dynamicznych obarczonych błędami wynikającymi z szumu procesu oraz pomiaru [29, 30, 39, 41]. Jednak ze względu na fakt, iż model matematyczny silnika PMSM jest nieliniowy nie można wprost zastosować oryginalnej metody, przez co konieczne jest zastosowanie zmodyfikowanej wersji algorytmu w postaci rozszerzonego filtru Kalmana (*ang. Extended Kalman Filter - EKF*). Metoda ta przeznaczona jest do estymacji wektora stanu obiektów nieliniowych o znanym modelu matematycznym [2, 40, 42, 90]. Algorytm EKF jest powszechnie stosowany w układach sterowania napędów z silnikiem PMSM, np. jako estymator położenia kąowego oraz prędkości kąowej w sterowaniu bezczujnikowym [39,58,71]. Ponadto stosowany jest do estymacji zakłócenia w postaci zewnętrznego momentu obciążenia silnika [2, 39, 40, 42, 71, 81, 90] oraz do eliminacji zakłóceń [2, 30, 90, 113].

Ze względu na możliwość filtracji zakłóceń pomiarowych oraz możliwość estymacji zarówno zmiennych stanu jak i zewnętrznego obciążenia postanowiono zastosować EKF w opracowanym układzie.

## 5.1. Algorytm estymacji zmiennych stanu

EKF jest to krokowy algorytm wyznaczania suboptymalnej estymaty wektora stanu nieliniowego obiektu dynamicznego. Problem filtracji określono jako znalezienie najlepszej estymaty wektora stanu obiektu. Przyjęto następujący ogólny, dyskretny model stanu [40, 42, 58]:

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{f}(\mathbf{x}(k), \mathbf{u}(k)) + \mathbf{w}(k) \quad (5.1)$$

gdzie:  $\mathbf{f}$  - funkcja dynamiki obiektu,  $\mathbf{x}$  - wektor zmiennych stanu,  $\mathbf{u}$  - wektor sygnałów wejściowych,  $\mathbf{w}$  - wektor związany z szumem procesu. Odpowiedź obiektu zdefiniowana jest następująco [40, 42, 58]:

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{h}(\mathbf{x}(k)) + \mathbf{v}(k) \quad (5.2)$$

gdzie:  $\mathbf{h}$  - funkcja wyjścia obiektu,  $\mathbf{y}$  - wektor wyjścia obiektu,  $\mathbf{v}$  - wektor związany z szumem pomiarowym.

Algorytm realizowany jest dwuetapowo. Pierwszy etap jest fazą predykcji gdzie wyznacza się *a priori* estymatę wektora stanu na podstawie modelu obiektu oraz macierz kowariancji stanu. W drugim etapie realizowana jest *a posteriori* korekcja estymaty wektora stanu oraz macierzy kowariancji wyznaczonych w pierwszym etapie [39, 42]. Chcąc zastosować algorytm należy przede wszystkim określić model matematyczny obiektu, który jest niezbędny do jego realizacji.

### 5.1.1. Dyskretny model matematyczny silnika PMSM

Przyjmując jako zmienne stanu składowe wektora przestrzennego prądu  $i_{sd}(k)$ ,  $i_{sq}(k)$  oraz prędkość kątową  $\omega_m$ , natomiast jako sygnały wejściowe składowe wektora przestrzennego napięcia sterującego  $u_{sd}(k)$  i  $u_{sq}(k)$ , równanie (5.1) opisujące dyskretny, nieliniowy model silnika PMSM przedstawić można w postaci:

$$\mathbf{x}_{pd}(k+1) = \mathbf{f}_{pd}(\mathbf{x}_{pd}(k), \mathbf{u}_{pd}(k)) + \mathbf{w}_{pd}(k) \quad (5.3)$$

$$\mathbf{x}_{pd}(k) = \begin{bmatrix} i_{sd}(k) \\ i_{sq}(k) \\ \omega_m(k) \end{bmatrix}, \mathbf{f}_{pd} = \begin{bmatrix} f_{id}(\mathbf{x}_{pd}(k), \mathbf{u}_{pd}(k)) \\ f_{iq}(\mathbf{x}_{pd}(k), \mathbf{u}_{pd}(k)) \\ f_{\omega m}(\mathbf{x}_{pd}(k), \mathbf{u}_{pd}(k)) \end{bmatrix}, \mathbf{u}_{pd}(k) = \begin{bmatrix} u_{sd}(k) \\ u_{sq}(k) \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{w}_{pd}(k) = \begin{bmatrix} w_{id}(k) & w_{iq}(k) & w_{\omega m}(k) \end{bmatrix}^T$$

gdzie:  $w_{id}(k)$  - szum procesu związany z prądem  $i_{sd}(k)$ ,  $w_{iq}(k)$  - szum procesu związany z prądem  $i_{sq}(k)$ ,  $w_{\omega_m}(k)$  - szum procesu związany z prędkością kątową  $\omega_m(k)$ ,  $f_{id}$  i  $f_{iq}$  - dyskretne funkcje opisujące dynamikę składowych prądu  $i_{sd}(k)$  oraz  $i_{sq}(k)$ ,  $f_{\omega_m}$  - dyskretna funkcja opisująca dynamikę prędkości kątowej  $\omega_m(k)$ .

Należy zauważyć, iż przedstawiony model opisany został w dyskretnej dziedzinie czasu. W takim przypadku konieczne jest również opisanie funkcji dynamiki obiektu  $\mathbf{f}_{pd}$  w odpowiedniej formie. Chcąc uzyskać wspomnianą wcześniej zależność matematyczną konieczne jest przekształcenie ciągłego modelu matematycznego (3.16) poprzez jego dyskretyzację [2]. Po wykonaniu wcześniej wspomnianych operacji otrzymuje się funkcję dynamiki obiektu opisaną następującymi zależnościami:

$$f_{id}(\mathbf{x}_{pd}(k), \mathbf{u}_{pd}(k)) = (1 - T_s \frac{R_s}{L_s})i_{sd}(k) + T_s p \omega_m(k) i_{sq}(k) + T_s \frac{K_p(k)}{L_s} u_{sd}(k) \quad (5.4)$$

$$f_{iq}(\mathbf{x}_{pd}(k), \mathbf{u}_{pd}(k)) = (1 - T_s \frac{R_s}{L_s})i_{sq}(k) - T_s p \omega_m(k) [i_{sd}(k) + \frac{\psi_f}{L_s}] + T_s \frac{K_p(k)}{L_s} u_{sq}(k) \quad (5.5)$$

$$f_{\omega_m}(\mathbf{x}_{pd}(k), \mathbf{u}_{pd}(k)) = \omega_m(k) + T_s \frac{K_t}{J_m} i_{sq}(k) - T_s \frac{1}{J_m} T_o(k) \quad (5.6)$$

gdzie:  $T_s$  - okres próbkowania.

W równaniu (5.6) opisującym część mechaniczną modelu obiektu pojawia się moment obciążenia  $T_o(k)$ , który odpowiada całkowitemu obciążeniu oddziałującemu na wał silnika. Ze względu na fakt, iż moment obciążenia jest niemierzalną zmienną stanu konieczna jest jego estymacja. Zadanie to można zrealizować poprzez odpowiednie rozszerzenie modelu matematycznego układu o dodatkową zmienną stanu odpowiadającą momentowi obciążenia silnika [39, 71, 90]. Rozszerzając model zakłada się zgodnie z [39, 71, 90], że estymowana wartość jest częścią szumu pomiarowego oraz nie zmienia się w trakcie jednego okresu próbkowania, co daje następującą zależność:

$$\frac{dT_o(t)}{dt} \approx 0 \quad (5.7)$$

Po dokonaniu dyskretyzacji otrzymujemy:

$$f_{T_o}(\mathbf{x}_{pd}(k), \mathbf{u}_{pd}(k)) = T_o(k) \quad (5.8)$$

Po uwzględnieniu dodatkowej zmiennej stanu oraz zależności (5.8) otrzymujemy następujący dyskretny model matematyczny silnika PMSM:

$$\mathbf{x}_{pde}(k+1) = \mathbf{f}_{pde}(\mathbf{x}_{pde}(k), \mathbf{u}_{pde}(k)) + \mathbf{w}_{pde}(k) \quad (5.9)$$

$$\mathbf{x}_{pde}(k) = \begin{bmatrix} i_{sd}(k) \\ i_{sq}(k) \\ \omega_m(k) \\ T_o(k) \end{bmatrix}, \mathbf{f}_{pde} = \begin{bmatrix} f_{id}(\mathbf{x}_{pde}(k), \mathbf{u}_{pde}(k)) \\ f_{iq}(\mathbf{x}_{pde}(k), \mathbf{u}_{pde}(k)) \\ f_{\omega m}(\mathbf{x}_{pde}(k), \mathbf{u}_{pde}(k)) \\ f_{T_o}(\mathbf{x}_{pde}(k), \mathbf{u}_{pde}(k)) \end{bmatrix}, \mathbf{w}_{pde}(k) = \begin{bmatrix} w_{id}(k) \\ w_{iq}(k) \\ w_{\omega m}(k) \\ w_{T_o}(k) \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{u}_{pde}(k) = \begin{bmatrix} u_{sd}(k) & u_{sq}(k) \end{bmatrix}^T,$$

gdzie:  $w_{T_o}(k)$  - szum procesu związany z momentem obciążenia  $T_o(k)$ .

W rozważanym przypadku założono, że wyjściem układu są pierwsze trzy zmienne stanu przyjętego modelu. W takim przypadku równanie wyjścia przyjmuje następującą postać:

$$\mathbf{y}_{pde}(k) = \mathbf{h}_{pde}(\mathbf{x}_{pde}(k)) + \mathbf{v}_{pde}(k) \quad (5.10)$$

$$\mathbf{y}_{pde}(k) = \begin{bmatrix} y_1(k) \\ y_2(k) \\ y_3(k) \end{bmatrix}, \mathbf{h}_{pde}(\mathbf{x}_{pde}(k)) = \begin{bmatrix} h_{id}(\mathbf{x}_{pde}(k)) \\ h_{iq}(\mathbf{x}_{pde}(k)) \\ h_{\omega m}(\mathbf{x}_{pde}(k)) \end{bmatrix}, \mathbf{v}_{pde}(k) = \begin{bmatrix} v_{id}(k) \\ v_{iq}(k) \\ v_{\omega m}(k) \end{bmatrix}$$

gdzie:  $v_{id}(k)$  - szum pomiarowy składowej prądu  $i_{sd}(k)$ ,  $v_{iq}(k)$  - szum pomiarowy składowej prądu  $i_{sq}(k)$ ,  $v_{\omega m}(k)$  - szum pomiarowy prędkości kątowej  $\omega_m(k)$ .

Wektor funkcji wyjścia układu opisany jest następującymi zależnościami:

$$h_{id}(\mathbf{x}_{pde}(k)) = i_{sd}(k) \quad (5.11)$$

$$h_{iq}(\mathbf{x}_{pde}(k)) = i_{sq}(k) \quad (5.12)$$

$$h_{\omega m}(\mathbf{x}_{pde}(k)) = \omega_m(k) \quad (5.13)$$

Na podstawie wyprowadzonych równań (5.3)-(5.13) można wyznaczyć dyskretny model stanowy silnika PMSM w postaci:

$$\mathbf{x}_{pde}(k+1) = \mathbf{A}_{pde}(\omega_m(k))\mathbf{x}_{pde}(k) + \mathbf{B}_{pde}(K_p(k))\mathbf{u}_{pde}(k) + \mathbf{w}_{pde}(k) \quad (5.14)$$

$$\mathbf{y}_{pde}(k) = \mathbf{C}_{pde}\mathbf{x}_{pde}(k) + \mathbf{v}_{pde}(k) \quad (5.15)$$

$$\mathbf{A}_{pde}(\omega_m(k)) = \begin{bmatrix} (1 - T_s \frac{R_s}{L_s}) & T_s p \omega_m(k) & 0 & 0 \\ -T_s p \omega_m(k) & (1 - T_s \frac{R_s}{L_s}) & -T_s \frac{p \psi_f}{L_s} & 0 \\ 0 & T_s \frac{K_t}{J_m} & 0 & -T_s \frac{1}{J_m} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B}_{pde}(K_p(k)) = \begin{bmatrix} T_s \frac{K_p(k)}{L_s} & 0 \\ 0 & T_s \frac{K_p(k)}{L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{C}_{pde} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Otrzymany nieliniowy oraz niestacjonarny model matematyczny zostanie wykorzystany w fazie predykcji algorytmu EKF.

### 5.1.2. Estymator wektora stanu bazujący na algorytmie EKF

Estymator wektora stanu obiektu bazujący na algorytmie EKF wyznaczany jest dwuetapowo. W pierwszej fazie dokonywana jest predykcja zmiennych stanu, w drugiej zaś realizowana jest korekcja wyznaczonej estymaty na podstawie mierzonych wartości [2, 90]. W ogólności estymowany wektor stanu można opisać następującym równaniem [42, 90]:

$$\hat{\mathbf{x}}(k|k) = \hat{\mathbf{x}}(k|k-1) + \mathbf{K}_k(k)[\mathbf{y}(k) - \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(k|k-1)] \quad (5.16)$$

gdzie:  $\hat{\mathbf{x}}(k|k)$  - estymata wektora stanu po korekcji,  $\hat{\mathbf{x}}(k|k-1)$  - estymata *a priori*,  $\mathbf{K}_k(k)$  - macierz wzmocnień Kalmana,  $\mathbf{y}(k)$  - wektor wyjściowy pochodzący z pomiaru,  $\mathbf{C}$  - macierz wyjścia obiektu.

#### Predykcja

W fazie predykcji wyznaczana jest estymata *a priori* wektora zmiennych stanu  $\hat{\mathbf{x}}(k|k-1)$  oraz macierzy kowariancji błędu  $\mathbf{P}(k|k-1)$ . Wektor stanu obiektu obliczony zostaje na podstawie zależności (5.14). Równanie otrzymuje następującą formę:

$$\hat{\mathbf{x}}(k|k-1) = \mathbf{A}_{pde}(\omega_m(k-1))\hat{\mathbf{x}}(k-1|k-1) + \mathbf{B}_{pde}(K_p(k-1))\mathbf{u}_{pdw}(k-1) \quad (5.17)$$

gdzie:  $\hat{\mathbf{x}}(k-1|k-1)$  - estymata *a posteriori* wektora stanu w chwili czasu  $k-1$ . Wartość *a priori* macierzy kowariancji błędu  $\mathbf{P}(k|k-1)$  wyznacza się stosując następującą formułę [42, 90]:

$$\mathbf{P}(k|k-1) = \mathbf{F}(k-1|k-1)\mathbf{P}(k-1|k-1)\mathbf{F}^T(k-1|k-1) + \mathbf{Q}_k \quad (5.18)$$

gdzie:  $\mathbf{F}(k-1|k-1)$  - macierz jacobianu pochodnych cząstkowych funkcji dynamiki obiektu  $\mathbf{f}_{pde}(\mathbf{x}_{pde}(k), \mathbf{u}_{pde}(k))$ ,  $\mathbf{Q}_k$  - macierz kowariancji systemu.

W celu wyznaczenia macierzy kowariancji błędu konieczne jest wyznaczenie macierzy jacobianu oraz kowariancji systemu. Pierwszą z nich otrzymuje się stosując następującą zależność [2, 42]:

$$\mathbf{F} = \frac{\partial \mathbf{f}_{pde}}{\partial \mathbf{x}_{pde}} = \begin{bmatrix} (1 - T_s \frac{R_s}{L_s}) & T_s p \omega_m(k) & T_s p i_{sq}(k) & 0 \\ -T_s p \omega_m(k) & (1 - T_s \frac{R_s}{L_s}) & -T_s p \left[ i_{sd}(k) + \frac{\psi_f}{L_s} \right] & 0 \\ 0 & T_s \frac{K_t}{J_m} & 1 & -T_s \frac{1}{J_m} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.19)$$

Macierz jacobianu pochodnych cząstkowych posiada elementy zależne od aktualnej wartości zmiennych stanu. W związku z tym konieczna jest jego aktualizacja w każdym cyklu obliczeniowym. Wartości elementów macierzy  $\mathbf{Q}_k$  są stałe i dobrane zostały metodą prób i błędów z uwzględnieniem zadowalającej dynamiki estymacji zmiennych stanu oraz redukcji zakłóceń i szumów pomiarowych. Otrzymano macierz o postaci:

$$\mathbf{Q}_k = \text{diag}(\left[ \begin{array}{cccc} 1.0 & 2.0 & 1.5 & 1.0 \end{array} \right])$$

Dodatkowo w równaniu momentu obciążenia wprowadzono człon korekcji związany z błędem nadążania estymaty prędkości. Rozszerzone dyskretne równanie momentu obciążenia przyjmuje następującą postać:

$$\hat{T}_o(k|k-1) = \hat{T}_o(k-1|k-1) + T_s L [\omega_m(k-1|k-1) - \hat{\omega}_m(k-1|k-1)] \quad (5.20)$$

gdzie:  $L$  - współczynnik korekcji ( $L = -600$ ). Wyznaczona wartość zapewnia satysfakcjonującą dynamikę estymacji zakłócenia oraz minimalizuje wpływ szumów pomiarowych.

Po wyznaczeniu estymaty *a priori* wektora stanu oraz macierzy kowariancji błędu algorytm przechodzi do fazy korekcji.

## Korekcja

W fazie korekcji wyznaczana jest estymata *a posteriori* wektora zmiennych stanu. Następuje tu tzw. korekcja wyznaczonej estymaty *a priori* (5.17), jednak najpierw konieczne jest wyznaczenie tzw. macierzy wzmocnienia Kalmana. Wyznaczyć ją można na podstawie zależności [42, 90]:

$$\mathbf{K}_k(k) = \mathbf{P}(k|k-1)\mathbf{H}^T(k|k-1)[\mathbf{H}(k|k-1)\mathbf{P}(k|k-1)\mathbf{H}^T(k|k-1) + \mathbf{R}_k]^{-1} \quad (5.21)$$

gdzie:  $\mathbf{P}(k|k-1)$  - wartość macierzy kowariancji błędu *a priori*,  $\mathbf{H}(k|k-1)$  - macierz jacobianu pochodnych cząstkowych funkcji wyjścia obiektu  $\mathbf{h}_{pde}(\mathbf{x}_{pde}(k))$ ,  $\mathbf{R}_k$  - macierz kowariancji pomiaru.

Macierz jacobianu  $\mathbf{H}(k|k-1)$  wyznaczyć można na podstawie następującej zależności [2]:

$$\mathbf{H} = \frac{\partial \mathbf{h}_{pde}}{\partial \mathbf{x}_{pde}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.22)$$

Ze względu na liniowy charakter funkcji wyjścia obiektu  $\mathbf{h}_{pde}(\mathbf{x}_{pde}(k))$  wartości elementów otrzymanej macierzy są stałe w czasie, co w efekcie skutkuje przyjęcie przez nią formy macierzy wyjścia układu  $\mathbf{C}_{pde}$ . Wartości elementów macierzy kowariancji pomiaru  $\mathbf{R}_k$  wyznaczono metodą prób i błędów z uwzględnieniem zadowalającej dynamiki estymacji zmiennych stanu oraz redukcji zakłóceń i szumów pomiarowych. Otrzymano następującą postać macierzy:

$$\mathbf{R}_k = \text{diag}(\begin{bmatrix} 10.0 & 10.0 & 10.0 \end{bmatrix})$$

Po wyznaczeniu macierzy wzmocnień Kalmana wykonywana jest korekcja *a posteriori* estymowanego wektora stanu zgodnie z zależnością (5.16). Następnie realizowana jest aktualizacja *a posteriori* macierzy kowariancji błędu  $\mathbf{P}(k|k)$  [2, 42, 90]:

$$\mathbf{P}(k|k) = [\mathbf{I} - \mathbf{K}_k(k)\mathbf{H}(k|k-1)]\mathbf{P}(k|k-1) \quad (5.23)$$

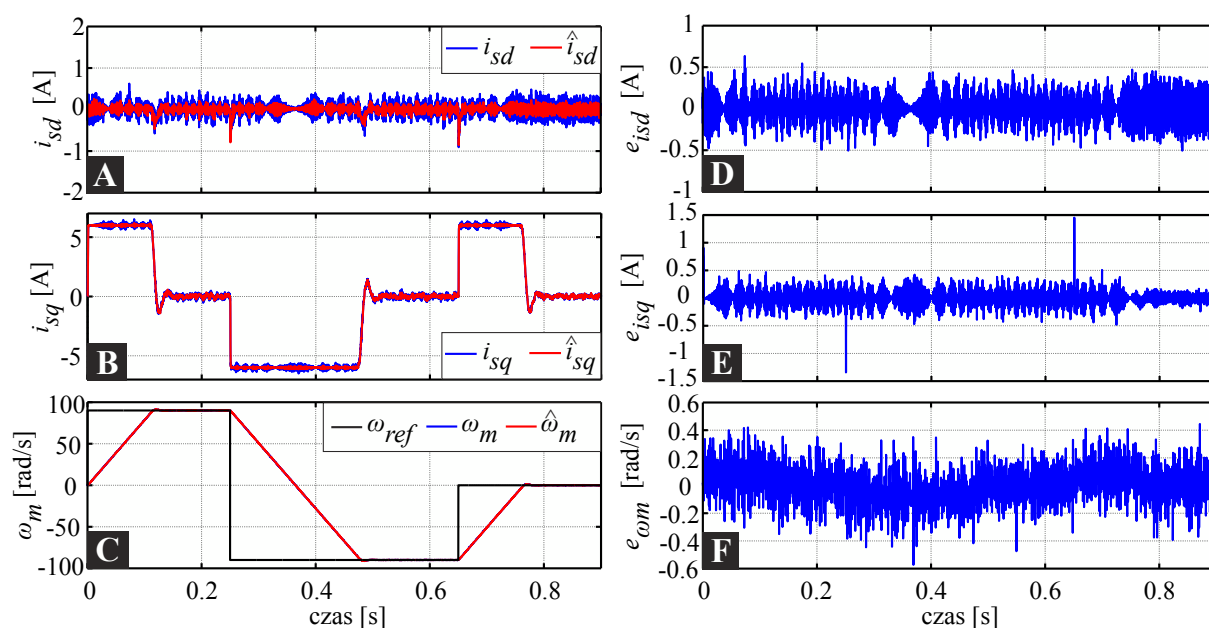
gdzie:  $\mathbf{I}$  - macierz jednostkowa.

Po wykonaniu wszystkich operacji algorytm przechodzi do kolejnej iteracji  $k \rightarrow k+1$ .



## 5.2. Redukcja zakłóceń pomiarowych

Wstępną weryfikację działania algorytmu pod kątem eliminacji zakłóceń pomiarowych przeprowadzono w postaci badań symulacyjnych zrealizowanych w środowisku MATLAB/SIMULINK/PLECS. Do mierzonych sygnałów prądów fazowych oraz prędkości kątowej dodano szum biały. Otrzymane wyniki badań symulacyjnych przedstawione zostały na rysunku 5.1.



Rysunek 5.1. Wyniki symulacyjne estymacji wektora zmiennych stanu: A) mierzona oraz estymowana wartość prądu  $i_{sd}(t)$ , B) mierzona oraz estymowana wartość prądu  $i_{sq}(t)$ , C) referencyjna, mierzona oraz estymowana wartość prędkości kątowej  $\omega_m(t)$ , D), E), F) różnica między mierzonymi a estymowanymi wartościami prądów  $i_{sd}(t)$ ,  $i_{sq}(t)$  oraz prędkości kątowej  $\omega_m(t)$

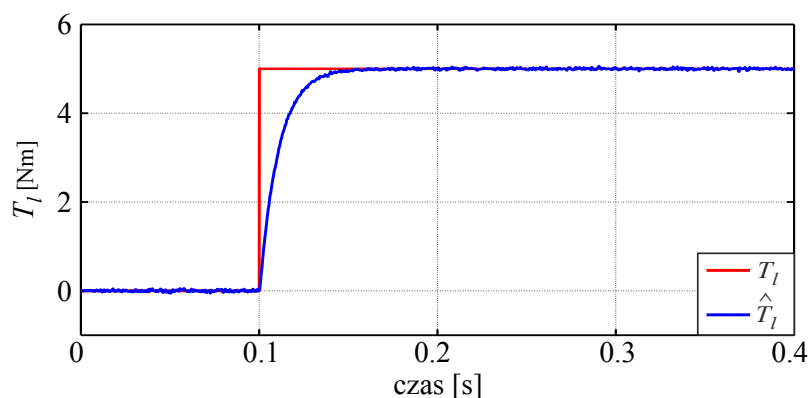
Na wykresach przedstawiono mierzone oraz estymowane sygnały zmiennych stanu (rys. 5.1 A÷C) podczas skokowych zmian prędkości zadanej: 90 rad/s @ 0ms, -90 rad/s @ 250 ms, 0 rad/s @ 650 ms.

Analizując przedstawione wyniki można zauważyć, że zastosowanie EKF skutecznie redukuje szumy pomiarowe (rys. 5.1), szczególnie w przypadku składowych wektora przestrzennego prądu stojana (rys. 5.1 A i B). Podczas nagłych zmian sygnału referencyjnego i prądu  $i_{sq}(t)$  można dostrzec chwilowy wzrost wartości błędów ( $t = 250$  ms i  $t = 650$  ms), który jest skutecznie eliminowany, co potwierdza poprawne działanie zaprojektowanego estymatora.

### 5.3. Estymacja momentu obciążenia

Rozszerzony filtr Kalmana jest estymatorem umożliwiającym wyznaczenie zewnętrznego zakłócenia działającego na układ [39,71,90]. Ze względu na jego właściwości, prócz eliminacji zakłóceń, postanowiono go wykorzystać do estymacji momentu obciążenia.

Podczas badań symulacyjnych wykorzystano EKF do estymacji zewnętrznego zakłócenia układu w postaci momentu obciążenia działającego na silnik. Weryfikacji poddano działanie estymatora podczas skokowej zmiany zewnętrznego momentu obciążenia.



Rysunek 5.2. Wyniki symulacyjne estymacji zewnętrznego zakłócenia podczas skokowej zmiany obciążenia

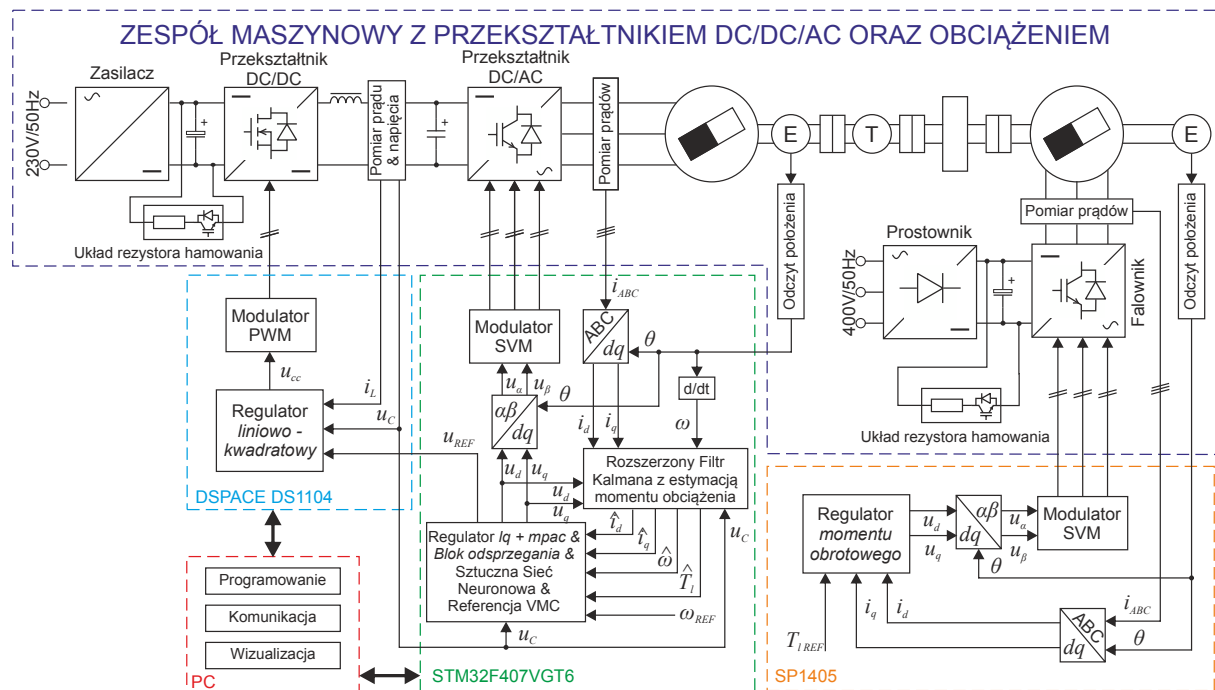
Test wykonano dla zerowej wartości zadanej prędkości kątowej silnika. Otrzymane wyniki działania estymatora przedstawiono na rysunku 5.2. Na otrzymanym przebiegu widać, że układ poprawnie estymuje wartość zewnętrznego momentu obciążenia, w stanie ustalonym estymowana wartość zakłócenia pokrywa się z przyłożoną wartością momentu obciążenia. Czas narastania estymowanego sygnału wynosi około 23.2 ms.

### 5.4. Podsumowanie

W niniejszym rozdziale przedstawiono estymator stanu obiektu bazujący na algorytmie EKF. Omówiono kolejne etapy procesu syntezy estymatora od wyprowadzenia dyskretnego modelu matematycznego obiektu sterowania, poprzez wyznaczenia nieliniowych funkcji dynamicznych, do szczegółowego opisu działania algorytmu EKF. Następnie przedstawiono oraz omówiono działanie zaimplementowanego algorytmu. Wyniki symulacyjne wskazują, że zastosowany estymator działa poprawnie redukując zakłócenia oraz szumy pomiarowe z sygnałów reprezentujących zmienne stanu obiektu. Dodatkowo układ wykorzystano do

estymacji zewnętrznego momentu obciążenia. Przedstawione wyniki badań symulacyjnych potwierdzają poprawne działanie opracowanego rozwiązania pod kątem eliminacji zakłóceń oraz szumów pomiarowych, a także estymacji momentu obciążenia silnika. EKF poprawnie estymuje zewnętrzne zakłócenie.

## 6. Stanowisko badawcze



Rysunek 6.1. Poglądowy schemat stanowiska badawczego

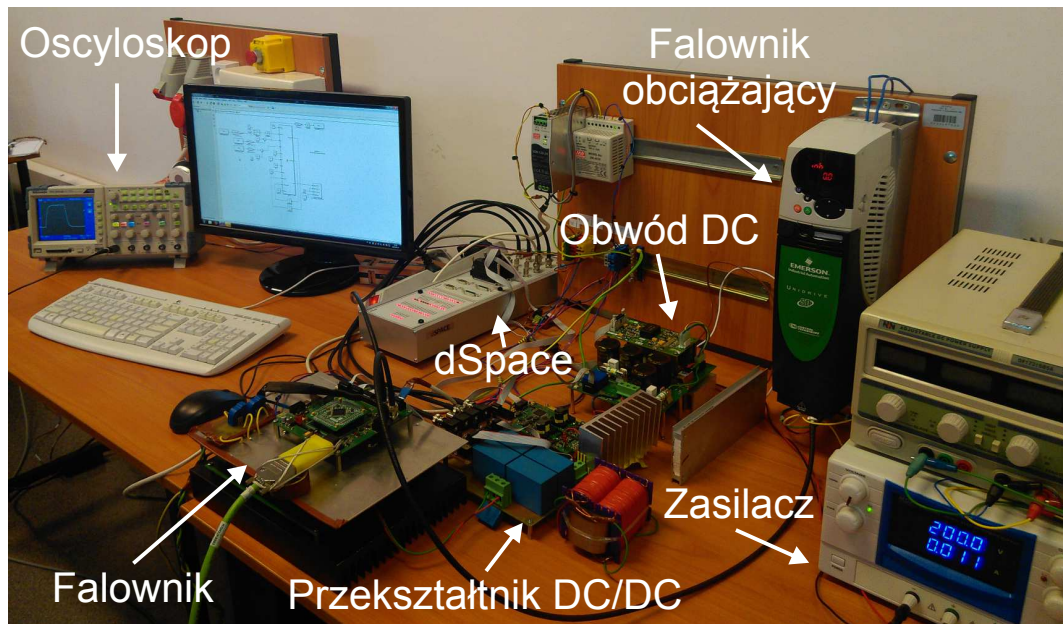
Badania eksperymentalne opracowanego algorytmu sterowania ze sprzężeniem od wektora stanu napędu PMSM z przekształtnikiem złożonym DC/DC/AC zrealizowano na stanowisku badawczym w którego skład wchodzi następujące urządzenia (Rys. 6.1):

- opracowany oraz wykonany prototyp trójfazowego, dwupoziomowego falownika napięcia o regulowanym napięciu obwodu pośredniczącego;
- regulowane źródło napięcia stałego przeznaczonego do zasilania obwodu mocy układu falownika DC/DC/AC;
- komercyjny falownik napięcia Unidrive 1405 wyprodukowany przez firmę Emerson Industry Automation - Control Techniques;
- zespół maszynowy składający się z dwóch silników PMSM wraz z dodatkową bezwładnością;
- przetwornik momentu obrotowego 1-T22/50NM wyprodukowany przez firmę HBM, przeznaczony do pomiaru momentu obrotowego na wale silnika;

— komputer klasy PC wraz z oprogramowaniem dedykowanym do programowania, sterowania oraz komunikacji ze sterownikiem falownika;

Opracowane algorytmy sterowania zaimplementowano w mikrokontrolerze STM32F4 oraz karcie kontrolno-pomiarowej dSpace DS 1104. Pierwszy z układów realizował zadanie sterowania silnikiem, drugi zaś odpowiadał za regulację napięcia przekształtnika DC/DC.

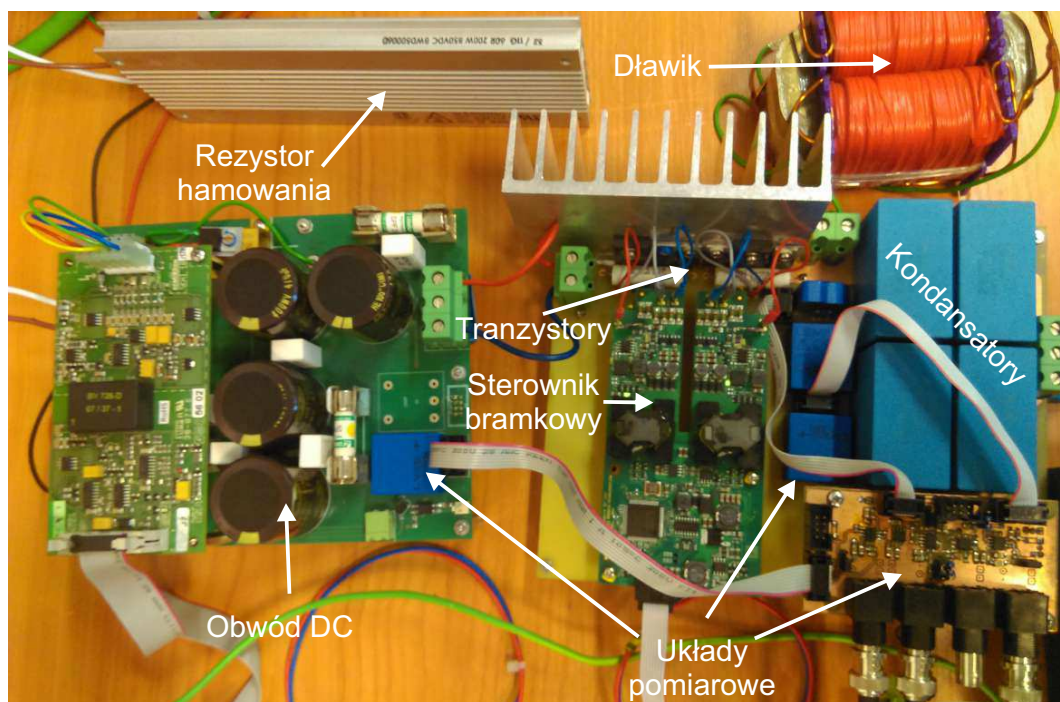
Zdjęcie stanowiska laboratoryjnego przedstawiono na rysunku 6.2. Konfiguracja, programowanie oraz komunikacja z urządzeniami realizowana jest z poziomu komputera PC. Do wizualizacji mierzonych wartości sygnałów wykorzystano autorski program na platformę PC oraz oscyloskop cyfrowy Tektronix (TPS 2024). Obwód mocy przekształtnika DC/DC/AC zasilany był z regulowanego źródła DC, falownik silnika pracujący jako obciążenie układu podłączony był bezpośrednio do sieci trójfazowej.



Rysunek 6.2. Zdjęcie stanowiska laboratoryjnego

## 6.1. Przekształtnik DC/DC

W opracowanym układzie pomiędzy falownikiem, a wejściowym obwodem DC połączonym ze źródłem napięcia zasilania znajduje się omówiony w rozdziale 3 synchroniczny przekształtnik DC/DC o topologii obniżającej napięcie. Opracowany prototyp urządzenia przedstawiono na rysunku 6.3. Konieczność zaprojektowania oraz wykonania prototypowego przekształtnika DC/DC/AC związana była z faktem, iż urządzenie o podobnej topologii,



Rysunek 6.3. Zdjęcie przekształtnika DC/DC wraz z obwodem magazynującym DC

spełniające odpowiednie wymagania nie było dostępne wśród oferowanych rozwiązań komercyjnych. W urządzeniu można wyróżnić następujące elementy składowe:

- wejściowy obwód DC z kondensatorowym magazynem energii, pomiarem napięcia oraz układem sterowania rezystorem hamowania;
- półmostek tranzystorowy na bazie elementów półprzewodnikowych z węgla krzemu (SiC) wraz ze sterownikiem bramkowym;
- obwód wyjściowego filtra *LC*;
- układy pomiarowe na bazie przetworników prądu oraz napięcia;
- układ kontrolno-pomiarowy zrealizowany przy pomocy karty dSpace DS1104;

Zdecydowano się zastosować łączniki mocy na bazie węgla krzemu ze względu na ich bardzo dobre parametry dynamiczne, małe straty przełączania oraz możliwość uzyskania wyższych częstotliwości przełączeń w porównaniu do elementów krzemowych [60, 63, 82, 83]. Zastosowano tranzystory MOSFET C2M0080120D oraz diody Schottky’ego C4D20120A firmy CREE oraz dedykowany sterownik bramkowy PT62SCMD17 tej samej firmy. Wartości podstawowych parametrów przekształtnika napięcia DC/DC zamieszczono w tabeli 6.1.

Do realizacji układów pomiarowych zastosowano przetworniki napięcia LV 25-P oraz prądu LTS 15-NP firmy LEM. W torze pomiarowym zastosowano analogowe filtry dolnoprzepustowe oraz dostosowano poziom napięć pomiarowych do zakresu  $\pm 10V$ , zgodnie z wymogami karty

kontrolno-pomiarowej dSpace DS 1104. Opracowany układ obwodu dopasowania napięcia pozwala na płynną regulację poziomu napięcia w obwodzie pośredniczącym [62, 64, 103].

Tablica 6.1. Parametry przekształtnika DC/DC

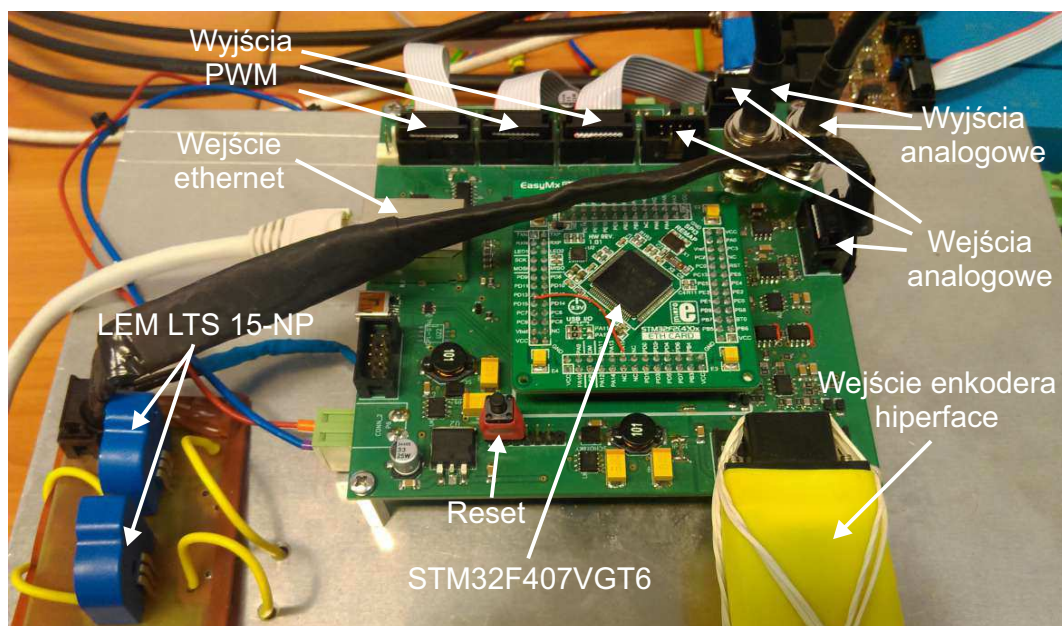
Parametr	Symbol	Wartość	Jednostka
maksymalne napięcie wejściowe	$U_{wej}^{max}$	600	V
pojemność wejściowa	$C_{wej}$	470	$\mu\text{F}$
częstotliwość przełączania	$f_p$	35.0	kHz
okres próbkowania	$T_p$	28.6	$\mu\text{s}$
indukcyjność dławika	$L_f$	3.0	mH
pojemność wyjściowa	$C_f$	30	$\mu\text{F}$

Wartości elementów pasywnych przekształtnika DC/DC wyznaczono przy założeniu, że: maksymalna wartość napięcia wejściowego nie przekracza 600 V, maksymalna amplituda tętnień prądu dławika nie przekracza 0.7 A, maksymalny prąd obciążenia wynosi 10 A oraz maksymalna amplituda tętnień napięcia wyjściowego nie przekracza 0.4 V. Szczegółowe informacje dotyczące sposobu wyznaczania parametrów obwodu LC można znaleźć w [60, 63].

## 6.2. Przekształtnik DC/AC wraz z zespołem maszynowym wyposażonym w silnik PMSM

W ramach prac badawczych zaprojektowano oraz wykonano prototyp trójfazowego mostkowego falownika napięcia dedykowanego do sterowania trójfazowymi silnikami elektrycznymi prądu przemiennego, w szczególności silnikami synchronicznymi o magnesach trwałych. W urządzeniu zastosowano mikrokontroler STM32F407VGT6 firmy STMicroelectronics, dzięki czemu możliwa była implementacja rozbudowanych algorytmów regulacji bazujących na sterowaniu ze sprzężeniem od wektora stanu z zastosowaniem sztucznych sieci neuronowych oraz rozszerzonego filtra Kalmana.

Układ pomiaru prądów fazowych zrealizowano przy pomocy przetworników prądu LTS 15-NP firmy LEM. W torze pomiarowym zastosowano analogowe filtry dolno-przepustowe. Jako element pomiarowy położenia kąтового użyto inkrementalny przetwornik obrotowo-impulsowy o sinusoidalnym rozkładzie impulsów typu SRS50 firmy SICK/STEGMANN z interfejsem HIPERFACE.



Rysunek 6.4. Zdjęcie układu mikroprocesorowego falownika

Falownik został dodatkowo wyposażony w analogowe oraz cyfrowe interfejsy komunikacyjne. Przy pomocy sygnałów analogowych przesyłano informacje pomiędzy sterownikiem falownika, a kontrolerem przekształtnika napięcia DC/DC. Komunikacyjny interfejs cyfrowy w postaci połączenia ETHERNET pozwalał na komunikację z falownikiem poprzez dedykowany interfejs użytkownika na komputerze PC.

Tablica 6.2. Parametry przekształtnika DC/AC

Parametr	Symbol	Wartość	Jednostka
maksymalne napięcie obwodu pośredniczącego	$U_{DC}^{max}$	600	V
prąd maksymalny	$I_N^{max}$	$\pm 16$	A
częstotliwość przełączania	$f_{sw}$	10.0	kHz
okres próbkowania	$T_s$	100	$[\mu s]$

Do budowy dwupoziomowego stopnia mocy falownika zastosowano trójfazowy moduł tranzystorowy z tranzystorami IGBT SK45GD063 firmy SEMIKRON oraz dedykowane sterowniki bramkowe SKYPER 32 PRO. Nominalne parametry elektryczne falownika przedstawiono w tabeli 6.2.

W skład stanowiska badawczego zalicza się także zespół maszynowy (rys. 6.5) złożony z następujących elementów:

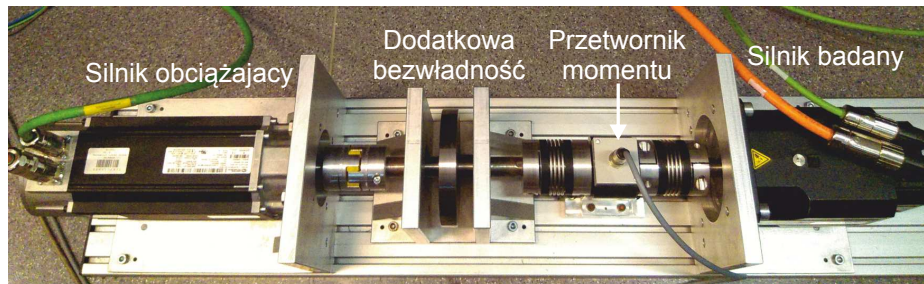


- silnik typu PMSM (LST-127-2-30-560/T1) wykonany przez firmę LTi Drives, wykorzystywany jako obiekt sterowania,
- przetwornik momentu obrotowego,
- dysk stalowy pełniący rolę dodatkowej bezwładności,
- silnik typu PMSM (115U2D300VAC) firmy EMERSON Industrial Automation, wykorzystywany do obciążania układu.

Tablica 6.3. Parametry znamionowe badanego silnika

Parametr	Symbol	Wartość	Jednostka
napięcie nominalne	$U_N$	400	VAC
stała momentu	$K_t$	1.65	Nm/A
skuteczny prąd nominalny	$I_N$	5.8	A
moment nominalny	$T_N$	8.8	Nm
moc nominalna	$P_N$	2.76	kW
liczba par biegunów	$p$	3.0	
prędkość nominalna	$\Omega_N$	314.16	rad/s
całkowity moment bezwładności	$J_c$	$8.8 \times 10^{-3}$	kgm <sup>2</sup>
indukcyjność międzyfazowa	$L_{ph-ph}$	19.02	mH
rezystancja międzyfazowa	$R_{ph-ph}$	2.1	$\Omega$

Zastosowany układ maszynowy (rys. 6.5) wraz z opracowanym falownikiem napięcia pozwala na wykonanie wielokryterialnej analizy pracy silnika synchronicznego o magnesach trwałych, m.in. dzięki możliwości implementacji rozbudowanych algorytmów sterowania. Dodatkowo zastosowanie zaawansowanych czujników przeznaczonych do pomiaru momentu obrotowego daje możliwość zarejestrowania oraz analizy istotnych parametrów pracy silnika. Tak wyposażone stanowisko badawcze pozwala na wykonanie pomiarów oraz analizy prądów fazowych stojana oraz momentu obrotowego na wale silnika. Ponadto możliwe jest precyzyjne



Rysunek 6.5. Zdjęcie zespołu maszynowego z silnikami PMSM

zadawanie momentu obciążenia oraz sterowanie prędkością obrotową silnika. Najważniejsze parametry elektryczne i mechaniczne zamieszczono w tabeli 6.3.

### **6.3. Podsumowanie**

W przedstawionym rozdziale zamieszczono opis stanowiska laboratoryjnego. Opisano poszczególne elementy składowe zespołu maszynowego wraz z układami sterowania. Wymienione zostały urządzenia wchodzące jego w skład ze szczególnym uwzględnieniem opracowanego prototypu falownika napięcia DC/DC/AC, w którym można wyróżnić dwa najważniejsze elementy, t.j. przekształtnik napięcia DC/DC oraz dwupoziomowy mostkowy falownik napięcia. Podane zostały parametry elektryczne oraz mechaniczne urządzeń wraz z opisem interfejsów pomiarowych oraz komunikacyjnych w jakie zostały one wyposażone.

## 7. Wyniki badań eksperymentalnych

Wykonane badania eksperymentalne pozwoliły zweryfikować działanie opracowanego układu napędowego z silnikiem PMSM. W ramach przeprowadzonych eksperymentów zweryfikowano działanie rozszerzonego filtru Kalmana oraz opracowanego układu regulacji, a także wpływu wybranej topologii przekształtnika na prądy fazowe oraz tętnienia momentu elektromagnetycznego badanego silnika.

Pierwsza część rozdziału zawiera analizę działania zaimplementowanego algorytmu rozszerzonego filtru Kalmana. Przedstawiona analiza obejmuje jego wpływ na redukcję zakłóceń pomiarowych w mierzonych sygnałach zmiennych stanu oraz estymację zakłócenia działającego na silnik.

Analiza działania algorytmu regulacji obejmuje badania porównawcze układu pracującego z dynamicznie regulowaną oraz stałą wartością napięcia obwodu pośredniczącego. Weryfikacji poddano trzy aspekty działania opracowanej struktury regulacji, tj. odpowiedź układu podczas skokowych zmian prędkości zadanej, kompensację skokowo zmiennego zewnętrznego zakłócenia oraz odpowiedź mało-sygnałową układu.

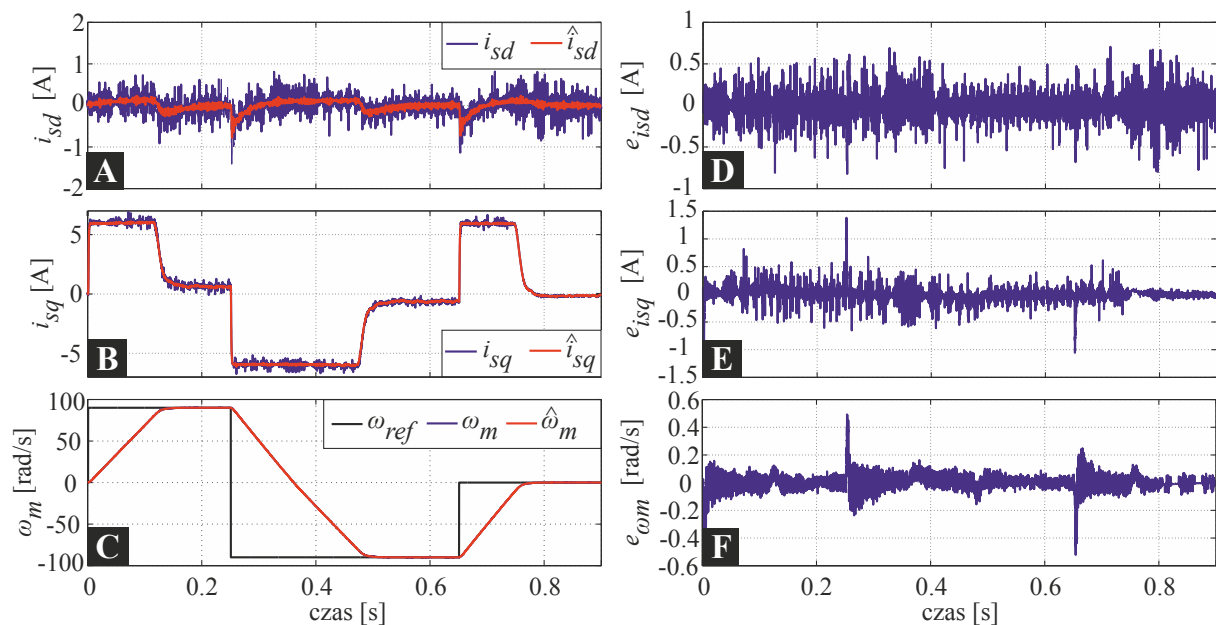
Wpływ zastosowanej topologii przekształtnika na prądy fazowe oraz tętnienia momentu elektromagnetycznego zbadano dla silnika pracującego przy różnych prędkościach obrotowych oraz różnym obciążeniu. Na podstawie wykonanych pomiarów wyznaczono wartości współczynnika THD (z *ang.* *Total Harmonic Distortion*) dla prądów fazowych oraz obliczono współczynnik tętnień momentu elektromagnetycznego TRF (z *ang.* *Torque Ripple Factor*). We wszystkich przypadkach badano pracę silnika przy stałym oraz dynamicznie regulowanym napięciu obwodu pośredniczącego. W ramach badań porównawczych wyznaczono stosunek tętnień momentu elektromagnetycznego dla układu pracującego z dynamicznie regulowaną oraz stałą wartością napięcia obwodu pośredniczącego.

## 7.1. Ograniczenie szumów pomiarowych oraz estymacja zakłócenia

Opracowany algorytm rozszerzonego filtru Kalmana, omówiony w rozdziale 5 został zaimplementowany w badanym układzie napędowym. Zastosowano go do redukcji szumów pomiarowych występujących w układzie napędowym, a także do estymacji zakłócenia.

### 7.1.1. Redukcja zakłóceń pomiarowych

Wyniki działania opracowanego oraz zaimplementowanego w sterowniku silnika algorytmu przedstawione zostały na rysunku 7.1. Na wykresach przedstawiono mierzone oraz estymowane sygnały zmiennych stanu (rys. 7.1 A ÷ C) podczas skokowych zmian prędkości zadanej: 90 rad/s @ 0ms, -90 rad/s @ 250 ms, 0 rad/s @ 650 ms.



Rysunek 7.1. Wyniki estymacji wektora zmiennych stanu: A) mierzona oraz estymowana wartość prądu  $i_{sd}(t)$ , B) mierzona oraz estymowana wartość prądu  $i_{sq}(t)$ , C) referencyjna, mierzona oraz estymowana wartość prędkości kątowej  $\omega_m(t)$ , D), E), F) różnica między mierzonymi oraz estymowanymi wartościami prądów  $i_{sd}(t)$ ,  $i_{sq}(t)$  oraz prędkości kątowej  $\omega_m(t)$

Analizując przedstawione wyniki można zauważyć, że zastosowanie EKF skutecznie redukuje szumy pomiarowe (rys. 7.1), szczególnie w przypadku składowych wektora przestrzennego prądu stojana (rys. 7.1 A i B). Poza kilkoma przypadkami wartość błędu estymacji oscyluje wokół zera wskazując na losowy charakter szumu. Podczas nagłych zmian sygnału referencyjnego i prądu  $i_{sq}(t)$  można dostrzec chwilowy wzrost wartości błędu ( $t = 250$  ms i  $t = 650$  ms), który jest skutecznie eliminowany, co potwierdza poprawne działanie zaprojektowanego estymatora.

### 7.1.2. Estymacja momentu obciążenia

Rozszerzony filtr Kalmana jest układem estymatorem umożliwiającym wyznaczenie zewnętrznego zakłócenia działającego na układ [39, 71, 90]. Ze względu na jego właściwości, prócz eliminacji zakłóceń, postanowiono go wykorzystać do estymacji momentu obciążenia. Całkowite obciążenie działające na silnik PMSM można opisać następującą zależnością [32]:

$$T_o(t) = T_l(t) + T_{pul}(t) + T_b(t) \quad (7.1)$$

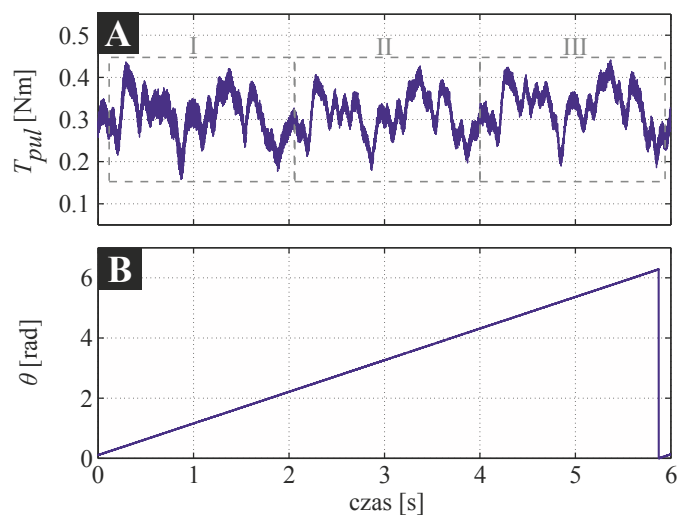
gdzie:  $T_l(t)$  - zewnętrzny moment obciążenia,  $T_{pul}(t)$  - składowa pulsująca oraz  $T_b(t)$  - tarcie. Moment pulsujący można podzielić na kolejne dwie składowe [32]:

$$T_{pul}(t) = T_{rip}(t) + T_{cog}(t) \quad (7.2)$$

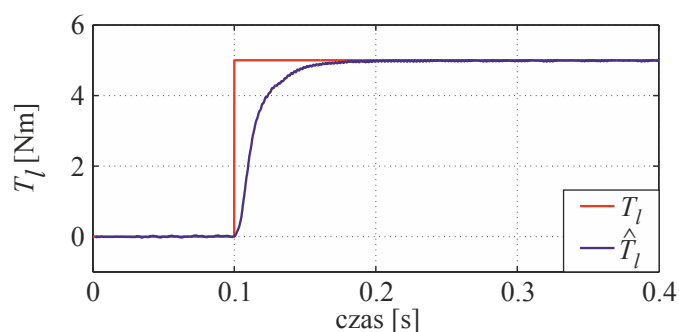
gdzie:  $T_{rip}(t)$  - tętnienia wysokoczęstotliwościowe,  $T_{cog}(t)$  - moment zaczepowy.

EKF wykorzystano do estymacji całkowitego momentu działającego na silnik. Dzięki temu estymowane zakłócenie zawiera zarówno składową pulsującą momentu elektromagnetycznego jak i składową pochodzącą od tarcia oraz zewnętrznego momentu obciążenia. Na rysunku 7.2 przedstawiono wynik działania estymacji momentu obciążenia dla prędkości obrotowej równej 10 obr/min podczas jednego pełnego obrotu wału silnika. Przedstawiony przebieg prócz składowej pulsującej zawiera także składową pochodzącą od tarcia. Łatwo zauważyć, że estymowany moment posiada charakter okresowy, co znajduje potwierdzenie w literaturze [24, 32]. Amplituda pulsacji wynosi około 0.3 Nm. Jako, że badany silnik posiada 3 pary biegunów. W otrzymanym przebiegu zauważyć można trzy powtarzające się fragmenty momentu pulsującego podczas wykonywanego obrotu.

Dodatkowo weryfikacji poddano działanie estymacji podczas skokowej zmiany zewnętrznego momentu obciążenia. W celu wyeliminowania składowej pochodzącej od tarcia oraz momentu pulsującego test wykonano dla zatrzymanego wału silnika. Wynik eksperymentu przedstawiono na rysunku 7.3. Na otrzymanym przebiegu widać, że układ poprawnie estymuje wartość zewnętrznego momentu obciążenia. Czas narastania odpowiedzi w tym przypadku wynosi około 30 ms. Ze względu na ograniczenia wynikające z występowania szumów pomiarowych nie było możliwe uzyskanie większej dynamiki działania estymatora, ponieważ może to oddziaływać negatywnie na regulację prędkości kątowej powodując powstawanie



Rysunek 7.2. Wyniki estymacji pulsacji momentu elektromagnetycznego dla prędkości 10 obr/min: A) tętnienia momentu elektromagnetycznego, B) położenie kątowe wału



Rysunek 7.3. Wyniki estymacji momentu obciążenia podczas skokowej zmiany obciążenia

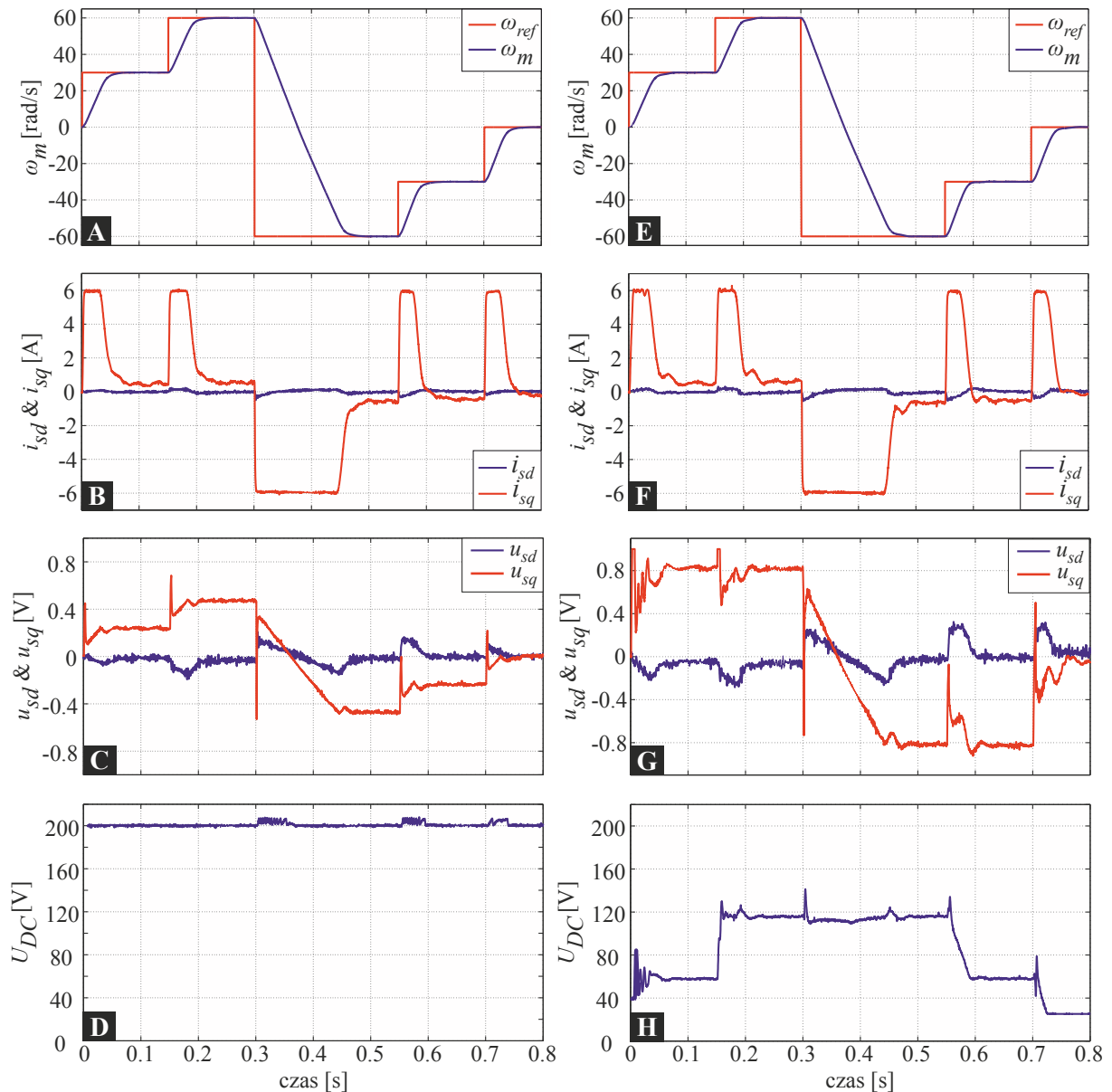
niepożądanych oscylacji, co ma istotny wpływ na działanie układu w zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego.

## 7.2. Regulacja prędkości kątowej silnika PMSM

Opracowany algorytm sterowania ze sprzężeniem od wektora zmiennych stanu umożliwia regulację prędkości obrotowej silnika PMSM przy zmiennej wartości napięcia obwodu pośredniczącego falownika. Rozszerzona topologia przekształtnika DC/DC/AC wymusza przestrajanie regulatora w zależności od aktualnego punktu pracy napędu. Z tego powodu postanowiono poddać weryfikacji eksperymentalnej działanie opracowanego algorytmu sterowania oraz porównać go do układu o stałym napięciu obwodu pośredniczącego  $U_{DC}$ . Taka weryfikacja pozwoli odpowiedzieć na pytanie jak przestrajanie regulatora spowodowane zmiennym poziomem napięcia obwodu pośredniczącego falownika wpływa na parametry

dynamiczne układu. Ze względu na badawczy charakter prac oraz prototypową wersję przekształtnika eksperymenty wykonano dla napięcia wejściowego równego 200 V. Podczas badań przyjęto, że maksymalna dopuszczalna wartość składowej prądu  $i_{sq}$  w wirującym układzie współrzędnych  $dq$  nie powinna przekraczać 6 A.

### Wariant I



Rysunek 7.4. Odpowiedzi skokowe napędu z silnikiem PMSM dla stałej (kolumna lewa) i zmiennej (kolumna prawa) wartości napięcia obwodu pośredniczącego: A) i E) prędkość zadana  $\omega_{ref}(t)$  i mierzona  $\omega_m(t)$ , B) i F) składowe  $i_{sd}(t)$  oraz  $i_{sq}(t)$  wektora przestrzennego prądu stojana, C) i G) składowe wektora przestrzennego sygnałów sterujących  $u_{sd}(t)$  oraz  $u_{sq}(t)$ , D) i H) napięcie obwodu pośredniczącego

Na rysunku 7.4 przedstawiono wyniki otrzymane dla skokowych zmian prędkości zadanej przy

braku obciążenia. Lewa kolumna (rys. 7.4 A ÷ D) dotyczy pracy silnika dla standardowej topologii przekształtnika z napięciem wejściowym równym 200 V. Natomiast prawa zawiera odpowiedź układu dla zaproponowanej topologii ze zmieniającą się wartością napięcia obwodu pośredniczącego  $u_C(t)$ . Jako wymuszenie podano skokowo zmieniającą się wartość prędkości: 30 rad/s @ 0 ms, 60 rad/s @ 150 ms, -60 rad/s @ 300 ms, -30 rad/s @ 550 ms oraz 0 rad/s @ 700 ms.

Analizując przebiegi prędkości obrotowych wału silnika można zauważyć, że proces regulacji realizowany jest poprawnie bez uchybu ustalonego i przeregulowania, oraz że ich dynamika jest w zasadzie identyczna. Wyznaczone na podstawie zarejestrowanych przebiegów czasy narastania i opadania zestawiono w tabeli 7.1. Widać tutaj, że ich różnica nie przekracza wartości 0.5 ms, co świadczy o praktycznie identycznej dynamice narastania prędkości obrotowej. Na uwagę zasługuje fakt, że prawie we wszystkich przypadkach wartość czasu  $t_{10\%}$  jest nieco mniejsza w przypadku standardowej topologii ze stałą wartością napięcia  $U_{DC}$ . Powodem tego może być różnica w dynamice narastania składowej prądu  $i_{sq}(t)$ , która ma bezpośrednie przełożenie na wytwarzany moment elektromagnetyczny. Nieco gorsza dynamika narastania momentu elektromagnetycznego może powodować przesunięcie podczas zwiększania się prędkości obrotowej silnika. Zjawisko to niewątpliwie będzie oddziaływać na czas regulacji nieco go wydłużając. Otrzymane wyniki wskazują, że czas narastania jest zależny od wartości zmiany prędkości zadanej. Takie zachowanie wynika z faktu, iż przez większość czasu narastania układ pracuje przy ograniczeniu wartości składowej prądu  $i_{sq}(t)$ , aby ten nie przekroczył wartości 6 A. Opracowany algorytm regulacji jest w stanie poprawnie ograniczać wartość składowej wektora przestrzennego prądu w osi  $q$ . Dodatkowo należy wspomnieć, że zastosowano strategię sterowania z zerowaniem składowej prądu  $i_{sd}$ , dzięki czemu jej wartość nie musi być ograniczana. Sporą różnicę można zauważyć w przebiegu sygnałów sterujących  $u_{sd}$  i  $u_{sq}$ , wpływ na to ma zastosowany algorytm i zmieniająca się wartość napięcia obwodu pośredniczącego DC. W pierwszym przypadku dla stanu ustalonego sygnał sterujący  $u_{sq}$  nie przekracza wartości ok. 0.5, dla drugiego zaś jest znacznie większy i osiąga poziom ponad 0.8. W przypadku obniżonego napięcia obwodu pośredniczącego, uzyskanie określonej prędkości kątowej związane jest z koniecznością podania większego sygnału sterującego. Dodatkowo algorytm wyznaczania optymalnego napięcia uwzględnia co najmniej dziesięcioprocentowy zapas, co w praktyce przekłada się na to, iż sygnał sterujący w stanie ustalonym znajduje się w zakresie 0.8 ÷ 0.9. Margines bezpieczeństwa pozwala kompensować



Tablica 7.1. Czasy narastania i opadania prędkości obrotowej

zadany skok [rad/s]	stałe napięcie			regulowane napięcie		
	$t_{10\%}$ [ms]	$t_{90\%}$ [ms]	$\Delta t$ [ms]	$t_{10\%}$ [ms]	$t_{90\%}$ [ms]	$\Delta t$ [ms]
0 → 30 @ 0 ms	8.2	44.2	36.3	9.9	46.7	36.8
30 → 60 @ 150 ms	158.4	195.0	36.6	159.6	195.8	36.2
60 → -60 @ 300 ms	318.0	442.2	124.2	317.8	441.7	123.9
-60 → -30 @ 550 ms	557.8	590.2	32.4	558.2	588.7	30.5
-30 → 0 @ 700 ms	707.8	741.0	33.2	708.9	741.5	32.6

zmieniający się moment obciążenia, do czasu aż odpowiednio nie wzrośnie wartość napięcia w obwodzie pośredniczącym. Zmiana jego poziomu widoczna jest na rysunku 7.4 H). W trakcie rozruchu pojawiają się gasnące oscylacje napięcia, spowodowane nagłym wzrostem amplitudy pobieranego prądu, w sytuacji gdy wcześniej układ pozostawał w spoczynku. Podczas kolejnych zmian prędkości oscylacje już nie występują. Widoczny wzrost poziomu napięcia obwodu pośredniczącego (rys. 7.4 D i H) można zaobserwować dla trzech chwil czasu (0.3, 0.55 i 0.7 s), który związany jest z hamowaniem silnika. Napęd przechodzi w generatorowy tryb pracy, w efekcie czego zwraca energię do obwodu pośredniczącego, co skutkuje chwilowym wzrostem napięcia. W przypadku falownika o klasycznej topologii za utrzymywanie wartości napięcia obwodu pośredniczącego w odpowiednim zakresie odpowiada układ rezystora hamowania, w drugim przypadku odpowiedzialny jest za to układ regulacji napięcia przekształtnik DC/DC. Omawiane przebiegi obrazują, że układ działa poprawnie utrzymując wartość napięcia w pożądanym zakresie.

Na podstawie otrzymanych przebiegów przedstawionych na rysunku 7.4 wyznaczono dynamikę narastania oraz opadania składowej prądu  $i_{sq}$ . Zadana prędkość zmieniała się pięć razy w sposób skokowy, co odpowiada pięciokrotnym zmianom prądu. Czasy narastania oraz opadania składowej prądu w osi  $q$  zamieszczono tabeli 7.2. Analizując czasy narastania widać, że w przypadku pracy ze stałym napięciem obwodu pośredniczącego są one krótsze, aniżeli w przypadku regulowanej wartości napięcia. Takie zachowanie jest zgodne z przewidywaniami, ponieważ mniejsze napięcie przekłada się na ograniczenie dynamiki narastania prądu. Z danych zawartych w tabeli 7.2 wynika, że dynamika zmian prądu w układzie z zastosowanym regulatorem jest także zależna od wartości skoku sygnału zadanego. Zjawisko to jest dobrze widoczne dla czasów  $t_{r1}$ ,  $t_{r2}$  oraz  $t_{r3}$  podczas pracy przy stałej wartości napięcia obwodu

Tablica 7.2. Czasy narastania i opadania składowej prądu  $i_{sq}$

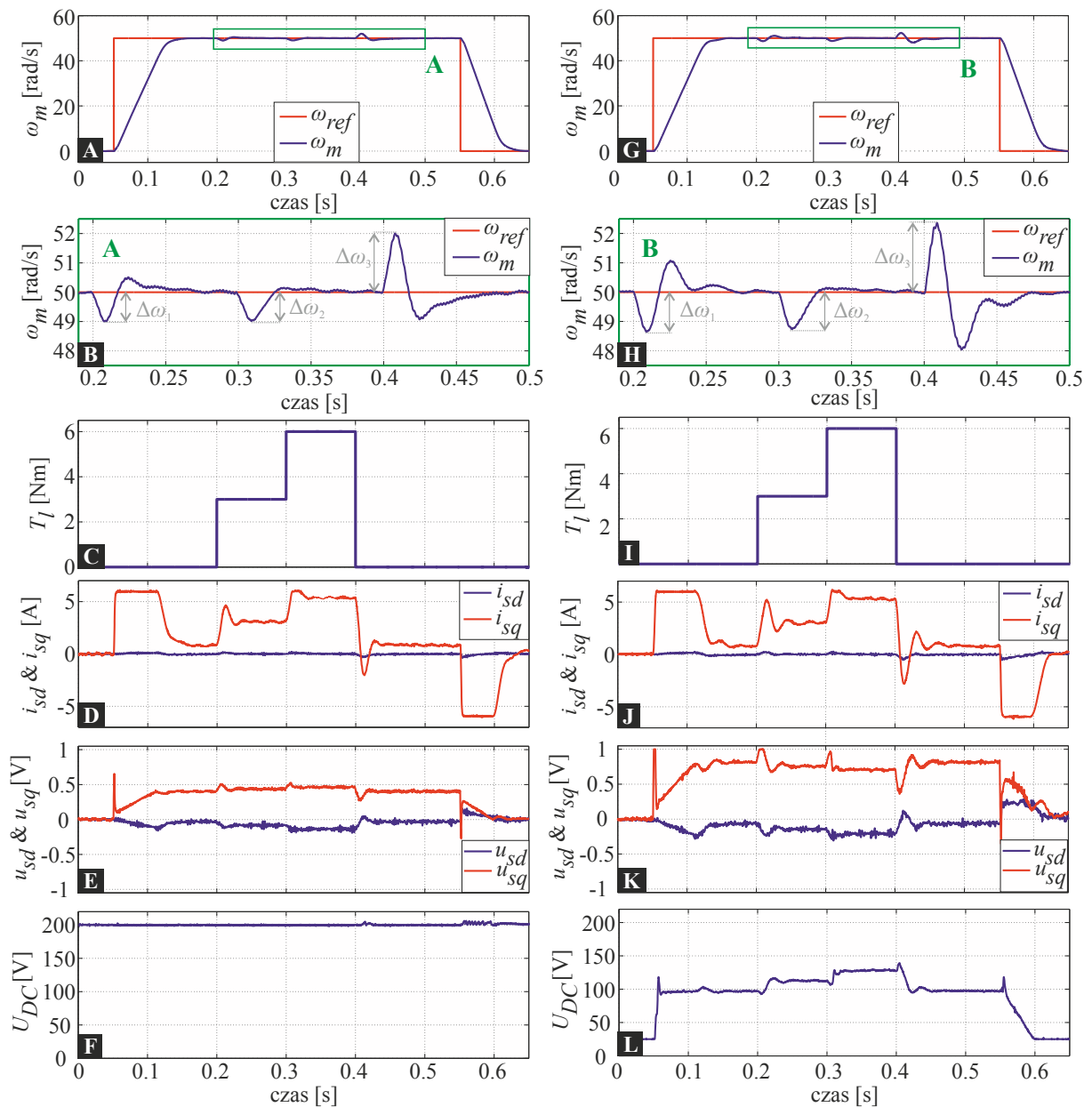
symbol	stałe napięcie			regulowane napięcie		
	$t_{10\%}$ [ms]	$t_{90\%}$ [ms]	$\Delta t$ [ms]	$t_{10\%}$ [ms]	$t_{90\%}$ [ms]	$\Delta t$ [ms]
$t_{r1}$	1.5	3.7	2.2	2.5	7.1	4.6
$t_{r2}$	151.5	153.7	2.2	152.2	155.6	3.4
$t_{r3}$	301.3	302.8	1.5	301.3	303.0	1.7
$t_{r4}$	551.5	554.0	2.5	551.8	554.5	2.7
$t_{r5}$	701.3	703.8	2.5	702.0	705.3	3.3
	$t_{90\%}$ [ms]	$t_{10\%}$ [ms]	$\Delta t$ [ms]	$t_{90\%}$ [ms]	$t_{10\%}$ [ms]	$\Delta t$ [ms]
$t_{f1}$	34.5	56.3	21.8	36.5	53.3	16.8
$t_{f2}$	185.9	209.1	23.2	188.1	203.6	15.5
$t_{f3}$	448.4	473.6	25.2	448.6	463.4	14.8
$t_{f4}$	579.5	601.5	22.0	580.0	596.6	16.6
$t_{f5}$	730.3	756.8	26.5	730.4	750.9	20.5

pośredniczącego. Zmiana prędkości zadanej o 30 rad/s odpowiada czasowi narastania prądu równemu 2.2 ms, natomiast dla zmiany wartości zadanej o 120 rad/s jest on równy 1.5 ms. Zauważono, że zmienna wartość napięcia wpływa na szybkość narastania prądu.

W przypadku opadania prądu zaobserwowano krótsze czasy dla układu pracującego z obniżonym napięciem obwodu pośredniczącego. Jest to spowodowane umiejscowieniem biegunów analizowanego układu. Zagadnienie to zostanie omówione w dalszej części pracy. Należy podkreślić, iż przedstawione różnice w dynamice prądu nie przekładają się na zauważalne różnice w dynamice narastania prędkości obrotowej silnika PMSM, ze względu na stałą mechaniczną układu.

## Wariant II

Zachowanie się obiektu w przypadku skokowych zmian momentu obciążenia przedstawiono na rysunku 7.5 dla napięcia obwodu pośredniczącego o stałej oraz optymalnej wartości. Testy przeprowadzono dla prędkości zadanej równej 50 rad/s. W stanie ustalonym obciążono silnik momentem równym 3 Nm dla czasu (200; 300) ms, 6 Nm dla czasu (300; 400) ms, dla pozostałego czasu silnik pracował bez obciążenia.



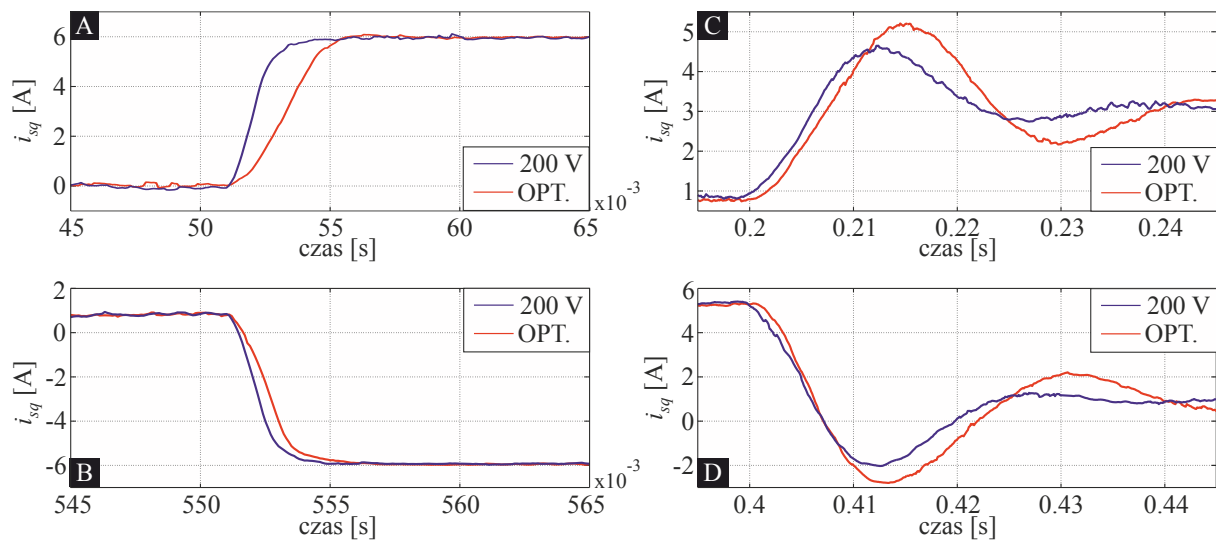
Rysunek 7.5. Odpowiedzi skokowe napędu z silnikiem PMSM dla stałej (kolumna lewa) i zmiennej (kolumna prawa) wartości napięcia obwodu pośredniczącego: A) i G) prędkość zadana  $\omega_{ref}(t)$  i mierzona  $\omega_m(t)$ , B) i H) powiększenie obszaru A i B, C) i I) zadany zewnętrzny moment obciążenia  $T_l(t)$ , D) i J) składowe  $i_{sd}(t)$  oraz  $i_{sq}(t)$  wektora przestrzennego prądu stojana, E) i K) składowe wektora przestrzennego sygnałów sterujących  $u_{sd}(t)$  oraz  $u_{sq}(t)$ , F) i L) napięcie obwodu pośredniczącego

Analizując otrzymane przebiegi można zauważyć, że dynamika odpowiedzi układu jest w zasadzie bardzo podobna, jednak pewne różnice można zaobserwować podczas skokowej zmiany obciążenia. W przypadku pracy z obniżoną wartością napięcia obwodu pośredniczącego w trakcie zmian wartości obciążenia widoczne są większe odchylenia prędkości obrotowej od wielkości referencyjnej. W tabeli 7.3 zamieszczono wartości amplitud zarejestrowanych odchyżeń. W przypadku pracy układu przy obniżonym napięciu obwodu pośredniczącego DC

Tablica 7.3. Maksymalne wartości odchylenia podczas zmian obciążenia

stałe napięcie			regulowane napięcie		
$\Delta\omega_1$ [rad/s]	$\Delta\omega_2$ [rad/s]	$\Delta\omega_3$ [rad/s]	$\Delta\omega_1$ [rad/s]	$\Delta\omega_2$ [rad/s]	$\Delta\omega_3$ [rad/s]
1.00	1.00	2.00	1.35	1.26	2.35

ich poziom wzrósł o  $17.5 \div 35\%$ . Taki stan rzeczy wskazuje na gorszą kompensację skokowo zmieniającego się momentu obciążenia względem układu o stałej wartości napięcia obwodu pośredniczącego. Niewątpliwie ma to związek z szybkością narastania składowej  $i_{sq}$  prądu w wirującym układzie współrzędnych  $dq$ .



Rysunek 7.6. Powiększone przebiegi prądu  $i_{sq}(t)$  dla stałej i zmiennej wartości napięcia obwodu pośredniczącego: A) i B) prądy podczas skoku wartości prędkości referencyjnej (0 rad/s -> 50 rad/s, 50 rad/s -> 0 rad/s), C) i D) prądy podczas skokowej zmiany obciążenia (0 Nm -> 3 Nm, 6 Nm -> 0 Nm)

Mniejszy poziom napięcia w obwodzie pośredniczącym ma przełożenie na dynamikę zmian składowych wektora przestrzennego prądu silnika, natomiast mniejsze napięcie powoduje wolniejsze narastanie prądu. Na rysunku 7.6 przedstawiono w powiększeniu przebiegi prądu  $i_{sq}(t)$  zarejestrowane podczas omawianego eksperymentu. Na przedstawionych wykresach widać dokładnie różnice w dynamice prądu dla układu pracującego ze stałą oraz optymalną wartością napięcia obwodu pośredniczącego. Podczas zmiany wartości referencyjnej prędkości kątowej (rys. 7.6 A i B) widać, że prąd w przypadku pracy układu przy obniżonym (regulowanym) napięciu obwodu pośredniczącego narasta wolniej. Ponadto można zauważyć różnicę w dynamice zmian prądu podczas rozpędzania i hamowania silnika. Spowodowane są one faktem, iż podczas przyspieszania napięcie początkowe obwodu pośredniczącego jest znacznie mniejsze (30 V), aniżeli podczas hamowania (100 V). Otrzymane wyniki potwierdzają

zależność szybkości narastania składowej prądu od wartości napięcia obwodu pośredniczącego w badanym układzie. Układ wykazuje podobne zachowanie podczas kompensacji zmiennego momentu obciążenia (rys. 7.6 C i D). Szybkość kompensacji zewnętrznego momentu obciążenia w silnikach PMSM jest uzależniona od dynamiki zmian prądu, więc w tym przypadku gorsza dynamika przekłada się na gorszą kompensację zakłócenia. Otrzymane wyniki są zbliżone do wyników otrzymanych w symulacjach.

### Wariant III

W ramach badań eksperymentalnych przeprowadzono analizę dla tzw. odpowiedzi małosygnałowej układu (t.j. gwarantującej pracę w liniowym zakresie) dla pracy ze stałą oraz optymalną wartością napięcia obwodu pośredniczącego. Na wejście podano skokową zmianę wartości referencyjnej prędkości obrotowej  $0 \rightarrow 10 \text{ rad/s @ 0ms}$  oraz  $10 \rightarrow 0 \text{ rad/s @ 100 ms}$ . Otrzymane wyniki przedstawiono na rysunku 7.7. Na podstawie zarejestrowanych przebiegów wyznaczono parametry odpowiedzi takie jak:

- czasy  $t_{10\%}$  oraz  $t_{90\%}$ ,
- czasy narastania  $t_{r\%}$  oraz opadania  $t_{f\%}$ ,
- czas regulacji  $t_{reg}$  dla 5% toru,

Dodatkowo na podstawie czasu narastania wyznaczone zostało pasmo przenoszenia układu za pomocą następującego wzoru [78, 101]:

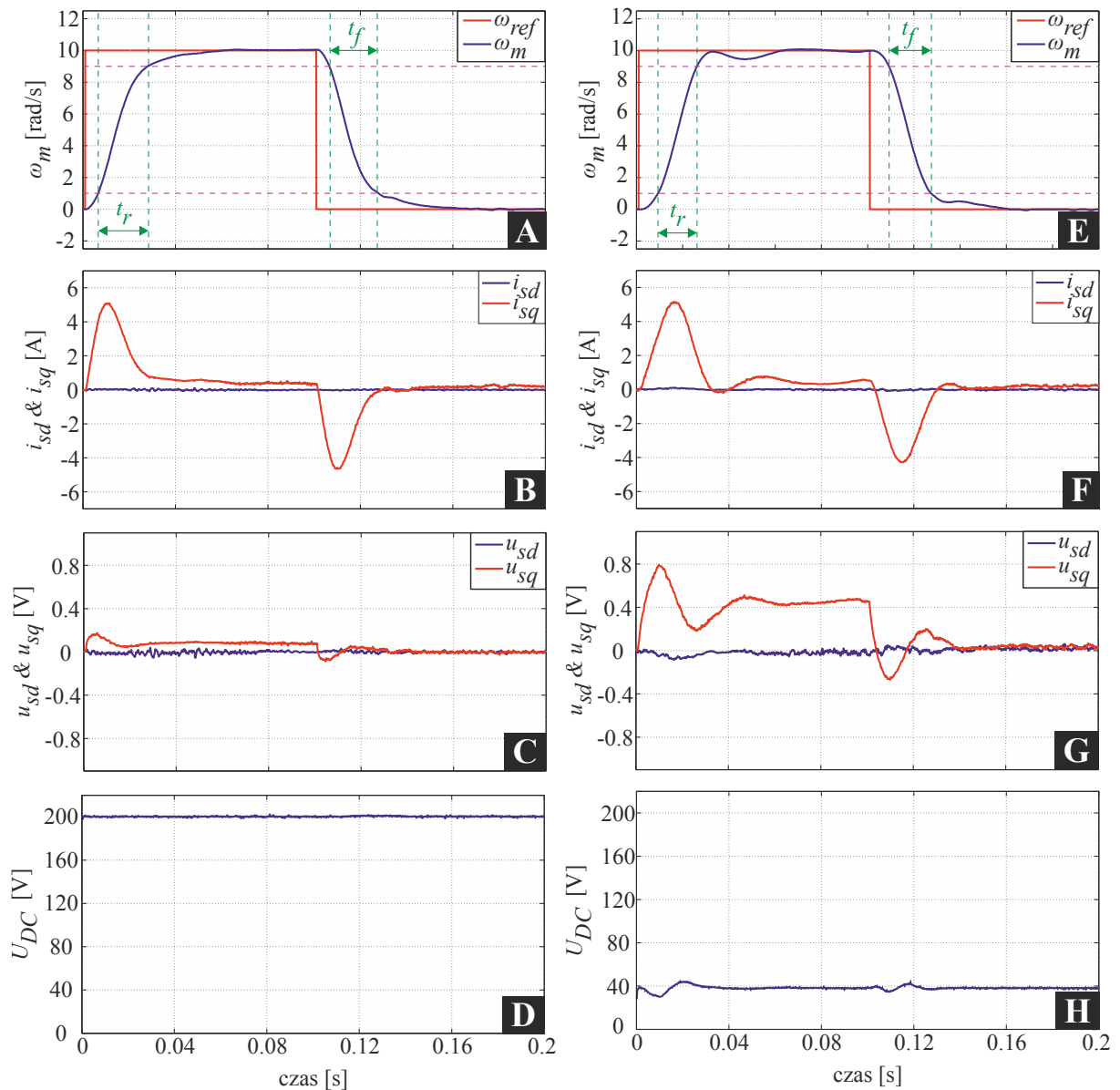
$$f_{bw} = \frac{0.34}{t_r} \quad (7.3)$$

gdzie:  $f_{bw}$  - pasmo przenoszenia,  $t_r$  - czas narastania. Wyżej wymienione czasy zamieszczono w tabeli 7.4.

Na podstawie danych zamieszczonych w tabeli 7.4 oraz zależności 7.3 można wyznaczyć pasmo przenoszenia układu regulacji. W przypadku pracy z napięciem  $U_{DC}$  równym 200 V pasmo wynosi około 15.6 Hz, natomiast dla obniżonej wartości napięcia waha się w okolicach ok. 20.1 Hz.

Tablica 7.4. Czasy narastania, opadania oraz regulacji

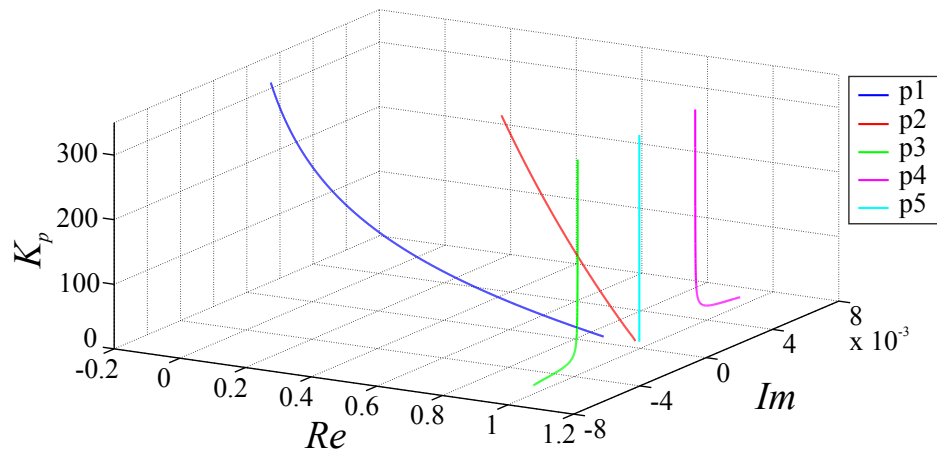
$U_{DC}$ [V]	$t_{r10\%}$ [ms]	$t_{r90\%}$ [ms]	$t_r$ [ms]	$t_{f90\%}$ [ms]	$t_{f10\%}$ [ms]	$t_f$ [ms]	$t_{reg}$ [ms]
200	6.6	28.4	21.8	106.8	127.8	21.0	36.5
40	9.3	26.2	16.9	109.2	127.6	18.4	50.4



Rysunek 7.7. Odpowiedzi małosygnalowe napędu z silnikiem PMSM dla stałej (kolumna lewa) i zmiennej (kolumna prawa) wartości napięcia obwodu pośredniczącego: A) i E) prędkość zadana  $\omega_{ref}(t)$  oraz mierzona  $\omega_m(t)$ , B) i F) składowe prądy  $i_{sd}(t)$  oraz  $i_{sq}(t)$  wektora przestrzennego prądu stojana, C) i G) składowe wektora przestrzennego sygnałów sterujących  $u_{sd}(t)$  oraz  $u_{sq}(t)$ , D) i H) napięcie obwodu pośredniczącego

Na uwagę zasługuje oscylacyjny charakter odpowiedzi układu pracującego z obniżonym napięciem obwodu pośredniczącego. Pomiędzy 30 a 60 ms eksperymentu widoczne jest chwilowe wykroczenie prędkości kątowej poza 5% tor regulacji. Takie zachowanie przekłada się na wydłużenie czasu regulacji. Przeprowadzono dodatkową analizę, która wykazała, że zjawisko to jest spowodowane umiejscowieniem biegunów obiektu w układzie zamkniętego sprzężenia zwrotnego. W związku z zastosowaną metodą wyznaczania współczynników regulatora, bieguny układu są zależne od wzmacnienia przekształtnika  $K_p$ . Umiejscowienie

biegunów w zależności od wzmacnienia przekształtnika  $K_p$  przedstawiono na rysunku 7.8. Zmiana umiejscowienia biegunów skutkuje gasnącymi oscylacjami prądów dla mniejszych wartości napięcia w obwodzie pośredniczącym.



Rysunek 7.8. Wartości biegunów dyskretnego układu w zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego w zależności od wzmacnienia  $K_p$

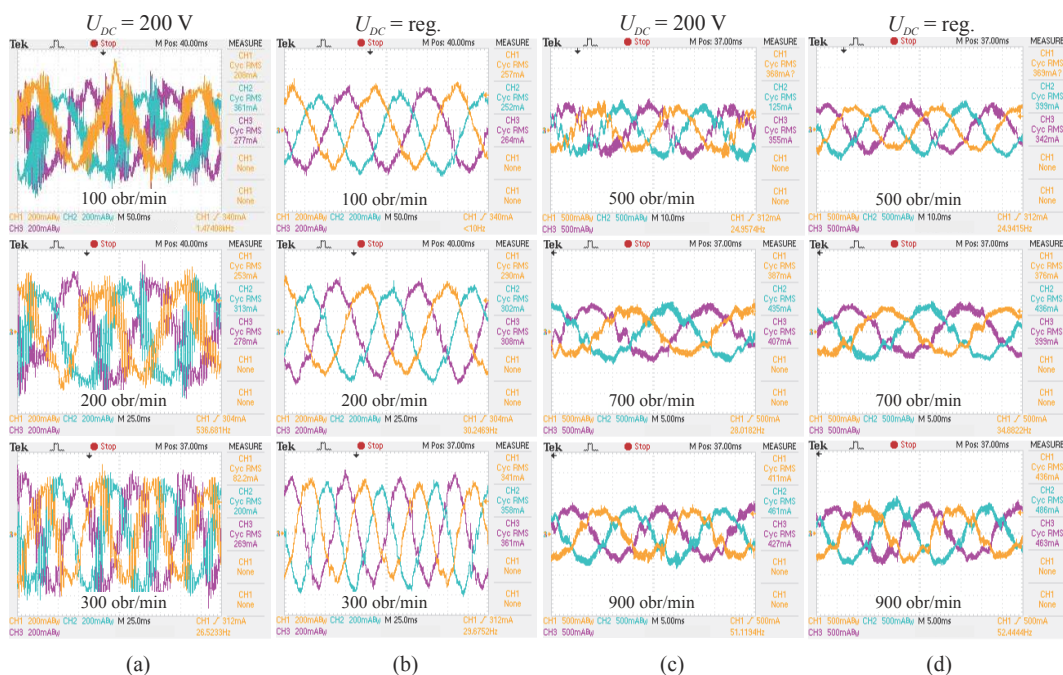
Na podstawie otrzymanych wyników badań eksperymentalnych można stwierdzić, że opracowana struktura regulacji działa poprawnie. Dynamika odpowiedzi w obu przypadkach jest bardzo podobna. Pewne różnice widoczne są podczas kompensacji skokowych zmian momentu obciążenia. Słabsza kompensacja wynika z gorszej dynamiki narastania prądów przy pracy układu z obniżonym napięciem obwodu pośredniczącego. Zastosowanie metody LQR do wyznaczenia współczynników wzmacnień regulatora nie gwarantuje utrzymywania stałego położenia biegunów układu zamkniętego dla zmiennego wzmacnienia przekształtnika. Położenie dyskretnych biegunów układu w zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego w zależności od wzmacnienia przekształtnika przedstawiono na rysunku 7.8. Wynika stąd, że podczas zmian napięcia obwodu pośredniczącego zmienia się położenie biegunów układu zamkniętego, co przekłada się na zauważalne różnice w dynamice układu podczas kompensacji skokowych zmian obciążenia. Istotną rolę w procesie kompensacji zakłócenia odgrywa także dynamika działania estymatora momentu obciążenia. Jednym z czynników wykorzystywanych do wyznaczenia wartości referencyjnej napięcia obwodu pośredniczącego jest aktualna wartość momentu obciążenia pochodząca z estymatora. Wynika stąd, że dynamika działania zastosowanego estymatora przekłada się częściowo na szybkość zmian napięcia obwodu pośredniczącego. Dokonana analiza wskazuje, że poprawę kompensacji skokowych zmian zakłócenia można uzyskać poprzez zastosowanie układu regulacji, którego bieguny nie są

zależne od aktualnej wartości wzmocnienia układu, a także poprzez zastosowanie estymatora zakłócenia cechującego się lepszą dynamiką.

### 7.3. Analiza prądów fazowych silnika

W trakcie prac badawczych wykonano pomiary oraz przeprowadzono analizę kształtu (THD) prądów fazowych sterowanego silnika PMSM, zasilanego z opracowanego falownika DC/DC/AC. Pomiary zarejestrowano dla zmiennych prędkości kątowych silnika dla dwóch wariantów pracy, pierwszy z nich to stała wartość napięcia w obwodzie pośredniczącym falownika na poziomie 200 V. Drugi z nich obejmował zmienną wartość napięcia obwodu pośredniczącego, zależną od aktualnego punktu pracy silnika. Pomiary wykonano dla zmian prędkości kątowej w zakresie od 100 do 900 obrotów na minutę dla pracy bez oraz z obciążeniem o wartości 3 Nm i 6 Nm. Przebiegi prądów fazowych zarejestrowano przy pomocy oscyloskopu TPS 2024B firmy Tektronix wyposażonego w sondy prądowe A622 tej samej firmy.

Przedstawiony rysunek 7.9 zawiera oscylogramy prądów fazowych silnika PMSM podczas jego pracy bez obciążenia. Pomiary wykonano dla stałej oraz dla optymalnej wartości napięcia obwodu pośredniczącego. W pierwszym przypadku napięcie wynosiło 200 V, natomiast w drugim była to wartość regulowana, determinowana zależnością (3.68).

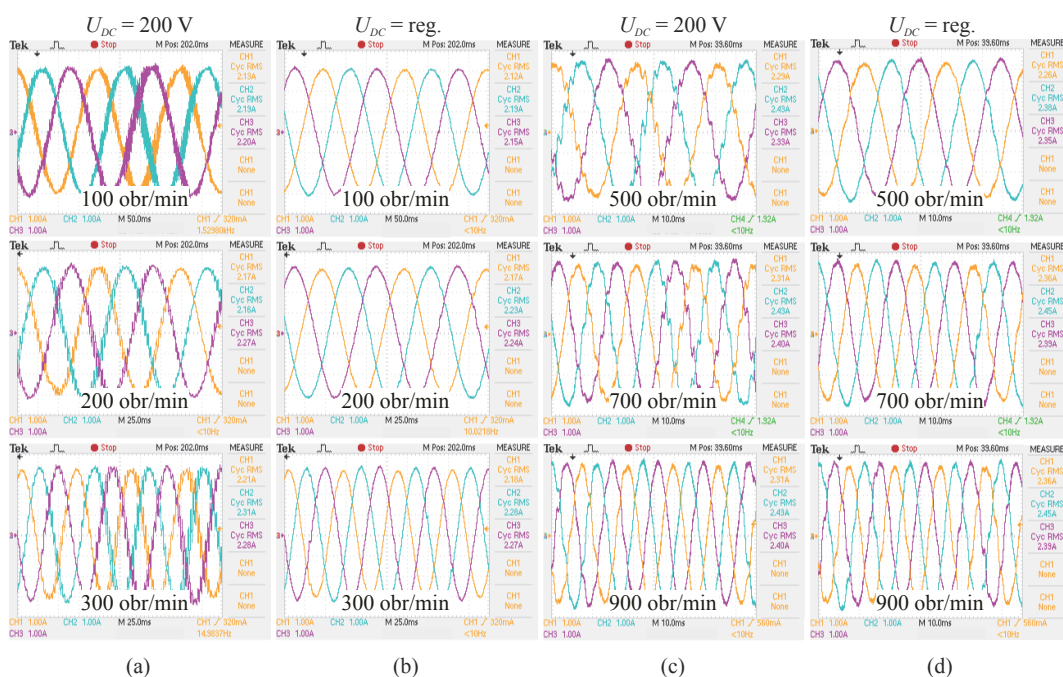


Rysunek 7.9. Prądy fazowe silnika bez dodatkowego obciążenia



W przypadku niskich prędkości obrotowych (100÷300 obr/min) dla pracy bez obciążenia amplituda prądów fazowych jest stosunkowo niewielka w porównaniu do wartości tętnień prądu, co w efekcie powoduje znaczne zniekształcenie prądów fazowych stojana (rys.7.9 kolumna a). Dodatkowo małe wypełnienie PWM w znacznym stopniu ogranicza możliwą do uzyskania rozdzielczość sygnału, co także wpływa negatywnie na kształt prądów fazowych silnika. Dzięki obniżeniu napięcia obwodu pośredniczącego falownika do wartości optymalnej, zwiększa się możliwy do uzyskania zakres wypełnienia impulsów sygnału PWM, dzięki czemu można uzyskać znaczną poprawę kształtu prądów fazowych (rys. 7.9 b). Mniejsza wartość napięcia pozwala dodatkowo na zmniejszenie amplitudy wysokoczęstotliwościowych tętnień prądu. Dla wyższych prędkości obrotowych (rys.7.9 kolumny c i d) można zauważyć, że wraz z jej wzrostem amplituda pulsacji prądów fazowych stojana rośnie w przypadku regulowanej wartości napięcia w obwodzie pośredniczącym. Efekt ten jest spowodowany faktem, iż wraz ze wzrostem prędkości kątowej następuje zwiększenie wartości napięcia DC.

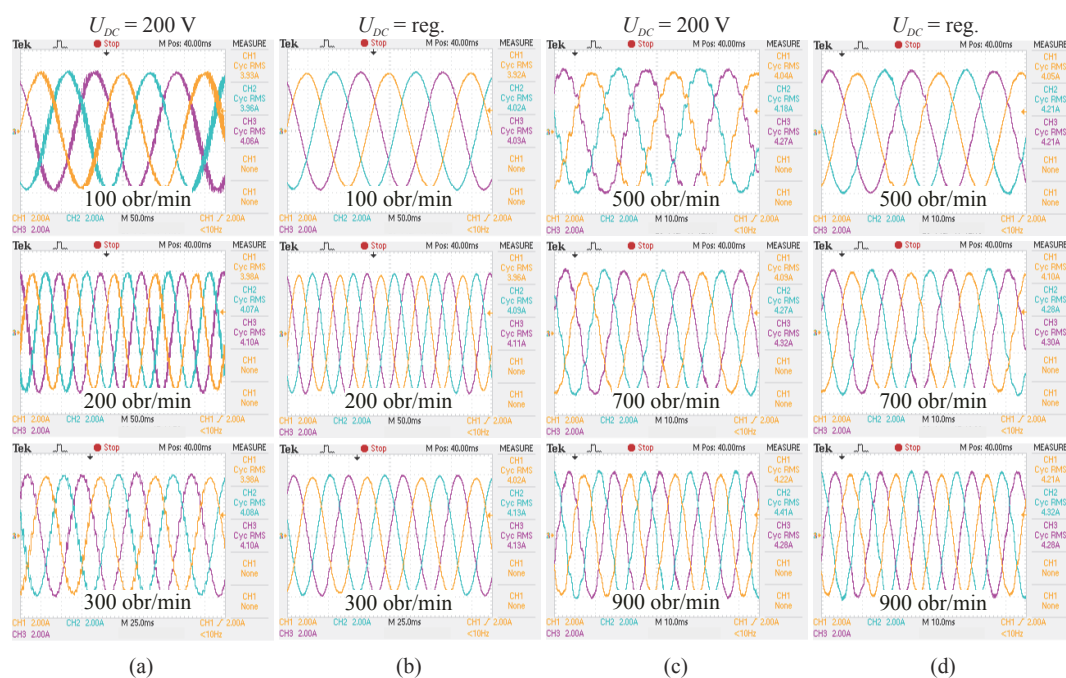
Sytuacja wygląda podobnie w przypadku silnika pracującego z obciążeniem. Na rysunku 7.10 przedstawiono prądy fazowe stojana podczas pracy napędu z obciążeniem równym 3 Nm. W tym przypadku wartość amplitudy prądów fazowych jest znacznie większa od wartości tętnień prądu, przez co nie występuje tak duże zniekształcenie przebiegów prądu jak dla pracy bez obciążenia. Dla prędkości obrotowych w zakresie 100 - 300 obr/min występują widoczne



Rysunek 7.10. Prądy fazowe silnika pracującego z obciążeniem 3 Nm

tętnienia w prądach fazowych stojana dla stałej wartości napięcia  $U_{DC}$  równej 200 V (rys. 7.10 kolumna a). Dzięki obniżeniu napięcia obwodu pośredniczącego do wartości referencyjnej, zdeterminowanej aktualnym punktem pracy napędu, można zauważyć znaczną redukcję tętnień w prądach fazowych silnika (rys. 7.10 kolumna b). Dla wyższych prędkości obrotowych (rys. 7.10 kolumny c i d) różnica między kształtem prądów fazowych maleje, co jest również spowodowane wzrostem wartości napięcia obwodu pośredniczącego.

Identyczne pomiary, jak w poprzednim przypadku, wykonano dla pracy silnika z obciążeniem równym 6 Nm. Na rysunku 7.11 przedstawiono oscylogramy prądów fazowych dla różnych prędkości obrotowych wału silnika w przypadku stałej oraz regulowanej wartości napięcia obwodu pośredniczącego falownika. Podobnie jak wcześniej największy poziom odkształceń prądów fazowych stojana można zaobserwować dla niższych prędkości obrotowych, natomiast wraz ze wzrostem prędkości obrotowej różnica w przebiegach jest coraz mniejsza.



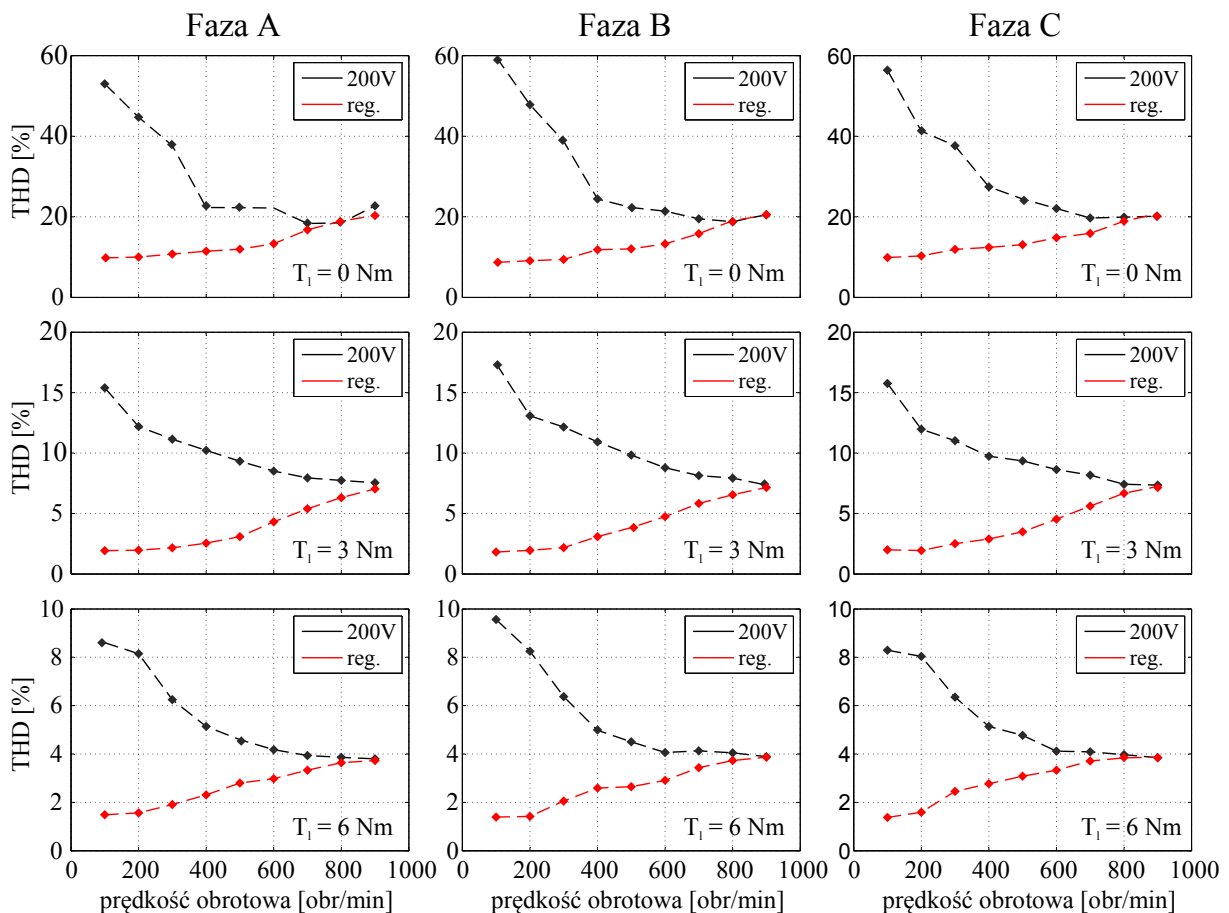
Rysunek 7.11. Prądy fazowe silnika pracującego z obciążeniem 6 Nm

Na podstawie wykonanych pomiarów wyznaczono wartość współczynnika THD. Współczynnik pozwala na określenie jakości mierzonego sygnału sinusoidalnego, wskazując procentowy udział wyższych harmonicznnych w zarejestrowanym przebiegu okresowym. Wartość współczynnika można wyznaczyć za pomocą poniższego wzoru [57, 95]:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^N U_n^2}}{U_1} \cdot 100\% \quad (7.4)$$

gdzie:  $U_1$  - wartość skuteczna składowej podstawowej sygnału,  $U_n$  - wartość skuteczna  $n$ -tej składowej harmoniczej.

Wykresy przedstawiające wartości współczynnika THD wyznaczonych dla prądów fazowych stojana przedstawione zostały na rysunku 7.12. Pierwsza kolumna dotyczy prądów fazy A silnika, druga i trzecia dotyczą odpowiednio fazy B oraz C. Pierwszy wiersz zawiera dane dla pracy silnika bez obciążenia, natomiast drugi i trzeci dla pracy z obciążeniem o wartości odpowiednio 3 oraz 6 Nm. Czarną linią przedstawiono wartość współczynnika zawartości wyższych harmoniczych dla napięcia obwodu pośredniczącego o wartości równej 200 V natomiast czerwoną dla regulowanego napięcia.



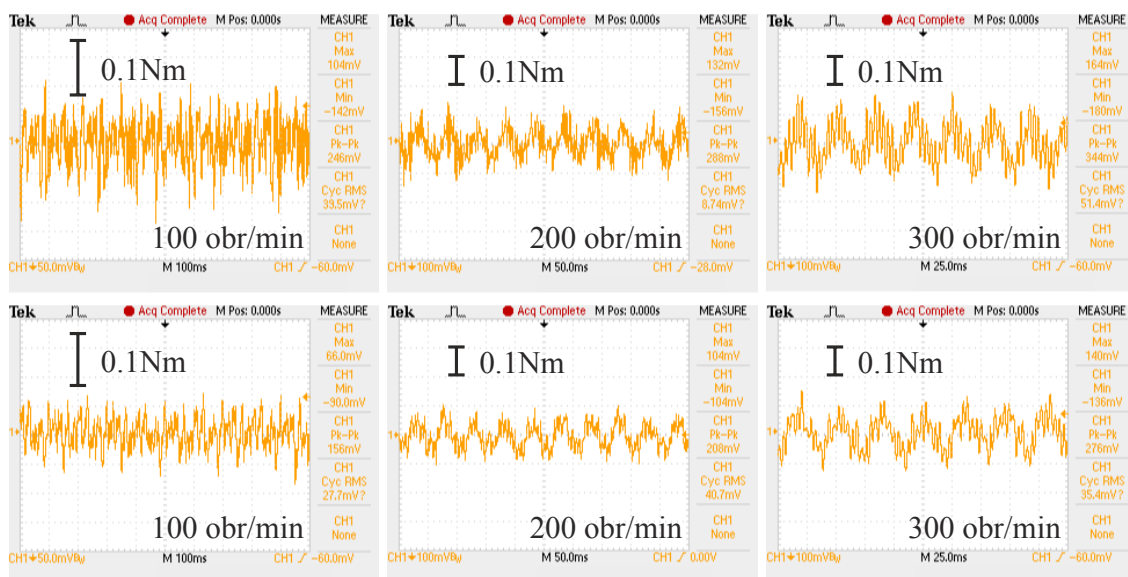
Rysunek 7.12. Wartość współczynnika  $THD$  dla prądów fazowych silnika

Dokonana analiza zawartości harmoniczych w prądach fazowych silnika wskazuje, że w przypadku braku obciążenia przy stałym napięciu obwodu pośredniczącego są one znacznie

zniekształcone, szczególnie przy niskich prędkościach obrotowych. Wartość współczynnika THD przekracza 50% dla prędkości obrotowej 100 obr/min. Wraz ze wzrostem prędkości obrotowej wartość THD maleje. Dzięki obniżeniu napięcia DC możliwa jest znacząca redukcja zniekształceń prądów fazowych do poziomu w zakresie 9÷20%. Sytuacja wygląda podobnie dla obciążonego silnika, z tą różnicą, iż współczynnik przyjmuje mniejsze wartości, co jest związane ze wzrostem amplitudy podstawowej harmonicznej. Dla obciążenia na poziomie 3 Nm dla napięcia stałego wartość THD mieści się w zakresie 7÷18%, natomiast w przypadku napięcia o wartości optymalnej jest to 2÷7%. Przy obciążeniu silnika na poziomie 6 Nm wartości te mieszczą się w zakresie 3.8÷9.5% dla stałego poziomu napięcia oraz 1.4÷3.8% dla regulowanej wartości. Wyniki te potwierdzają wcześniejsze założenia dotyczące możliwości redukcji tętnień prądów fazowych silnika.

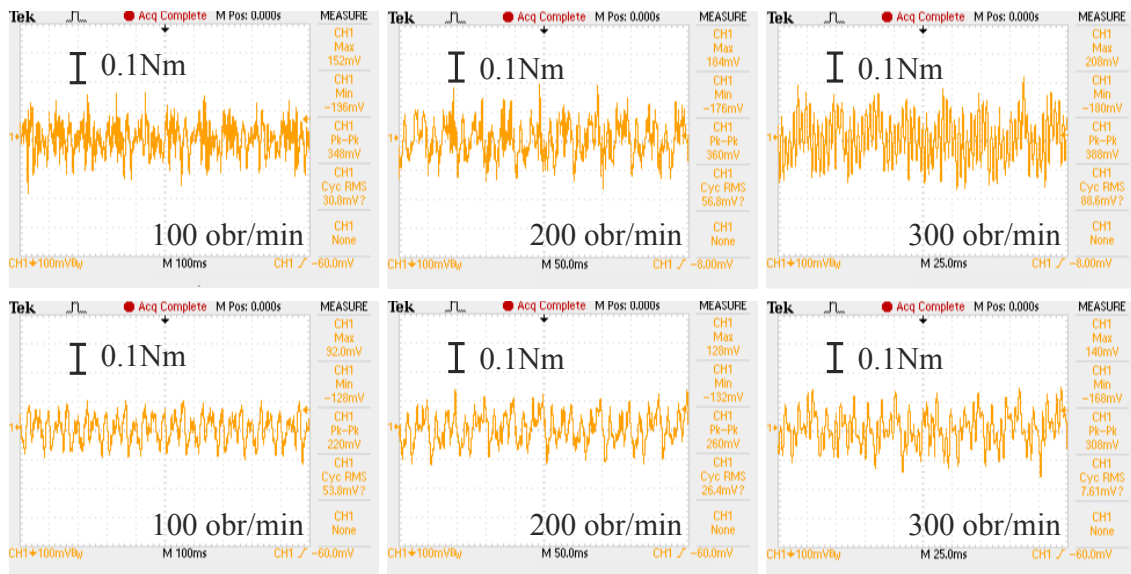
#### 7.4. Analiza tętnień momentu elektromagnetycznego

W ramach prac badawczych wykonano pomiary tętnień momentu elektromagnetycznego wytwarzanego przez silnik. Badania zrealizowano korzystając z przetwornika momentu obrotowego. Pod uwagę wzięto dwa warianty pracy silnika: bez obciążenia oraz z obciążeniem 6 Nm, dla prędkości obrotowych w zakresie od 100 do 900 obr/min. Analizie poddano układ pracujący ze stałym napięciem obwodu pośredniczącego (200 V) oraz regulowanym, zależnym



Rysunek 7.13. Tętnienia momentu elektromagnetycznego wytwarzanego przez silnik podczas pracy bez obciążenia: górny wiersz dla stałego napięcia obwodu pośredniczącego, dolny wiersz dla regulowanego napięcia obwodu pośredniczącego

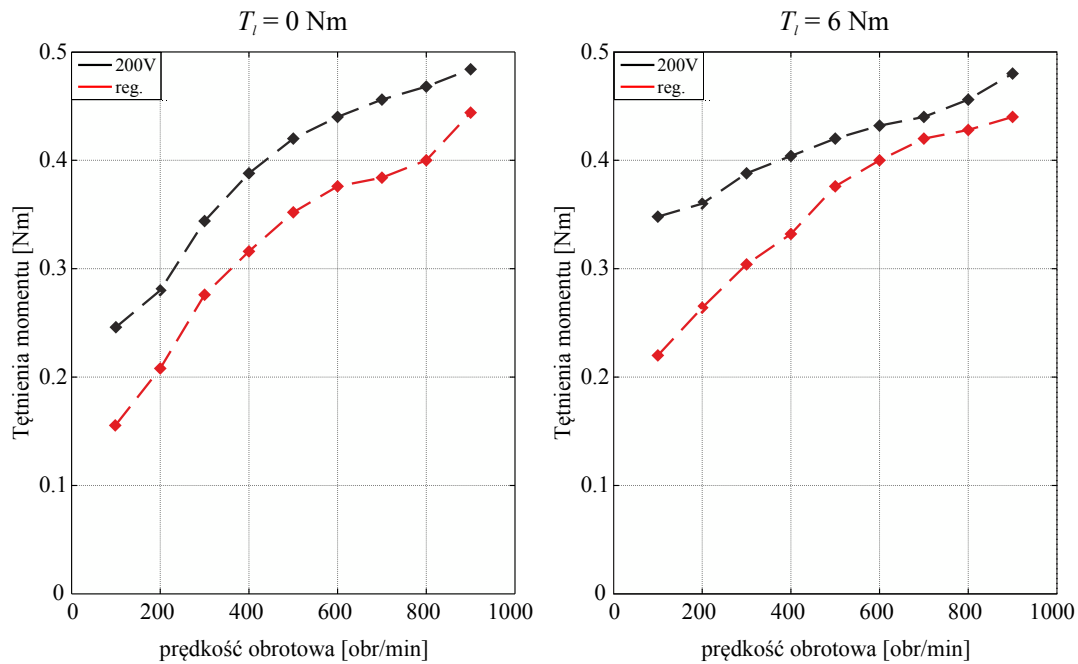
od punktu pracy silnika. Wybrane wyniki pomiarów przedstawiono w postaci oscylogramów na rysunkach 7.13 i 7.14. W przypadku prędkości obrotowych w zakresie 100-300 obr/min można zauważyć znaczącą redukcję amplitudy tętnień momentu elektromagnetycznego silnika, zarówno dla pracy bez obciążenia jak i z obciążeniem 6 Nm.



Rysunek 7.14. Tętnienia momentu elektromagnetycznego wytwarzanego przez silnik podczas pracy z obciążeniem 6 Nm: górny wiersz dla stałego napięcia obwodu pośredniczącego, dolny wiersz dla regulowanego napięcia obwodu pośredniczącego

Na rysunku 7.15 przedstawiono wykresy zawierające poziom tętnień momentu w zależności od prędkości obrotowej wału silnika. W przypadku pracy bez obciążenia dla napięcia optymalnego wartość ich mieści się w zakresie  $0.156 \div 0.444$  Nm, natomiast dla stałej wartości napięcia wartość ta zwiera się w przedziale  $0.246 \div 0.484$  Nm. Dla pracy z obciążeniem na poziomie 6 Nm wartości tętnień momentu mieszczą się w zakresie  $0.220 \div 0.440$  Nm oraz  $0.348 \div 0.480$  Nm odpowiednio dla regulowanej oraz stałej wartości napięcia obwodu pośredniczącego.

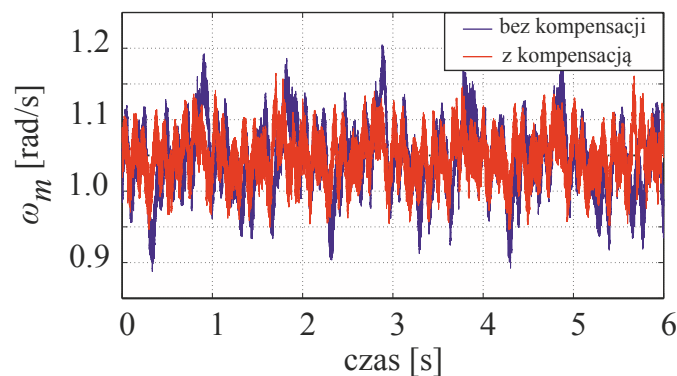
Uzyskane wyniki badań eksperymentalnych wskazują, że opracowana topologia przekształtnika wraz z algorytmem regulacji pozwala zredukować amplitudę tętnień momentu silnika o  $0.04 \div 0.09$  Nm dla pracy silnika bez obciążenia oraz o  $0.02 \div 0.13$  Nm. Zastosowanie opracowanego przekształtnika DC/DC/AC i algorytmu regulacji, w skrajnym przypadku, pozwala na ograniczenie tętnień momentu elektromagnetycznego o ok 36%. Na rysunku 7.13 przedstawiającym oscylogramy tętnień momentu elektromagnetycznego wytwarzanego przez silnik widoczne są pulsacje momentu o charakterze okresowym. Są one związane z występowaniem momentu zaczepowego w silnikach PMSM. Dzięki zastosowaniu sprzężenia



Rysunek 7.15. Wykres wartości tętnień momentu elektromagnetycznego

w przód od estymowanego momentu obciążenia możliwe jest zredukowanie ich amplitudy, co powinno wpłynąć korzystnie na redukcję tętnień prędkości.

Na rysunku 7.16 przedstawiono porównanie pulsacji prędkości obrotowej podczas pracy układu z załączonym sprzężeniem w przód od estymowanego momentu obciążenia oraz bez niego. Widać tutaj poprawną kompensację momentu zaczepowego, dzięki czemu zredukowana została tętnienia prędkości obrotowej wału silnika. Dla układu z kompensacją wynoszą one ok. 0.219 rad/s, natomiast dla układu bez kompensacji ok. 0.317 rad/s. Dla maksymalnych zarejestrowanych odchyłeń redukcja amplitudy wynosi ponad 30%.



Rysunek 7.16. Tętnienia prędkości obrotowej dla 10 obr/min

Na podstawie uzyskanych wyników pomiarowych przedstawionych na rysunku 7.15 wyznaczono współczynnik tętnień momentu TRF, który określa jaki odsetek momentu

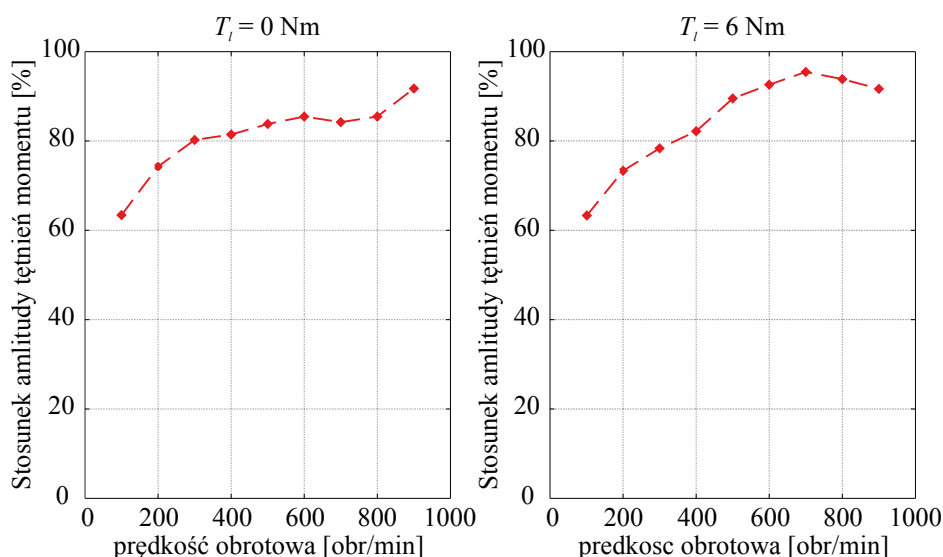
nominalnego silnika stanowią jego tętnienia, można go wyznaczyć stosując następujący wzór [80, 103]:

$$TRF = \frac{T_{pk-pk}}{T_N} \cdot 100\% \quad (7.5)$$

gdzie:  $T_{pk-pk}$  - amplituda tętnień momentu,  $T_N$  - nominalny moment silnika. Na podstawie wzoru 7.5 obliczono wartości współczynnika tętnień momentu TRF dla analizowanych wariantów pracy silnika. Wyniki przedstawiono w tabeli 7.5.

Tablica 7.5. Wartość współczynnika TRF

nn [obr/min]	100	200	300	400	500	600	700	800	900
<b><math>T_l = 0 \text{ Nm}</math></b>									
$TRF_{VMC}$ [%]	1.77	2.36	3.14	3.59	4.00	4.27	4.36	4.55	5.05
$TRF_{UDC}$ [%]	2.80	3.18	3.91	4.41	4.77	5.00	5.18	5.32	5.5
$\frac{TRF_{VMC}}{TRF_{UDC}}$ [%]	63.4	74.3	80.2	81.4	83.8	85.5	84.2	85.5	91.7
<b><math>T_l = 6 \text{ Nm}</math></b>									
$TRF_{VMC}$ [%]	2.5	3.00	3.45	3.77	4.27	4.55	4.77	4.86	5.00
$TRF_{UDC}$ [%]	3.95	4.09	4.41	4.59	4.77	4.91	5.00	5.18	5.45
$\frac{TRF_{VMC}}{TRF_{UDC}}$ [%]	63.2	73.3	78.4	82.2	89.5	92.6	95.45	93.9	91.7



Rysunek 7.17. Wykres wartości tętnień momentu elektromagnetycznego

Wyznaczone wartości współczynnika TRF wskazują, iż dzięki zastosowaniu opracowanego układu sterowania możliwa jest redukcja tętnień momentu na wale silnika w zakresie 8÷36%

dla pracy bez obciążenia oraz o ok.  $5 \div 36\%$  w przypadku pracy z obciążeniem. Na rysunku 7.17 zamieszczono wykresy przedstawiające procentowy stosunek amplitudy tętnień momentu układu pracującego z regulowanym napięciem obwodu pośredniczącego do amplitudy tętnień momentu układu pracującego ze stałym napięciem obwodu pośredniczącego.

Podczas wykonanych badań dotyczących analizy tętnień momentu elektromagnetycznego silnika PMSM, obciążenie zrealizowano przy pomocy drugiego silnika PMSM połączonego z silnikiem badanym. Zespół maszynowy został przebadany pod kątem możliwości oddziaływania momentu zaczepowego wytwarzanego przez silnik obciążający na mierzone tętnienia momentu elektromagnetycznego wytwarzanego przez badany silnik. Po wykonaniu odpowiednich pomiarów okazało się, że zastosowana konstrukcja zespołu maszynowego nie wpływa na zmianę amplitudy tętnień momentu elektromagnetycznego wytwarzanego przez badany silnik pomimo występowania momentu zaczepowego w silniku obciążającym. W przypadku układu pracującego z obciążeniem konieczne było zadawanie momentu obciążenia pozbawionego tętnień. Chcąc wyeliminować pulsacje pochodzące od przekształtnika silnika obciążającego zastosowano obciążenie rezystancyjne. Dzięki temu prądy fazowe pozbawione były wyższych składowych harmonicznych, co przełożyło się na brak tętnień w zadawanym obciążeniu. Wartość rezystancji dopasowywano do zadanej prędkości obrotowej, tak aby uzyskać obciążenie o wartości 6 Nm.

Wyniki wykonanych pomiarów pokazują, że współczynnik tętnienia momentu elektromagnetycznego TRF zbadanego zakresu prędkości obrotowych mieści się w następujących przedziałach:

- $1.77 \div 5.05\%$  dla regulowanego napięcia DC oraz pracy bez obciążenia,
- $2.80 \div 5.50\%$  dla stałego napięcia DC oraz pracy bez obciążenia,
- $2.50 \div 5.00\%$  dla regulowanego napięcia DC oraz pracy z obciążeniem,
- $3.95 \div 5.45\%$  dla stałego napięcia DC oraz pracy z obciążeniem,

Przedstawione wyniki potwierdzają możliwość zredukowania tętnień momentu dzięki dynamicznemu dopasowywaniu napięcia obwodu pośredniczącego, co jest zgodne z wcześniejszymi założeniami.

## 7.5. Podsumowanie

Zaimplementowany rozszerzony filtr Kalmana poprawnie estymuje wektor zmiennych stanu redukując zakłócenia pomiarowe obecne w mierzonych sygnałach. Zastosowany układ



poprawnie estymuje zewnętrzne zakłócenie w postaci obciążenia. Estymowany moment obciążenia zawiera także składowe pochodzące od tarcia oraz momentu pulsującego.

Dzięki zastosowanej topologii przekształtnika i opracowanemu algorytmowi sterowania uzyskano poprawę parametrów pracy napędu z silnikiem PMSM takich jak: redukcja tętnień momentu elektromagnetycznego wytwarzanego przez silnik oraz minimalizację amplitudy pulsacji prędkości kątowej silnika.

Otrzymane wyniki badań eksperymentalnych wskazują na poprawne działanie opracowanego algorytmu regulacji dla zaproponowanej topologii układu. Dynamika uzyskanych odpowiedzi jest porównywalna do stacjonarnego regulatora ze sprzężeniem od wektora stanu. Zauważalne różnice występują podczas kompensacji zmiennego momentu obciążenia, co związane jest z przedstawionymi ograniczeniami wynikającymi z pracy przy obniżonym napięciu obwodu pośredniczącego. Jednak pomimo tego uzyskano znaczną poprawę kształtu prądów fazowych silnika, co przełożyło się na zmniejszenie amplitudy tętnień momentu elektromagnetycznego. Zastosowanie metody kompensacji momentu obciążenia opartej o sprzężenie w przód, pozwoliło uzyskać redukcję amplitudy pulsacji prędkości obrotowej, co wskazuje na to, iż opracowany układ regulacji poprawnie redukuje pulsacje momentu elektromagnetycznego.

## 8. Wnioski

Przedstawioną rozprawę doktorską poświęcono zagadnieniu sterowania napędem z silnikiem synchronicznym o magnesach trwałych pod kątem redukcji pulsacji momentu elektromagnetycznego wytwarzanego przez silnik. Omówiono przyczyny ich powstawania związane z budową silnika PMSM oraz układem zasilania. Przedstawiono stosowane metody redukcji pulsacji realizowane zarówno poprzez modyfikacje konstrukcyjne silnika oraz urządzeń sterujących, w tym wyspecjalizowanych algorytmów regulacji. Szczegółowo opisano metody redukcji pulsacji momentu elektromagnetycznego wytwarzanego przez silnik PMSM poprzez zastosowanie zmodyfikowanych topologii przekształtników energoelektronicznych (układy wielopoziomowe, wyjściowy filtr sinusoidalny), a także metody bazujące na zaawansowanych algorytmach sterowania (kompensacja poprzez sprzężenie od momentu zaczepowego, sterowanie ILC oraz sterowanie MPC). Przedstawiono opis opracowanej topologii przekształtnika DC/DC/AC pozwalającej na regulację prędkości obrotowej silnika oraz redukcję amplitudy pulsacji momentu elektromagnetycznego wytwarzanego przez silnik PMSM. Zastosowana topologia przekształtnika wymusiła zastosowanie przestrajanego regulatora ze sprzężeniem od wektora stanu. Do aproksymacji nieliniowych zależności współczynników wzmocnień regulatora zastosowano sztuczną sieć neuronową. Ponadto zaimplementowano algorytm rozszerzonego filtru Kalmana, który zastosowano do estymacji wektora zmiennych stanu silnika oraz zewnętrznego zakłócenia w postaci momentu obciążenia.

Wyniki przeprowadzonych badań symulacyjnych i eksperymentalnych opracowanego układu napędowego z przekształtnikiem DC/DC/AC oraz silnikiem PMSM pozwoliły na wysunięcie następujących wniosków:

- zastosowanie przekształtnika o regulowanej wartości napięcia obwodu pośredniczącego pozwala na znaczną poprawę kształtu prądów fazowych silnika w stosunku do tradycyjnego rozwiązania;
- poprawa kształtów prądów stojana przekłada się na redukcję poziomu pulsacji momentu elektromagnetycznego wytwarzanego przez silnik PMSM;

- zastosowanie sprzężenia od estymowanego zakłócenia pozwala na zredukowanie wpływu momentu zaczepowego na powstawanie pulsacji prędkości kątowej silnika;
- opracowany algorytm regulacji zapewnia poprawną regulację prędkości kątowej  $\omega_m(t)$  oraz składowej prądu  $i_{sd}(t)$ ;
- wyznaczona zależność na referencyjną wartość napięcia obwodu pośredniczącego wraz z opracowanym algorytmem jego regulacji zapewnia poprawną pracę napędu;
- zaimplementowana w mikrokontrolerze sztuczna sieć neuronowa poprawnie realizuje zadanie przestrajania regulatora ze sprzężeniem od wektora stanu;
- opracowany kompleksowy algorytm regulacji nadaje się do implementacji typowych mikrokontrolerach stosowanych w komercyjnych napędach;
- możliwe jest zastosowanie algorytmu Kalmana do eliminacji zakłóceń pomiarowych oraz estymacji momentu obciążenia działającego na silnik, w tym momentu zaczepowego;
- opracowany algorytm regulacji poprawnie ogranicza wartość składowej prądu  $i_{sq}(t)$  dla zadanego zakresu;
- zastosowanie opracowanego układu napędowego pozwala na uzyskanie podobnej dynamiki odpowiedzi napędu jak w przypadku tradycyjnego rozwiązania;

Autor uważa za najważniejsze osiągnięcia własne:

- opracowanie przestrajanego regulatora ze sprzężeniem od wektora zmiennych stanu umożliwiającego redukcję amplitudy tętnień momentu elektromagnetycznego silnika PMSM;
- zaimplementowanie dyskretnych algorytmów regulacji bazujących na sprzężeniu od wektora stanu do kształtowania napięcia obwodu pośredniczącego falownika oraz sterowania silnikiem PMSM;
- zastosowanie w układzie rzeczywistym sztucznej sieci neuronowej do aproksymacji nieliniowych zależności współczynników wzmocnień regulatora;
- zredukowanie szumów i zakłóceń pomiarowych w napędzie z silnikiem PMSM dzięki zastosowaniu rozszerzonego filtra Kalmana;
- eksperymentalną weryfikację wybranych wyników badań symulacyjnych potwierdzającą poprawne działanie opracowanego algorytmu oraz słuszność wstępnych założeń;

Zdaniem autora wyniki badań symulacyjnych i eksperymentalnych wskazują na możliwość zastosowania opracowanego układu do sterowania silnikiem PMSM pod kątem redukcji

pulsacji momentu elektromagnetycznego. Posiadana przez autora wiedza z zakresu redukcji tętnień momentu elektromagnetycznego wytwarzanego przez silnik PMSM, wskazuje że prace obejmujące dynamiczne kształtowanie napięcia obwodu pośredniczącego poprzez zastosowanie dedykowanego układu przekształtnikowego nie były wcześniej publikowane. Opracowana topologia przekształtnika DC/DC/AC wraz z przestrajającym regulatorem ze sprzężeniem od wektora stanu bazującym na sztucznej sieci neuronowej pozwala na poprawę jakości pracy napędu z silnikiem PMSM. Autor jest przekonany, że przedstawione rozwiązanie może znaleźć zastosowanie w układach wymagających dużej dokładności regulacji prędkości obrotowej przy jednoczesnej redukcji pulsacji momentu elektromagnetycznego, m.in. układy elektrycznego wspomaganie skrętu (*ang. Electric Power Steering*) oraz układy grzewczo-wentylacyjne o obniżonej emisji hałasu (*ang. Heating, Ventilation and Air Conditioning*).

## Bibliografia

- [1] E. H. Abd-Elhameed and M. Iwasaki. Pulsating torque modeling and compensation for high precision positioning control. In *2009 IEEE International Conference on Mechatronics*, pages 1–5, 2009.
- [2] W. H. Ali, M. Gowda, P. Cofie, and J. Fuller. Design of a speed controller using extended Kalman filter for PMSM. In *2014 IEEE 57th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)*, pages 1101–1104, 2014.
- [3] B. D. O. Anderson and J. B. Moore. *Optimal Control Linear Quadratic Methods*. Dover Publications, Inc, Mineola, N.Y, 2007.
- [4] Q. M. Attique, Y. Li, and K. Wang. A survey on space-vector pulse width modulation for multilevel inverters. *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, 2(3):226–236, 2017.
- [5] E. M. Berkouk and G. Manesse. Multilevel PWM rectifier-multilevel inverter cascade. application to the speed control of the PMSM. In *Proceedings of the 1998 IEEE International Conference on Control Applications (Cat. No.98CH36104)*, volume 2, pages 1031–1035 vol.2, 1998.
- [6] F. Blanchini and S. Miani. *Set-Theoretic Methods in Control*. Springer, New York, NY, USA, 2007.
- [7] I. Boldea. Control issues in adjustable speed drives. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 2(3):32–50, 2008.
- [8] M. Brasel. A gain-scheduled multivariable LQR controller for permanent magnet synchronous motor. *2014 19th International Conference on Methods and Models in Automation and Robotics (MMAR)*, pages 722–725, 2014.
- [9] S. Brock. Wpływ tętnień momentu wytwarzanego przez silnik synchroniczny o magnesach trwałych na dokładność pracy napędu bezpośredniego. *Prace Naukowe Politechniki Śląskiej. Elektryka*, (2):45–54, 2012.
- [10] F. M. Bruck and F. A. Himmelstoss. Modelling and simulation of a synchronous machine. In *COM.P.EL.98. Record 6th Workshop on Computer in Power Electronics (Cat. No.98TH8358)*, pages 81–86, 1998.

- [11] S. Carriere, S. Caux, and M. Fadel. Optimal lqi synthesis for pmsm driving mechanical load with inertia variation and elastic joint. *In 4th IET Conference on Power Electronics, Machines and Drives*, page 621–625, 2008.
- [12] W. C. Carter. Mechanical factors affecting electrical drive performance. *IEEE Transactions on Industry and General Applications*, IGA-5(3):282–290, 1969.
- [13] L. Cedro. Identyfikacja manipulatora z napędem elektrycznym. *Przegląd Elektrotechniczny*, 88(9a):208–212, 2012.
- [14] M. Chabchoub, I. Ben Salah, G. Krebs, R. Neji, and C. Marchand. PMSM cogging torque reduction: Comparison between different shapes of magnet. *In 2012 First International Conference on Renewable Energies and Vehicular Technology*, pages 206–211, 2012.
- [15] S. Chai, L. Wang, and E. Rogers. A cascade MPC control structure for a PMSM with speed ripple minimization. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 60(8):2978–2987, 2013.
- [16] Y. Cho, K. B. Lee, J. H. Song, and Y. I. Lee. Torque-ripple minimization and fast dynamic scheme for torque predictive control of permanent-magnet synchronous motors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(4):2182–2190, 2015.
- [17] P. Cortes, M. Kazmierkowski, R. Kennel, D. Quevedo, and J. Rodriguez. Predictive control in power electronics and drives. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 55(12):4312–4324, 2008.
- [18] W. Czernin, H. Weiss, and F. Aschenbrenner. Low cost cogging torque elimination at PMSM by power electronics control. *In 2008 9th International Conference on Actual Problems of Electronic Instrument Engineering*, volume 01, pages 145–150, 2008.
- [19] G. Dajaku and D. Gerling. New methods for reducing the cogging torque and torque ripples of PMSM. *In 2014 4th International Electric Drives Production Conference (EDPC)*, pages 1–7, 2014.
- [20] A. Damiano, G. Gatto, I. Marongiu, A. Perfetto, and A. Serpi. Operating constraints management of a surface-mounted pm synchronous machine by means of an FPGA-based model predictive control algorithm. *Transactions on Industrial Informatics*, 10(1):243–255, 2014.
- [21] T. Ertuğrul, M. A. Adli, and M. U. Salamci. Model reference adaptive control design for helicopters using gain scheduled reference models. *In 2016 17th International Carpathian Control Conference (ICCC)*, pages 182–187, 2016.
- [22] G. Feng, C. Lai, and N. C. Kar. An analytical solution to optimal stator current design for PMSM torque ripple minimization with minimal machine losses. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(10):7655–7665, 2017.

- [23] G. Feng, C. Lai, and N. C. Kar. A closed-loop fuzzy-logic-based current controller for PMSM torque ripple minimization using the magnitude of speed harmonic as the feedback control signal. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(4), 2017.
- [24] G. Ferreti, G. Magnani, and P. Rocco. Modeling, identification, and compensation of pulsating torque in permanent magnet AC motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 45:912–920, 1998.
- [25] A. Formentini, A. Trentin, M. Marchesoni, P. Zanchetta, and P. Wheeler. Speed finite control set model predictive control of a PMSM fed by matrix converter. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 62(11):6786–6796, 2015.
- [26] G. F. Franklin, J. D. Powell, and A. Emami-Naemi. *Feedback Control of Dynamic Systems*. Pearson Prentice Hall, Inc., Upper Saddle River, 2009.
- [27] N. Förster and R. Leidhold. Sensorless method for the compensation of cogging torque in PM synchronous machines. In *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pages 3136–3141, 2013.
- [28] L. Gašparin and R. Fišer. Fundamental PMSM model for estimation of cogging torque harmonic components. In *2011 7th International Conference-Workshop Compatibility and Power Electronics (CPE)*, pages 264–269, 2011.
- [29] A. Gelb, J. F. Kasper Jr., R. A. Nash Jr., Ch. F. Price, and A. A. Sutherland Jr. *APPLIED OPTIMAL ESTIMATION*. THE MIT PRESS, 2001.
- [30] M. S. Gerwald and A. P. Andrews. *Kalman Filtering: Theory and Practice*. John Wiley and Sons Inc., 2001.
- [31] J. F. Gieras. Analytical approach to cogging torque calculation of PM brushless motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 40(5):1310–1316, 2004.
- [32] B. Grčar, P. Cafuta, G. Štumberger, and A. M. Stanković. Control-based reduction of pulsating torque for PMAC machines. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 17:169–175, 2002.
- [33] L. M. Grzesiak, T. Tarczewski, and S. Mandra. Permanent magnet synchronous servo-drive with state position controller. In *2008 13th International Power Electronics and Motion Control Conference*, page 1071 – 1076, 2008.
- [34] Y. Gu, L. Quan, and Z. Xiang. Minimization the torque ripple of flux-switching permanent magnet motor based on iterative learning control. In *2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pages 1985–1989, 2014.
- [35] M. Haris, M. K. Pathak, and P. Agarwal. Comparison of SPWM multilevel inverter fed PMSM drive with two level inverter fed drive. In *International Conference on Recent Advances and Innovations in Engineering (ICRAIE-2014)*, pages 1–5, 2014.

- [36] A. Houari, F. Auger, J. C. Olivier, and M. Machmoum. A new compensation technique for PMSM torque ripple minimization. In *2015 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pages 1–6, 2015.
- [37] S. Huang and K. K. Tan. Intelligent friction modeling and compensation using neural network. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(8):3342–3349, 2011.
- [38] J. Y. Hung and Z. Ding. Design of currents to reduce torque ripple in brushless permanent magnet motors. *IEE Proceedings-B Electric Power Applications*, 140:260–266, 1993.
- [39] D. Janiszewski. Extended kalman filter based speed sensorless PMSM control with load reconstruction. In *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, pages 1465–1468, 2006.
- [40] D. Janiszewski. Bezcujnikowy napęd z silnikiem synchronicznym o magnesach trwałych oparty na bezśladowym filtrze Kalmana. *Przegląd Elektrotechniczny*, 86(2):169–174, 2010.
- [41] R. E. Kalman. A new approach to linear filtering and prediction problems. *Transactions of the ASME–Journal of Basic Engineering*, 82:35–45, 1960.
- [42] K. Kendouci, B. Mazari, M. R. Benhadria, and R. Dadi. Speed-sensorless direct torque and flux control of PMSM based on extended Kalman filter using space vector modulation. In *2015 3rd International Conference on Control, Engineering Information Technology (CEIT)*, pages 1–5, 2015.
- [43] M. Kojima, K. Hirabayashi, Y. Kawabata, E.C. Ejiogu, and T. Kawabata. Novel vector control system using deadbeat controlled PWM inverter with output LC filter. *IEEE Transactions on Industrial Applications*, 40:162–169, 2004.
- [44] W. Koziński. *Projektowanie regulatorów: wybrane metody klasyczne i optymalizacyjne*. Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa, Polska, 2004.
- [45] R. Krishnan. *Electric motor drives. Modeling, Analysis and Control*. Prentice Hall, Inc., 2001.
- [46] T. R. Kurfess. *Robotics and Automation Handbook*. CRC Press, 2005.
- [47] C. Lai, G. Feng, K. Mukherjee, and N. C. Kar. Investigations of the influence of PMSM parameter variations in optimal stator current design for torque ripple minimization. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 32(3):1052–1062, 2017.
- [48] Chirl Hwa Lee and Myung Jin Chung. Gain-scheduled state feedback control design technique for flight vehicles. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 37(1):173–182, 2001.
- [49] D.-Ch. Lee, S.-K. Sul, and M.-H. Park. High performance current regulator for a field-oriented controlled induction motor drive. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 30(5):1247–1257, 1994.



- [50] W. Leonhard. *Control of electrical drives*. Springer, 2001.
- [51] H. Li, Z. Sun, M. Y. Chow, and F. Sun. Gain-scheduling-based state feedback integral control for networked control systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(6):2465–2472, 2011.
- [52] J. Liu, H. Li, and Y. Deng. Torque ripple minimization of PMSM based on robust ILC via adaptive sliding mode control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, PP(99):1–1, 2017.
- [53] Q. Liu and K. Hameyer. A finite control set model predictive direct torque control for the PMSM with MTPA operation and torque ripple minimization. In *2015 IEEE International Electric Machines Drives Conference (IEMDC)*, pages 804–810, 2015.
- [54] R. Menon, A. H. Kadam, N. A. Azeez, and S. S. Williamson. A comprehensive survey on permanent magnet synchronous motor drive systems for electric transportation applications. In *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pages 6627–6632, 2016.
- [55] H. Miranda, P. Cortes, J. Yuz, and J. Rodriguez. Predictive torque control of induction machines based on state-space models. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 56(6):1916–1924, 2009.
- [56] N. Mittal, B. Singh, S. P. Singh, R. Dixit, and D. Kumar. Multilevel inverters: A literature survey on topologies and control strategies. In *2012 2nd International Conference on Power, Control and Embedded Systems*, pages 1–11, 2012.
- [57] S. Mukhopadhyay, D. Maiti, S. K. Biswas, A. Banerji, and N. K. Deb. A wide range TCR with low current THD by optimized combination of coupled reactors and thyristor switching control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, PP(99):1–1, 2017.
- [58] H. Nak, M. O. Gülbahce, M. Gokasan, and A. F. Ergene. Performance investigation of extended Kalman filter based observer for PMSM using in washing machine applications. In *2015 9th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, pages 618–623, 2015.
- [59] S. Nakata, N. Hoshi, and T. Yamaguchi. A novel suppression method of 6th-order torque ripple of permanent magnet synchronous motor without torque meter. In *2015 18th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pages 1479–1485, 2015.
- [60] Ł. J. Niewiara, T. Tarczewski, and L. M. Grzesiak. Silicon carbide based DC–DC converter – operating analysis. *Poznan University of Technology Academic Journals. Electrical Engineering*, 88:109 – 120, 2016.

- [61] Ł. J. Niewiara, T. Tarczewski, M. Skiwski, and L. M. Grzesiak. 9kW SiC MOSFET based DC-DC converter. *17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*, pages P.1 – P.9, 2015.
- [62] L. Niewiara, T. Tarczewski, and L. M. Grzesiak. Application of artificial neural network state feedback controller to torque ripple minimization of PMSM. *Proceedings of the 11th International Conference on Informatics in Control, Automation and Robotics (ICINCO-2014)*, pages 363–369, 2014.
- [63] L. J. Niewiara, T. Tarczewski, and L. M. Grzesiak. DC-DC converter based on silicon carbide (SiC) power devices with P+ based current controller. *Przegląd Elektrotechniczny*, 92(6):18–24, 2016.
- [64] L. J. Niewiara, T. Tarczewski, and L. M. Grzesiak. Application of DC/DC/AC dual voltage source inverter for current harmonics reduction in PMSM drive. *Proceedings of 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, pages P.1 – P.9, 2017.
- [65] K. Ogata. *Modern control engineering*. Pearson Prentice Hall, Inc., Upper Saddle River, 2002.
- [66] A. R. Oliva, S. S. Ang, and G. E. Bortolotto. Digital control of a voltage-mode synchronous buck converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 21(1):157–163, 2006.
- [67] T. Orłowska-Kowalska. *Bezczujnikowe układy napędowe z silnikami indukcyjnymi*. Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław, 2003.
- [68] S. Osowski. *Sieci neuronowe do przetwarzania informacji*. Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa, 2006.
- [69] T. Pajchrowski. Kompensacja tętnień momentu w napędzie bezpośrednim z silnikiem PMSM. *Poznan University of Technology Academic Journal. Electrical Engineering*, 72:93–100, 2012.
- [70] T. Pajchrowski. Application of neural networks for compensation of torque ripple in high performance PMSM motor. In *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*, pages P.1–P.8, 2017.
- [71] T. Pajchrowski and D. Janiszewski. Control of multi-mass system by on-line trained neural network based on Kalman filter. In *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*, pages 1–10, 2015.
- [72] A. Pawlikowski and L. Grzesiak. Vector-controlled three-phase voltage source inverter producing a sinusoidal voltage for AC motor drives. In *The International Conference on „Computer as a Tool”, EUROCON 2007*, page 1902–1909, 2007.
- [73] V. Petrovic, R. Ortega, A.M. Stankovic, and G. Tadmor. Design and implementation of an adaptive controller for torque ripple minimization in PM synchronous motors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 15:871–880, 2000.

- [74] A. Pigazo, V. M. Moreno, and E. J. EstÉbanez. A recursive Park transformation to improve the performance of synchronous reference frame controllers in shunt active power filters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24(9):2065–2075, 2009.
- [75] P. Pillay and R. Krishnan. Modeling of permanent magnet motor drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 35(4):537–541, 1988.
- [76] P. Pillay and R. Krishnan. Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives. I. the permanent-magnet synchronous motor drive. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 25(2):265–273, 1989.
- [77] M. Pozo-Palma and M. Pacas. Predictive control for a PMSM with LC-filter and a virtual multilevel inverter. In *2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, pages 877–883, 2014.
- [78] M. Preindl and S. Bolognani. Model predictive direct speed control with finite control set of PMSM drive systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(2):1007–1015, 2013.
- [79] W. Qian, S. K. Panda, and J. X. Xu. Speed ripple minimization in PM synchronous motor using iterative learning control. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 20(1):53–61, 2005.
- [80] W. Qian, S.K. Panda, and J. X. Xu. Torque ripple minimization in PM synchronous motors using iterative learning control. *IEE Transactions on Power Electronics*, 19:272–279, 2004.
- [81] N. K. Quang, D. D. Tung, and Q. P. Ha. FPGA-based sensorless PMSM speed control using adaptive extended Kalman filter. In *2015 IEEE International Conference on Automation Science and Engineering (CASE)*, pages 1650–1655, 2015.
- [82] J. Rabkowski, D. Pefitsis, and H. P. Nee. Design steps towards a 40-kVA SiC inverter with an efficiency exceeding 99.5 In *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pages 1536–1543, 2012.
- [83] J. Rabkowski, D. Pefitsis, and H. P. Nee. Silicon carbide power transistors: A new era in power electronics is initiated. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 6(2):17–26, 2012.
- [84] L. N. Raghuram and H. J. Suresh. A critical study of modulation techniques for three level diode clamped voltage source inverter for grid connection of WECS. In *2011 1st International Conference on Electrical Energy Systems*, pages 221–226, 2011.
- [85] J. Rodriguez, Jih-Sheng Lai, and Fang Zheng Peng. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 49(4):724–738, 2002.
- [86] M. Ruderman, A. Ruderman, and T. Bertram. Observer-based compensation of additive periodic torque disturbances in permanent magnet motors. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 9(2):1130–1138, 2013.

- [87] M. Safonov and M. Athans. Gain and phase margin for multiloop LQG regulators. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 22(2):173 – 179, 1977.
- [88] J. Salomaki, M. Hinkkanen, and J. Luomi. Influence of inverter output filter on maximum torque and speed of PMSM drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 44(1):153–160, 2008.
- [89] B. Saunders, G. Heins, F. De Boer, and M. Thiele. Cogging torque estimation for sensorless PMSM. In *2012 XXth International Conference on Electrical Machines*, pages 2949–2954, 2012.
- [90] T. Shi, Z. Wang, and C. Xia. Speed measurement error suppression for PMSM control system using self-adaption Kalman observer. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(5):2753–2763, 2015.
- [91] L. S. Shieh, H. M. Dib, and S. Ganesan. Continuous-time quadratic regulators and pseudo-continuous-time quadratic regulators with pole placement in a specific region. *IEE Proceedings Control Theory and Applications*, 134(5):338–346, 1987.
- [92] L. S. Shieh, W. M. Wang, and M. K. A. Panicker. Design of PAM and PWM digital controllers for cascaded analog systems. *ISA Transactions*, 37(3):201–213, 1998.
- [93] H.-B. Shin and J.-G. Park. Anti-windup PID controller with integral state predictor for variable-speed motor drives. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 59(3):1509–1516, 2012.
- [94] K.-K. Shyu, Ch.-K. Lai, Y.-W. Tsai, and D.-I. Yang. A newly robust controller design for the position control of permanent-magnet synchronous motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 49(3):558–565, 2002.
- [95] S. Sridhar, K. U. Rao, K. S. Harish, and R. Umesh. Condition monitoring of induction motor using negative sequence component and THD of the stator current. In *2016 IEEE 7th Power India International Conference (PIICON)*, pages 1–6, 2016.
- [96] S. M. Sue, J. H. Liaw, Y. S. Huang, and Y. H. Liao. Design and implementation of a dynamic voltage boosting drive for permanent magnet synchronous motors. In *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -*, pages 1398–1402, 2010.
- [97] P. Szczupak and M. Pacas. Automatic identification of a PMSM drive equipped with an output LC-filter. In *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, pages 1143–1148, 2006.
- [98] S. Tarbouriech and M. Turner. Anti-windup design: An overview of some recent advances and open problems. *IET Control Theory Applications*, 3(1):1–19, 2009.
- [99] T. Tarczewski. *Sterowanie serwonapedu z silnikiem synchronicznym o magnesach trwałych ze sprzężeniem od stanu i estymowanego momentu oporowego*. Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa, 2010.

- [100] T. Tarczewski and L. M. Grzesiak. PMSM fed by 3-level NPC sinusoidal inverter with discrete state feedback controller. *Proceedings of 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, 1:1–9, 2013.
- [101] T. Tarczewski and L. M. Grzesiak. Constrained state feedback speed control of PMSM based on model predictive approach. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(6):3867 – 3875, 2016.
- [102] T. Tarczewski, L. M. Grzesiak, A. Wawrzak, K. Krawowski, and K. Erwiński. Układ laboratoryjny napędu z silnikiem PMSM sterowanym z kształtującego napięcie ciągle 3-poziomowego falownika napięcia typu NPC. *Przegląd Elektrotechniczny*, 6(90), 2014.
- [103] T. Tarczewski and L. Niewiara nad L. M. Grzesiak. Torque ripple minimization for PMSM using voltage matching circuit and neural network based adaptive state feedback control. *16th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'14 ECCE-Europe)*, pages P.1 – P.10, 2014.
- [104] T. Tarczewski, Ł. J. Niewiara, and L. M. Grzesiak. Constrained state feedback control of DC-DC power converter based on model predictive approach. *Proceedings of 4th International Symposium on Environment Friendly Energies and Applications (EFEA)*, pages 1 – 6, 2016.
- [105] T. Tarczewski, Ł. J. Niewiara, M. Skiwski, and L. M. Grzesiak. Gain-scheduled constrained state feedback control of dc-dc buck power converter. *IET Power Electronics*, 11(4):735–743, 2018.
- [106] T. Tarczewski, M. Skiwski, and L. M. Grzesiak. Constrained non-stationary state feedback speed control of PMSM. *Proceedings of 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, pages P.1 – P.10, 2017.
- [107] T. Tarczewski, M. Skiwski, and L. M. Grzesiak. Constrained state feedback control of pmsm servo-drive. *Przegląd Elektrotechniczny*, 94(3):99–105, 2018.
- [108] T. Tarczewski, M. Skiwski, L. J. Niewiara, and L. M. Grzesiak. High-performance PMSM servo-drive with constrained state feedback position controller. *Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical Sciences*, 66(1):49–58, 2018.
- [109] P. N. Tekwani, R. S. Kanchan, and K. Gopakumar. Five-level inverter topology for IM drive with dc-link capacitor voltage balancing and common-mode voltage elimination in entire modulation range: a closed-loop control. *Przegląd Elektrotechniczny*, 82(2):73–82, 2006.
- [110] M. Thiele and G. Heins. Identifying cogging torque harmonics affected by misalignment in axial flux fractional pitch PMSM. In *2012 XXth International Conference on Electrical Machines*, pages 2969–2974, 2012.

- [111] B Ufnalski and L. M. Grzesiak. Repetitive neurocontroller with disturbance feedforward path active in the pass-to-pass direction for a VSI inverter with an output LC filter. *Bulletin of the Polish Academy of Sciences Technical Sciences*, 64(1):115–125, 2016.
- [112] K. Urbanski. Sensorless control of PMSM fed through the sinusoidal filter. In *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'13 ECCE-Europe)*, pages 1–8, 2013.
- [113] C. Xia, B. Ji, T. Shi, and Y. Yan. Two-degree-of-freedom proportional integral speed control of electrical drives with Kalman-filter-based speed estimation. *IET Electric Power Applications*, 10(1):18–24, 2016.
- [114] J. X. Xu, S. K. Panda, Y. J. Pan, T. H. Lee, and B. H. Lam. A modular control scheme for PMSM speed control with pulsating torque minimization. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 51(3):526–536, 2004.
- [115] M. Yaichi and M. K. Fellah. An implementation mechanisms of SVM control strategies applied to five levels cascaded multi-level inverters. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, 4(2):146, 2014.
- [116] K. Yamamoto, K. Shinohara, and T. Nagahama. Characteristics of permanent-magnet synchronous motor driven by PWM inverter with voltage booster. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 40(4):1145–1152, 2004.
- [117] J. Yang, W. H. Chen, S. Li, L. Guo, and Y. Yan. Disturbance/uncertainty estimation and attenuation techniques in PMSM drives - a survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(4):3273–3285, 2017.
- [118] C. Y. Yu, J. Tamura, and R. D. Lorenz. Optimum DC bus voltage analysis and calculation method for inverters/motors with variable DC bus voltage. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 49(6):2619–2627, 2013.
- [119] K. Zawirski. *Sterowanie silnikiem synchronicznym o magnesach trwałych*. Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, Poznań, Polska, 2005.
- [120] Y. Zhang and X. Wei. Torque ripple RMS minimization in model predictive torque control of PMSM drives. In *2013 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pages 2183–2188, 2013.
- [121] Z. Zhou, C. Xia, Y. Yan, Z. Wang, and T. Shi. Torque ripple minimization of predictive torque control for PMSM with extended control set. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(9):6930–6939, 2017.
- [122] T. P. Zieliński. *Cyfrowe przetwarzanie sygnałów. Od teorii do zastosowań*. Wydawnictwo Komunikacji i Łączności, Warszawa, 2005.