



POLITECHNIKA POZNAŃSKA

Wydział Automatyki, Robotyki i Elektrotechniki
Instytut Robotyki i Inteligencji Maszynowej
Zakład Sterowania i Elektroniki Przemysłowej

Rozprawa doktorska

ANALIZA I STEROWANIE NAPĘDEM PMSM ZASILANYM Z BEZPOŚREDNIEGO PRZEKSZTAŁTNIKA MATRYCOWEGO TYPU QUASI-Z-SOURCE

mgr inż. Przemysław Jan Siwek

Promotor
dr hab. inż. Konrad Urbański

POZNAŃ 2024

Streszczenie

W niniejszej pracy zaproponowano system sterowania napędu z silnikiem synchronicznym o magnesach trwałych zasilanego z bezpośredniego przekształtnika typu Quasi-Z-Source (QZS) jako metodę zwiększenia odporności maszyny na zapady napięcia w sieci zasilającej. Przedstawiono strukturę i algorytmy regulacji umożliwiające sterowanie napięciem wyjściowym z przekształtnika, co pozwala na pracę w trybie obniżania i podwyższania napięcia. Metody te oparte są na transformacji dq , która zapewnia sygnał pomiarowy dla liniowego regulatora typu PI. W rozprawie opracowano model symulacyjny w środowisku Matlab Simulink 2019a, który umożliwił wstępną weryfikację struktur i metod. Model ten wykazał istnienie nieliniowości w układzie sterowania napięciem Quasi-Z-Source. Opisano również stworzone na potrzeby pracy stanowisko laboratoryjne, które umożliwiło eksperymentalną weryfikację wiedzy zdobytej w części symulacyjnej. Zweryfikowano prawidłową pracę napędu z zaproponowanym systemem sterowania oraz jego nieliniowość w pętli regulacji napięcia QZS. W celu poprawy sterowania zaproponowano regulator przestrajalny o optymalizowanych parametrach. Przeprowadzone badania wykazały poprawne działanie napędu oraz jego zwiększoną odporność na zapady napięcia sieciowego.

Abstract

In this paper, a control system for a Permanent Magnet Synchronous Motor powered by a Quasi-Z-Source direct matrix converter is proposed as a method to increase the machine's resistance to voltage sags in the power grid. The structure and control algorithms presented enable the control of the converter's output voltage, allowing for operation in both buck and boost modes. These methods are based on the dq transformation, providing a measurement signal for a linear PI controller. A simulation model developed in Matlab Simulink 2019a allowed for preliminary verification of the control structure and methods. This model demonstrated the presence of nonlinearity in the QZS voltage control system. Additionally, a laboratory stand was created for the experimental verification of the knowledge gained from the simulation part of the work. The proper operation of the drive with the proposed control system and its nonlinearity in the QZS voltage control loop were verified. To improve control, a lookup table controller with optimized parameters was proposed. The conducted studies confirmed the correct operation of the drive and its increased resistance to voltage sags in the power grid.

Spis treści

Lista symboli	III
1 Wstęp	1
1.1 Układ pracy	2
1.2 PMSM	4
1.3 Napędy z PMSM	6
1.4 Przekształtniki AC/AC	10
1.4.1 Przekształtniki matrycowe	10
1.4.2 Przekształtniki QZSDMC	20
1.5 Uszkodzenia elektryczne sieci	28
1.6 Zapady napięcia a napędy elektryczne	29
1.7 Sterowanie napięciem silnika przez QZS	32
1.8 Cel, teza i zakres pracy	38
2 Badania symulacyjne	39
2.1 Strategia sterowania	39
2.1.1 Sterowanie prędkością i prądem	40
2.2 Narzędzia, schematy i parametry	41
2.3 Wyniki symulacji	42
2.3.1 Pomiar napięcia u_{QZS}	42
2.3.2 Analiza pracy napędu z QZSDMC	44
2.3.3 Sterowanie napięciem u_{QZS}	49
2.3.4 Praca napędu podczas zapadów napięcia	51
2.4 Podsumowanie badań symulacyjnych	53
3 Budowa stanowiska	57
3.1 Założenia projektowe	57
3.2 Projekt i budowa	59
4 Badania eksperymentalne	65
4.1 Analiza pracy napędu z QZSDMC	65
4.2 Identyfikacja obiektu	75
4.3 Sterowanie napięciem QZS	83
4.3.1 Optymalizacja regulatora napięcia u_{QZS}	85
4.4 Praca napędu podczas zapadów napięcia	96
4.5 Podsumowanie badań eksperymentalnych	98
5 Podsumowanie i wnioski	103

Literatura	109
A Schematy symulacyjne napędu PMSM z QZSDMC	117
B Schematy elektryczne i projekty płyt PCB napędu PMSM z QZSDMC	123

Lista symboli

B_{QZS}	współczynnik wzmocnienia QZS
C_{ABC}	pojemność kondensatorów QZS
C_f	pojemność filtra RLC
C_{ft}	pojemność tłumiąca filtra RLC
d	wypełnienia wektorów sterujących
D	wypełnienie stanu ST
e_q	siła elektromotoryczna PMSM w osi q
G_{PI}	transmitancja liniowego regulatora typu PI
G_q	transmitancja części elektromagnetycznej PMSM
i_a, i_b, i_c	prądy stojana PMSM w układzie abc
i_A, i_B, i_C	prądy sieci zasilającej w układzie ABC
i_d, i_q, i_0	prądy stojana PMSM w układzie dq
\mathbf{i}_i	wektor prądów wejściowych do przekształtnika matrycowego
\mathbf{i}_o	wektor prądów wyjściowych z przekształtnika matrycowego
J	wypadkowy moment bezwładności sprowadzony do wirnika PMSM
K_I	wzmocnienie części całkującej regulatora PI
k_M	stała momentu elektromagnetycznego
K_P	wzmocnienie części proporcjonalnej regulatora PI
K_{RL}	wzmocnienie wzmocnienie prądowe PMSM
K_q	wzmocnienie układu regulacji prądu w osi q
L_{ABC}	indukcyjność cewek QZS
L_d, L_q	składowe indukcyjności w układzie dq
L_f	indukcyjność filtra RLC
m	współczynnik modulacji przekształtnika matrycowego
M_e	moment elektromagnetyczny
M_{op}	moment oporowy
m_o, m_i	współczynniki modulacji wektorów wyjściowego i wejściowego przekształtnika matrycowego
p	liczba par biegunów PMSM
P	elektryczna moc czynna
R_{ft}	rezystancja tłumiąca filtra RLC
R_s	rezystancja stojana PMSM
S	elektryczna moc pozorna
S_{jk}	stan kluczy energoelektronicznych przekształtnika matrycowego, gdzie: $j = \{A, B, C\}$ oraz $k = \{a, b, c\}$
\mathbf{T}	macierz transformacji przekształtnika matrycowego

T_{abc}	macierz transformacji z układu dq do abc/ABC
T_{dq0}	macierz transformacji z układu abc/ABC do dq
T_{PWM}	okres PWM
T_{RL}	elektryczna stała czasowa PMSM
T_q	stała czasowa układu regulacji prądu w osi q
T_N	czas trwania stanu NST
T_s	okres sterowania
T_{ST}	czas trwania stanu ST
u_a, u_b, u_c	napięcie zasilające PMSM w układzie abc
u_A, u_B, u_C	napięcie sieci w układzie ABC
$u_{A'}, u_{B'}, u_{C'}$	napięcie QZS w układzie ABC
u_d, u_q, u_0	napięcie zasilające PMSM w układzie dq
\mathbf{u}_i	wektor napięć wejściowych do przekształtnika matrycowego
\mathbf{u}_o	wektor napięć wyjściowych z przekształtnika matrycowego
u_{QZS}	napięcie wyjściowe z QZS w osi dq związanej z kątem fazowym sieci zasilającej
u_α, u_β, u_0	napięcie zasilające PMSM w układzie $\alpha\beta 0$
V	numer aktywnego wektora przekształtnika matrycowego
δ	kąt mocy PMSM
θ	położenie kątowne wirnika
θ_i	kąt pomiędzy osią A a wektorem napięcia zasilania \mathbf{u}_i
τ	opóźnienie związane z okresem pracy przekształtnika energoelektronicznego
Ψ_a, Ψ_b, Ψ_c	strumień skojarzony stojana w układzie abc
Ψ_d	strumień stojana w osi d
Ψ_f	strumień magnesów trwałych
Ψ_i	strumień wytworzony przez prąd stojana
Ψ_s	strumień skojarzony stojana
ω	prędkość kątowna wirnika
ω_{ref}	referencyjna prędkość kątowna wirnika

Rozdział 1

Wstęp

Wraz ze zwiększającą się dywersyfikacją źródeł energii elektrycznej i rosnącym zapotrzebowaniem na nią, każdego roku wzrasta liczba urządzeń podłączonych do sieci elektroenergetycznej. Ciągła rozbudowa sieci i jej decentralizacja prowadzą do zwiększonego prawdopodobieństwa wystąpienia awarii, które obniżają jakość dostarczanego napięcia. Takie zdarzenia mają negatywny wpływ zarówno na użytkowników sieci, jak i dostawców energii elektrycznej. Dlatego operatorzy systemów przesyłowych i dystrybucyjnych dokładają wszelkich starań, aby dostarczana energia elektryczna spełniała rygorystyczne normy jakościowe. Niestety, nawet najlepiej chroniony system może ulec awarii. W zależności od używanych urządzeń i ich zastosowań, zakłócenia napięcia w sieci mogą powodować wyłączanie się urządzeń lub ich nieprawidłowe działanie. Takie zdarzenia prowadzą do strat finansowych, których wielkość zależy od aplikacji i zastosowanych środków ochronnych. Dlatego problemem uszkodzeń sieci elektroenergetycznej powinni zajmować się nie tylko dostawcy energii elektrycznej, ale także producenci urządzeń elektrycznych i użytkownicy sieci. Użytkownicy ponoszą odpowiedzialność za bezpieczne i zgodne z przeznaczeniem używanie urządzeń elektrycznych, podczas gdy producenci sprzętu elektrycznego są odpowiedzialni za projektowanie urządzeń wykazujących wysoką odporność na awarie pojawiające się w sieci.

W przemyśle jednym z najczęściej spotykanych odbiorników energii elektrycznej są silniki. Ze względu na doskonałe właściwości dynamiczne, niską bezwładność, wysoką gęstość mocy i wysoką sprawność, wśród tych maszyn wyróżniają się synchroniczne silniki z magnesami trwałymi (ang. permanent magnet synchronous motor, PMSM).

Obecnie, ze względu na drastyczny spadek kosztów części elektronicznych, do sterowania PMSM wykorzystuje się przekształtniki energoelektroniczne. Wymogi dotyczące efektywności energetycznej zachęcają badaczy do prac nad dwukierunkowym przepływem mocy w napędach. W związku z tym badane są różne topologie przekształtników w celu znalezienia zamienników dla tych obecnie dostępnych na rynku. Przekształtnik matrycowy (ang. matrix converter, MC) jest przekształtnikiem AC-AC zawierającym macierz dwukierunkowych kluczy energoelektronicznych, zdolnych do podłączenia każdej fazy obciążenia z dowolną fazą sieci. Posiada on kilka zalet w porównaniu z tradycyjnymi przekształtnikami, takich jak sinusoidalny prąd wejściowy i wyjściowy, dwukierunkowy przepływ mocy i możliwość sterowania współczynnikiem mocy. Jego wadą jest jednak obniżone napięcie wyjściowe do 0,866 krotności napięcia zasilania oraz podatność na pogorszenie jakości napięcia sieciowego.

Przekształtniki matrycowe zyskują popularność między innymi w turbinach wiatrowych jako przekształtniki zdolne do dostarczania i odbierania energii tak z generatora jak i do sieci. Pomimo swoich zalet, przekształtniki MC nie zastąpiły jeszcze konwencjonalnych rozwiązań. Jednym z powodów może być niższe napięcie wyjściowe urządzenia w porównaniu do jego napięcia wejściowego.

Problem ten próbowano rozwiązać opierając się na pracach Fang Zheng Peng'a, który opisał przekształtnik typu buck-boost: Z-Source (ZS) w [1]. Dodatkowo, w [2] zaproponowano przekształtnik Quasi-Z-Source (QZS), który częściowo rozwiązał problemy poprzedniego urządzenia. Pierwsze połączenie koncepcji Peng'a z przekształtnikami matrycowymi można zaobserwować w pracy [3], gdzie wprowadzono nową rodzinę jednofazowych przekształtników energoelektronicznych typu buck-boost, nazwanych przekształtnikami matrycowymi z Z-source (ang. Z-source matrix converter, ZSMC), oraz w [4], która rozszerzyła przedstawione rozwiązanie na przypadek trójfazowy. Opracowane przekształtniki zaczęto badać ze względu na ich możliwość do podbijania napięcia w celu tworzenia urządzeń odpornych na awarie lub minimalizujących wpływy awarii sieci elektrycznej.

W niniejszej pracy zaproponowano zastosowanie podbicia napięciowego bezpośredniego przekształtnika matrycowego typu Quasi-Z-Source (ang. Quasi-Z-Source direct matrix converter, QZSDMC) w celu poprawy bezpieczeństwa systemu sterowania przed awariami sieci elektrycznej powodującymi zapady napięcia.

1.1 Układ pracy

Niniejsza praca składa się z pięciu rozdziałów, literatury oraz dwóch załączników. Rozdział 1 zawiera opis otoczenia badawczego problemu, przegląd literatury oraz tezę, cel i zakres pracy. W przeglądzie literatury zawarta została aktualna wiedza umożliwiająca dalsze czytanie niniejszej pracy w odpowiednim dla niej kontekście. Znajduje się tutaj siedem podrozdziałów związanych z zagadnieniami automatyki i sterowania: PMSM, napędy z PMSM, przekształtniki AC/DC/AC, przekształtniki AC/AC, uszkodzenia elektryczne sieci, zapady napięcia w napędach elektrycznych, sterowanie napięciem silnika przez QZS.

W podrozdziale 1.2 opisano koncepcję działania oraz wady i zalety silników synchronicznych o magnesach trwałych. Zawarto tutaj również transformaty Clarke oraz Park'a, dzięki którym możliwe jest wyprowadzenie modelu matematycznego maszyny oraz wzory opisujące ją.

W podrozdziale 1.3 przedstawiono definicję napędu elektrycznego i opisano jego budowę wraz z podziałem na pętle nadrzędną, sterującą wielkościami mechanicznymi, oraz wewnętrzną, sterującą momentem silnika. Dodatkowo przedstawiono tutaj zalety i wady czterech strategii sterowania strumieniem PMSM oraz opisano tę, która została wybrana do implementacji na obiekcie rzeczywistym.

W podrozdziale 1.4 opisano przekształtniki matrycowe oraz przekształtniki matrycowe typu Quasi-Z-Source. Skupiono się tutaj na ich konstrukcji, koncepcji działania, metodach sterowania i komutacji. Ponadto do opisu QZSDMC dodano analizę wpływu parametrów pasywnych na układ. W podrozdziale 1.5 przedstawiono europejską normę PN-EN 50160 opisującą parametry napięcia zasilającego w publicznych sieciach elektroenergetycznych. Zaprezentowano istniejący podział uszkodzeń sieci oraz badania pomagające określić skalę zjawiska. W podrozdziale 1.6 skoncentrowano się na konsekwencjach występowania zapadów napięcia sieciowego w pracy napędów elektrycznych oraz zaprezentowano kilka metod wykorzystywanych do zabezpieczenia napędów przed ich wystąpieniem. Podrozdział 1.7 opisuje istniejące w literaturze metody sterowania podbiciem napięciowym QZSDMC. Dokonano tutaj podziału układów sterowania ze względu na metodę zadawania wartości podbicia napięciowego. Przedstawiono również ich krótki opis oraz wady i zalety danych rozwiązań.

Rozdział 2 zawiera badania symulacyjne umożliwiające sprawdzenie działania napędu PMSM z QZSDMC. Badania takie są krytyczne przy projektowaniu skomplikowanych systemów sterowania i umożliwiają sprawdzenie działania algorytmów oraz parametrów urządzenia, minimalizując ilość

wymaganych iteracji przy tworzeniu prototypów. W podrozdziale 2.1 opisano jaką strategię sterowania została wybrana w badanym systemie. Ponadto zaprezentowano schemat blokowy symulacji oraz metody doboru regulatorów prądu i prędkości. W podrozdziale 2.2 krótko wymieniono jakie oprogramowanie zostało wykorzystane do tworzenia modelu symulacyjnego oraz jakie wybrano parametry elementów pasywnych i maszyn w obiekcie. Podrozdział 2.3 podzielony jest na cztery części. Pierwsza dotyczy opisu metody pomiaru napięcia znajdującego się pomiędzy przekształtnikami QZS a DMC. W drugiej skupiono się na analizie działania napędu podczas typowego cyklu pracy charakterystycznego dla takich systemów. Zaprezentowano tutaj dwa tryby pracy: bez podbicia napięciowego oraz z podbiciem napięciowym, które jest wykonywane zarówno bez regulacji, jak i z regulacją napięcia. Ponadto pokazano tu zachowanie się układu przy występowaniu skoków podbicia napięciowego podczas pracy napędu. Trzecia część podrozdziału 2.3 zawiera problematykę identyfikacji oraz sterowania QZSDMC z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego napięcia. W części ostatniej przedstawiono pracę napędu QZSDMC w trakcie występowania zapadów napięcia sieciowego. Porównano tutaj prędkości PMSM w napędach zawierających i nie zawierających regulację podbicia napięciowego. Zawarto tutaj również test długotrwałego obniżenia napięcia zasilania i jego wpływ na prędkość obrotową napędu.

Rozdział 3 poświęcony został opisowi zbudowanego stanowiska rzeczywistego do badania napędu z PMSM zasilanego bezpośrednim przekształtnikiem matrycowym typu Quasi-Z-Source. W podrozdziale 3.1 wymieniono jakie są założenia projektowe, które należy spełnić aby możliwe było wykonanie stanowiska umożliwiającego przeprowadzenie badań na potrzeby niniejszej rozprawy. Następnie w podrozdziale 3.2 wskazano odnośniki do projektów, przedstawiono parametry modułów wraz z ich krótkim opisem oraz zamieszczono zdjęcia gotowych elementów stanowiska.

W rozdziale 4 przedstawiono wyniki prac badawczych wykonanych na rzeczywistym stanowisku napędu z PMSM zasilanym bezpośrednim przekształtnikiem matrycowym typu Quasi-Z-Source. W podrozdziale 4.1 przedstawiono analizę działania napędu w trakcie typowego dla takich układów cyklu pracy. Przedstawiono tutaj tryb pracy bez podbicia napięciowego oraz z podbiciem napięciowym wykonywanym bez regulacji oraz z regulacją podbicia napięciowego. Głównym celem tego podrozdziału było przeanalizowanie sprawności działania napędu w typowych warunkach eksploatacji. W podrozdziale 4.2 opisano metodę identyfikacji układu sterowania napięciem znajdującym się pomiędzy częścią QZS a DMC przekształtnika. W części tej opisano sygnały identyfikujące, metodę filtracji i normalizacji tychże sygnałów, narzędzie do poszukiwania modeli matematycznych oraz opisano jego model. W podrozdziale 4.3 wykorzystano wiedzę zdobytą w części 4.2 do opracowania regulatora napięcia QZS. Podrozdział rozpoczyna się od przedstawienia wniosków płynących z identyfikacji obiektu oraz przedstawienia założeń projektowych regulatora. Następnie praca przechodzi do opisu optymalizacji nastaw regulatora oraz jej wyników. Podrozdział 4.3 kończy się przedstawieniem danych porównujących efekty działania tradycyjnego regulatora proporcjonalno-całkującego do zaproponowanego regulatora przestrajalnego. Ostatnia część opisywanego rozdziału służy analizie pracy napędu QZSDMC w trakcie występowania zapadów napięcia sieciowego. W podrozdziale tym porównano prędkości PMSM w napędach zawierających regulację napięcia QZS oraz nie wykorzystujących układu podbicia napięciowego.

W rozdziale 5 przedstawiono analizę wyników i osiągnięć wykonanych na potrzeby pracy. Zamieszczono konkluzję o zrealizowaniu celu i wykazaniu tezy, proponowane dalsze kierunki badań i możliwe zastosowania praktyczne opracowanych struktur sterowania.

1.2 PMSM

Silnik synchroniczny o magnesach trwałych (ang. permanent magnet synchronous motor, PMSM) to rodzaj silnika elektrycznego prądu przemiennego, w którym strumień magnetyczny wirnika wytwarzany jest przez zamontowane na nim magnesy trwałe [5–13]. Wirnik ten osadzony jest wewnątrz stojana, zawierającego cewki wytwarzające wirujące pole magnetyczne, które go napędza. Silnik nazywa się synchronicznym ze względu na stosunek prędkości obrotowej wirnika do pola magnetycznego stojana, który równy jest ilości par biegunów maszyny. W przypadku szczególnym, gdy ilość par biegunów równa jest jedności to prędkość wirnika oraz pola magnetycznego są sobie równe.

Przedstawiona maszyna charakteryzuje się szeregiem zalet: dużą gęstością mocy, wysoką sprawnością, małymi mechanicznymi stałymi czasowymi (duży stosunek momentu do bezwładności), pełnym zakresem sterowania momentu obrotowego przy prędkościach od zerowej do nominalnej oraz wysoką precyzją pozycjonowania. Posiada też kilka wad: stosunkowo wysoka cena spowodowana wykorzystaniem magnesów trwałych produkowanych z rzadkich materiałów, potrzeba zastosowania skomplikowanych układów sterowania, występowanie tętnień momentu oraz wrażliwość na wysoką temperaturę mogącą rozmagnesować maszynę.

Ze względu na te właściwości PMSM znajdują zastosowanie w wielu gałęziach techniki: w pojazdach elektrycznych, serwonapędach, robotach, obrabiarkach numerycznych, maszynach medycznych, napędach maszyn wymagających wysokiej precyzji pracy i wielu innych.

Model matematyczny PMSM opiera się na metodzie wektorów przestrzennych, opracowanej przez K. P. Kovacs i J. Racza [9, 14]. Silniki te są zasilane za pomocą napięcia sinusoidalnie zmiennego, co skutkuje obecnością zależności trygonometrycznych we wzorach na indukcyjność i strumień. Jednak opis w układzie współrzędnych trójfazowych abc komplikuje tworzenie modelu matematycznego oraz dobór metod regulacji. Dlatego też zastosowano metodę wektorów przestrzennych aby uprościć opis, przechodząc z układu współrzędnych nieruchomego, związanego z fazami stojana, do układu współrzędnych wirującego, związanego ze strumieniem magnetycznym wirnika. Transformacje te, znane jako transformacja dq , zostały opracowane przez Clarke i Park'a i często jest ona wykorzystywana w literaturze [11, 13]. W niniejszej pracy zastosowano rozróżnienie układu współrzędnych trójfazowych związanych ze stojanem PMSM (opis małymi literami abc) oraz układu współrzędnych trójfazowych związanych z siecią zasilającą (opis wielkimi literami ABC). Macierz transformacji dla obydwu układów abc i ABC do dq jest identyczna i podana jest wzorem:

$$\mathbf{T}_{dq0} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

Odwrotną macierz transformacji można zapisać jako:

$$\mathbf{T}_{abc} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

gdzie θ oznacza kąt przesunięcia pomiędzy układami współrzędnych abc i dq . Macierze te mogą być wykorzystane do obliczania prądów silnika w układzie dq :

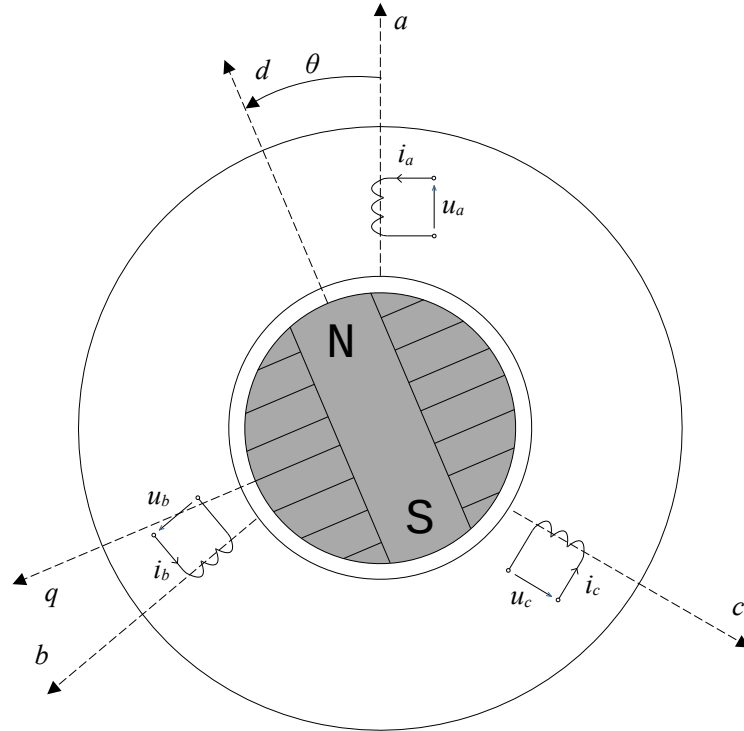
$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{dq0} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

lub jego napięć:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{dq0} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

gdzie i_d, i_q, i_0 - prądy PMSM w wirującej osi $dq0$, i_a, i_b, i_c - prądy PMSM w nieruchomych osiach abc . Analogiczne oznaczenia zastosowano do napięć.

Układ uzwojeń silnika synchronicznego o magnesach trwałych z zaznaczonymi układami współrzędnych stojana i wirnika został przedstawiony na rysunku 1.1. Zaznaczono tutaj cewki w osiach a, b i c , ułożenie pola magnetycznego wirnika oraz przesunięcie kątowe wirnika względem fazy a stojana θ .



RYСУNEK 1.1: Układ uzwojeń jednobiegunowego silnika synchronicznego o magnesach trwałych z zaznaczonymi układami współrzędnych stojana i wirnika. Źródło: opracowanie własne na podstawie [15].

Wykorzystanie transformacji 1.1 umożliwia wyprowadzenie wzorów matematycznych PMSM:

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_d} u_d - \frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p \omega i_q \quad (1.5)$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q} u_q - \frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} p \omega i_d - \frac{\Psi_f p \omega}{L_q} \quad (1.6)$$

$$M_e = \frac{3}{2} p [\Psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (1.7)$$

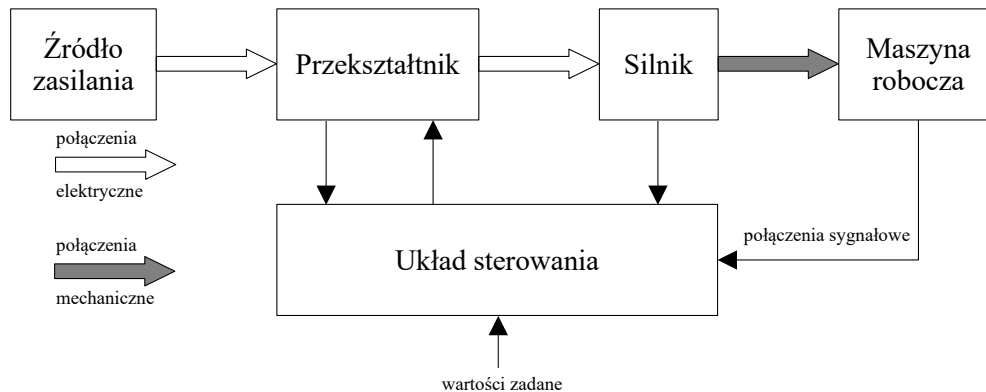
$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} M_e - \frac{1}{J} M_{op} \quad (1.8)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega \quad (1.9)$$

gdzie M_e - moment elektromagnetyczny, M_{op} - moment oporowy, Ψ_f - strumień magnesów trwałych, ω - prędkość kątowa wirnika, θ - położenie kątowe wirnika, p - liczba par biegunów, L_d, L_q - składowe indukcyjności w osiach d i q , R_s - rezystancja stojana, J - wypadkowy moment bezwładności sprowadzony do wirnika.

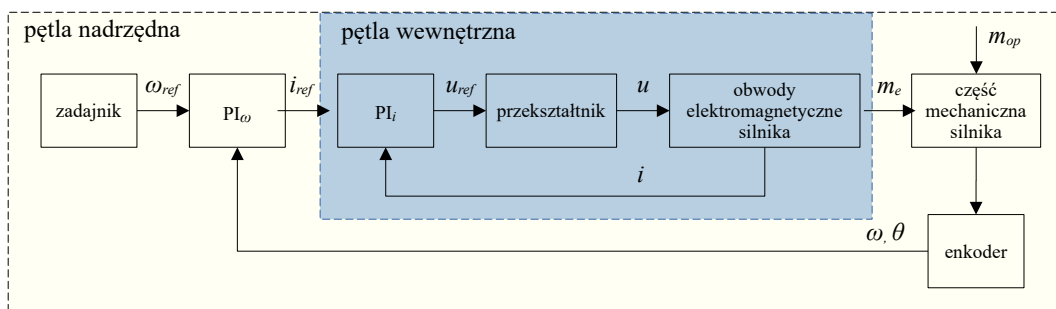
1.3 Napędy z PMSM

Nowoczesne napędy elektryczne, w tym napędy przekształtnikowe umożliwiają sterowanie prędkością i położeniem w szerokim zakresie, zapewniając wysoką dynamikę i precyzję ruchu [15]. Ogólny schemat blokowy napędu elektrycznego można podzielić na następujące części: źródło energii - dostarczające energię elektryczną do systemu, przekształtnik energoelektroniczny - służący do przekazywania w sposób kontrolowany energii elektronicznej pomiędzy dwoma obwodami, układ sterowania - regulujący zmienne stanu silnika za pomocą urządzenia wykonawczego, silnik - wykonujący konwersję energii elektrycznej w mechaniczną, maszyna robocza - wykonująca określoną w danej aplikacji pracę. Schemat ten został przedstawiony na rysunku 1.2.



RYSUNEK 1.2: Ogólna struktura sterowanego napędu elektrycznego. Źródło: opracowanie własne na podstawie [15].

Z punktu widzenia projektowania napędu warto jest podzielić system na dwie pętle regulacji. Warstwa nadrzędna (zewnętrzna) złożona z układów regulacji wielkości mechanicznych silnika oraz warstwa podporządkowana (wewnętrzna) odpowiedzialna za sterowanie wielkościami elektromagnetycznymi takimi jak strumień magnetyczny stojana oraz moment elektromagnetyczny. Podział napędu przedstawiono na rysunku 1.3.



RYSUNEK 1.3: Podział funkcjonalny układów sterowania napędu elektrycznego, gdzie m_e - moment elektromagnetyczny, m_{op} - moment oporowy. Źródło: opracowanie własne na podstawie [15].

Pętla nadrzędna odpowiedzialna jest za sterowanie pętlą wewnętrzną poprzez zadawanie wartości prądów silnika w osiach dq zgodnie ze strategią sterowania. Jej celem jest doprowadzenie napędu do określonych wartości prędkości i/lub położenia kąтового wirnika maszyny. W praktyce, pętla ta zazwyczaj składa się z dwóch elementów: z układu pomiarowego i układu sterowania.

Istnieje kilka metod pomiaru położenia kąтового wału silnika. W przypadku napędów, gdzie główny nacisk kładziony jest na regulację położenia, często stosuje się enkodery inkrementalne lub

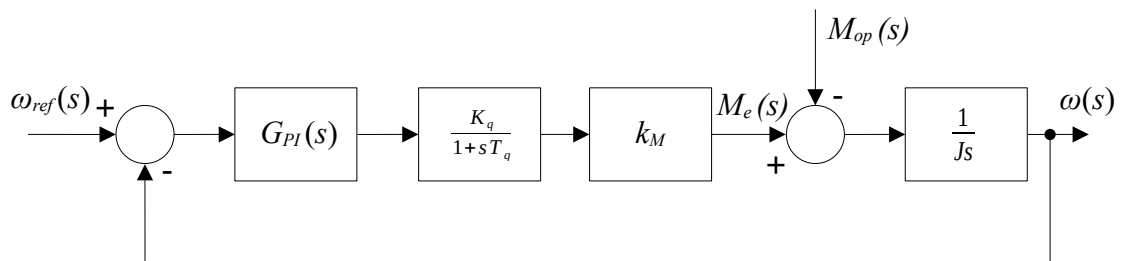
absolutne. Mogą one działać na zasadzie pomiaru pola magnetycznego lub korzystać z aktywnych bądź pasywnych elementów światłoczułych. Enkodery lub ich komponenty pomiarowe są montowane na wale PMSM i często stanowią integralną część maszyny. Jeśli w danej aplikacji istotna jest prędkość obrotowa, a nie konkretna pozycja kątowna, wykorzystuje się również rozwiązania bezczujnikowe, gdzie zaawansowane algorytmy, opierając się na danych o prądzie silnika kręcącej się maszyny, są w stanie określić jego prędkość obrotową. Istnieją również prace badawcze umożliwiające określenie położenia wału silnika nawet przy prędkościach równych 0 rad/s [16–18]. Ze względu na wyprowadzenie modelu matematycznego PMSM z wykorzystaniem transformacji dq , do sterowania maszyną wymagana jest informacja o położeniu kątowym wirnika, niezależnie od tego, czy jest ona uzyskiwana poprzez pomiar fizyczny czy też estymację.

Układy sterowania prędkością silnika odpowiedzialne są za odczyt wartości położenia i prędkości wału maszyny z czujników oraz za regulację prędkości, czyli wyznaczenie sygnałów sterujących dla pętli regulacji momentu. Urządzenia te najczęściej składają się z płytek drukowanych (ang. printed circuit board, PCB) zawierających co najmniej jeden mikrokontroler pracujący w trybie czasu rzeczywistego z wysokimi częstotliwościami. Procesory te cyklicznie obliczają wartość sygnałów sterujących na podstawie wartości sygnałów pomiarowych. Większość spotykanych w praktyce napędów wykorzystuje regulatory liniowe takie jak PI, PID, PID2DOF z układem anti-windup, który zapobiega całkowaniu uchybu w stanie nasycenia regulatora.

Uproszczony schemat blokowy obwodu regulacji prędkości maszyny synchronicznej o magnesach trwałych został przedstawiony na rysunku 1.4. Uproszczenie polega tutaj na aproksymacji pętli regulacji momentu przez obiekt inercyjny pierwszego rzędu. Układ taki często jest wykorzystywany przy syntezy nastaw regulatorów prędkości ze względu na łatwość jego analizy. Transmitancja regulatora $G_{PI}(s)$ posiada postać:

$$G_{PI}(s) = K_P \left(1 + K_I \frac{1}{s} \right) \quad (1.10)$$

gdzie K_P - wzmacnienie części proporcjonalnej, K_I - wzmacnienie części całkującej.



RYSUNEK 1.4: Uproszczony schemat blokowy obwodu regulacji prędkości PMSM, gdzie K_q - wzmacnienie układu regulacji prądu w osi q , T_q - stała czasowa układu regulacji prądu w osi q , k_M - stała momentu elektromagnetycznego.

Pętla wewnętrzna odpowiedzialna jest za sterowanie napięciem podawanym na silnik poprzez przekształtnik energoelektroniczny tak, aby wartości prądów i_d oraz i_q doprowadzane były do wartości prądów zadawanych przez pętlę nadrzędną. Pętla wewnętrzna (regulacji momentu) składa się z trzech elementów: z układu pomiaru prądu, przekształtnika energoelektronicznego oraz z układu sterowania.

W przeciwieństwie do układów pomiaru prędkości i położenia, w przypadku pomiaru prądów silnika nie stosuje się rozwiązań bezczujnikowych. To parametry elektryczne umożliwiają estymację zmiennych stanu dla pętli nadrzędnej. Istnieją dwa główne rodzaje technik pomiaru prądu silnika.

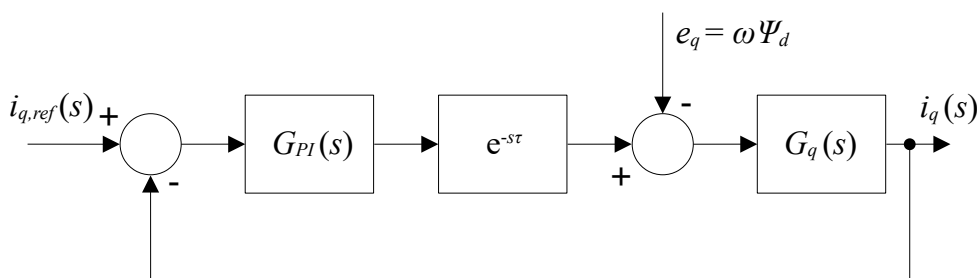
Pierwsza to czujniki pola magnetycznego oparte na efekcie Hall'a, które wykorzystują proporcjonalność wartości pola magnetycznego do prądu przepływającego przez przewód. Ich zaletą jest brak strat mocy w sensorze, jednakże wadą jest wysoka cena. Druga technika polega na stosowaniu rezystorów pomiarowych, których spadek napięcia jest proporcjonalny do prądu płynącego przez nie. Ich korzyścią jest niska cena, jednakże wadą są dodatkowe straty mocy na elemencie pomiarowym. Metoda ta wymaga również zastosowania wzmacniaczy różnicowych, umożliwiających pomiar z maksymalną rozdzielczością.

Przekształtniki energoelektroniczne sterują przepływem energii pomiędzy źródłem zasilania a odbiornikiem. Jest to możliwe dzięki szybkiemu i cyklicznemu przełączaniu kluczy energoelektronicznych, które łączą odpowiednie gałęzie sterowanych podsystemów. Klucze te mogą być zbudowane z tyrystorów lub tranzystorów oraz diod. Na kierunek przepływu energii wpływa się przez odpowiedni wybór chwil czasowych, w których następują przełączenia. Zazwyczaj stosuje się przekształtniki AC/DC/AC (choć istnieją również AC/AC), które za pomocą prostownika ładują kondensator pośredniczący, który dostarcza energię do falownika sterującego odbiornikiem. Podczas syntezy napędów elektrycznych opis matematyczny przekształtnika energoelektronicznego jest maksymalnie upraszczany ze względu na duże skomplikowanie zagadnienia i niewielki zysk jakości działania napędu. Zagadnienie przekształtników energoelektronicznych zostanie rozwinięte w dalszych rozdziałach.

Układ sterowania prądem/momentem silnika w swojej koncepcji podobny jest do układu sterowania prędkości. Zajmuje się on odczytem wartości zmiennych stanu z czujników oraz regulacją prądów maszyny. Najczęściej układ sterowania prędkości i prądu połączone są w pojedynczym mikrokontrolerze.

Uproszczony schemat blokowy obwodu regulacji momentu maszyny synchronicznej o magnesach trwałych został przedstawiony na rysunku 1.5. Uproszczenie polega tutaj na przybliżeniu działania falownika jako opóźnienia transportowego. Transmitancja obiektu $G_q(s)$ posiada postać:

$$G_q(s) = \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + s \frac{L_q}{R_s}} \quad (1.11)$$



RYSUNEK 1.5: Uproszczony schemat blokowy obwodu regulacji prądu w osi q , gdzie τ - opóźnienie związane z okresem pracy przekształtnika energoelektronicznego, Ψ_d - strumień stojana w osi d .

Podczas syntezy pętli wewnętrznej, sterującej momentem elektrycznym PMSM należy określić jaką strategię sterowania strumieniami magnetycznymi maszyny chcemy przyjąć. Strategia ta, wynikająca z różnych kombinacji zestawu strumieni i prądu, wpływa na punkt pracy ustalonej maszyny. W literaturze wymienia się cztery różne strategie sterowania [9]:

- zachowanie stałego kąta mocy $\delta = \frac{\pi}{2}$,
- zachowanie stałego współczynnika mocy $\cos\varphi = 1$,

- zachowanie stałej wartości amplitudy strumienia skojarzonego stojana $\Psi_s = const$,
- maksymalizację stosunku momentu elektromagnetycznego do amplitudy prądu stojana.

W pracy [9] przedstawiono porównanie i analizę powyższych strategii sterowania. Strategia $\delta = \frac{\pi}{2}$ ma wiele zalet w stosunku do pozostałych metod. Są nimi liniowa zależność momentu silnika od amplitudy prądu stojana oraz wyższa wartość momentu elektromagnetycznego niż w metodach $\cos\varphi = 1$ oraz $\Psi_s = const$. Ponadto w przeciwieństwie do wszystkich pozostałych metod w strategii $\delta = \frac{\pi}{2}$ następuje odsprzęgnięcie układów regulacji prądu i_q i i_d . Stanowi to istotne ułatwienie przy projektowaniu układu regulacji. Ze względu na przytoczoną analizę w niniejszych badaniach zastosowano strategię sterowania ze stałym kątem mocy $\delta = \frac{\pi}{2}$.

Kryterium $\delta = \frac{\pi}{2}$ oparte jest na wzorze 1.7, z którego wynika, że moment elektromagnetyczny PMSM m_e zależny jest od wartości prądu i_q oraz i_d . Jeżeli $i_d = 0$ to wzór 1.7 ulegnie uproszczeniu do postaci:

$$m_e = \frac{3}{2}p\Psi_f i_q \quad (1.12)$$

Z powyższego wynika, że w strategii sterowania ze stałym kątem mocy $\delta = \frac{\pi}{2}$ moment elektromagnetyczny m_e zależny jest w sposób liniowy jedynie od prądu i_q . Rozkład prądu oraz strumieni PMSM dla przedstawionego kryterium zamieszczono na rysunku 1.6. Na wykresie zaznaczono strumień skojarzony stojana, który w układzie współrzędnych stojana zapisać można jako wektor:

$$\Psi_s = \begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

Jest on zależny tak od strumienia pochodzącego od magnesów trwałych $\Psi_f = [\Psi_{fa}, \Psi_{fb}, \Psi_{fc}]^T$ jak i strumienia wytwarzanego przez prąd stojana przyjmując postać:

$$\Psi_s = \Psi_i + \Psi_f \quad (1.14)$$

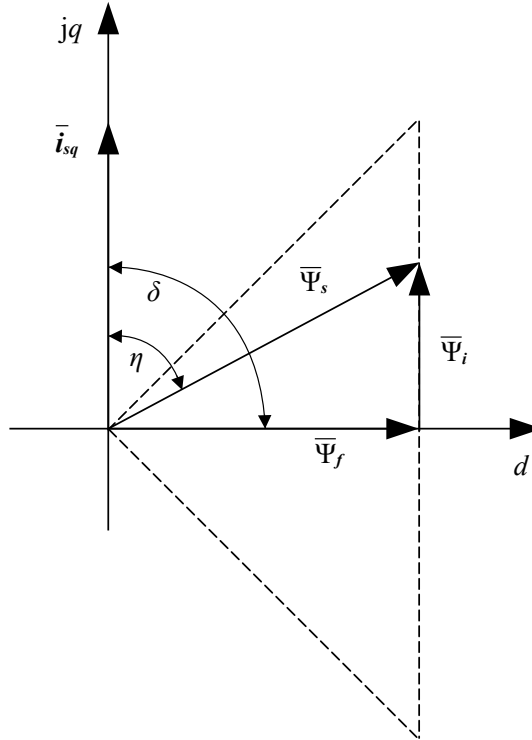
gdzie strumień wytworzony przez prąd stojana Ψ_i , w układzie współrzędnych dq , zapisać można wzorem:

$$\Psi_i = L_d i_d + jL_q i_q \quad (1.15)$$

Zgodnie z tą zależnością jeżeli $i_d = 0$ to:

$$\Psi_i = jL_q i_q \quad (1.16)$$

co widoczne jest na wykresie 1.6. Ponieważ $\Psi_f = const$ przy zmianach Ψ_i wektor Ψ_s porusza się po przerywanej linii, co umożliwia zadawanie momentu elektromagnetycznego o znaku dodatnim lub ujemnym.



RYSUNEK 1.6: Położenie wektorów strumieni i prądu w strategii sterowania stałego kąta mocy.

1.4 Przekształtniki AC/AC

1.4.1 Przekształtniki matrycowe

Bezpośrednie przekształtniki matrycowe (ang. Direct Matrix Converter, DMC) zostały opracowane jako alternatywa dla falowników z prostownikami w celu sterowania maszynami prądu zmiennego. Są to układy konwertujące napięcie sieciowe na napięcie o sterowanej średniej wartości amplitudy oraz zmiennej częstotliwości bez potrzeby prostowania napięcia zasilającego. Głównymi zaletami zastosowania DMC są możliwość sterowania współczynnikiem kąta mocy, dwustronny przepływ energii elektrycznej bez dodatkowych elementów oraz sinusoidalne prądy wejściowe i wyjściowe. Głównymi wadami są skomplikowane algorytmy sterowania i komutacji oraz napięcie wyjściowe zmniejszone do 86,6% wartości napięcia wejściowego [19–28].

DMC zbudowane są z macierzy dwustronnych kluczy energoelektronicznych łączących każdą fazę zasilania z każdą fazą obciążenia oraz z filtra sieciowego (rysunek 1.7). Napięcie wyjściowe i prąd pobierany przez układ można przedstawić w formie zależności:

$$\mathbf{u}_i = \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

$$\mathbf{i}_o = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

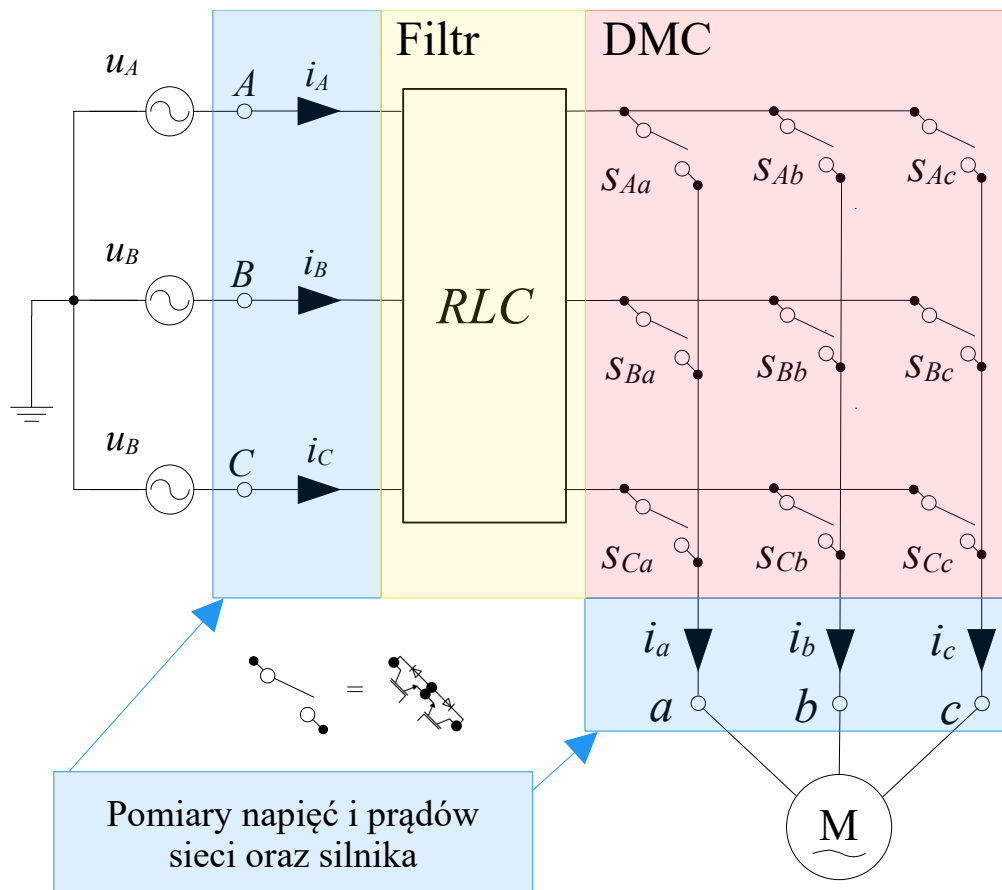
$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} S_{Aa} & S_{Ba} & S_{Ca} \\ S_{Ab} & S_{Bb} & S_{Cb} \\ S_{Ac} & S_{Bc} & S_{Cc} \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

$$\mathbf{u}_o = \mathbf{T}\mathbf{u}_i \quad (1.20)$$

$$\mathbf{i}_i = \mathbf{T}^T \mathbf{i}_o \quad (1.21)$$

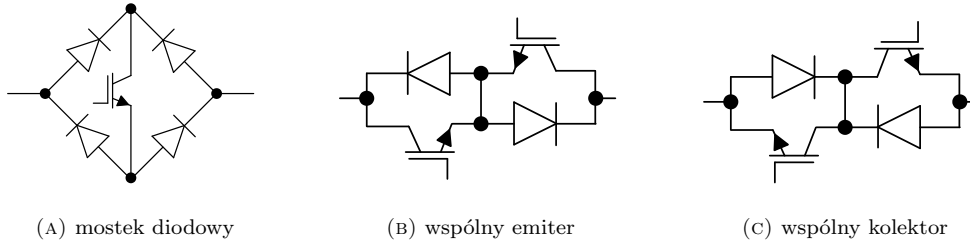
gdzie $S_{jk} = 0$ - klucz otwarty, $S_{jk} = 1$ - klucz zamknięty, $j = \{A, B, C\}$, $k = \{a, b, c\}$, \mathbf{u}_i - wektor napięć wejściowych, \mathbf{u}_o - wektor napięć wyjściowych, \mathbf{i}_i - wektor prądów wejściowych, \mathbf{i}_o - wektor prądów wyjściowych.

Dwustronne klucze energoelektroniczne najczęściej wykonywane są w jednej z trzech topologii: z mostkiem diodowym (ang. diode bridge, DB), ze wspólnym emiterem (ang. common emitter, CE) oraz ze wspólnym kolektorem (ang. common collector CC) [29]. Topologie te przedstawiono na rysunku 1.8. DB wymaga wykorzystania tylko pojedynczego sterownika klucza, co upraszcza układ elektroniczny, jednakże jest to też topologia posiadająca największe straty przewodzenia ze wszystkich rodzajów kluczy. Ponadto istnienie tylko pojedynczego elementu aktywnego w kluczu zmniejsza ilość możliwych do zastosowania algorytmów komutacji, w tym algorytmów usuwających potrzebę zastosowania tłumików skoków napięcia (ang. snubber). Topologie CE oraz CC umożliwiają sterowanie przepływem prądu w obie strony co zwiększa wybór możliwych algorytmów komutacji kosztem potrzeby stosowania większej ilości sterowników tranzystorów. CC od CE różni się ilością izolowanych źródeł zasilania potrzebnych do sterowania zestawem kluczy. CE wymaga zastosowania dziewięciu źródeł dla całego DMC natomiast CC umożliwia wykorzystanie tylko sześciu. Obie topologie posiadają mniejsze straty przełączeń niż DB.



RYSUNEK 1.7: Schemat ideowy bezpośredniego przekształtnika matrycowego.

W porównaniu do tradycyjnych falowników przekształtniki matrycowe wymagają skomplikowanych algorytmów sterowania napięciem. W pracy [26] dokonano agregacji i analizy tychże metod. Ze względu na niską wymaganą częstotliwość przełączeń, dobre właściwości dynamiczne oraz niskie



RYSUNEK 1.8: Topologie dwustronnych kluczy energoelektronicznych. Źródło: opracowanie własne na podstawie [29].

THD w niniejszej rozprawie wykorzystano wektorową modulację szerokości impulsów (ang. Space vector pulse width modulation, SVPWM) opisaną w [19].

Modulacja napięcia

Modulacja napięcia w przekształtniku matrycowym tak samo jak w tradycyjnych falownikach, może być wykonywana za pomocą wektorowej modulacji szerokości impulsów. Metoda ta zmniejsza zniekształcenia powstające podczas pracy urządzenia zapewniając krótkie czasy sterowania napięciem i prądem [30]. W przeciwieństwie do bezpośredniego sterowania momentem oraz za pomocą sygnału nośnego metoda ta jest kosztowna obliczeniowo oraz wymaga od układu sterowania pracy w ściśle określonym reżimie czasu rzeczywistego.

SVPWM w przekształtniku matrycowym opiera się na tworzeniu zadanych wektorów napięcia i prądu poprzez kombinację co najmniej czterech różnych stanów przekształtnika w jednym okresie PWM. Łącznie przekształtnik matrycowy posiada 512 różnych kombinacji (stanów) załączeń kluczy energoelektronicznych. Nie wszystkie stany są jednak użyteczne. Niepoprawne połączenia w przekształtniku mogą powodować zwarcia linii zasilającej lub przerwy w przepływie prądu przez obciążenie. Z tego też powodu użytecznych stanów w przekształtniku matrycowym jest 21. W tym należy wyszczególnić 18 wektorów aktywnych oraz 3 wektory zerowe. Lista wszystkich dozwolonych wektorów znajduje się w tabeli 1.1.

Każdy z dozwolonych wektorów można przedstawić na wykresach napięcia i prądu w trójfazowych układach współrzędnych ABC (Rys. 1.9). Jeżeli układy te zostaną podzielone na sześć sektorów zgodnie z wektorami to każdy sektor przedzielony jest przez trzy z nich co łącznie daje sześć różnych wektorów w każdym sektorze. Wektory napięcia wyjściowego (Rys. 1.9 A) tworzą kąty 0° , 60° , 120° , 180° , 240° oraz 300° w stosunku do osi A natomiast wektory wejściowe prądu (Rys. 1.9 B) są przesunięte względem nich o 30° .

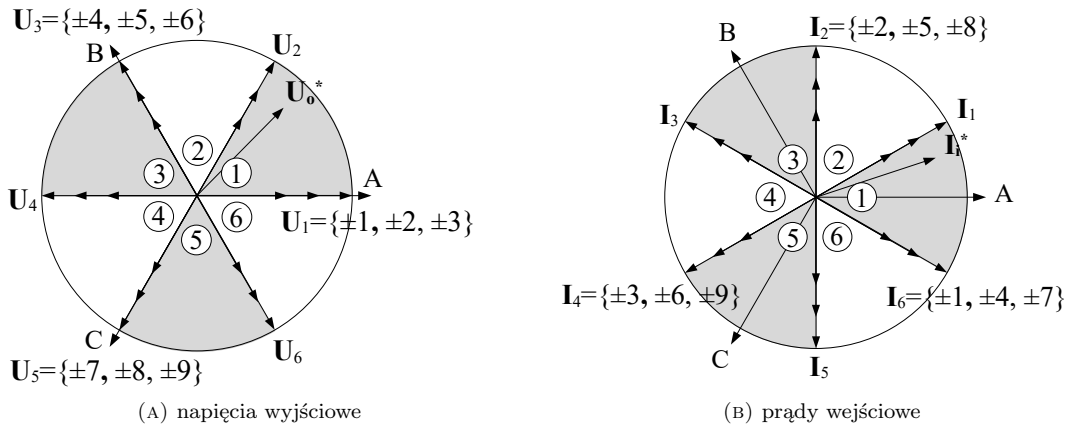
W celu opisanego algorytmu SVPWM dla przekształtnika matrycowego należy zdefiniować trzy napięcia tworzące razem napięcie trójfazowe (wzory 1.22). Aby możliwe było obliczenie kąta θ_i należy wykorzystać transformatę Clarke podaną wzorem 1.23. Efektem zastosowania transformaty 1.23 jest utworzenie dwóch wektorów $u_{i\alpha}$ oraz $u_{i\beta}$ (Rys. 1.10). Wykorzystując te wektory możliwe jest obliczenie kąta θ_i , który określa sektor w jakim znajduje się obecnie napięcie zasilania.

$$\begin{aligned} u_A &= \sin(\theta_i) \\ u_B &= \sin\left(\theta_i - \frac{2\pi}{3}\right) \\ u_C &= \sin\left(\theta_i + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (1.22)$$

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} \quad (1.23)$$

TABELA 1.1: Dozwolone wektory napięciowe przekształtnika matrycowego.

Wektory MC	Włączone klucze	Wektory MC	Włączone klucze
+1	$S_{Aa} S_{Bb} S_{Bc}$	-6	$S_{Ab} S_{Ca} S_{Cc}$
-1	$S_{Ab} S_{Ac} S_{Ba}$	+7	$S_{Ac} S_{Ba} S_{Bc}$
+2	$S_{Ba} S_{Cb} S_{Cc}$	-7	$S_{Aa} S_{Ab} S_{Bc}$
-2	$S_{Bb} S_{Bc} S_{Ca}$	+8	$S_{Bc} S_{Ca} S_{Cb}$
+3	$S_{Ab} S_{Ac} S_{Ca}$	-8	$S_{Ba} S_{Bb} S_{Cc}$
-3	$S_{Aa} S_{Cb} S_{Cc}$	+9	$S_{Aa} S_{Ab} S_{Cc}$
+4	$S_{Ab} S_{Ba} S_{Bc}$	-9	$S_{Ac} S_{Ca} S_{Cb}$
-4	$S_{Aa} S_{Ac} S_{Bb}$	0_a	$S_{Aa} S_{Ab} S_{Ac}$
+5	$S_{Bb} S_{Ca} S_{Cc}$	0_b	$S_{Ba} S_{Bb} S_{Bc}$
-5	$S_{Ba} S_{Bc} S_{Cb}$	0_c	$S_{Ca} S_{Cb} S_{Cc}$
+6	$S_{Aa} S_{Ac} S_{Cb}$		



RYSUNEK 1.9: Wektory napięciowe DMC w układzie współrzędnych ABC.

Przekształtniki matrycowe umożliwiają sterowanie kątem wektora pobieranego prądu. Możliwe jest wykorzystanie tej cechy do obliczenia wynikowego kąta sterowania wektorem zasilającym.

Współczynnik mocy układu elektrycznego wyrażany jest jako:

$$\cos(\phi) = \frac{P}{S} \quad (1.24)$$

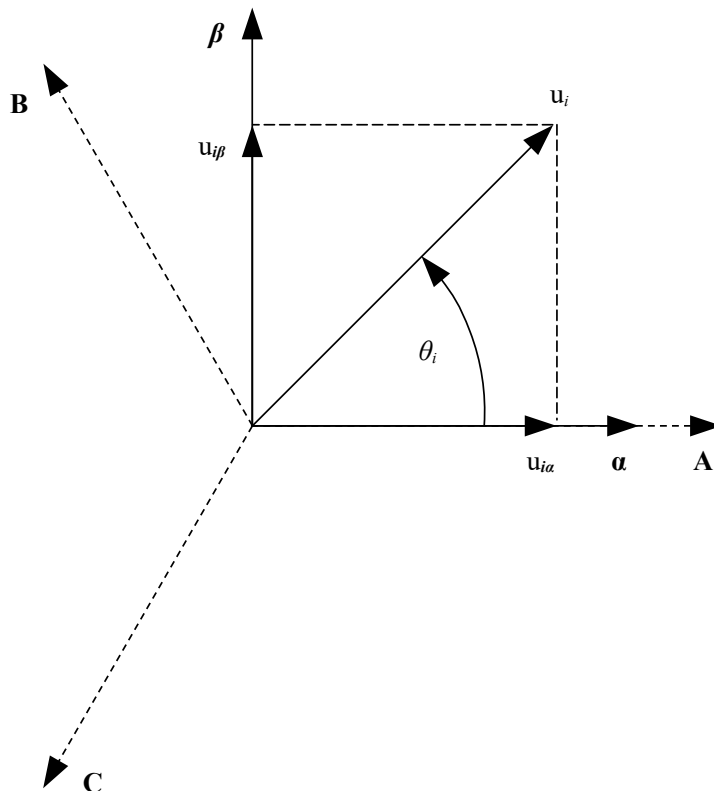
gdzie P - moc czynna, S - moc pozorna.

Zaleca się aby urządzenia elektryczne były sterowane w taki sposób, aby ich współczynnik mocy równał się jedności ($\cos(\phi) = 1$). Aby go uzyskać, kąt przesunięcia fazowego pomiędzy prądem pobieranym z sieci a jej napięciem powinien być równy zero [19]. Z tej zależności uzyskujemy:

$$\cos(\phi) = 1 \iff \arctan\left(\frac{u_{i\beta}}{u_{i\alpha}}\right) = \arctan\left(\frac{i_{i\beta}}{i_{i\alpha}}\right) = \theta_i \quad (1.25)$$

Przekształtnik matrycowy sterowany jest poprzez kolejne załączanie czterech wektorów napięciowych z zadanim czasem. Aby możliwe było obliczenie tego czasu potrzebne są amplitudy napięcia wejściowego oraz wyjściowego i kąty pomiędzy tymi wektorami a osią wyznaczaną przez jeden z wektorów napięciowych przekształtnika MC. Rysunek 1.11 przedstawia niniejszą analizę w układzie współrzędnych $\alpha\beta$ dla wektorów zasilających. Ze względu na istniejące 30° przesunięcie pomiędzy wektorami I_k a osią α w sterowaniu należy wykorzystać kąt θ_{si} . Kąt θ_{si} wyznacza się na podstawie zależności:

$$\theta_{si} = \theta_i + \frac{\pi}{2} \pmod{\frac{\pi}{3}} \quad (1.26)$$



RYSUNEK 1.10: Wektor napięcia sieciowego w układzie współrzędnych ABC oraz $\alpha\beta$.

Wektor napięcia wyjściowego przekształtnika MC wyznacza się podobnie. Po transformacji referencyjnego wektora wyjściowego napięcia u_o transformatą $\alpha\beta$ obliczamy kąt θ_o za pomocą funkcji arctan (rysunek 1.12). Ponieważ wektor napięcia U_1 położony jest na osi α (Rys. 1.13) to obliczenie kąta θ_{so} można wykonać zgodnie ze wzorem:

$$\theta_{so} = \theta_o \quad \text{mod} \quad \frac{\pi}{3} \quad (1.27)$$

Synteza wektorów napięciowych wejściowych i wyjściowych przekształtnika matrycowego została przedstawiona na rysunku 1.14. Wykorzystując zależności trygonometryczne można obliczyć wypełnienia wektorów sterujących zgodnie z wzorami 1.28-1.33.

$$d_\delta = m_o \sin(60^\circ - \theta_{so}) \quad (1.28)$$

$$d_\gamma = m_o \sin(\theta_{so}) \quad (1.29)$$

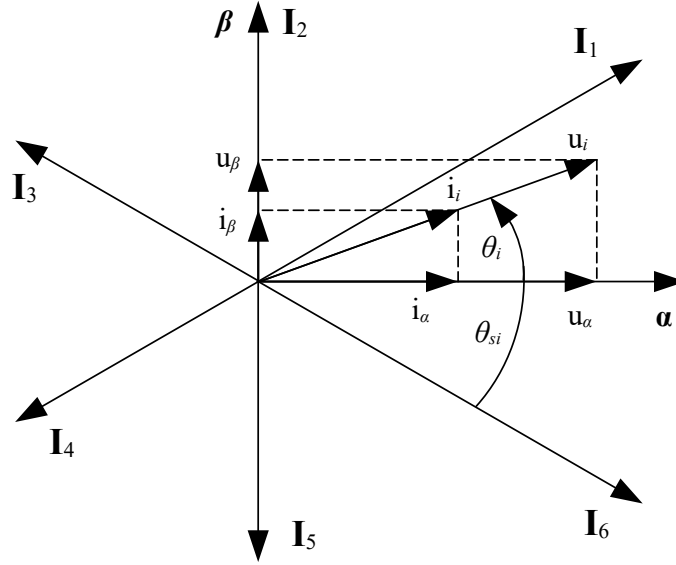
$$d_{0o} = 1 - d_\delta - d_\gamma \quad (1.30)$$

$$d_\mu = m_i \sin(60^\circ - \theta_{si}) \quad (1.31)$$

$$d_\nu = m_i \sin(\theta_{si}) \quad (1.32)$$

$$d_{0i} = 1 - d_\mu - d_\nu \quad (1.33)$$

Współczynniki modulacji m_o oraz m_i powinny spełniać zależności 1.34 oraz 1.35

RYSUNEK 1.11: Wyznaczanie kąta sterującego za pomocą wektorów zasilających w układzie $\alpha\beta$.

$$0 \leq m_o \leq |U_{ABC}| \quad (1.34)$$

$$0 \leq m_i \leq |U_{ABC}| \quad (1.35)$$

Zazwyczaj przyjmuje się, że $m_i = |U_{ABC}|$. Zakładając, że współczynnik modulacji m jest równy:

$$m = \frac{m_o}{m_i} \quad (1.36)$$

można wyprowadzić wzory na wypełnienia wektorów napięcia przekształtnika:

$$d_{\delta\mu} = d_\delta d_\mu = m \sin(60^\circ - \theta_{so}) \sin(60^\circ - \theta_{si}) \quad (1.37)$$

$$d_{\gamma\mu} = d_\gamma d_\mu = m \sin(\theta_{so}) \sin(60^\circ - \theta_{si}) \quad (1.38)$$

$$d_{\delta\nu} = d_\delta d_\nu = m \sin(60^\circ - \theta_{so}) \sin(\theta_{si}) \quad (1.39)$$

$$d_{\gamma\nu} = d_\gamma d_\nu = m \sin(\theta_{so}) \sin(\theta_{si}) \quad (1.40)$$

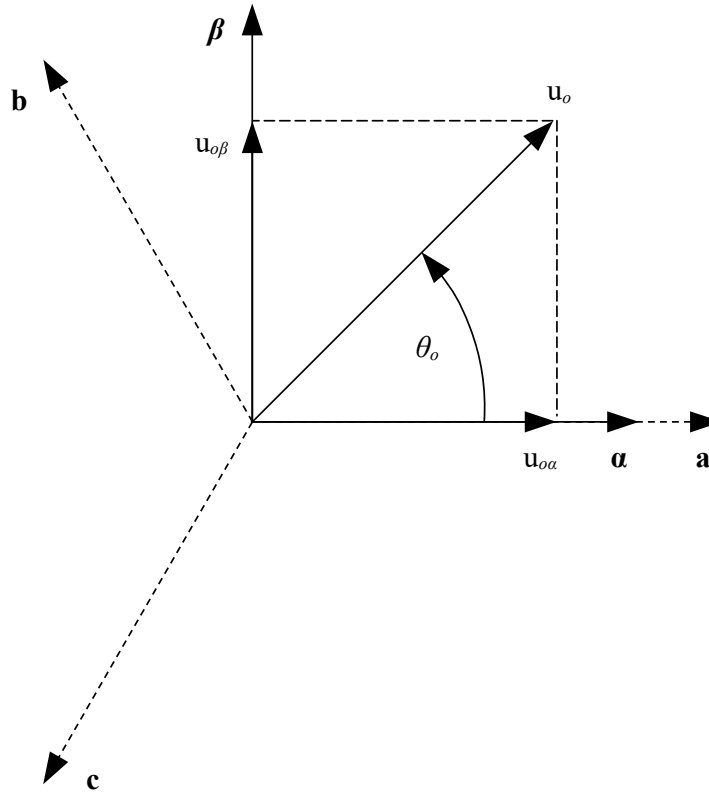
$$d_0 = 1 - d_{\delta\mu} - d_{\gamma\mu} - d_{\delta\nu} - d_{\gamma\nu} \quad (1.41)$$

Wektory napięcia przekształtnika matrycowego zmieniają swoją amplitudę oraz zwrot w funkcji kąta elektrycznego sieci zasilającej. Z tego też powodu wybór znaku wektora napięciowego z tabeli 1.1 wykonuje się według wzorów:

$$\begin{aligned} V_{1sign} &= (-1)^{S_i+S_o} \\ V_{2sign} &= (-1)^{S_i+S_o+1} \\ V_{3sign} &= (-1)^{S_i+S_o+1} \\ V_{4sign} &= (-1)^{S_i+S_o} \end{aligned} \quad (1.42)$$

gdzie V_{ksign} znak wektora o numerze k , S_i sektor wejściowy, S_o sektor wyjściowy.

Gdy obliczone zostały wartości wypełnień wektorów oraz ich znaki to należy dokonać wyboru czterech z dziewiętnastu wektorów napięciowych, które po ich złożeniu utworzą wektory referencyjne i_i oraz u_o . Wybór ten dokonywany jest na podstawie iloczynu zbiorów numerów wektorów



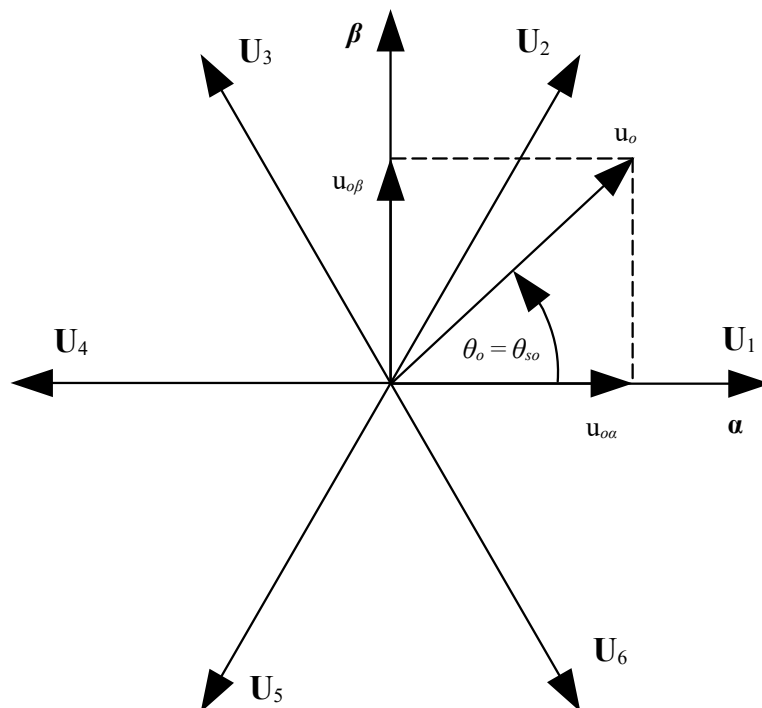
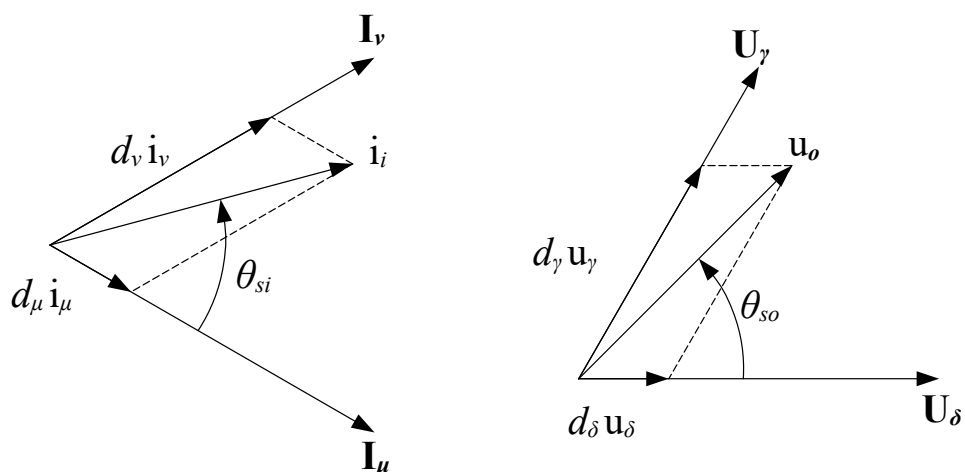
RYSUNEK 1.12: Wektor referencyjny napięcia wyjściowego w układzie współrzędnych ABC oraz $\alpha\beta$.

napięciowych przekształtnika matrycowego znajdujących się najbliżej wektorów referencyjnych (rysunek 1.9). Kombinacje te zostały zapisane w tabeli 1.2. Najpierw należy odczytać w jakich sektorach znajdują się wektory i_i oraz u_o . Należy tu zauważyć, że sektory są symetryczne względem początku układu współrzędnych więc sektor 1 posiada takie same wektory napięciowe jak sektor 4. Różnią się one tylko znakiem. Gdy wybrana zostanie odpowiednia kombinacja wektorów napięciowych to układ mikroprocesorowy powinien je wykonywać w cyklu zgodnie z ich numeracją. Zakładając, że $S_o = 2$ oraz $S_i = 1$ to $V_1 = 7$, $V_2 = 4$, $V_3 = 9$ oraz $V_4 = 6$. Rysunek 1.15 przedstawia kolejność i czas włączania wektorów napięciowych w trakcie pojedynczego cyklu pracy przekształtnika.

TABELA 1.2: Kolejność przełączeń wektorów napięciowych DMC w zależności od sektorów wejściowych i wyjściowych.

$ABC \backslash abc$	1 4	2 5	3 6
1 4	1 7 3 9	7 4 9 6	4 1 6 3
2 5	3 9 2 8	9 6 8 5	6 3 5 2
3 6	2 8 1 7	8 5 7 4	5 2 4 1

Układ wektorowego sterowania PMSM z przekształtnikiem matrycowym modulowanym za pomocą SVPWM przedstawiono na rysunku 1.16. Główną różnicą pomiędzy układem wektorowego sterowania PMSM z tradycyjnym falownikiem a przekształtnikiem matrycowym jest konieczność dodania dodatkowego pomiaru napięcia na wejściu do filtra sieciowego. Pomiar ten umożliwia wybranie sektora napięcia zasilającego. Przedstawiona metoda zachowuje zalety układów z falownikiem takie jak: płynna modulacja średniego napięcia od 0 V do napięcia maksymalnego, wysoka dynamika pracy oraz wysoka sprawność, dodatkowo umożliwiając zwrot energii do sieci elektrycz-

RYSUNEK 1.13: Referencyjne wektory wyjściowe w układzie $\alpha\beta$.

(A) referencyjny wektor prądu wejściowego

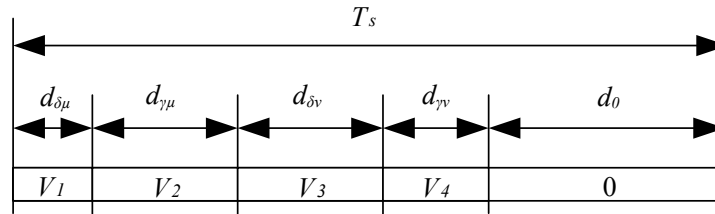
(B) referencyjny wektor napięcia wyjściowego

RYSUNEK 1.14: Synteza wektorów sterujących w przekształtniku DMC.

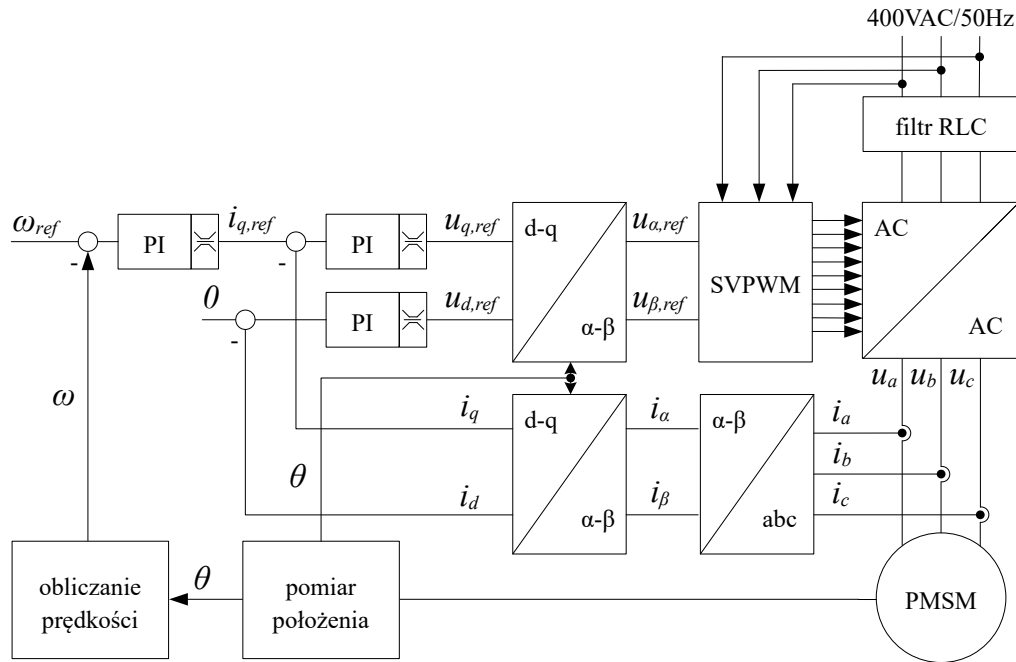
nej. Należy jednak pamiętać o głównej wadze przekształtników matrycowych jaką jest zmniejszenie napięcia wyjściowego do 86,6% wartości zasilania.

Komutacja

Problem komutacji przekształtników matrycowych jest szeroko opisany w literaturze [20, 23, 25, 27, 31–39]. Często jest ona opisywana jako trudniejsza niż w przypadku tradycyjnych falowników ze względu na brak elementów, które pasywnie przewodzą prąd, co wymaga ciągłego, aktywnego sterowania [25]. W trakcie pracy przekształtnik matrycowy musi zawsze spełniać dwie zasady. Pierwsza z nich mówi o tym, że nie można włączać w tym samym czasie kluczy zwierających dwie fazy zasilania ze sobą. Sytuacja taka mogła by doprowadzić do niebezpiecznych zwarcí w układzie.



RYSUNEK 1.15: Cykl przełączeń wektorów napięciowych w pojedynczym okresie PWM gdzie T_S - pojedynczy okres pracy przekształtnika DMC



RYSUNEK 1.16: Przykładowy schemat blokowy wektorowego sterowania PMSM zasilanym za pomocą przekształtnika matrycowego.

Druga mówi o tym, że prąd płynący w układach z indukcyjnością nie może być przerywany. Przerwanie prądu silnika może doprowadzać do przepięć mogących uszkodzić DMC. W celu zapewnienia bezpieczeństwa pracy przekształtnika opracowano cztery typy algorytmów komutacji [25].

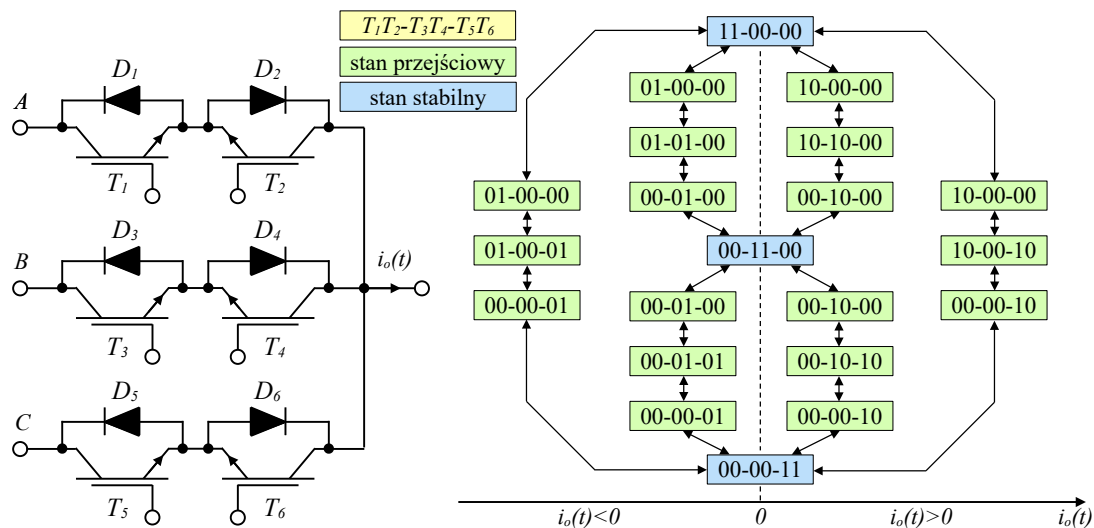
Podstawowe przełączanie prądu dzieli się na dwie metody. Charakteryzują się one tym, że łamią ustanowione powyżej zasady dotyczące przełączeń kluczy energoelektronicznych w przekształtniku matrycowym. Jest to możliwe dlatego, że wykorzystuje się dodatkowe układy chroniące DMC przed uszkodzeniem.

Komutacja z nakładaniem prądu (ang. overlap current commutation) polega na załączeniu docelowego klucza energoelektronicznego jeszcze zanim poprzedni klucz zostanie wyłączony. W normalnych warunkach wytworzyłoby to zwarcie pomiędzy fazami zasilania dlatego też stosuje się dodatkowe indukcyjności w liniach zasilających, co spowalnia narastanie prądu i umożliwia bezpieczne przełączenie. W tym rozwiązaniu cewki wykorzystane do wygładzania prądu muszą posiadać wysokie indukcyjności co zwiększa rozmiar i koszt przekształtnika.

Komutacja z czasem martwym (ang. Dead-time commutation) jest metodą w trakcie której podczas przełączeń przez pewien określony czas wyłącza się wszystkie klucze energoelektroniczne. Działanie takie tworzy przerwę w przepływie prądu zapewniając brak zwarcia w układzie. Aby prze-

rwy te nie powodowały przepięć na elementach indukcyjnych wymagane jest zastosowanie tłumików pochłaniających przepięcia (ang. snubber). Trzeba jednak zauważyć, że możliwość przewodzenia prądu przez klucze w dwóch kierunkach komplikuje schemat tłumika, a sam tłumik wprowadza dodatkowe straty mocy.

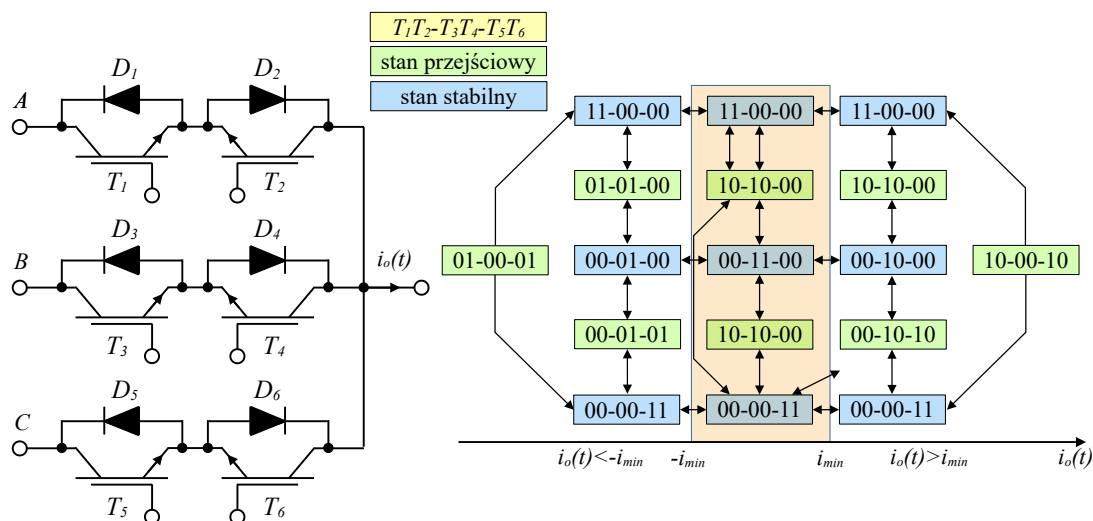
Przełączanie na podstawie znaku prądu cechuje się pełną zgodnością z przedstawionymi powyżej zasadami przełączeń przekształtnika matrycowego. Aby można było stosować niniejszą grupę metod, klucze energoelektroniczne muszą umożliwiać niezależne sterowanie przepływającym prądem w obu kierunkach. Możliwe jest tutaj wyszczególnienie dwóch głównych metod [25]: przełączanie czterokrokowe oraz dwukrokowe. Obie metody w swoim założeniu działają podobnie. Tranzystory są włączane na podstawie ścieżki jaką pokonuje prąd w momencie przełączeń. Główną różnicą jest liczba tranzystorów w pojedynczym kluczu jaka jest włączana w trakcie przewodzenia. W metodzie czterokrokowej w stanach stabilnych zawsze włączane są dwa klucze. Rysunek 1.17 przedstawia automat stanu przełączeń kluczy dla pojedynczej gałęzi przekształtnika matrycowego składającej się z trzech faz zasilania i jednej fazy obciążenia co łącznie wymaga wykorzystania trzech kluczy. Zielonym kolorem przedstawiono stany stabilne. Niebieskim kolorem przedstawiono stany przejściowe. Przełączanie w metodzie czterokrokowej polega na przechodzeniu z aktywnego stanu do innego aktywnego stanu gdzie stany przejściowe wybiera się na podstawie znaku prądu, tak aby przepływ prądu przez obciążenie był nieprzerwany. Ze względu na załączenie dwóch tranzystorów w pojedynczym kluczu w trakcie stanu aktywnego, aby przejść do innego stanu należy wykorzystać cztery kolejne kroki: odłączenie nieaktywnego tranzystora w obecnej fazie, załączenie tranzystora w docelowej fazie zasilania, wyłączenie aktywnego tranzystora w obecnej fazie oraz ostatecznie załączenie nieaktywnego tranzystora w docelowej fazie. W metodzie dwukrokowej w



RYСУNEK 1.17: Automat przełączeń komutacji czterokrokowej dla pojedynczej gałęzi przekształtnika matrycowego. Źródło: opracowanie własne na podstawie [25].

stanach stabilnych włączony jest jeden lub dwa klucze w zależności od bezwzględnej bliskości prądu do wartości zerowej (rysunek 1.18). Jeżeli prąd jest dostatecznie mały włączone są dwa tranzystory w pojedynczym kluczu a przełączanie wykonywane jest poprzez wyłączenie i następnie załączenie całych kluczy. Jeżeli prąd jest większy niż prąd graniczny to załączony jest tylko jeden tranzystor w kluczu a przełączenie polega na włączeniu tylko jednego tranzystora w docelowej fazie i ostatecznie wyłączenie tranzystora aktywnego w obecnej fazie. W [25] wykazano, że różnica w zniekształceniach prądu sieci oraz w stratach mocy pomiędzy dwukrokowym a czterokrokowym

algorytmem jest znikoma (około 1%). Natomiast algorytm dwukrokowy jest w stanie przełączać klucze energoelektroniczne dwa razy szybciej.



RYSUNEK 1.18: Automat przełączeń komutacji dwukrokowej dla pojedynczej gałęzi przekształtnika matrycowego. Źródło: opracowanie własne na podstawie [25].

Przełączanie na podstawie wartości napięcia podobnie jak metody wykorzystujące pomiar prądu wymaga zastosowania kluczy energoelektronicznych, które umożliwiają sterowanie kierunkiem przepływu prądu w obie strony. W metodzie tej układ sterowania włącza maksymalną ilość tranzystorów, tak aby nie pojawiło się zwarcie pomiędzy fazami zasilania. Podejście takie sprawia, że prąd płynący przez obciążenie nigdy nie jest przerywany. Szczegółowy opis metody można znaleźć w pracy [40]. Aby móc zastosować opisywany algorytm wymagany jest dokładny pomiar napięcia zasilającego.

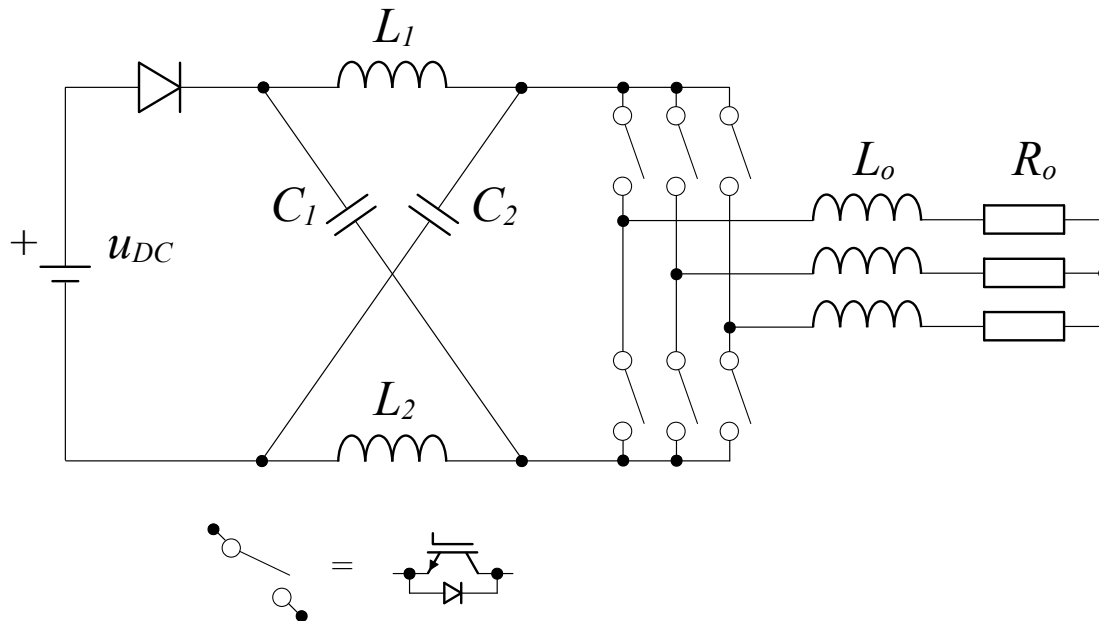
Techniki miękkiego przełączania z układami rezonansowymi zostały zaproponowane dla wielu różnych przekształtników w celu zmniejszenia strat przełączania. W przekształtnikach matrycowych stosowano techniki rezonansowe, które mają dodatkową zaletę polegającą na rozwiązaniu problemu komutacji prądu. Opracowane techniki można podzielić na dwie kategorie: obwody rezonansowe z przełącznikami [41], [42] i pomocnicze obwody rezonansowe [43]. Wszystkie te obwody znacząco zwiększają liczbę komponentów w przekształtniku matrycowym, zwiększają straty przewodzenia i większość z nich wymaga modyfikacji algorytmu sterowania przekształtnika, aby działał we wszystkich warunkach.

1.4.2 Przekształtniki QZSDMC

Przekształtniki impedancyjne

Przekształtnik z Quasi-Z-Źródłem (ang. Quasi-Z-Source converter, QZSC) powstał jako próba rozwiązania problemów przekształtnika z Z-Źródłem (ang. Z-Source converter, ZSC) [2]. Peng stworzył ZSC ze względu na ograniczenia popularnej topologii falownika napięciowego [1]. Autor podkreślił, że pomimo dużej popularności falownik posiada ograniczenie w postaci braku możliwości zwiększania napięcia wyjściowego powyżej wartości wyprostowanego napięcia zasilającego. Aby możliwe było osiągnięcie napięcia wyższego niż wejściowe wymagane jest zastosowanie dodatkowej przetwornicy typu boost co zwiększa koszt i rozmiar urządzenia oraz zmniejsza jego sprawność.

Przedstawiony przekształtnik (Rys. 1.19) wykorzystuje elementy pasywne połączone w szczególny sposób tworząc układ impedancji łączący jego główny obwód z źródłem zasilania, obciążeniem lub innym przetwornikiem, w celu dostarczania napięcia wyższego niż napięcie wejściowe do układu.

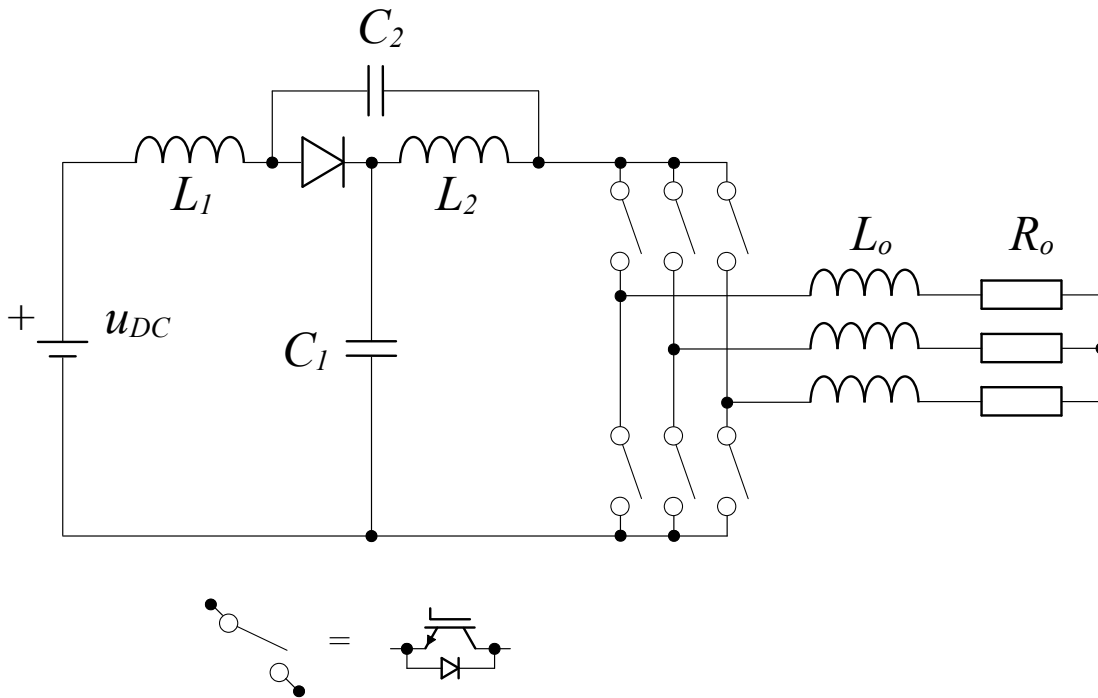


RYСУNEK 1.19: Schemat elektryczny przekształtnika Z-Źródłowego (ZSC) w układzie z falownikiem napięcia.

W trakcie dalszych badań okazało się jednak, że charakterystyka działania przekształtnika ZSC daleka jest od doskonałej. Urządzenie posiada nieciągły pobór prądu w trybie boost oraz wymaga zastosowania kondensatorów wytrzymujących wysokie napięcia.

Anderson i Peng w 2008 roku opublikowali artykuł [2] zawierający schemat przekształtnika QZSC, który był udoskonaloną wersją ZSC, która nie zawiera jego wad. Zaproponowane urządzenie dedykowane było do pracy pomiędzy źródłem stałego napięcia a falownikiem. Możliwe więc jest stosowanie go na przykład w napędach zasilanych za pomocą baterii. Układ, podobnie jak ZSC, składał się z dwóch cewek, dwóch kondensatorów oraz pojedynczej diody. Różnią się one jednak topologią połączeń. Zastosowanie diody ogranicza możliwości przekształtnika w oddawaniu energii elektrycznej do źródła zasilania. Aby temu zaradzić możliwe jest zastosowanie aktywnego dwustronnego klucza energoelektronicznego. Niestety rozwiązanie takie wymaga zastosowania złożonych algorytmów komutacji przekształtnika. Zaproponowane przez Andersona i Penga urządzenie przedstawiono na rysunku 1.20.

Próby stworzenia przekształtnika trójfazowego umożliwiającego zwrot energii elektrycznej do sieci, sterowania kątem mocy oraz brakiem dużych elementów magazynujących energię spowodował powstanie przekształtnika matrycowego. W trakcie badań okazało się jednak, że jego główną wadą jest wykorzystywanie jedynie 86,6% wartości napięcia zasilania do generowania napięć wyjściowych. Ponadto istnieje potrzeba stosowania skomplikowanych algorytmów komutacji chroniących przekształtnik przed zwarciami pomiędzy fazami oraz przepięciami związanymi z przerwaniem ścieżki płynącego przez indukcyjność prądu. W [4] dokonano próby udoskonalenia przekształtnika DMC poprzez połączenie go z przekształtnikiem ZSC lub QZSC. Zbadano, że możliwe jest połączenie trzech jednofazowych ZSC/QZSC na wejściach przekształtnika DMC uzyskując układ nie wymagający prostowania napięcia. Główną zaletą powstałych przekształtników jest możliwość pracy w trybie obniżania i podwyższania napięcia wyjściowego. Obniżanie napięcia wykonywane jest zgod-



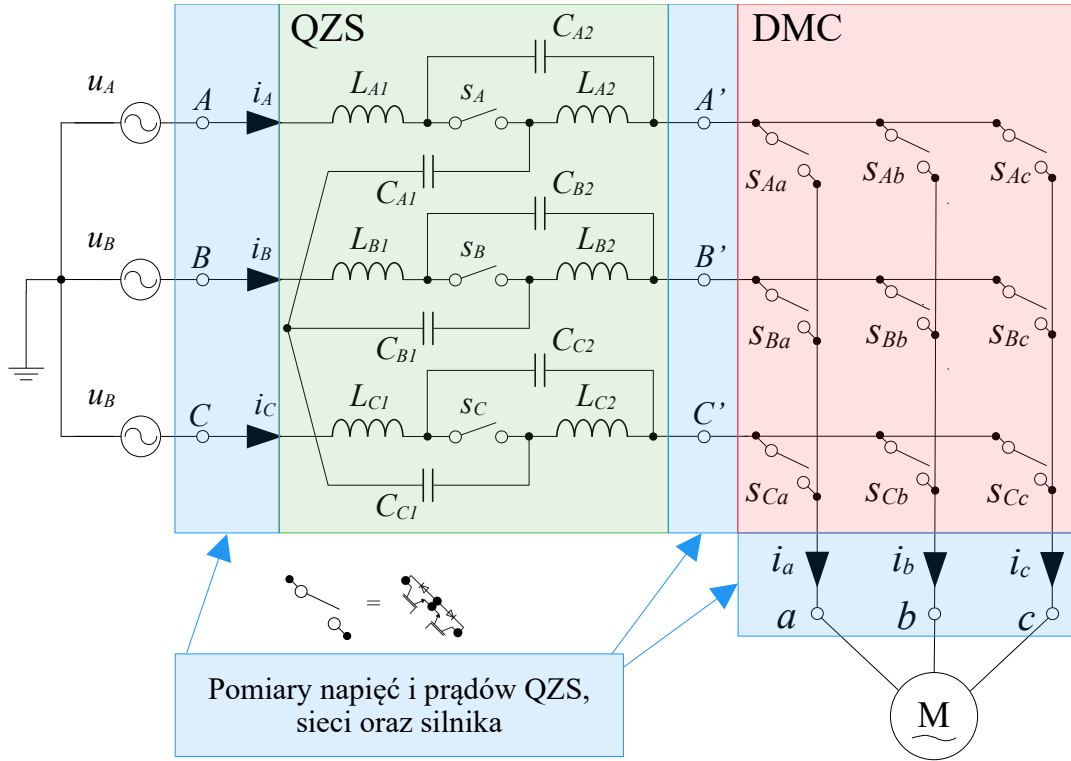
RYSunEK 1.20: Schemat elektryczny przekształtnika Quasi-Z-Źródłowego (QZSC) w układzie z falownikiem napięcia.

nie z przedstawionymi w poprzednim podrozdziale metodami sterowania przekształtnika DMC. Podwyższanie napięcia wykonuje się poprzez wprowadzanie stanów zwarcia (ang. Shoot-Through, ST) pomiędzy fazami na wyjściu przekształtnika ZSC/QZSC w trakcie trwania wektorów zerowych przekształtnika DMC. Sterowanie takie nie wpływa więc na napięcie obciążenia.

Pomimo znacznych korzyści zastosowania przedstawionych w [4] przekształtników dopiero w [44] zastosowano przekształtnik zawierający moduł QZSC o ciągłym prądzie przewodzenia, który obecnie najczęściej spotyka się w literaturze.

Zasada działania

Przekształtnik QZSDMC przedstawiony został na rysunku 1.21. Zauważyć tutaj można dodanie trzech modułów QZS tworzących razem układ trójfazowy łączący fazy zasilania z fazami przekształtnika matrycowego. Moduł QZS odpowiada za podnoszenie napięcia wejściowego a moduł DMC odpowiada za kształtowanie średniej wartości napięcia wyjściowego zgodnie z wymogami układu sterowania. Przedstawiane urządzenie składa się z sześciu cewek (L_{A1} , L_{B1} , L_{C1} , L_{A2} , L_{B2} , L_{C2}), sześciu kondensatorów (C_{A1} , C_{B1} , C_{C1} , C_{A2} , C_{B2} , C_{C2}) oraz trzech kluczy energoelektronicznych w części QZS oraz z dziewięciu kluczy energoelektronicznych w części DMC. Cewki L_{A1} , L_{B1} oraz L_{C1} pracują jako bufor prądu źródłowego, uniemożliwiając skokowe zmiany pobieranego prądu z sieci, a tym samym chroniąc sieć przed znaczącymi zniekształceniami powstałymi w skutek nieciągłego poboru prądu przez urządzenie. Cewki L_{A2} , L_{B2} oraz L_{C2} pełnią funkcję źródeł prądowych, zasilające kondensatory QZS wysokim napięciem. Podwyższanie napięcia w przekształtniku jest możliwe dzięki zastosowaniu trzech dodatkowych kluczy energoelektronicznych (S_A , S_B , S_C). Klucze te wykorzystywane są do sterowania współczynnikiem wzmocnienia napięciowego QZS. Powinny one pracować synchronicznie co oznacza, że mogą być sterowane za pomocą pojedynczego sygnału sterującego. W [45] udowodniono, że ze względu na symetrię przekształtnika opisywane elementy pasywne powinny posiadać możliwie identyczne wartości indukcyjności oraz pojemności.



RYСУNEK 1.21: Schemat elektryczny układu bezpośredniego przekształtnika macrycowego z Quasi-Z-Źródłem (QZSDMC).

QZSDMC w trakcie pracy przełącza się pomiędzy dwoma stanami [46]. W pierwszym, nazywanym nieprzestrzelonym (ang. Nonshoot-through, NST), klucze S_{ABC} są w stanie nasycenia, umożliwiając przekształtnikowi DMC generowanie pożądanego napięcia wyjściowego. W drugim, nazywanym przestrzelonym (ang. Shoot-through, ST), klucze S_{ABC} są w stanie zatkania oraz klucze S_{Aa} , S_{Ba} , S_{Ca} są w stanie nasycenia tworząc zwarcie na wyjściu QZS. W trakcie trwania tego stanu energia elektryczna ze źródła nie dociera do DMC a napięcie na wyjściu QZS ulega podwyższeniu. Opisane stany przekształtnika zamieszczono na rysunku 1.22.

Dla pojedynczego okresu kluczowania T_s , można przyjąć czas trwania stanu ST jako T_{ST} oraz stanu NST jako T_N , więc $T_s = T_{ST} + T_N$ oraz wypełnienie stanu ST $D = \frac{T_{ST}}{T_s}$.

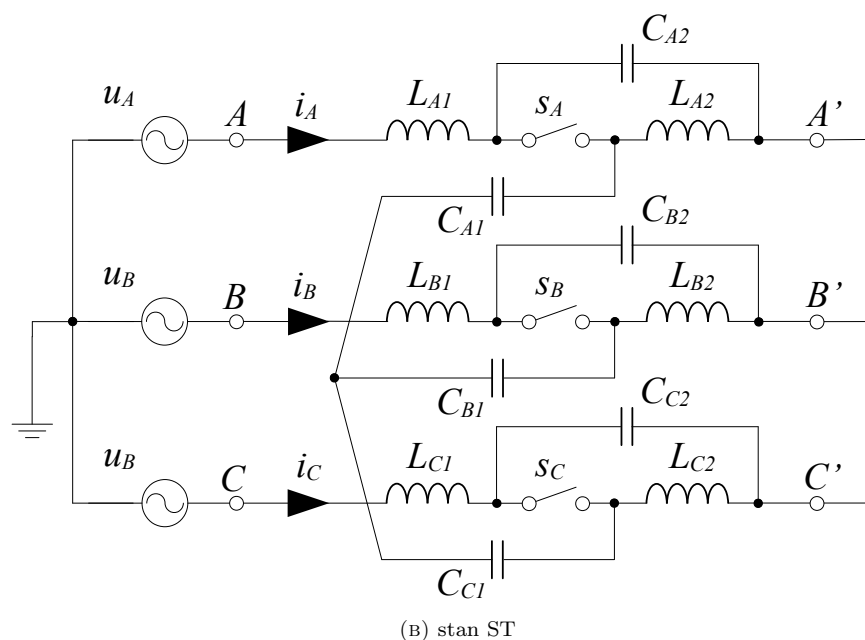
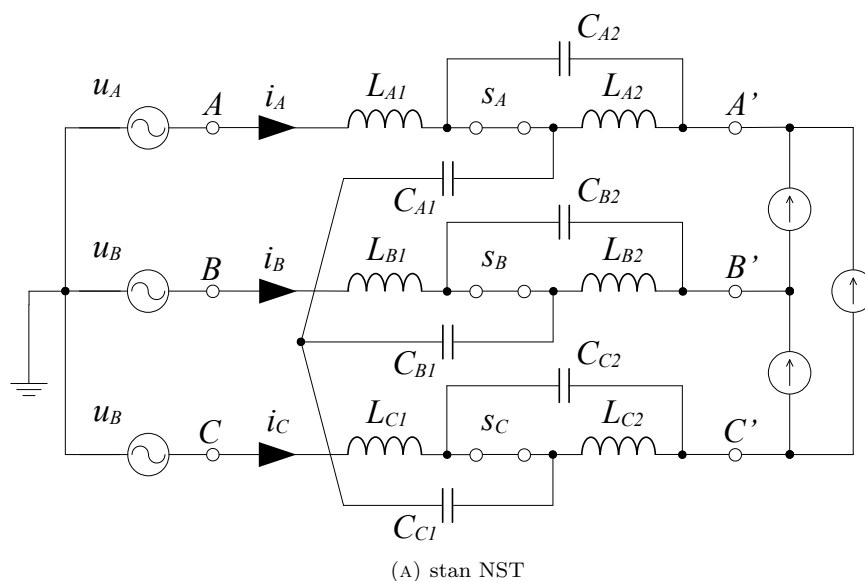
Na podstawie rysunku 1.22 można uzyskać równania napięciowe dla stanu ST [46]:

$$\begin{bmatrix} u_{AB} \\ u_{BC} \\ u_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{LA1} \\ u_{LB1} \\ u_{LC1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{CA1} \\ u_{CB1} \\ u_{CC1} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{CB1} \\ u_{CC1} \\ u_{CA1} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{LB1} \\ u_{LC1} \\ u_{LA1} \end{bmatrix} \quad (1.43)$$

gdzie: u_{AB} , u_{BC} , u_{CA} – wejściowe napięcia międzyfazowe, u_{Ln} – spadek napięcia na cewce 1 w fazie n , u_{Cn} – spadek napięcia na kondensatorze 1 w fazie n . Na podstawie rysunku 1.22 można też wyprowadzić równania napięciowe dla stanu NST, które zapisać można jako [46]:

$$\begin{bmatrix} u_{AB} \\ u_{BC} \\ u_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{LA1} \\ u_{LB1} \\ u_{LC1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{CA1} \\ u_{CB1} \\ u_{CC1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{A'B'} \\ u_{B'C'} \\ u_{C'A'} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{CB1} \\ u_{CC1} \\ u_{CA1} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{LB1} \\ u_{LC1} \\ u_{LA1} \end{bmatrix} \quad (1.44)$$

W stanie ustalonym średnie napięcie cewek w pojedynczym okresie pracy przekształtnika powinno być równe zero. Wykorzystując przy tym symetryczne napięcia kondensatorów w trzech fazach



RYSUNEK 1.22: Zastępcze schematy elektryczne dla stanów nieprzestrzelonego (ang. Nonshoot-through, NST) oraz przestrzelonego (ang. Shoot-through, ST).

według [4] otrzymujemy:

$$\begin{bmatrix} u_{AB} \\ u_{BC} \\ u_{CA} \end{bmatrix} = \frac{1}{1-2D} \begin{bmatrix} u_{LB1} \\ u_{LC1} \\ u_{LA1} \end{bmatrix} \quad (1.45)$$

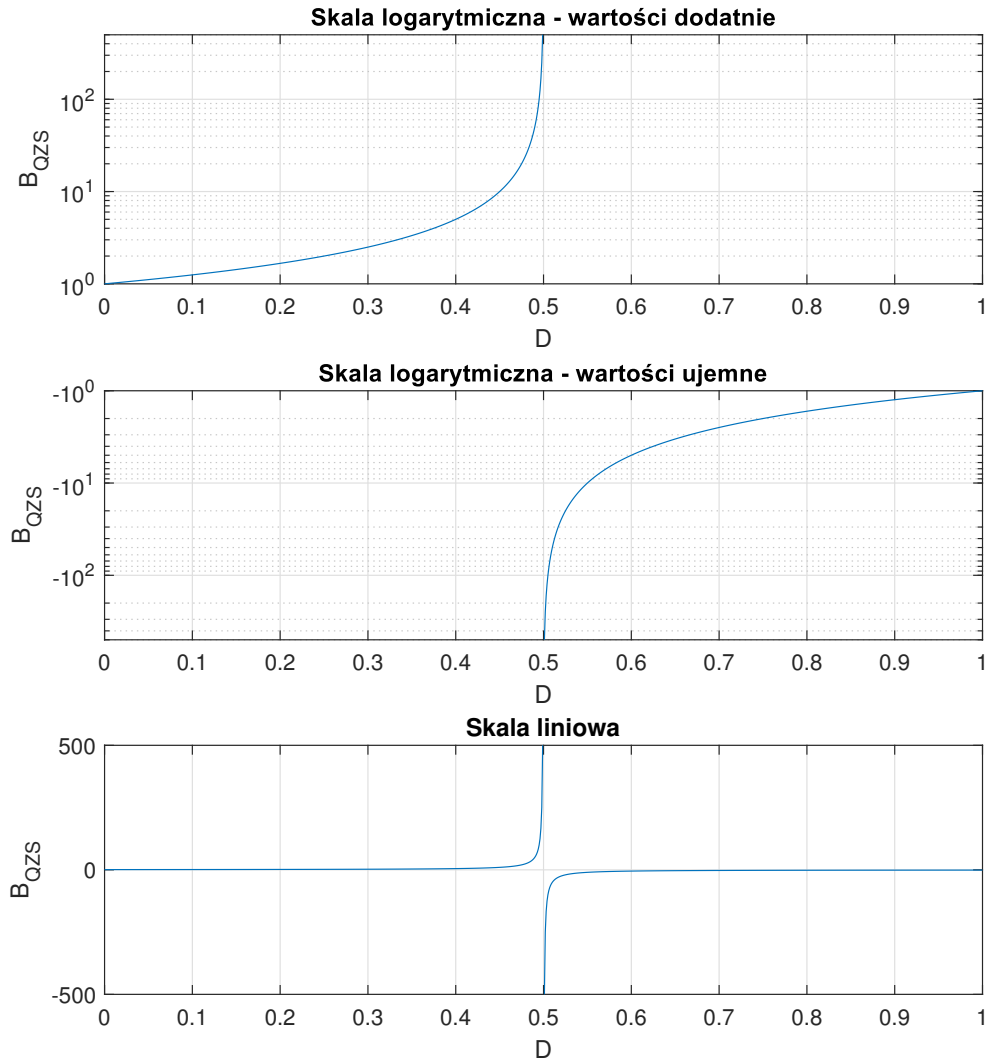
W [4] współczynnik wzmocnienia dla QZS zdefiniowano jako:

$$B_{QZS} = \frac{u_o}{u_i} = \frac{1}{1-2D} \quad (1.46)$$

gdzie: u_i – amplituda napięcia wejściowego QZS, u_o – amplituda napięcia wyjściowego QZS.

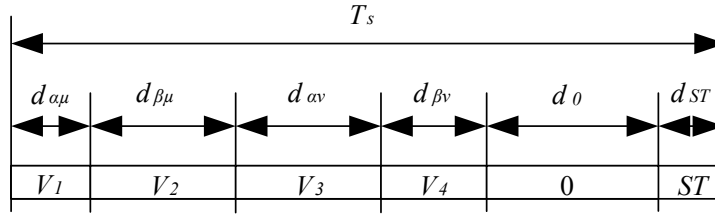
Rysunek 1.23 przedstawia współczynnik wzmocnienia QZSDMC w funkcji współczynnika D wypełnienia stanu ST. Zauważyć można gwałtowny wzrost wzmocnienia B_{QZS} przy wartościach

$D = 0,5$. Oznacza to, że przynajmniej teoretycznie QZSDMC jest w stanie osiągnąć dowolnie wysokie wartości napięcia wyjściowego.



RYSUNEK 1.23: Charakterystyka podbicia napięciowego QZS.

W niniejszej rozprawie postanowiono wykorzystać algorytm prostego wzmocnienia (ang. Simple Boost, SB) do sterowania podbiciem napięciowym [1]. Sterowanie za pomocą SB polega na dodaniu stanu ST w trakcie trwania wektora zerowego, gdy odbiornik jest odłączony od sieci. Metoda ta zmniejsza wpływ podbijania napięcia na działanie odbiornika. Rysunek 1.24 przedstawia kolejność i czas włączania wektorów napięciowych w trakcie pojedynczego cyklu pracy przekształtnika QZSDMC.



RYSUNEK 1.24: Cykl przełączeń wektorów napięciowych w pojedynczym okresie PWM przekształtnika QZSDMC gdy $B_{QZS} > 1$.

Parametry pasożytnicze

W praktyce napięcie wyjściowe z QZS ograniczone jest parametrami pasożytniczymi oraz maksymalnym, bezpiecznym napięciem pracy elementów, z których składa się przekształtnik. Analizę wpływu tych parametrów na wzmocnienie przekształtnika QZSDMC przedstawiono w pracy [47]. W publikacji autorzy analizowali układ jednofazowy przedstawiony rysunkiem 1.20. W układzie tym wzmocnienie można obliczyć z zależności 1.50.

$$u_{oDC} = u_{C_1} + u_{C_2} \quad (1.47)$$

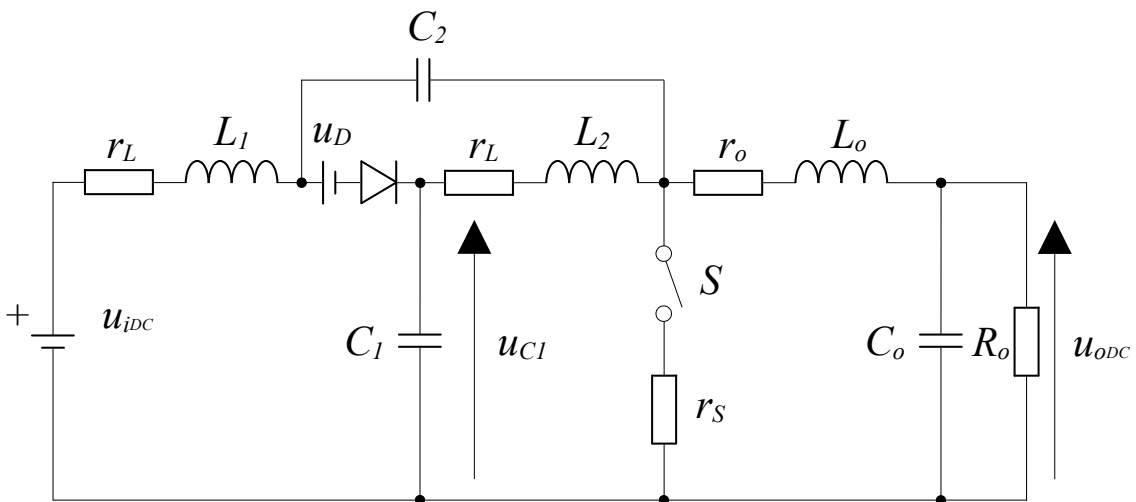
$$u_{C_2} = u_{C_1} - u_{iDC} \quad (1.48)$$

$$u_{C_1} = \frac{1-D}{1-2D} u_{iDC} \quad (1.49)$$

$$B_{QZSDC} = \frac{u_{oDC}}{u_{iDC}} = \frac{1}{1-2D} \quad (1.50)$$

gdzie: u_{iDC} – amplituda napięcia wejściowego jednofazowego QZS, u_{oDC} – amplituda napięcia wyjściowego jednofazowego QZS, B_{QZSDC} – współczynnik wzmocnienia napięcia wyjściowego jednofazowego QZS. Zauważyć tutaj można, że wzmocnienie wyrażone zależnością 1.50 jest tożsame z wzmocnieniem trójfazowym podanym wzorem 1.46, z tego też powodu analiza układu jednofazowego jest w tym przypadku zasadna.

W układzie praktycznym nie jest możliwe osiągnięcie napięć wynikających z modelu teoretycznego. W [47] przedstawiono więc model statyczny zawierający straty w elementach pasożytniczych podany na rysunku 1.25.



RYSUNEK 1.25: Uproszczony model jednofazowego przekształtnika QZS uwzględniający parametry pasożytnicze elementów. Źródło: opracowanie własne na podstawie [47].

Autorzy wyznaczyli wzór na napięcie na kondensatorze C_1 zawierający pasożytnicze rezystancje elementów pasywnych oraz spadek napięcia na elementach półprzewodnikowych. Wzór zapisano w postaci:

$$u_{o_{DC}} = \frac{(u_D - u_{i_{DC}})(-2D^2 + 3D - 1)R_o}{r_L(2D^2 - 4D + 2) + r_S D} \frac{(R_o + r_o)(4D^2 - 4D + 1)}{r_L(2D^2 - 4D + 2) + r_S D} + 1 \quad (1.51)$$

jeśli

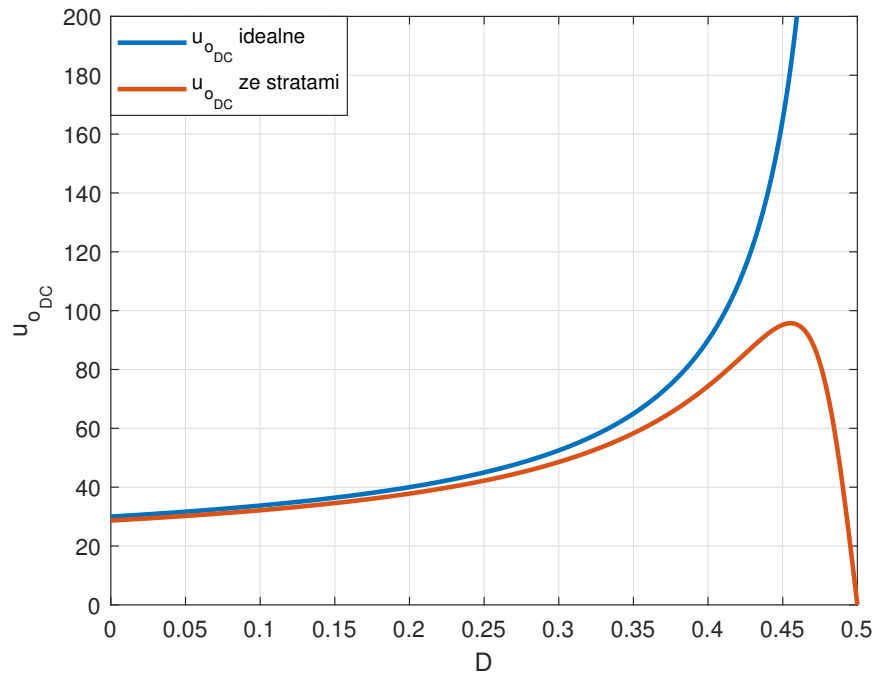
$$\text{jeżeli } \left\{ \begin{array}{l} r_L \rightarrow 0 \\ r_o \rightarrow 0 \\ r_S \rightarrow 0 \\ u_D \rightarrow 0 \end{array} \right\} \text{ to } u_{o_{DC}} \rightarrow u_{C_1} \rightarrow \frac{1-D}{1-2D} u_{i_{DC}} \quad (1.52)$$

co po przekształceniach zgodne jest z wzorem 1.49 na napięcie na kondensatorze C_2 .

Dla wartości pasożytniczych podanych w [47]:

$$\begin{aligned} u_{i_{DC}} &= 30 \text{ V} \\ R_o &= 3 \Omega \\ r_o &= 12 \text{ m}\Omega \\ r_L &= 12 \text{ m}\Omega \\ r_S &= 12 \text{ m}\Omega \\ u_D &= 1 \text{ V} \end{aligned} \quad (1.53)$$

wartość napięcia na wyjściu przekształtnika została przedstawiona na rysunku 1.26. Widać tutaj, że maksimum napięcia uzyskiwane jest dla wypełnień równych 0,45 a następnie napięcie to gwałtownie spada.



RYСУNEK 1.26: Napięcie wyjściowe przekształtnika QZS w funkcji współczynnika wypełnienia. Charakterystyka bez wartości pasożytniczych (niebieska) i z wartościami pasożytniczymi (czerwona). Źródło: opracowanie własne na podstawie [47].

1.5 Uszkodzenia elektryczne sieci

Sieci elektroenergetyczne ze względu na swój rozmiar, ilość elementów i skomplikowanie całego systemu są narażone na zdarzenia takie jak uszkodzenia fizyczne, błędy oprogramowania lub błędy człowieka. Zdarzenia te, opisywane są w normach PN-EN 50160 [48] oraz w IEEE Std. 1159 [49]. Opisy te różnią się od siebie ze względu na nazewnictwo zdarzeń oraz czas ich trwania. Poniższe definicje zaczerpnięte zostały z normy europejskiej PN-EN 50160 obowiązującej również w Polsce.

Wspomniana norma dzieli uszkodzenia sieci elektroenergetycznych na:

- przerwy w zasilaniu - stan, w którym napięcie w miejscu dostarczania jest mniejsze niż 5 % napięcia referencyjnego;
- przepięcia przejściowe - krótkotrwałe oscylacyjne lub nieoscylacyjne przepięcia, zwykle silnie tłumione, o czasie trwania do kilku milisekund;
- wzrosty napięcia zasilającego - czasowy wzrost wartości skutecznej napięcia w danym punkcie systemu elektroenergetycznego powyżej 110 % napięcia referencyjnego;
- zapady napięcia zasilającego - czasowe zmniejszenie wartości skutecznej napięcia w danym punkcie systemu elektroenergetycznego poniżej 90 % wartości napięcia referencyjnego.

W niniejszej rozprawie przeanalizowano wpływ zapadów napięcia na działanie napędu z PMSM zasilanego z QZSDMC. Zapady napięcia są zdarzeniami które pojawiają się w sposób losowy i powodowane są przez zwarcia, przetężenia oraz włączanie dużych odbiorników, takich jak przemysłowe silniki elektryczne. Oznacza to, że powstają one w skutek występowania zdarzeń, które mogą znajdować się nawet setki kilometrów od użytkownika [50].

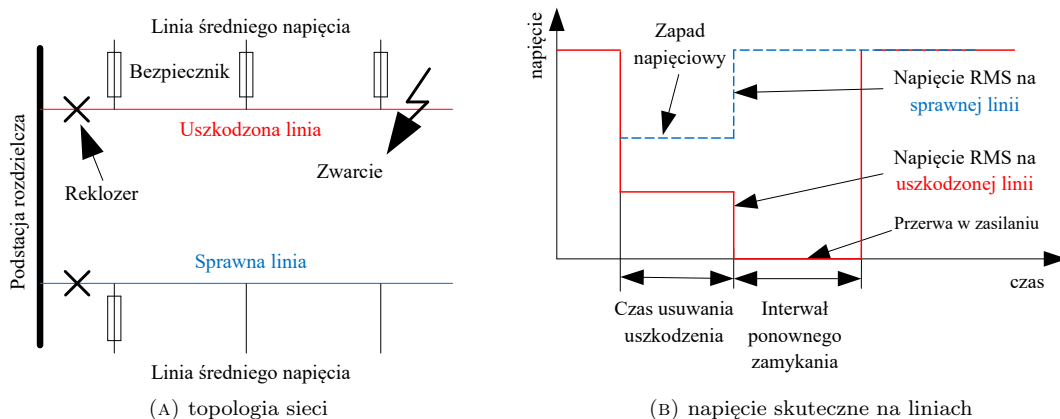
Poniżej wymieniono niektóre z czynników, które mogą wpływać na wartość zapadu napięcia [50]:

- odległość od zdarzenia,
- przekrój linii elektroenergetycznych oraz kabli
- typ połączeń transformatorów znajdujących się pomiędzy źródłem zapadu napięcia a miejscem dokonywania pomiaru,
- topologia sieci elektroenergetycznej,
- impedancja sieci;

Pojedyncze zdarzenie elektryczne, w zależności od punktu jego wystąpienia, zastosowanych zabezpieczeń oraz miejsca wykonania pomiaru może dawać różne wyniki pomiarowe. Różnice te zostały przedstawione na Rys. 1.27. W przedstawionym przykładzie napięcie na uszkodzonej linii spadanie do zera natomiast napięcie w nieuszkodzonym punkcie spadnie do niezerowej wartości. Ze względu na to zjawisko zapady o niewielkiej wartości 80 % - 90 % zdarzają się najczęściej.

W celu określenia zakresu przedstawionych badań postanowiono przeanalizować dane uzyskane w Kanadzie. Kraj ten został wybrany ze względu na przeprowadzenie szeroko opisanego w literaturze badania dotyczącego jakości energii elektrycznej, które zostało wykonane przez Canadian Electrical Association (CEA) [51].

W latach 1991-1994 CEA przeprowadziło badania jakości energii elektrycznej, którego celem było określenie ogólnego stanu sieci elektroenergetycznej w Kanadzie [51]. Badania te miały posłużyć za punkt odniesienia dla przyszłych prac ukazując powstające trendy. Wzięło w nich udział 22 producentów energii elektrycznej i zbadano łącznie 550 punktów przez 25 dni każdy z nich.



RYСУNEK 1.27: Uszkodzenie w sieci elektroenergetycznej. Źródło: opracowanie własne na podstawie [51].

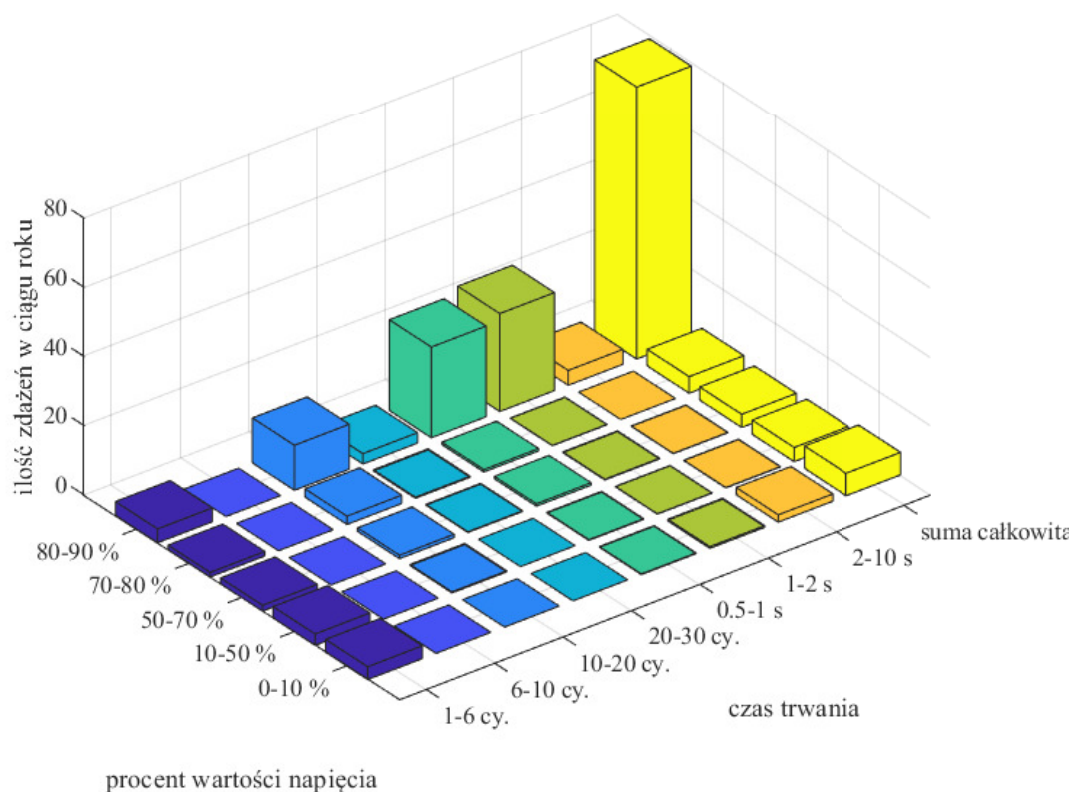
Akwizycję danych wykonano na przyłączach elektrycznych u klientów indywidualnych, biznesowych oraz przemysłowych w punktach 120 V oraz 347 V. Dane postanowiono zbierać na przyłączach ponieważ uznano, że pomiary takie w dobry sposób prezentują średnią jakość energii elektrycznej od strony odbiorcy. Inżynierowie w CEA uznali, że badania wykonywane zbyt blisko urządzeń odbiorczych mogłyby przedstawiać nieprawidłowe wyniki ze względu na obciążenia gałęzi obwodu, natomiast pomiary wykonywane na liniach średniego napięcia mogłyby nie zawierać zakłóceń powstałych od strony klienta.

Dane przedstawiają ilość wystąpień danego zdarzenia napięciowego w ciągu jednego roku (rysunek 1.28). Pełne wyniki obejmowały przerwy w zasilaniu, zapady napięcia oraz wzrosty napięcia. Na potrzeby niniejszej rozprawy wzrosty napięcia nie były analizowane. Dane podzielone zostały ze względu na procent wartości napięcia, określający poziom do jakiego spadło badane napięcie skuteczne w sieci, oraz na czas trwania zdarzenia, który podzielony został na ilość cykli lub sekund danego zdarzenia. Z zaprezentowanych danych wyraźnie widać przewagę ilości wystąpień zapadów o niewielkiej wartości (80%-90%). Zdarzenia te stanowiły 80% wszystkich uszkodzeń. Zauważyć można również, że większość z nich trwała od 0.5 s do 2 s. Dane te pokazują zasadność prób uodpornienia odbiorników na opiswane zjawisko.

1.6 Zapady napięcia a napędy elektryczne

W warunkach przemysłowych maszyną najczęściej wykorzystywaną do wykonywania pracy jest silnik elektryczny. W przypadku, gdy wymagana jest wysoka precyzja ruchu, sterowanie silnikiem odbywa się zazwyczaj za pomocą przekształtników energoelektronicznych oraz układów mikroprocesorowych. Układy te odpowiadają za regulację prędkości obrotowej lub położenia kąтового wału, co pozwala na uzyskanie wymaganej dokładności pracy. Pomimo wielu zalet wynikających z wykorzystania układów automatycznej regulacji w silnikach elektrycznych, napędy te są podatne na zmiany napięcia zasilania [52].

W pracy [52] autorzy opisują skutki pojawiania się zapadów napięcia na zaciskach zasilających napędu w stanie nieustalonym. W artykule podkreślono, że przemienniki częstotliwości posiadają szynę napięcia stałego, wykorzystywaną między innymi w układach zabezpieczeń przed zbyt niskim napięciem zasilającym oraz przeciążeniem prądowym. Autorzy twierdzą, że w trakcie pojawienia się zapadu sieci, napięcie zmienne wchodzące do układu gwałtownie spada, natomiast moc wyjściowa urządzenia chwilowo nie zmienia się. Ze względu na to zjawisko powstaje brak równowagi pomiędzy zaciskami wejściowymi i wyjściowymi przemiennika częstotliwości. Aby powrócić do stanu



RYСУNEK 1.28: Ilość wystąpień zapadów napięcia o różnym typie w ciągu jednego roku. Źródło: opracowanie własne na podstawie [51].

równowagi, kondensator znajdujący się w szynie napięcia stałego rozładowuje się.

Analizując stany nieustalone pojawiające się po wystąpieniu zapadu napięcia można zauważyć, że potencjał elektryczny na szynie napięcia stałego spada poniżej limitu ustalonego przez układ zabezpieczeń, przemiennik częstotliwości wyłącza się. Jeżeli jednak czas trwania zapadu napięcia jest zbyt krótki, zamiast załączyć ochronę przed zbyt niskimi napięciami, może dojść do przeciążenia prądowego w układzie. Przeciążenie może powstać dlatego, że aby zachować niezmienną moc na wyjściu falownika przy spadku napięcia, wymagane jest zwiększenie natężenia pobieranego z sieci prądu. W tym samym czasie kondensator rozładowuje się do poziomu napięcia zasilania. Gdy napięcie sieci wraca do wartości znamionowej, zwiększony prąd pobierany przez obciążenie nakłada się z prądem ładowania kondensatora, co może uruchomić układ ochrony przed przeciążeniem prądowym. Autorzy pracy [52] podkreślają, że odporność przemienników częstotliwości na zapady napięcia jest bezpośrednio skorelowana z ustawionymi wartościami granicznymi prądu i napięcia w układach zabezpieczających.

Nawet jeżeli przemiennik częstotliwości nie wyłączy się z powodu zapadu napięcia to moment oraz prędkość napędzanego silnika ulegną zmniejszeniu [53–58]. Zjawisko to może negatywnie wpływać na procesy, zwłaszcza te wymagające wysokiej precyzji ruchu maszyny.

Napędy elektryczne potrzebują stabilnego, przewidywalnego źródła zasilania. Z powyższych rozważań zauważyć można, że zapady napięcia są zdarzeniami losowymi, które mogą pojawiać się nawet kilka razy w roku. Biorąc powyższe pod uwagę zasadnym jest zabezpieczanie napędów wrażliwych lub ważnych procesów przed zapadami napięcia.

W praktyce stosuje się kilka rozwiązań zabezpieczających:

- Statyczna kompensacja warystorowa (ang. Static VAR Compensator, SVC),
- Aktywny kompensator mocy biernej (ang. Static Synchronous Compensator, STATCOM),
- Układ dynamicznego odtwarzania napięcia (ang. Dynamic Voltage Restore, DVR),
- Zasilacz bezprzerwowy (ang. Uninterruptible Power Supply, UPS).

Układy SVC polepszają zdolność silników elektrycznych do nieprzerwanej pracy w trakcie zapadów napięcia poprzez zwiększenie mocy biernej dostarczanej do maszyny [59]. Wykonuje się to poprzez zwiększenie admitancji, którą można modyfikować za pomocą połączonych do układu tyrystorowych regulowanych dławików równoległych (ang. thyristor-controlled reactor, TCR), regulowanych przełączanych dławików równoległych (ang. thyristor-switched reactor, TSR) oraz regulowanych przełączanych kondensatorów równoległych (ang. thyristor-switched capacitor, TSC). W tych układach admitancję modyfikuje się poprzez sterowanie kątem załączania tyrystorów. W [59] przedstawiono metodę zwiększenia stabilności pracy PMSM poprzez zastosowanie SVC. Wykazano tam, że napęd działa poprawnie przy krótkich zapadach napięcia o ograniczonej amplitudzie jednakże im niższe napięcie sieci oraz im dłużej trwa zapad tym większa musi być pojemność kondensatorów w SVC co bardzo szybko staje się nieopłacalne.

Podobnie jak SVC układy STATCOM mogą być używane do polepszania zdolności silników elektrycznych do nieprzerwanej pracy w trakcie zapadów napięcia poprzez wstrzykiwanie energii biernej [60–65]. Podstawowa zasada działania STATCOM polega na połączeniu falownika równoległe do systemu AC za pośrednictwem filtra. Poprzez odpowiednie sterowanie kluczami energoelektronicznymi w falowniku, można dostosować amplitudę i fazę prądu wejściowego do STATCOM w celu kompensacji mocy biernej. Jako dynamiczne urządzenie kompensacji mocy biernej, STATCOM może poprawić współczynnik mocy systemu, skutecznie stabilizować napięcie, zmniejszać fluktuacje napięcia i straty mocy.

DVR jest urządzeniem, którego głównym zadaniem jest wstrzykiwanie do obwodu zasilania chronionego obciążenia napięć o amplitudzie i fazie zgodnej ze źródłem napięcia [66–71]. Dzięki jego pracy na zaciskach obciążenia zawsze znajduje się napięcie znamionowe nawet podczas występowania uszkodzeń sieci elektrycznej. DVR składa się z magazynu energii (kondensatory, baterie), szeregowego transformatora wstrzykującego, falownika oraz z filtra LC zmniejszającego wysokie harmoniczne napięcia wstrzykiwanego. Metody optymalizacji DVR skupiają się na zmniejszaniu napięcia magazynu energii poprzez wstrzykiwanie napięcia tak, aby znajdowało się ono w fazie napięcia zasilającego oraz na minimalizacji pojemności magazynu energii poprzez wykorzystywanie kompensacji mocy biernej [72–74]. Każda z tych metod nie jest jednak w stanie kompensować skoku wartości kąta fazowego co może powodować wyłączenie się wrażliwych na zmiany obciążeń [66, 75].

Układy UPS są urządzeniami, które wykorzystują wewnętrzny magazyn energii do zasilania wrażliwych obciążeń [76–78]. W przeciwieństwie do poprzednich rozwiązań całkowicie odcinają chronione urządzenie od sieci elektrycznej w przypadku pojawienia się uszkodzenia w sieci. Większość UPS umożliwi pracę obciążenia przez kilka minut, jednakże jest to czas wystarczający do bezpiecznego wyłączenia podłączonych urządzeń. W przypadku gdy wymagany jest dłuższy, nieprzerwany czas zasilania (np. w szpitalach) stosowane są spalinowe generatory wspomagające. UPS składa się z magazynu energii, układu ładującego (np. prostownika), falownika oraz przełącznika umożliwiającego odcięcie obciążenia od sieci [78].

Urządzenia przedstawione powyżej posiadają ograniczenia czasu trwania swojej pracy związane z ich zasilaniem, pojemnością czy stabilnością pracy silnika. Proponowaną alternatywą może być zastosowanie QZSDMC do poprawy odporności układu na zapady napięcia. Podbijanie napięcia tą metodą nie posiada ograniczeń czasowych i nie wymaga dodatkowego czasu ładowania. Dużym

atutem zastosowania takiego przekształtnika jest to, że możliwe jest połączenie go razem z przedstawionymi powyżej urządzeniami, co może jeszcze lepiej uodpornić napęd na zapady napięcia.

1.7 Sterowanie napięciem silnika przez QZS

Z powyższych rozważań wynika, że zasadna może być próba wykorzystania przekształtnika QZS, umożliwiającego podwyższanie napięcia, do ochrony układu przed zapadami napięcia sieciowego. W literaturze znaleźć można kilka zbadanych rozwiązań. Należy jednak zauważyć, że niemalże wszystkie z nich dotyczą układów sterujących silnikami indukcyjnymi. W literaturze najczęściej spotyka się pośrednie przekształtniki matrycowe (ang. indirect matrix converter, IMC) ze względu na łatwiejszy sposób komutacji [79]. IMC jednak posiada ścieżkę prądową zawierającą większą ilość elementów półprzewodnikowych co zmniejsza jego wydajność. Z tego też powodu część badaczy wykorzystuje rozwiązania oparte na DMC. Pojawiały się nawet badania wykorzystujące tradycyjny falownik z prostownikiem [80].

Topologie przekształtników QZS współpracujących z przekształtnikami matrycowymi można podzielić na trzy grupy: QZSDMC, QZSIMC z trójfazowym układem QZS oraz QZSIMC z jednofazowym układem QZS.

Przekształtnik DMC ze względu na swoją budowę łączony jest z QZS typu trójfazowego znajdującego się pomiędzy przekształtnikiem DMC a siecią lub filtrem sieciowym, jeżeli takowy wykorzystano. W tym rozwiązaniu zastosowano 12 dwukierunkowych kluczy energoelektroczniczych czyli łącznie 24 tranzystory. Dodanie QZS przed DMC upraszcza komutację przekształtnika ponieważ zwarcia pomiędzy fazami stają się jego normalnym cyklem pracy [46]. Opisany układ przedstawiono na rysunku 1.21.

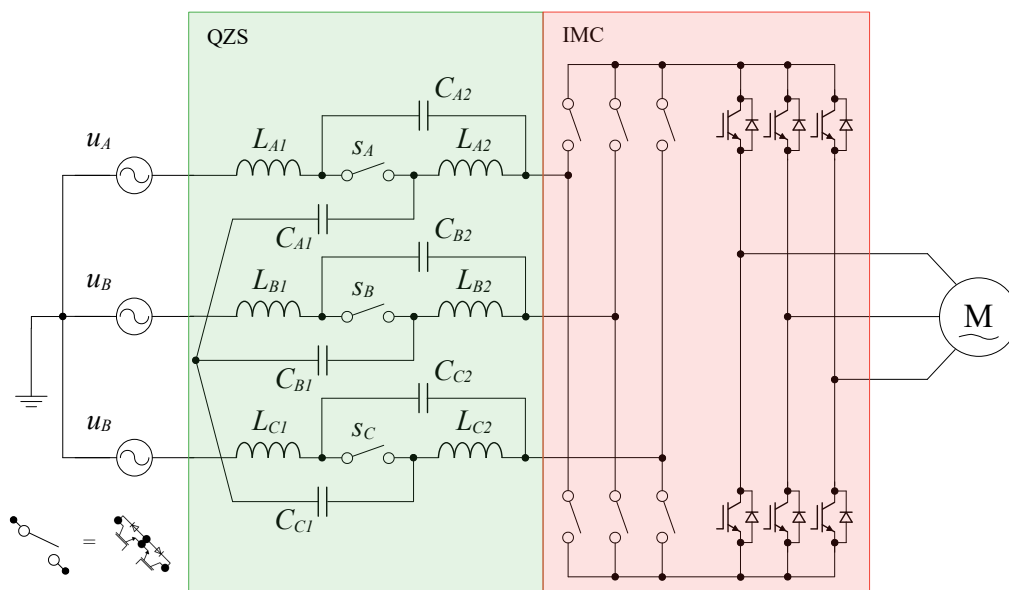
Drugą topologią przekształtników znajdującą się w literaturze to przekształtniki trójfazowe QZS połączone z przekształtnikami IMC [81–84]. Podobnie jak w przypadku układów z DMC tak i tutaj QZS łączony jest pomiędzy przekształtnikiem IMC a siecią lub filtrem RLC. Układ ten składa się z 9 kluczy dwustronnych oraz 6 kluczy jednostronnych co łącznie daje 24 tranzystory w układzie. Jest to ta sama ilość elementów aktywnych co w przypadku QZSDMC. Schemat elektryczny opisywanego przekształtnika przedstawiono na rysunku 1.29 A.

Ostatnią topologią wymienioną w niniejszej rozprawie jest przekształtnik zawierający jednofazowy QZS znajdujący się pomiędzy prostownikową częścią IMC a falownikową częścią IMC [85]. Układ ten składa się z mniejszej ilości elementów aktywnych i pasywnych w stosunku do dwóch pozostałych. porównując jednak przekształtniki znajdujące się w literaturze zauważyć można, że jego elementy pasywne zazwyczaj mają większy rozmiar. Schemat elektryczny opisanego przekształtnika znajduje się na rysunku 1.29 B.

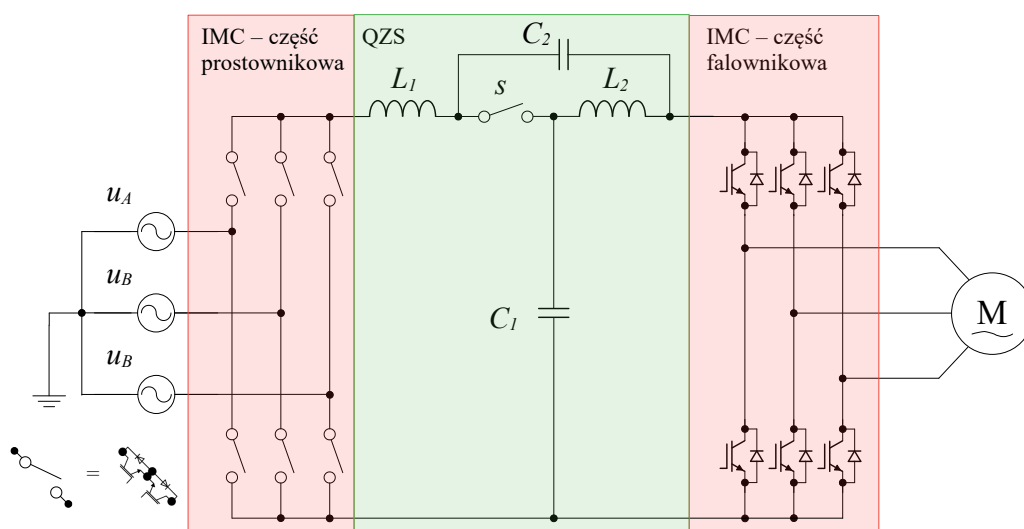
Literaturę tematu można podzielić na próby zwiększania wzmocnienia napięcia wyjściowego DMC i IMC do jedności oraz na badania nad pracą napędów w warunkach zapadów napięcia sieci.

Prace [46, 81, 85–87] przedstawiają zastosowanie QZS wraz z DMC lub IMC jako alternatywę tradycyjnych przekształtników. Artykuły te skupiają się na zwiększeniu napięcia wejściowego z DMC lub IMC tak, aby napięcie wyjściowe wykorzystywane przez silnik miało wartość znamionową. Wartości wzmocnienia QZS były dobierane jako stałe. Trzeba tutaj zaznaczyć, że tylko praca [46] została zweryfikowana eksperymentalnie. Pozostałe badania były prowadzone tylko symulacyjnie.

Badania dotyczące QZS pracującego w trakcie zapadów napięcia przedstawiono w [82, 83]. W pracy [82] do badań wykorzystano PMSM oraz przekształtnik QZSIMC. Autorzy przedstawili metodę obliczania wypełnienia D na podstawie mierzonej wartości napięcia wejściowego oraz zadanego przez regulatory prądów napięcia wyjściowego przekształtnika QZSIMC. Ponieważ nie zastosowano pomiaru ani estymacji wartości napięcia wyjściowego z QZS nie można mówić w tym przypadku



(A) układ z trójfazowym QZS



(B) układ z jednofazowym QZS

RYSUNEK 1.29: Schematy elektryczne układów regulacji prędkości trójfazowych silników prądu zmiennego zasilanych z pośrednich przekształtników matrycowych z QZS.

o faktycznym układzie automatycznej regulacji napięcia. Przedstawione badania były badaniami wykonanymi symulacyjnie.

W pracy [83] autorzy postawili sobie za cel uodpornienie maszyny sterującej przepływem farby na zapady napięcia sieciowego. Maszyna ta była napędzana za pomocą silnika indukcyjnego, którego prędkość obrotowa malała gdy przekształtnik nie był w stanie zapewnić znamionowego napięcia pracy. Autorzy zastosowali przekształtnik QZS o nieciągłym prądzie przewodzenia połączony z IMC. Zastosowano tutaj rozmyty sterownik, który posiadał dwa wejścia: uchyb napięcia sieciowego oraz uchyb prędkości obrotowej. Uchyb napięcia obliczany był jako różnica pomiędzy znamionową wartością napięcia sieciowego a jego wartością uzyskiwaną z pomiarów. Uchyb prędkości wyznaczany był jako różnica pomiędzy zadaną a mierzoną wartością prędkości obrotowej. Roz-

myty sterownik wyznaczał na tej podstawie wartość wypełnienia D . Podobnie jak w przypadku publikacji [82] w układzie nie mierzono i nie estymowano wartości napięcia znajdującego się na uzwojeniach stojana silnika. Problemem takiego podejścia mogłoby być nieprawidłowe zwiększanie napięcia na silniku w przypadku pojawienia się zapadu napięcia w trakcie stanów dynamicznych pracy silnika (na przykład rozruch) gdy uchyb prędkości jest duży i pomimo zwiększenia napięcia na zaciskach maszyny nie ulega on zmniejszeniu. Przedstawione wyniki zostały zweryfikowane eksperymentalnie.

W pracy [84] autorzy zbudowali układ sterowania trójfazowym silnikiem indukcyjnym o otwartych uzwojeniach. Ze względu na budowę maszyny wykorzystano dwa osobne przekształtniki w topologii QZSIMC. Napięcie wyjściowe z QZS sterowane było za pomocą regulatora typu PI. Wartością mierzoną oraz sterowaną było napięcie na kondensatorach C_{A1} , C_{B1} i C_{C1} (rysunek 1.29 A). Autorzy eksperymentalnie zbadali możliwość pracy układu w trakcie zapadów napięcia. W publikacji przedstawiono wyniki regulacji w oknach czasowych wielokrotnie większych niż stała czasowa regulacji napięcia. Z tego też powodu trudna jest ocena działania regulatora w stanach dynamicznych.

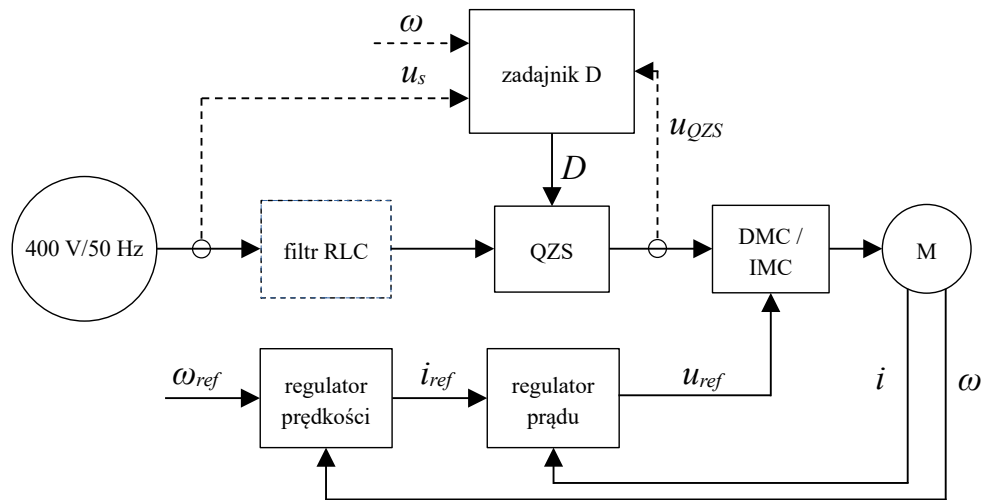
Przedstawione powyżej publikacje poświęcone zostały zagadnieniu sterowania silnikiem elektrycznym trójfazowym za pomocą matrycowego przekształtnika z Quasi-Z-Source. Po ich analizie możliwe jest utworzenie schematu blokowego układu sterowania (rysunek 1.30). Schemat przedstawiono w dwóch wariantach: 1.30 A jest układem zawierającym trójfazowy przekształtnik QZS znajdujący się przed przekształtnikiem matrycowym (rysunki 1.21 oraz 1.29 A), 1.30 B jest układem zawierającym jednofazowy przekształtnik QZS znajdujący się pomiędzy częścią prostownikową a falownikową pośredniego przekształtnika matrycowego. Układ zawierający DMC można stosować tylko przy trójfazowych QZS natomiast układ z IMC może wykorzystywać tak jednofazowy jak i trójfazowy moduł. Pozostałe bloki sterowania są bardzo podobne - regulacja prądu i prędkości zależy od typu i parametrów zastosowanej maszyny. Liniami przerywaną zaznaczono bloki i sygnały opcjonalne dla działania systemu. W obu przypadkach możliwe jest zastosowanie filtra RLC, którego zadaniem jest filtrowanie wysokoczęstotliwościowych składowych prądu. W każdej z publikacji dotyczących tematu zastosowano zadajnik wypełnienia D , który znacząco wyróżnia przedstawione prace.

W niniejszej rozprawie podzielono zadajniki D znalezione w literaturze na trzy osobne typy:

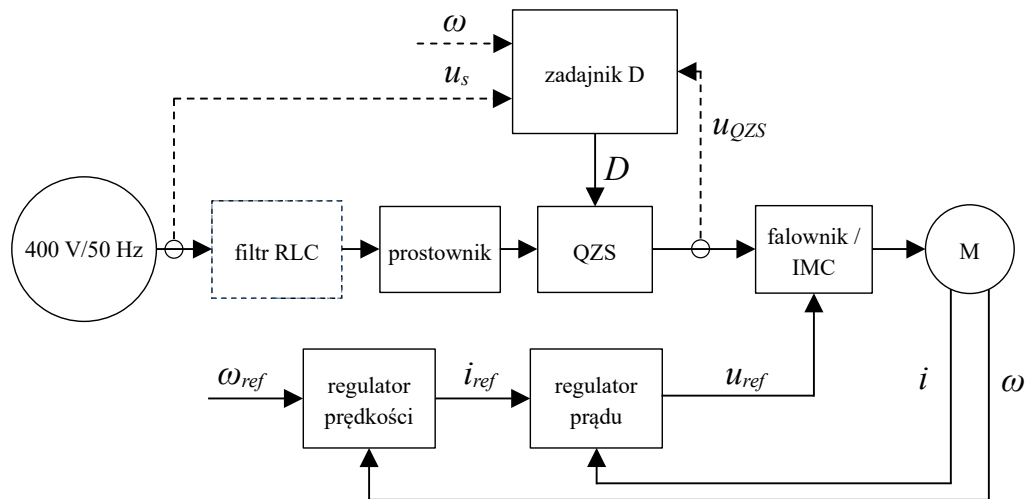
1. zadajniki z wartością stałą lub arbitralnie dobraną,
2. zadajniki obliczające D w pętli otwartej na podstawie wiedzy eksperckiej o zależności pomiędzy wartościami mierzonymi, zadanymi a wymaganymi wartościami D ,
3. zadajniki w formie regulatora liniowego, pracującego w układzie zamkniętej pętli regulacji, mierzącego napięcie znajdujące się za QZS (najczęściej na kondensatorze $C1$) i obliczające na tej podstawie wartość D .

Przekształtniki sterowane stałą wartością wypełnienia D stosowane są do kompensacji wzmocnienia napięciowego przekształtnika matrycowego. Korzystają one z zależności (1.54) wyznaczonej na podstawie wzoru (1.50). Są to najprostsze z wykorzystywanych zadajników, jednakże nie wymagają one żadnych dodatkowych układów pomiarowych.

$$\begin{aligned}
 B_{MC} &= 0,866 \\
 B_{QZS} &= \frac{1}{0,866} \approx 1,15 \\
 D &= \frac{B_{QZS}-1}{2B_{QZS}} \\
 D &= 0,25
 \end{aligned}
 \tag{1.54}$$



(A) układ z trójfazowym QZS



(B) układ z jednofazowym QZS

RYСУNEK 1.30: Schematy blokowe układów regulacji prędkości trójfazowych silników prądu zmiennego zasilanych z przekształtników z QZS.

Zadajniki obliczające wypełnienie D w pętli otwartej wykorzystują pomiary zmiennych stanu zależnych od napięcia wyjściowego z QZS. Zmienną taką może być prędkość obrotowa maszyny, jej prąd lub wartość napięcia sieci. Ponieważ zadajniki te nie posiadają estymacji lub pomiaru napięcia wyjściowego z QZS, nie można tutaj mówić o układzie z zamkniętą pętlą regulacji. Zadajnikami takimi mogą być sterowniki rozmyte, odczyt wartości z tabeli lub inne funkcje matematyczne nie zawierające wartości mierzonej napięcia wyjściowego z QZS.

Zalety stosowania zadajników z pętlą otwartą regulacji:

1. brak potrzeby stosowania dodatkowych układów pomiarowych: ze względu na wykorzystanie pomiarów wymaganych do działania innych pętli regulacji (prędkość i prąd silnika, napięcie sieci) zadajniki takie nie zwiększają rozmiaru i kosztów przekształtnika w stosunku do tradycyjnego MC,
2. implementacja sprzętowa przekształtnika pozostaje niezmienną: poziom skomplikowania

urządzenia nie ulega zwiększeniu przez co łatwiej jest wykonać projekt warstwy sprzętowej.

Wady stosowania zadajników z pętlą otwartą regulacji:

1. podatność na zakłócenia: zmiany w mierzonych zmiennych stanu niepowstające przez zapady napięcia mogą wpływać na działanie zadajnika powodując zwiększanie napięcia do wartości wyższych niż znamionowe dla sterowanej maszyny,
2. duże stałe czasowe układu regulacji: zmiany elektryczne w sieci następują znacznie szybciej niż zmiany prędkości obrotowej maszyny co może spowalniać odpowiedź zadajnika na zapady napięcia,
3. konieczność posiadania szczegółowej wiedzy o obiekcie regulacji: zastosowanie zadajnika nie wykorzystującego zmian napięcia na zaciskach maszyny w celu kompensacji zapadów napięcia zasilającego wymaga znajomości skrośnych zależności pomiędzy zmiennymi stanu obiektu.

Ostatnim typem opisywanych zadajników pojawiających się w literaturze jest zadajnik z zamkniętą pętlą regulacji [84]. Zadajniki te opierają się na liniowych regulatorach proporcjonalno-całkujących (ang. proportional-integral, PI). Regulatory te działają na zasadzie sprzężenia zwrotnego, co oznacza, że stale monitorują wyjście systemu i porównują je z wartością zadaną. Następnie generują sygnał sterujący, który ma na celu zmniejszenie różnicy między tymi wartościami. Tutaj zauważyć można największą różnicę pomiędzy opisywanym zadajnikiem a zadajnikami poprzednimi - monitorowanie sterowanej zmiennej stanu oraz niwelowanie uchybu. Jeżeli zdefiniujemy uchyb regulacji jako:

$$e(t) = u_{QZSref}(t) - u_{QZS}(t) \quad (1.55)$$

gdzie u_{QZS} - napięcie mierzone na zaciskach przekształtnika QZS transformowane do układu dq związanego z kątem fazowym źródła zasilania, u_{QZSref} - zadane napięcie QZS, to wzór opisujący funkcję sterującą regulatora PI będzie posiadał formę:

$$PI(t) = K_P e(t) + K_I \int_0^t e(x) dx \quad (1.56)$$

gdzie K_P - wzmocnienie części proporcjonalnej, K_I - wzmocnienie części całkującej.

W przypadku przekształtników QZSDMC oraz QZSIMC sygnałem mierzonym jest napięcie wyjściowe z QZS natomiast sygnałem sterującym jest wypełnienie D stanów ST. Pomiar wartości napięcia wyjściowego QZS następuje z trudności technicznych. Ułatwieniem może być pomiar potencjału napięcia znajdującego się na okładzinach kondensatorów C_{A1} , C_{B1} , C_{C1} w przypadku przekształtnika z trójfazowym QZS (rysunek 1.30 A) oraz C_1 w przypadku jednofazowego QZS (rysunek 1.30 B). Podejście takie zakłada jednak brak dokładności, ponieważ napięcie wyjściowe z QZS, zgodnie ze wzorem 1.47, jest sumą napięć na C_1 oraz C_2 . Polepszenie jakości wykonywanego pomiaru może nastąpić po zwiększeniu systemu o dodatkowe przetworniki analogowo-cyfrowe mierzące napięcia na kondensatorach C_2 . Często jednak ograniczenia w stosowanych układach mikroprocesorowych nie pozwalają na wykorzystanie tak dużej ilości przetworników A/C. W takim przypadku należy pogodzić się z utratą dokładności poprzez pomiar jedynie na C_1 . Inną metodą pomiaru może być mierzenie wartości napięcia bezpośrednio na wejściu przekształtnika MC. Osiągnięcie tego jest trudne i wymaga układów synchronizujących sterowanie i pomiar tak aby trafiać w chwilę czasową w której nie następuje wektor ST. Wykonanie tego wymaga wysokiej precyzji i bardzo szybkich układów nie jest więc spotykane w literaturze.

Sterowanie w pętli zamkniętej napięciem na wyjściu QZS jest utrudnione ze względu na małe stałe czasowe obiektu regulacji. Stałe te zależne są od elektrycznych parametrów filtra RLC, elementów QSZ oraz silnika i nie przekraczają zakresu setek mikrosekund. Stanowi to wyzwanie dla

mikroprocesorowych układów sterowania, które muszą dokonać pomiarów, transformat, obliczyć wartości sygnałów sterujących kilkakrotnie w trakcie trwania stanów nieustalonych w takim obiekcie. Jeżeli jednak uda się przezwyciężyć powyższe trudności, to uzyskany system może zapewniać wysoką szybkość pracy i odporność na zakłócenia zewnętrzne.

Zalety stosowania zadajników z pętlą zamkniętą regulacji:

1. system działa w sposób stabilny: podczas doboru parametrów regulatorów liniowych można zastosować istniejącą teorię sterowania, dzięki której możliwe jest wyznaczenie granic zakresu stabilności systemu,
2. szybka reakcja systemu: prędkość zmian w systemie zależna jest jedynie od kompensowanych stałych czasowych obiektu, nie jest potrzebne oczekiwanie na zmiany innych zmiennych stanu, które mogą mieć wyraźnie większe stałe czasowe,
3. łatwość implementacji: regulator nie wymaga stosowania skomplikowanych obliczeń i algorytmów,
4. wiele ugruntowanych metod doboru parametrów,
5. odporność na zakłócenia.

Wady stosowania zadajników z pętlą zamkniętą regulacji:

1. małe stałe czasowe: pętla regulacji napięcia musi pracować z częstotliwościami umożliwiającymi sterowanie obiektem posiadającym stałe czasowe o długości trwania setek μs ,
2. brak uwzględnienia nieliniowości: przy zastosowaniu liniowych regulatorów zakłada się, że obiekt, którym mają sterować, jest liniowy i stacjonarny. Pojawiające się w systemie nieliniowości mogą doprowadzić do pogorszenia dynamiki odpowiedzi i stabilności systemu,
3. konieczność doboru parametrów regulatorów: aby osiągnąć optymalne trajektorie sterowania, regulator liniowy wymaga poprawnego wyznaczenia jego parametrów co może być czasochłonne i wymagać dużej wiedzy o obiekcie,
4. ograniczona wydajność przy dużych zakłóceniach: liniowe regulatory mogą nie zapewniać utrzymania stabilnej pracy w przypadku dużych zakłóceń, szczególnie jeśli obiekt jest niestabilny lub ma znaczne nieliniowości.

1.8 Cel, teza i zakres pracy

Analizy przedstawione w podrozdziałach 1.6 i 1.7 pokazują, że w literaturze nie spotyka się opracowań dotyczących napędów z PMSM zasilanych z bezpośredniego przekształtnika matrycowego typu Quasi-Z-Source, związanych z regulacją napięcia w pętli zamkniętej. Jedyne istniejące rozwiązanie dotyczy napędu z silnikiem indukcyjnym o otwartych uzwojeniach zasilanym z dwóch przekształtników QZSIMC [84], jednakże nie zawiera ono analizy pracy układu regulacji napięcia QZS w oknach czasowych o długości zbliżonej do stałych czasowych obiektu. Z tego też powodu niemożliwym jest wysnuć wnioski o odpowiedzi układu na skokowe zmiany wartości referencyjnej napięcia zasilania.

W niniejszej rozprawie zaprojektowano strukturę i algorytmy regulacji umożliwiające sterowanie napięciem wyjściowym z bezpośredniego przekształtnika matrycowego typu Quasi-Z-Source, pracującego w napędzie PMSM, w celu poprawy jakości regulacji prędkości napędu podczas zapadów napięcia zasilania. Struktura ta powinna umożliwiać sterowanie napięciem QZS w czasie krótszym niż jeden okres sinusoidalnego napięcia sieciowego, co stanowi czas trwania najkrótszych zapadów napięcia wymieniany w literaturze.

Na podstawie powyższej analizy określono **cel rozprawy** jako *opracowanie struktury, algorytmów sterowania i budowa układu napędowego PMSM zasilanego z bezpośredniego przekształtnika matrycowego typu Quasi-Z-Source o zwiększonej odporności na zapady napięcia zasilania*.

W pracy przyjęto następującą tezę: **Odpowiednie sterowanie modułem Quasi-Z-Source umożliwi poprawę jakości regulacji prędkości podczas zapadów napięcia zasilania w napędzie z PMSM zasilanym za pomocą bezpośredniego przekształtnika matrycowego z modułem Quasi-Z-Source**

Dla realizacji powyższego celu oraz wykazania postawionej tezy niezbędne było wykonanie zadań szczegółowych:

1. przegląd metod zabezpieczania napędów elektrycznych przed zapadami napięcia,
2. analiza metod stabilizacji napięcia wyjściowego z QZSDMC i ich krytyczna ocena,
3. opracowanie struktury układu automatycznej regulacji napięcia wyjściowego z QZSDMC,
4. weryfikacja opracowanej struktury i algorytmów sterowania na modelu symulacyjnym,
5. zaprojektowanie, budowa i uruchomienie eksperymentalnego przekształtnika QZSDMC,
6. weryfikacja eksperymentalna struktury i algorytmów sterowania na zbudowanym obiekcie rzeczywistym.

Rozdział 2

Badania symulacyjne

W rozdziale 1 przedstawiono analizy literatury związane z problematyką sterowania napędem PMSM zasilanym z bezpośredniego przekształtnika matrycowego typu Quasi-Z-Source oraz zapadami napięcia sieciowego. Badania te posłużyły jako podstawa do utworzenia modelu symulacyjnego opisywanego w pracy urządzenia. W niniejszym rozdziale wykorzystano ten model do sprawdzenia poprawności koncepcji sterowania. Ponadto model ten wykorzystany został do poszukiwania parametrów stanowiska rzeczywistego oraz projektu pełnego urządzenia.

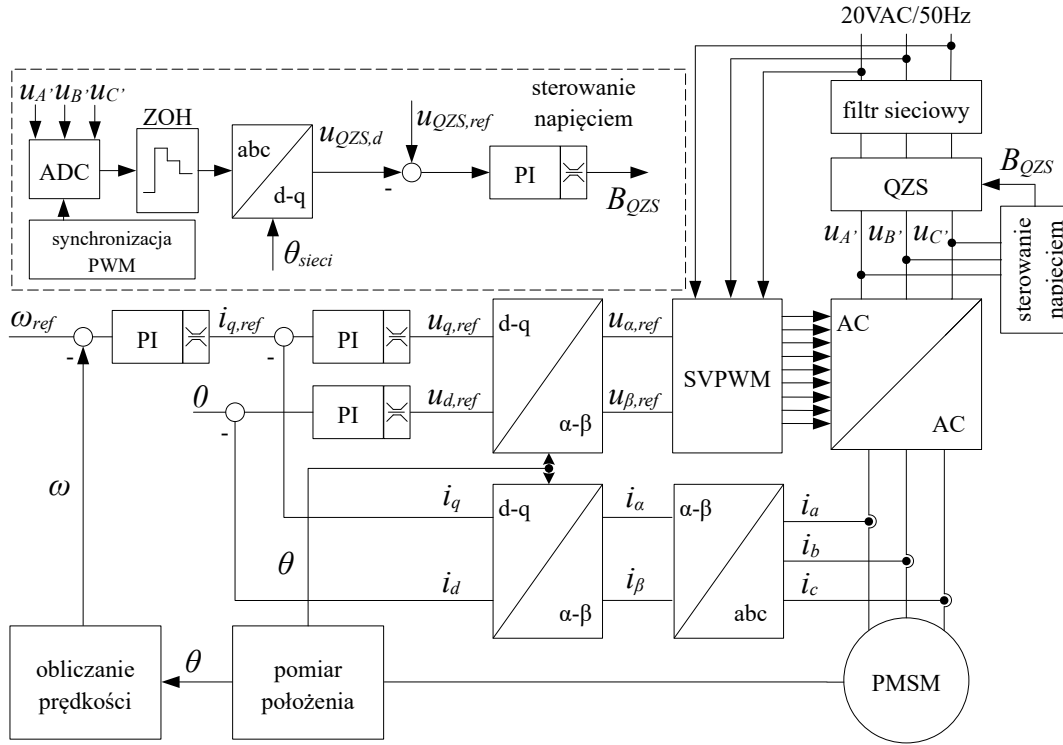
2.1 Strategia sterowania

Badania symulacyjne wykonano na modelu systemu, którego schemat blokowy przedstawiono na rysunku 2.1. Schemat ten podzielony jest na część związaną ze sterowaniem momentem silnika PMSM oraz ze sterowaniem napięciem u_{QZS} przekształtnika QZS.

W układzie regulacji momentu wykorzystuje się sterowanie wektorowe, co polega na przekształceniu układu współrzędnych napięć i prądów maszyny z układu ABC , związanego z stojanem, do układu dq , związanego z wirnikiem silnika. Operatorem matematycznym wykorzystanym w tym procesie jest transformaty Clarke i Park'a, opisana wzorem 1.1. Sterowanie wektorowe umożliwia zastosowanie regulatorów liniowych o jednym wejściu i jednym wyjściu do kontrolowania prądów silnika. W niniejszych badaniach zastosowano regulatory typu PI z nasyceniem i układem anti-windup zarówno do sterowania prądem, jak i prędkością. Wykorzystano strategię sterowania ze stałym kątem mocy, gdzie regulator prądu i_d działa przy wartości zadanej $i_{d,ref} = 0$ A. Dzięki temu uzyskuje się liniową charakterystykę zależności momentu elektromagnetycznego od prądu i_q . Gdy do wzoru 1.7 podstawione zostanie $i_d = 0$ otrzymamy zależność 2.1:

$$m_e = \frac{3}{2} p i_q \Psi_f \quad (2.1)$$

Na schemacie blokowym 2.1 zaprezentowano również metodę sterowania napięciem u_{QZS} . Główną trudnością jest tutaj poprawny jego pomiar. W niniejszej pracy postanowiono go wykonywać pomiędzy przekształtnikiem QZS a DMC co, pomimo oszczędności urządzeń pomiarowych, nastrocza trudności związanych z synchronizacją chwil pomiarów z PWM. Po uzyskaniu wartości napięcia w danym okresie jest ona utrzymywana za pomocą ekstrapolatora zerowego rzędu i następnie transformowana za pomocą transformaty Clarke i Park'a do układu współrzędnych dq związanego z kątem fazowym sieci zasilającej. Dzięki takiemu rozwiązaniu trzy zmienne stanu trójfazowego napięcia $u_{A'}$, $u_{B'}$ oraz $u_{C'}$ zamieniane są na pojedynczą zmienną stanu u_{QZS} równą części d powstałego wektora. Umożliwia to zastosowanie pojedynczego, liniowego regulatora typu PI do sterowania tymże napięciem.



RYСУNEK 2.1: Schemat blokowy strategii sterowania napędem PMSM z QZSDMC.

2.1.1 Sterowanie prędkością i prądem

W przedstawionych badaniach symulacyjnych napęd sterowany jest za pomocą regulatorów PI prądu oraz prędkości. Regulatory te można przedstawić wzorem ogólnym 2.2.

$$G_{PI}(s) = K_P(1 + K_I \frac{1}{s}) \quad (2.2)$$

Każdy z regulatorów strojony był za pomocą innej metody. Do obliczenia wzmocnień regulatorów prądów wykorzystano kryterium modułu. Część momentowa PMSM może zostać opisana transmitancją 2.3 [88]:

$$G_{PMSM_i}(s) = \frac{k_{RL}}{1 + sT_{RL}} = \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + s\frac{L_q}{R_s}} \quad (2.3)$$

gdzie k_{RL} - wzmocnienie prądowe, T_{RL} - elektryczna stała czasowa silnika. Dla tak wyznaczonego modelu kryterium modułu przyjmuje postać 2.4, 2.5 [88]:

$$K_P = \frac{T_{RL}}{2k_{RL}T_{PWM}} \quad (2.4)$$

$$K_i = \frac{1}{2k_{RL}T_{PWM}} \quad (2.5)$$

gdzie T_{PWM} - okres PWM przekształtnika. Przekształtnik QZSDMC ze względu na jego elementy pasywne wzbudza dodatkowe oscylacje w pętli regulacji prądu. Z tego też powodu podczas testów zmodyfikowano kryterium tak, aby wydłużyć czas regulacji przez co wzór zapisać można jako 2.6, 2.7:

$$K_{P_i} = 0,6 \frac{T_{RL}}{2k_{RL}T_{PWM}} = 0,6 \frac{\frac{L_q}{R_s}}{2\frac{1}{R_s}T_{PWM}} \quad (2.6)$$

$$K_{i_i} = \frac{1}{4k_{RL}T_{PWM}} = \frac{1}{4\frac{1}{R_s}T_{PWM}} \quad (2.7)$$

Regulator prędkości został dobrany za pomocą metody symetrycznego optimum Kesslera [15]:

$$K_{P_\omega} \approx 0,5 \frac{1}{k_\omega T_{sum}} \approx 0,5 \frac{J}{k_M T_{sum}} \quad (2.8)$$

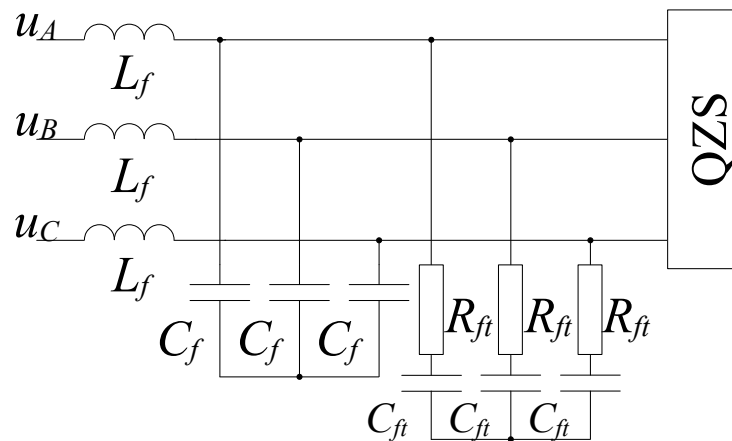
$$K_{i_\omega} \approx \frac{1}{4T_{sum}} \quad (2.9)$$

gdzie k_M - stała momentu elektromagnetycznego silnika PMSM, T_{sum} - zastępcze opóźnienie w pętli regulacji prędkości.

2.2 Narzędzia, schematy i parametry

Badania symulacyjne zostały wykonane za pomocą środowiska Matlab 2019a Simulink oraz biblioteki Simscape. Elementy ciągłe, takie jak silnik PMSM oraz elementy elektroniczne, symulowane były z krokiem 250 ns. Elementy sterowania obliczono z krokiem równym $T_{PWM} = 50 \mu s$. Szczegółowe schematy modelu załączone zostały w dodatku A.

Biblioteka Simscape umożliwia symulowanie pracy układów elektronicznych takich jak rezystory, cewki, kondensatory oraz diody czy tranzystory. Zastosowane modele umożliwiają dodanie do nich parametrów pasożytniczych, zwiększających dokładność modelowania. W przedstawionych testach przekształtniki oraz filtry budowane były z tychże elementów. Ze względu na dodatkowy stopień skomplikowania i niewielki wpływ na ostateczne wyniki dwustronne klucze energoelektroniczne aproksymowane zostały za pomocą idealnych przełączników dwustronnych. W symulacjach zastosowano gotowy model PMSM zawarty wewnątrz Simscape [89]. Podobnie postąpiono z modelem transformatora obniżającego napięcie sieciowe o częstotliwości 50 Hz i amplitudzie 325 V (wartość skuteczna równa 230 V) do napięcia o amplitudzie 20 V. Model filtra sieciowego został zaczerpnięty z [90]. Wykonano go z elementów podstawowych a jego schemat ideowy zamieszczono na rysunku 2.2. Jego implementacja w symulacjach znajduje się w dodatku A.



RYСУNEK 2.2: Schemat elektryczny sieciowego filtra RLC.

Parametry modeli zastosowanych w symulacjach zostały dobrane zgodnie ze stanowiskiem rzeczywistym. PMSM oparto o wartości odczytane z noty katalogowej maszyny M-2310P-LN-04K wyprodukowanej przez Teknic, które potwierdzano lub modyfikowano zgodnie z pomiarami wykonanymi na konkretnej, badanej maszynie (tabela 2.1). Parametry filtra sieciowego dobrano na podstawie wzorów 2.10-2.12:

$$L_f = \frac{k_F^2}{2\pi^2 f_0^2 C_F} \quad (2.10)$$

$$R_{ft} = \sqrt{\frac{L_f}{C_f}} \quad (2.11)$$

$$C_{ft} = 4C_f \quad (2.12)$$

gdzie C_F - wartość pojemności filtra wybrana arbitralnie przy minimalizacji rozmiaru, strat mocy oraz zakłóceń prądu, k_F - współczynnik rozsunięcia częstotliwości granicznej od częstotliwości pracy przekształtnika, f_0 - częstotliwość graniczna filtru. Parametry filtru sieciowego wraz z parametrami przekształtnika QZSDMC opisano tabelach 2.2 oraz 2.3.

TABELA 2.1: Parametry symulowanego PMSM.

Parametr	Zmienna	Wartość
moment bezwładności	J	0,0000063 kg·m ²
stała momentu elektromagnetycznego	k_M	0,0122 $\frac{N \cdot m}{A}$
liczba par biegunów	p	3
rezystancja stojana	R_s	0,72 Ω
indukcyjność w osi d	L_d	336 μH
indukcyjność w osi q	L_q	336 μH

TABELA 2.2: Parametry filtra sieciowego RLC.

Parametr	Zmienna	Wartość
indukcyjność filtra	L_f	375 μH
pojemność filtra	C_f	0,3 μF
pojemność tłumiąca	C_{ft}	1,2 μF
rezystancja tłumiąca	R_{ft}	35 Ω

TABELA 2.3: Parametry pasywne przekształtnika QZSDMC.

Parametr	Zmienna	Wartość
indukcyjność QZS	L_{ABC}	30 μH
pojemność QZS	C_{ABC}	10 μF

2.3 Wyniki symulacji

2.3.1 Pomiar napięcia u_{QZS}

W niniejszym podrozdziale przedstawiono przykład działania algorytmu mierzącego napięcie u_{QZS} . Pomiar ten utrudniony jest przez impulsowy charakter działania przekształtników energo-elektronicznych. Jest on wykonywany w punkcie $u_{A'B'C'}$ (pomiędzy QZS oraz DMC), w którym wektory zerowe nie zwierają potencjału elektrycznego linii do zera. Należy jednak wybrać, czy algorytm powinien mierzyć napięcie w trakcie trwania wektorów aktywnych, czy w trakcie trwania

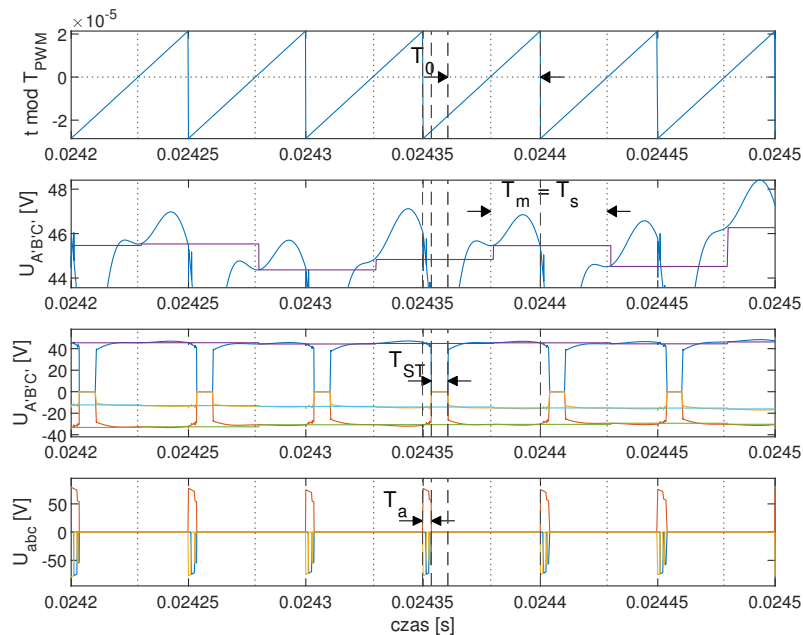
wektorów zerowych. Uznano, że pomiar wykonywany będzie w trakcie trwania wektora, który ma większe wypełnienie obliczone dla danego okresu sterowania.

Rysunek 2.3 prezentuje wykresy związane z pomiarem napięcia u_{QZS} . Pierwsza część rysunku to wartość licznika synchronizującego wyzwalanie algorytmu w czasie opisana tutaj jako t . Licznik ten działa z okresem T_{PWM} . Strzałkami zaznaczono wektor zerowy T_0 . Na drugiej części rysunku widać zbliżenie na pojedynczą fazę napięcia $u_{A'B'C'}$. Niebieskim kolorem zaznaczono tutaj napięcie $u_{A'}$ znajdujące się za przekształtnikiem QZS a kolorem fioletowym zaznaczono napięcie mierzone, wykorzystane w regulatorze napięcia u_{QZS} . Zauważyć tu można moment pomiaru T_m znajdujący się na środku wektora zerowego. Okres T_m równy jest okresowi sterowania T_s . Pomiar następuje w momencie 2.13:

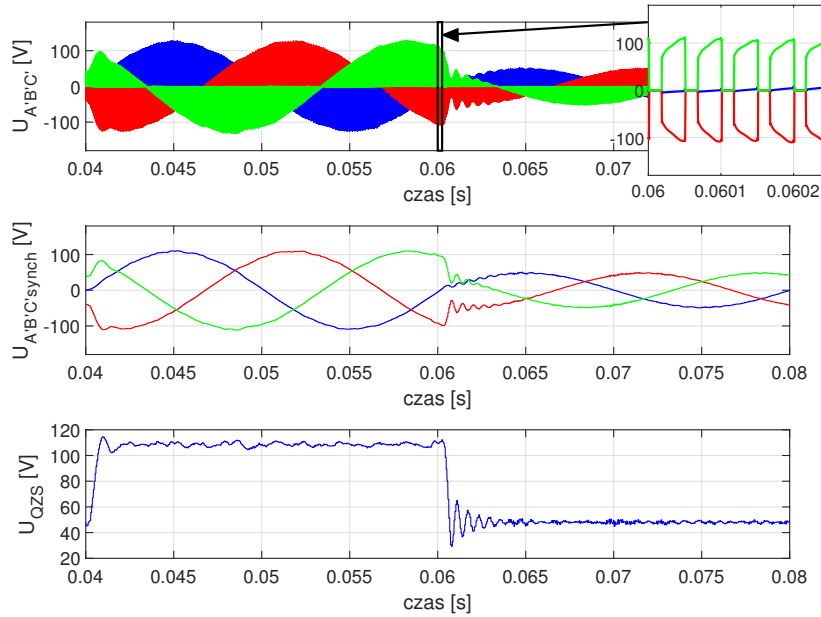
$$t \bmod T_{PWM} = \frac{T_{PWM}(d_{ST} + 1)}{2} \quad (2.13)$$

Na wykresie trzecim widać wszystkie trzy fazy napięcia $u_{A'B'C'}$ wraz z wynikowymi pomiarami oraz zaznaczonym stanem ST , gdzie napięcie pomiędzy QZS a DMC jest równe zero (fazy są zwarte ze sobą). Ostatni wykres to napięcie na fazach silnika gdzie zaznaczono okres pracy wektorów aktywnych T_a .

Rysunek 2.3 pokazuje pomiar napięcia u_{QZS} w zbliżeniu umożliwiającym skupienie się na pojedynczych okresach PWM. Widok taki umożliwia zrozumienie szczegółów działania procesu. Nie przedstawia on jednak pomiarów wykorzystywanych w regulacji napięcia. Pomiary te przedstawiono na wykresie 2.4. Zakres obserwacji wynosi tutaj 40 ms i obejmuje czas trwania dwóch skoków wartości wzmocnienia B_{QZS} . Na części pierwszej rysunku przedstawiono zapis napięcia trójfazowego $u_{A'B'C'}$ wraz z jego zbliżeniem. Są to surowe, nieprzetworzone dane symulacyjne, które ze względu na stany ST trudno jest analizować w układzie sterowania. Na wykresie drugim widać te same dane po wykonaniu algorytmu synchronizującego pomiary z PWM. Zaobserwować można tutaj, że powstające sygnały przypominają obwiednie sygnałów z wykresu pierwszego. Na wykresie trzecim przedstawiono dane po synchronizacji i transformacji dq . Sygnał taki może już z powodzeniem być wykorzystany w regulatorze liniowym do sterowania napięciem u_{QZS} .



RYСУNEK 2.3: Praca układu synchronizacji pomiarów napięcia z PWM.



RYСУNEK 2.4: Przebiegi mierzonego trójfazowego napięcia QZS w kolejnych fazach transformacji z napięcia $u_{A'B'C}$ w układzie ABC do napięcia u_{QZS} w układzie dq.

2.3.2 Analiza pracy napędu z QZSDMC

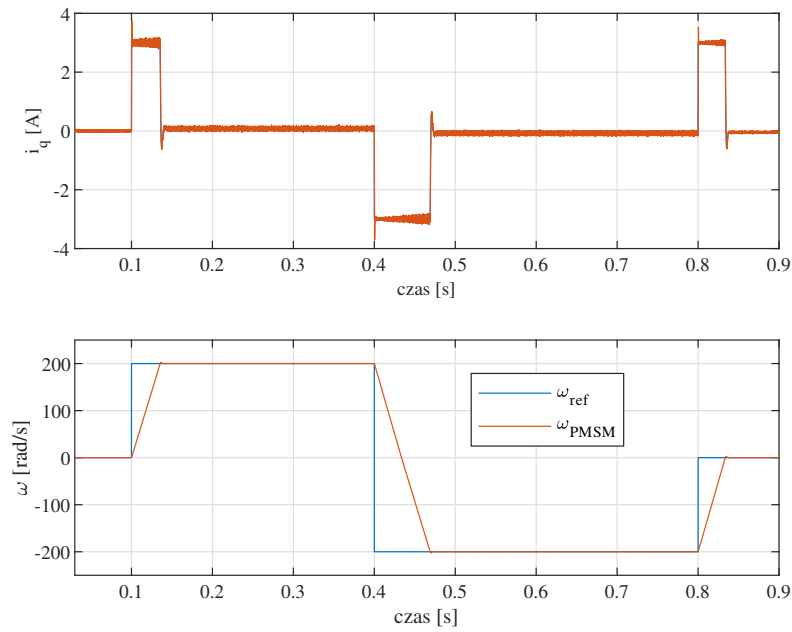
Badania symulacyjne rozpoczynają się od testów sprawdzających poprawność działania napędu PMSM z QZSDMC. Najważniejszym zadaniem napędu jest utrzymywanie zadanych warunków pracy oraz zmiennych stanu na maszynie. W przypadku niniejszej pracy są to prądy oraz prędkość. Uznano więc, że wartościowe jest przedstawienie działania układu w trzech typowych trybach działania. Silnik podczas każdego testu wykonywał rozruch, osiągając wartość zadaną prędkości równą $\omega_{ref} = 200$ rad/s, nawrót do prędkości równej $\omega_{ref} = -200$ rad/s oraz hamowanie.

Podczas pierwszego badania (rysunki 2.5 oraz 2.6) sprawdzono działanie napędu przy biegu jałowym, gdzie obciążenie wału nie występowało. Dodatkowo, podbicie napięciowe zostało ustawione na $B_{QZS} = 1$ (bez stanów ST). W tym trybie QZS działał jako część filtra sieciowego, a modulacja była wykonywana tak, jakby PMSM był sterowany za pomocą DMC.

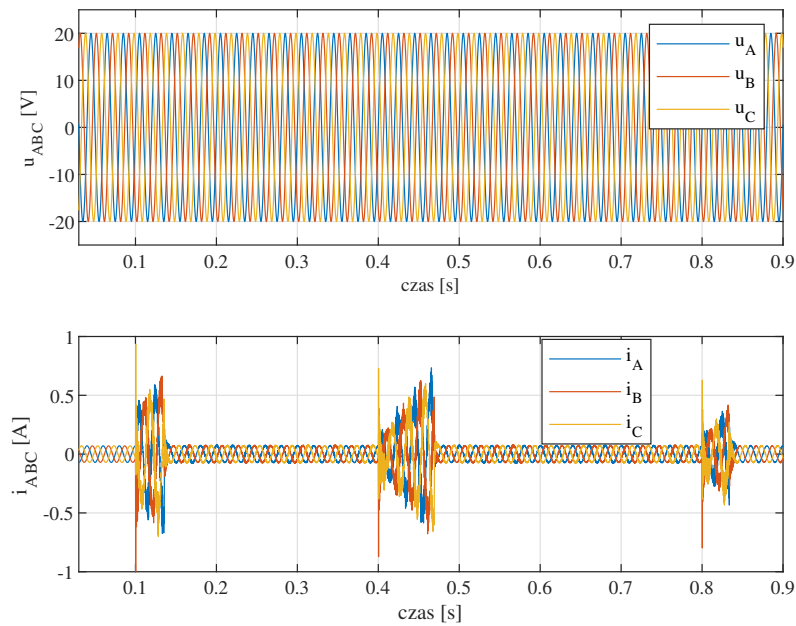
Rysunek 2.5 przedstawia zapis prądu i_q oraz mierzonej prędkości kątowej wału ω . Można zauważyć, że prąd poprawnie osiąga wartość zadaną, w stanach nasycenia nie występuje zjawisko windup, a po skokach wartości zadanej pojawia się przeregulowanie. Po skoku wartości referencyjnej prędkości ω_{ref} prędkość kątowa wału narasta liniowo, a następnie stabilizuje się na oczekiwanym poziomie. Brak tarcia w modelu jest widoczny, gdy maszyna działa w stanie ustalonym poprzez zerowy prąd i_q .

Na rysunku 2.6 pokazano zapis napięcia mierzonego pomiędzy przewodem neutralnym a fazami oraz prąd pobierany z transformatora zasilającego. Zauważyć tutaj można, że układ w stanie spoczynku pobiera niezerowy prąd o amplitudzie 70 mA, co może być spowodowane stratami w filtrze sieciowym. Dodatkowo po rozpoczęciu stanu dynamicznego silnika prąd sieci najpierw wpada w oscylacje a następnie powoli rośnie.

Drugie badanie polegało na ponownym wykonaniu cyklu rozruchu, nawrotu i hamowania przy dołączonym obciążeniu o charakterze biernym na wale. Tak jak poprzednio QZSDMC działał bez podbicia napięciowego. Zastosowany model tarcia był zależny od znaku prędkości obrotowej silnika i zawsze przeciwdziałał jego ruchowi. Na rysunku 2.7 można zauważyć, że prąd i_q w trakcie stanu



RYSUNEK 2.5: Rozruch, nawrót i hamowanie napędu bez obciążenia i bez podbicia napięciowego $B_{QZS} = 1$. Symulowany prąd silnika i_q oraz jego prędkość.

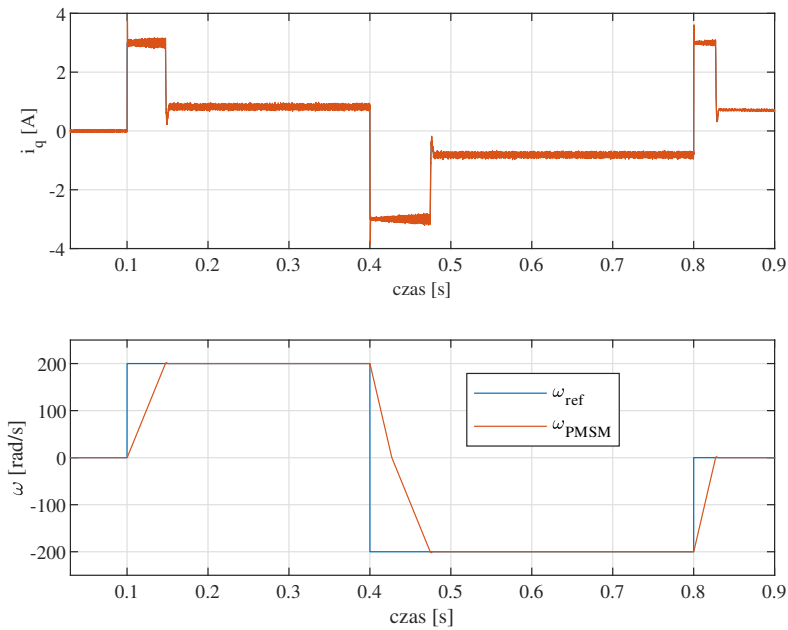


RYSUNEK 2.6: Rozruch, nawrót i hamowanie napędu bez obciążenia i bez podbicia napięciowego $B_{QZS} = 1$. Symulowane napięcie zasilania oraz pobierany prąd z sieci.

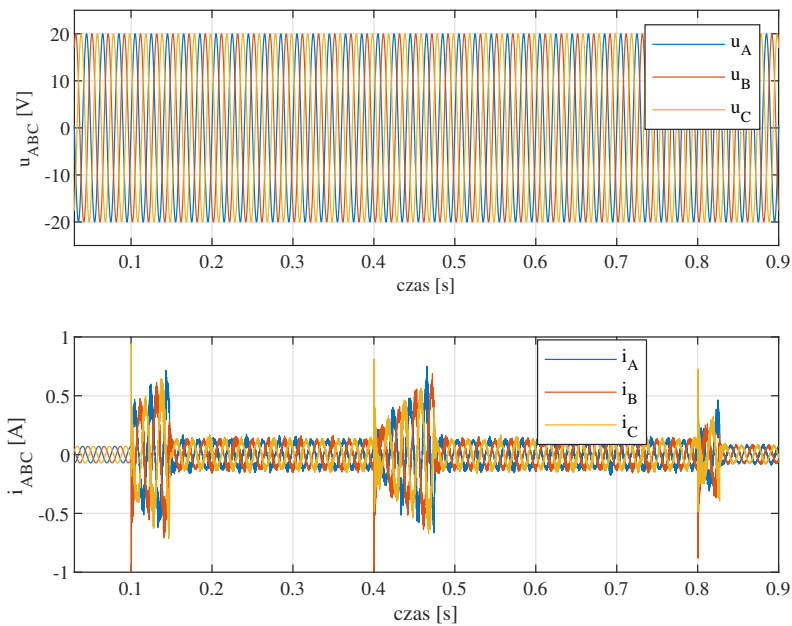
ustalonego przy prędkościach 200 rad/s i -200 rad/s jest niezerowy i osiąga bezwzględną wartość około 0,8 A. Także w trybie pracy z obciążeniem, napęd działa zgodnie z założeniami.

Na rysunku 2.8 przedstawiono przebieg prądu zasilania, którego amplituda początkowo była równa 70 mA, a następnie w stanie ustalonym po rozruchu wyniosła 0,12 A. Jest to spowodowane poborem prądu związanym z kompensacją momentu obciążenia.

Na rysunku 2.9 wykonano analogiczny test do badania przedstawionego na rysunku 2.7. Różnicą



RYSUNEK 2.7: Rozruch, nawrót i hamowanie napędu z obciążeniem o charakterze biernym i bez podbicia napięciowego $B_{QZS} = 1$. Symulowany prąd silnika i_q oraz jego prędkość.



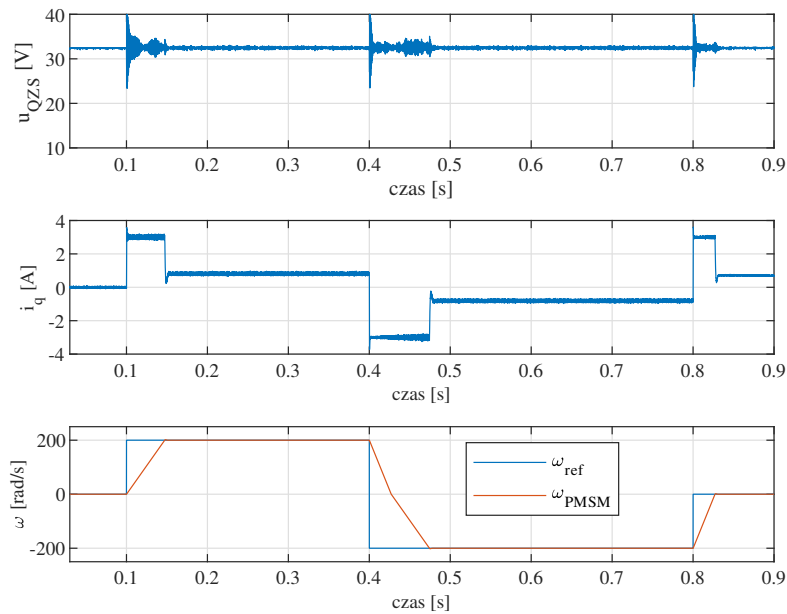
RYSUNEK 2.8: Rozruch, nawrót i hamowanie napędu z obciążeniem o charakterze biernym i bez podbicia napięciowego $B_{QZS} = 1$. Symulowane napięcie zasilania oraz pobierany prąd z sieci.

było tu wykorzystanie QZS z stałym podbiciem napięciowym równym $B_{QZS} = 1,67$ co odpowiada wartości wypełnienia stanu ST $D = 0,2$.

Dzięki podbiciu napięciowemu, wartość napięcia u_{QZS} wzrosła z 20 V do 32,5 V. To przekłada się na efektywne wzmocnienie napięciowe na wejściu do DMC, wynoszące 1,63. Pomnożenie zmierzonych napięcia przez współczynnik wzmocnienia DMC daje napięcie wyjściowe z przekształtnika QZSDMC równe 28,15 V. Łączne wzmocnienie napięciowe układu wyniosło zatem 1,41. Podbicie

napięciowe nie miało wpływu na prąd silnika i_q ani na jego prędkość. Napęd poprawnie osiągał zadane wartości zarówno prądu, jak i prędkości kątowej. Napięcie u_{QZS} wykazywało wyraźne oscylacje podczas okresów ograniczenia prądu i_q . Warto jednak zauważyć, że podobne oscylacje występowały również w układzie z $B_{QZS} = 1$.

Rysunek 2.10 zawiera napięcie zasilania oraz prąd pobierany przez układ podczas testu. Widać tutaj, że w trakcie gdy prędkość oraz prąd silnika równe są 0 to układ pobiera z transformatora prąd sinusoidalny o amplitudzie 0,22 A. Po rozruchu maszyny, w stanie ustalonym amplituda prądu wynosiła 0,27 A. Oznacza to, że napęd ze względu na podbicie napięciowe pobierał z sieci prąd o amplitudzie większej o 150 mA w porównaniu do układu bez stosowania QZS.

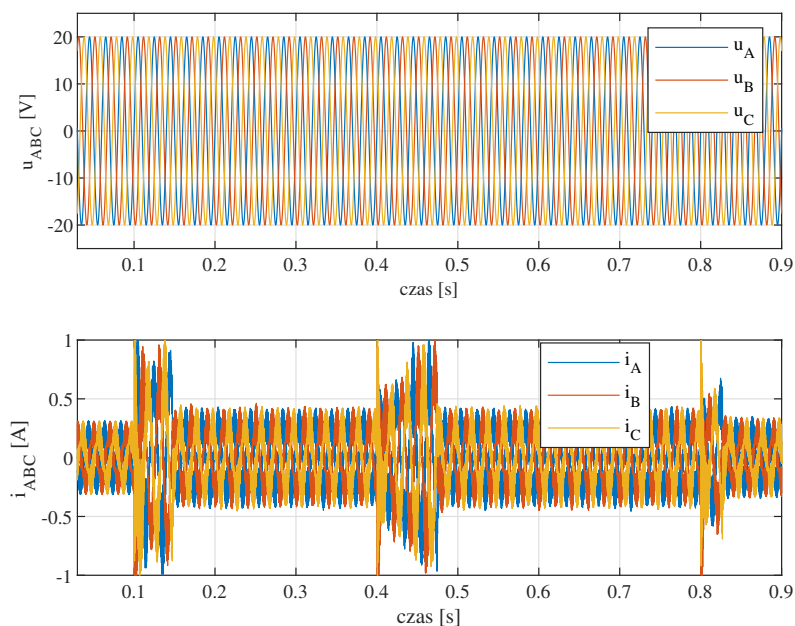


RYСУNEK 2.9: Rozruch, nawrót i hamowanie napędu z obciążeniem o charakterze biernym i z podbiciem napięciowym $B_{QZS} = 1,67$. Symulowane napięcie u_{QZS} , prąd silnika i_q oraz jego prędkość.

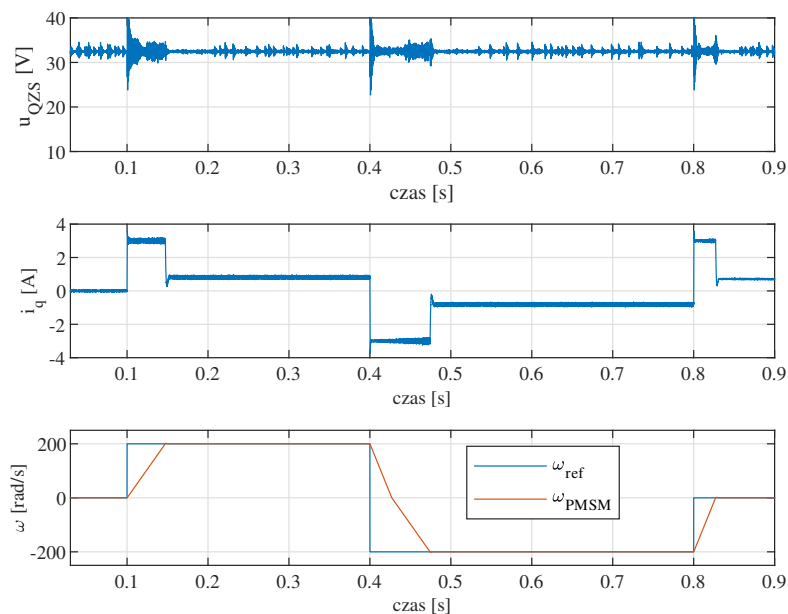
Ostatnim badaniem symulacyjnym przedstawianego cyklu pracy napędu było sprawdzenie działania układu przy sterowaniu napięcia u_{QZS} za pomocą regulatora PI w obecności obciążenia o charakterze biernym. Wartość zadana u_{QZS} została ustawiona na 32,5 V. Na rysunku 2.11 ponownie zaprezentowano napięcie u_{QZS} , prąd i_q oraz prędkości zadaną i mierzoną maszyny. Zastosowanie regulatora nie wpłynęło na zmienne stanu napędu. W porównaniu do rysunku 2.9 napięcie u_{QZS} posiada dodatkowe niedeterministyczne oscylacje. Amplituda prądu sieci (rysunek 2.12) w stanie ustalonym, przy $\omega = 200$ rad/s wynosiła 0,27 A. Gdy $\omega = 0$ rad/s to amplituda ta wynosiła 0,19 A.

Przedstawione powyżej testy potwierdzają poprawne działanie napędu PMSM zasilanego z QZSDMC. Pomimo zmian wartości podbicia napięciowego prędkość oraz prąd silnika zachowywały się tak samo w każdym z badań. Największa różnica dotyczyła pobieranego z sieci prądu. Włączanie podbicia napięciowego zwiększało zużywaną moc przez napęd.

W poprzednich badaniach napięcie u_{QZS} utrzymywane było na stałym poziomie. W pracy postanowiono również sprawdzić wpływ skoków napięcia u_{QZS} na napięcie znajdujące się na PMSM oraz na prąd pobierany z sieci (rysunek 2.13). W przedstawionym teście wał silnika wirował z prędkością 200 rad/s a prąd i_q posiadał wartość 2 A. Maszyna miała sztucznie zwiększony moment bezwładności tak, aby jej prędkość nie ulegała zmianom. Podbicie B_{QZS} zmieniano się w

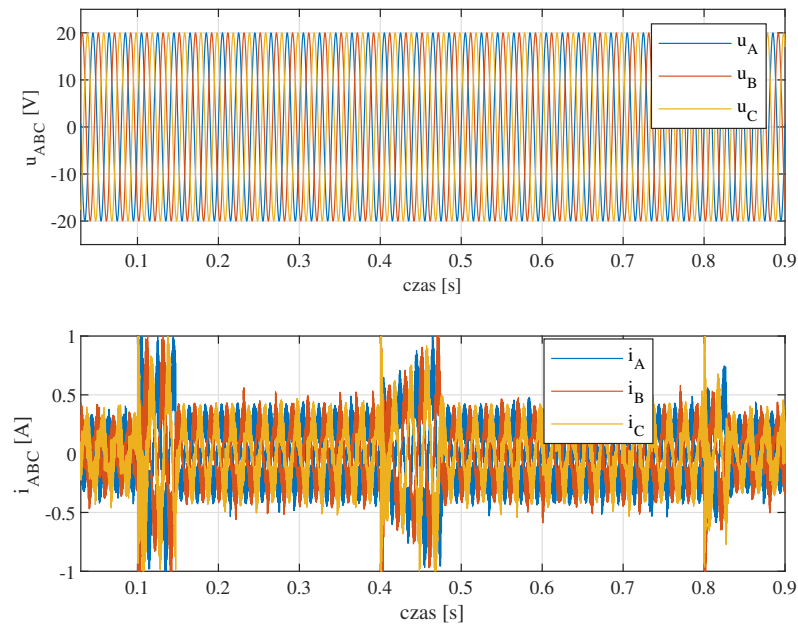


RYSUNEK 2.10: Rozruch, nawrót i hamowanie napędu z obciążeniem o charakterze biernym i z podbiciem napięciowym $B_{QZS} = 1,67$. Symulowane napięcie zasilania oraz pobierany prąd z sieci.

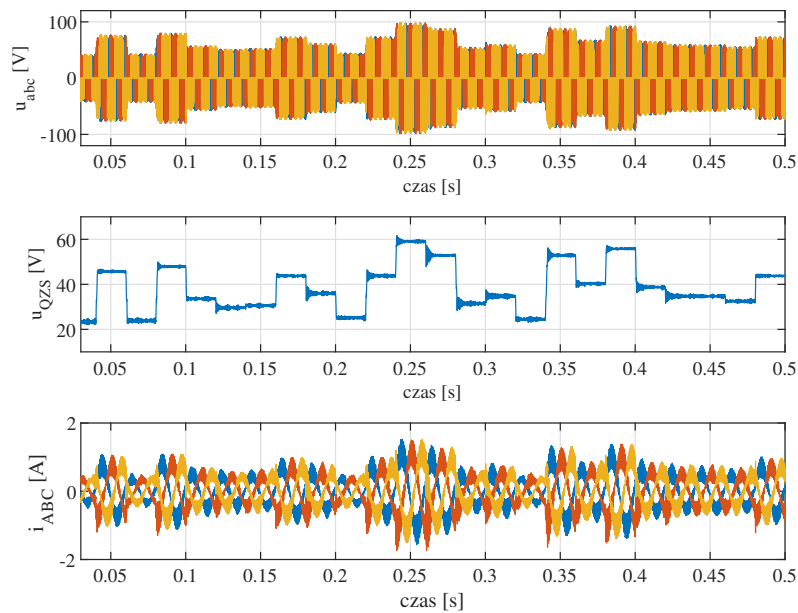


RYSUNEK 2.11: Rozruch, nawrót i hamowanie napędu z obciążeniem o charakterze biernym i z podbiciem napięciowym sterowanym za pomocą regulatora PI. Symulowane napięcie u_{QZS} , prąd silnika i_q oraz jego prędkość.

losowy sposób w zakresie od 1 do 3. Na wykresie 2.13 widać, że prąd pobierany z sieci jest skorelowany z wartością podbicia napięciowego. Podczas badań zauważono, że pobudzenie układu skokami prostokątnymi powodowało wzbudzenie się dużych oscylacji. Nawet niewielkie ograniczenie pochodnej sygnału podbicia napięciowego zmniejszało ich występowanie. Ograniczenie takie zostało zastosowane w przedstawionym teście.



RYSUNEK 2.12: Rozruch, nawrót i hamowanie napędu z obciążeniem o charakterze biernym i z podbiciem napięciowym sterowanym za pomocą regulatora PI. Symulowane napięcie zasilania oraz pobierany prąd z sieci.



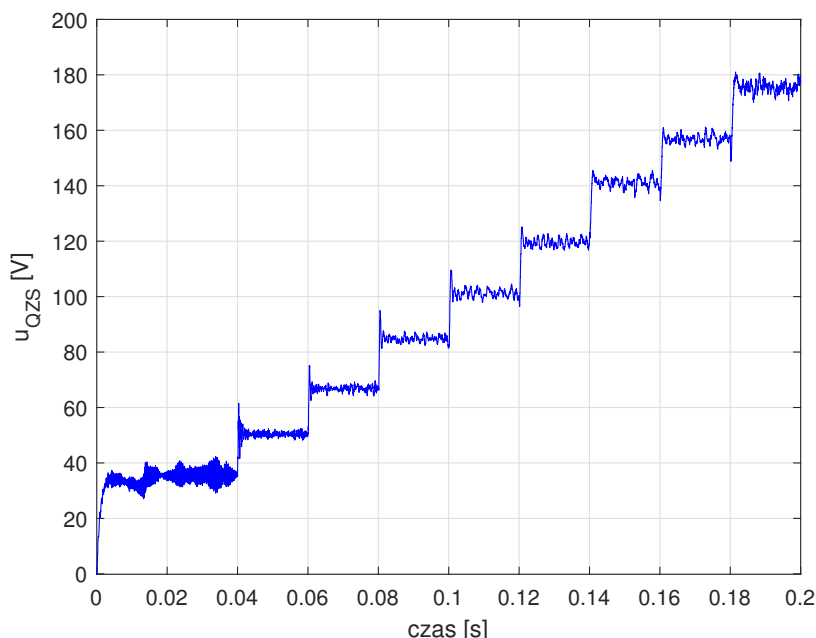
RYSUNEK 2.13: Odpowiedź napędu na pseudolosowe skoki wartości podbicia napięciowego B_{QZS} . Napięcie u_{abc} silnika, napięcie u_{QZS} pomiędzy przekształtnikami oraz prąd pobierany z sieci i_{ABC} .

2.3.3 Sterowanie napięciem u_{QZS}

Projektowanie systemów regulacji automatycznej najczęściej rozpoczyna się od zdobycia wiedzy o obiekcie sterowania. Jedną z metod wykorzystywanych do identyfikacji systemu jest podanie na jego wejście skoku jednostkowego. Sygnały te mogą mieć różną wartość ustaloną oraz opóźnienie czasowe. Wartości te są zależne od charakterystyki konkretnego obiektu. W przedstawionych badaniach, w trakcie symulacji zauważono, że wzbudzenie obiektu skokami jednostkowymi o róż-

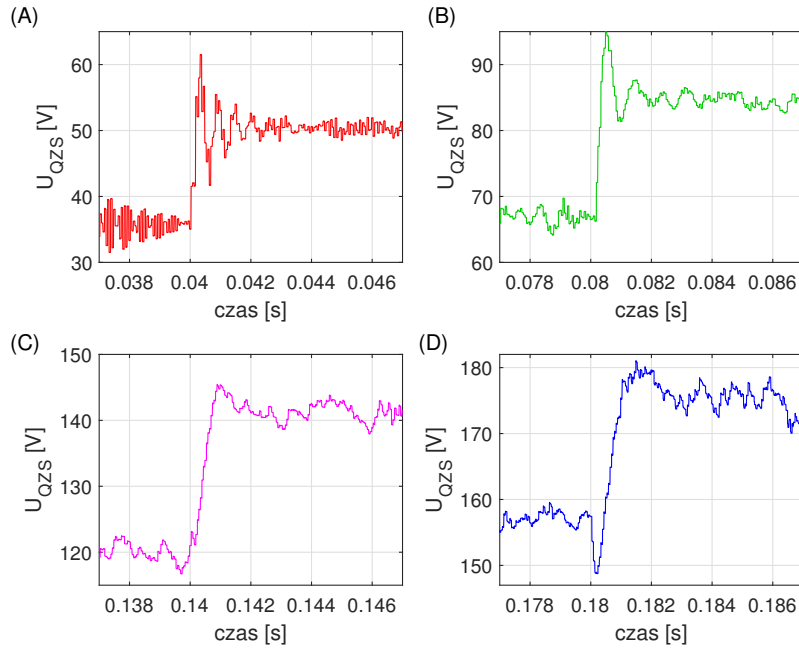
nej amplitudzie dawało różne odpowiedzi na wyjściu. Ze względu na tą obserwację postanowiono utworzyć sygnał wymuszający o kształcie schodkowym. Zmieniał się on co 0,02 s w zakresie od $B_{QZS} = 1$ do $B_{QZS} = 5$ z podziałem co 0,5. Pobudzenie takie umożliwiło sprawdzenie jak wysokość napięcia u_{QZS} wpływa na stałe czasowe i wzmocnienia obiektu. Odpowiedź QZS na opisany sygnał została przedstawiona na rysunku 2.14. Zauważyć tutaj można, że początkowa oscylacyjność zmniejsza się wraz ze wzrostem napięcia. Wzmocnienie obiektu nie ulega zmianie.

Na rysunku 2.15 przedstawiono napięcia u_{QZS} dla czterech wybranych skoków B_{QZS} o wartościach $\langle 1,5; 2,5; 4; 5 \rangle$. Jak widać zmienia się charakter oscylacji obiektu. Wraz ze zmniejszaniem się napięcia wyjściowego rośnie ich częstotliwość oraz spada tłumienie. Ze względu na wzrost tłumienia, częstotliwość oscylacji można wyznaczyć jedynie dla dwóch pierwszych skoków (A) oraz (B). Wynosiła ona odpowiednio 1845 Hz oraz 1152 Hz. Czas narastania wynosił dla odpowiedzi (A) 0,15 ms, dla (B) 0,15 ms, dla (C) 0,45 ms oraz dla (D) 0,5 ms. Można też zaobserwować pojawienie się nieminimalnofazowości w układzie. Ze względu na przedstawione zachowanie się obiektu postanowiono zbadać tą cechę na układzie rzeczywistym.

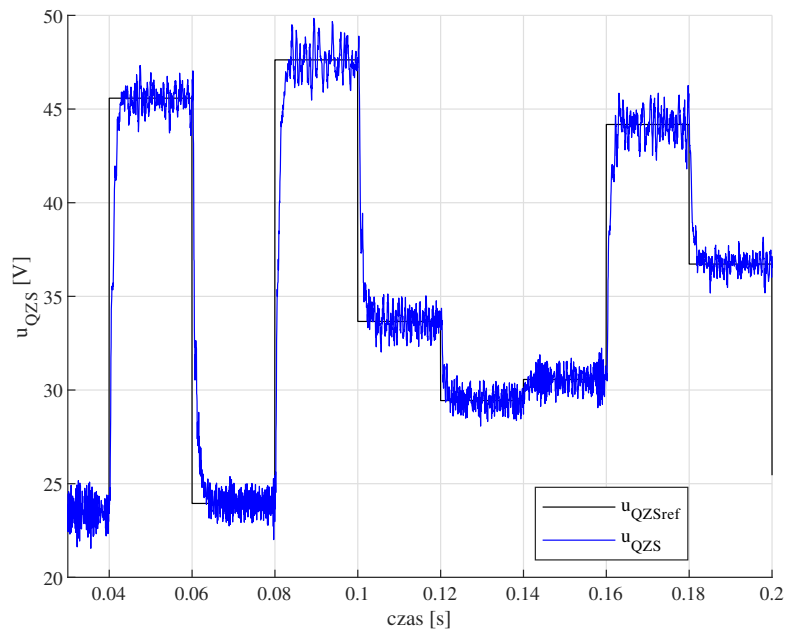


RYСУNEK 2.14: Odpowiedź przekształtnika QZS na skokowe zmiany podbicia napięciowego B_{QZS} .

Po wstępnej analizie obiektu postanowiono zaimplementować w symulacjach prosty regulator typu PI do sterowania wartością napięcia u_{QZS} . Założono, że niniejsze badanie będzie jedynie wstępnym sprawdzeniem koncepcji tworzenia układu regulacji. Z tego też powodu wzmocnienia regulatora zostały dobrane empirycznie w oparciu o wiedzę ekspercką zdobytą z identyfikacji obiektu. Oscylacyjny charakter systemu wymagał zastosowania regulatora o niewielkim K_P i dużym K_I . Efekty pracy regulatora zaprezentowano na rysunku 2.16. Wartością zadaną był sygnał pseudolosowy, zmieniający się w zakresie od 20 V do 60 V co 0,02 s. Na wykresie zauważyć można aperiodyczny charakter odpowiedzi obiektu oraz brak niegasnących oscylacji. Niniejszy test potwierdza możliwość zastosowania zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego z regulatorem liniowym do sterowania napięciem u_{QZS} w czasie krótszym niż pojedynczy okres sinusoidy napięcia sieciowego.



RYSUNEK 2.15: Wybrane wyniki symulacji zmian podbicia napięciowego $B_{QZS} = \langle 1,5; 2,5; 4; 5 \rangle$.



RYSUNEK 2.16: Sterowanie napięciem u_{QZS} za pomocą regulatora PI.

2.3.4 Praca napędu podczas zapadów napięcia

Zastosowanie napędu PMSM zasilanego z QZSDMC zawierającego regulowane napięcie u_{QZS} umożliwia wykonanie testów sprawdzających odporność układu na zapady napięcia sieciowego. Niewątpliwą zaletą zastosowania zamkniętej pętli napięcia jest w pełni automatyczne działanie układu, niewymagające dodatkowych urządzeń wykrywających stan awarii zasilania. Zasada działania oparta jest na utrzymywaniu stałej wartości napięcia referencyjnego, co zgodnie z przyjętą teorią sterowania, powinno w pewnym stopniu uodparniać układ na pojawiające się zewnętrzne

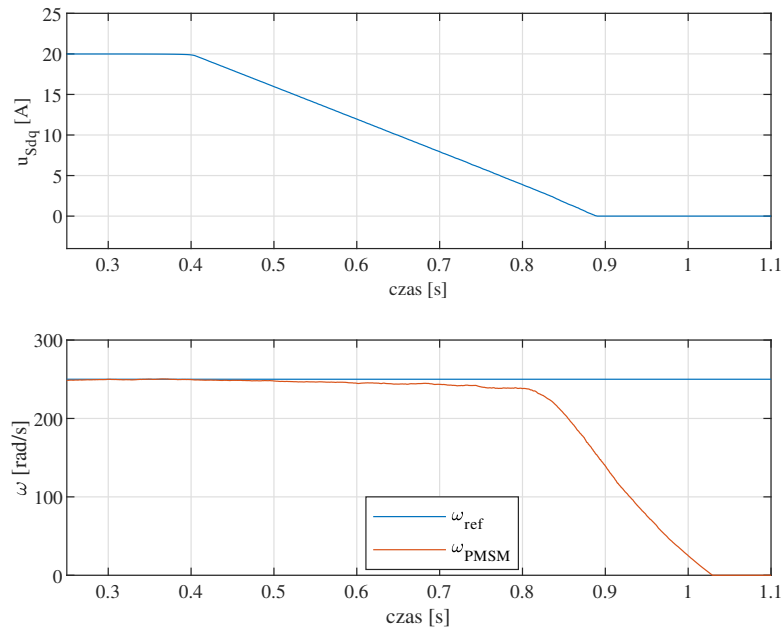
zakłócenia. W niniejszym podrozdziale postanowiono porównać zależność prędkości od napięcia zasilania dla układu zawierającego sterowanie u_{QZS} , do układu referencyjnego, czyli takiego, który nie wykorzystuje podbicia napięciowego. Badanie polegało na rozpędzeniu silnika do maksymalnej prędkości obrotowej osiąganego dla danego napięcia i ustawień przekształtnika, a następnie powolne zmniejszanie napięcia zasilania. W ten sposób możliwe będzie znalezienie punktu, w którym prędkość silnika zacznie opadać. W założeniu, napęd nie wykorzystujący podbicia napięciowego powinien zacząć zwalniać nawet przy niewielkim zmniejszeniu napięcia zasilającego. Testy te są ważne z dwóch powodów. Pierwszym z nich jest symulacyjne sprawdzenie czy koncepcyjnie istnieje możliwość kompensacji spadku napięcia sieciowego za pomocą podbicia napięciowego przekształtnika QZS. Drugim powodem jest sprawdzenie czy badania są możliwe do przeprowadzenia na układzie rzeczywistym. Zbudowane na potrzeby pracy stanowisko posiada pewne ograniczenia wpływające na metodykę prowadzenia eksperymentów. Jednym z nich jest potrzeba zabezpieczenia kluczy energoelektronicznych przekształtnika przed nadmiarowym prądem, mogącym doprowadzić do ich uszkodzenia. Postulat ten spełniony jest przez zastosowanie zasilacza laboratoryjnego zawierającego ograniczenie maksymalnego prądu. Drugie ograniczenie związane jest z zastosowaniem opisanego urządzenia zasilającego. Jego niewielka maksymalna wydolność prądowa wymaga od napędu pracy na sztucznie obniżonej maksymalnej prędkości kątownej wału. Osiągnięto to poprzez ograniczenie maksymalnego wypełnienia PWM w przekształtniku QZSDMC, co zgodnie ze wzorami 1.5 - 1.9 powinno ograniczyć maksymalną prędkość silnika przez zmniejszenie średniego w okresie napięcia na silniku. Ograniczenie to powinno zmniejszyć pobierany przez system prąd ze źródła zasilania. W badaniach symulacyjnych maksymalne wypełnienie PWM zostało ustawione tak, aby prędkość $\omega_{max} \approx 260$ rad/s dla napięcia zasilania 20 V.

Rysunek 2.17 zawiera przebieg napięcia zasilającego transformowanego do układu dq związanego z kątem fazowym sieci oraz prędkość kątową wału silnika PMSM wraz z jego wartościąadaną, dla napędu nie wykorzystującego QZS do podbijania napięcia u_{QZS} . Układ zawierał regulację prędkości i prądu maszyny. Prędkość zadana została ustawiona na 250 rad/s. W chwili czasowej 0,4 s rozpoczął się liniowy spadek wartości napięcia sieci, osiągając wartość 0 V w chwili $\approx 0,9$ s. Spadek prędkości osiąganego przez silnik rozpoczął się już w chwili 0,4 s. Początkowo był on niewielki i w chwili 0,8 s osiągnął 12 rad/s. Następnie po spadku napięcia poniżej $u_{S_{dq}} < 3,9$ V prędkość rozpoczęła gwałtowny spadek.

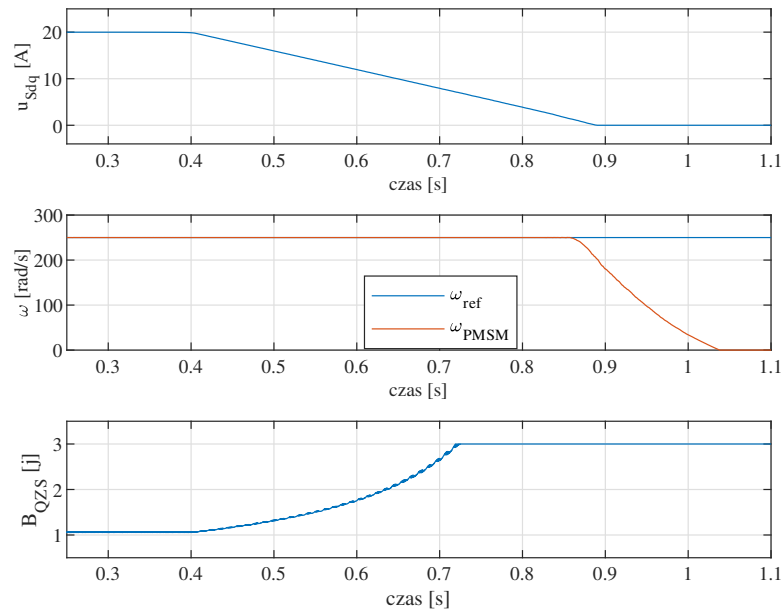
Rysunek 2.18 zawiera zapis napięcia zasilającego transformowanego do układu dq związanego z kątem fazowym sieci oraz prędkość kątową wału silnika PMSM wraz z jego wartościąadaną, dla napędu sterującego QZS tak, aby utrzymywać zadaną wartość u_{QZS} równą wartości napięcia zasilania. Układ zawierał regulację prędkości i prądu maszyny. Prędkość zadana została ustawiona na 250 rad/s. W chwili czasowej 0,4 s napięcie sieci rozpoczęło liniowy spadek, osiągając wartość 0 w chwili $\approx 0,9$ s. Spadek prędkości osiąganego przez silnik w przeciwieństwie do rysunku 2.17 był gwałtowny, jednakże rozpoczął się dopiero w chwili 0,86 s dla napięć poniżej $u_{S_{dq}} < 1,3$ V.

Porównanie zebranych wyników zostało wykonane na 2.19. Przedstawiono tutaj zależność prędkości kątownej PMSM od wartości napięcia zasilającego $u_{S_{dq}}$. Można tutaj zauważyć, że układ zawierający sterowanie u_{QZS} znacznie lepiej utrzymuje zadaną wartość prędkości niż układ nie wykorzystujący tego rozwiązania. Dodatkowo gwałtowny spadek prędkości następuje przy napięciu 2,6 V niższym niż w przypadku układu niesterowanego.

Rysunek 2.20 zawiera zapis napięcia zasilającego transformowanego do układu dq związanego z kątem fazowym sieci oraz prędkość kątową wału silnika PMSM wraz z jego wartościąadaną, dla napędu sterującego QZS tak, aby utrzymywać zadaną wartość u_{QZS} równą wartości napięcia zasilania. Układ zawierał regulację prędkości i prądu maszyny. Prędkość zadana została ustawiona na 250 rad/s. W chwili czasowej 0,4 s napięcie sieci rozpoczęło liniowy spadek, osiągając wartość



RYSUNEK 2.17: Utrzymanie stałej prędkości silnika przy spadku wartości napięcia sieciowego dla układu niewykorzystującego sterowanie napięciem QZS ($B_{QZS} = 1$).

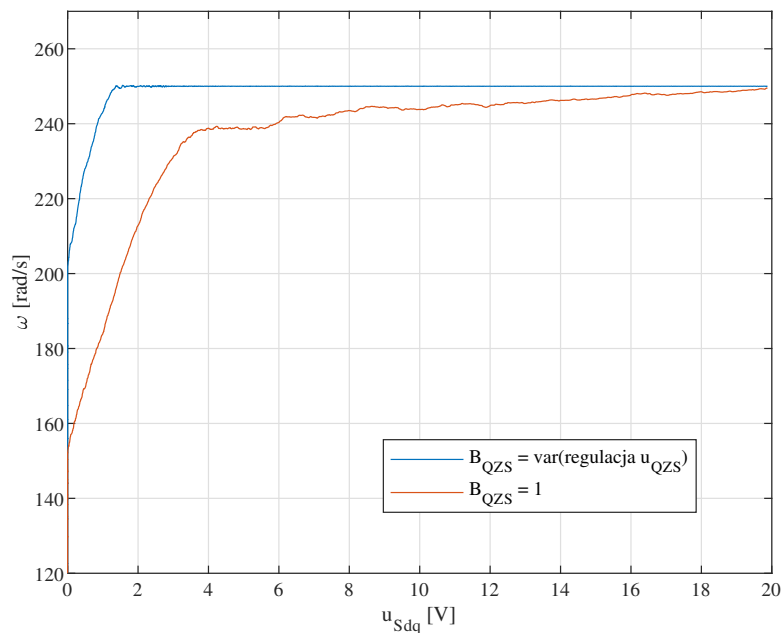


RYSUNEK 2.18: Utrzymanie stałej prędkości silnika przy spadku wartości napięcia sieciowego dla układu wykorzystującego sterowanie napięciem QZS ($B_{QZS} = var$).

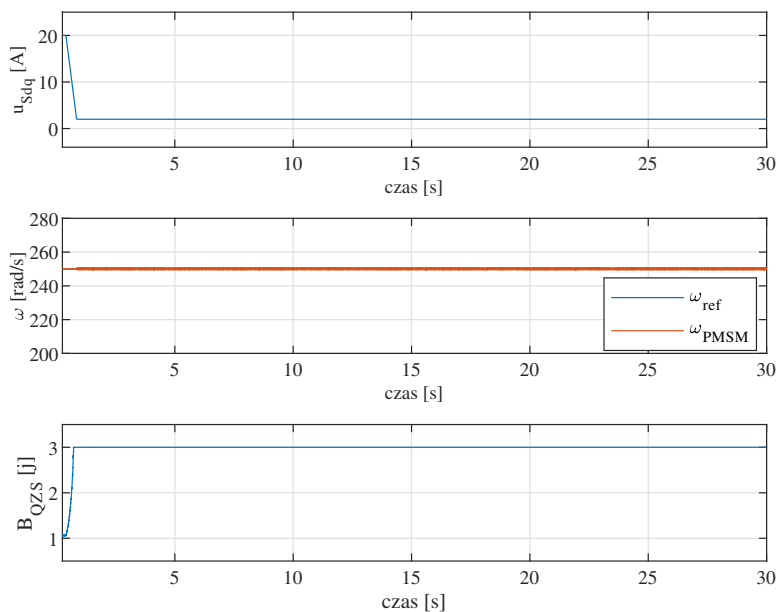
2 V w chwili $\approx 0,85$ s. Następnie napięcie to było utrzymywane w sposób ciągły przez ≈ 29 s (do końca symulacji). Zauważyć tutaj można, że napęd z PMSM poprawnie utrzymywał wartość zadaną prędkości pomimo ciągłego stanu obniżonego napięcia zasilania.

2.4 Podsumowanie badań symulacyjnych

1. Zaproponowano strukturę układu pomiaru i sterowania napięciem u_{QZS} .



RYSUNEK 2.19: Wpływ zmian napięcia zasilania na utrzymywaną prędkość silnika PMSM z zamkniętą pętlą regulacji prędkości. Wyniki dla układów z $B_{QZS} = 1$ oraz $B_{QZS} = \text{var}$.



RYSUNEK 2.20: Wpływ ciągłego obniżenia napięcia zasilającego do 10% wartości nominalnej na utrzymywaną prędkość silnika PMSM z zamkniętą pętlą regulacji prędkości.

2. Wykazano, że w zaproponowanej strukturze napędu zmiany podbicia napięciowego B_{QZS} nie wpływają negatywnie na regulację prądu i prędkości silnika PMSM.
3. Potwierdzono, że zwiększanie podbicia napięciowego B_{QZS} zwiększa pobierany przez układ prąd ze źródła zasilania.
4. Potwierdzono, że możliwa jest skokowa zmiana wartości podbicia napięciowego B_{QZS} .

5. Wykazano, że charakter odpowiedzi skokowej napięcia u_{QZS} zmienia się w zależności od wartości podbicia napięciowego B_{QZS} .
6. Udowodniono, że możliwe jest sterowanie wartością napięcia u_{QZS} w czasie krótszym niż jeden okres sinusoidy napięcia sieciowego.
7. Udowodniono, że zaproponowany układ sterowania automatycznie kompensuje zapady napięcia zasilania i umożliwia zachowanie stałej prędkości napędu dla szerszego zakresu zapadów napięć zasilających niż układ niezawierający sterowania QZS.
8. Udowodniono, że zaproponowany układ sterowania umożliwia zachowanie stałej prędkości napędu nawet jeśli stan zapadu napięcia utrzymuje się w sposób ciągły.

Rozdział 3

Budowa stanowiska

Jedną z nieodzownych części metodologii badawczej jest weryfikacja eksperymentalna testów wykonanych symulacyjnie. W trakcie powstawania niniejszej pracy wykorzystanie przekształtników QZSDMC ogranicza się jedynie do zagadnień laboratoryjnych. Z tego powodu niemożliwe jest zakupienie gotowego stanowiska do przeprowadzania badań rzeczywistych. Na potrzeby niniejszych badań postanowiono więc od podstaw zaprojektować i zbudować stanowisko laboratoryjne do badania napędu PMSM zasilanego za pomocą przekształtnika matrycowego typu Quasi-Z-Source. W niniejszym rozdziale opisano stworzony obiekt, unikając przy tym zbytniego zagłębiania się w techniczne szczegóły.

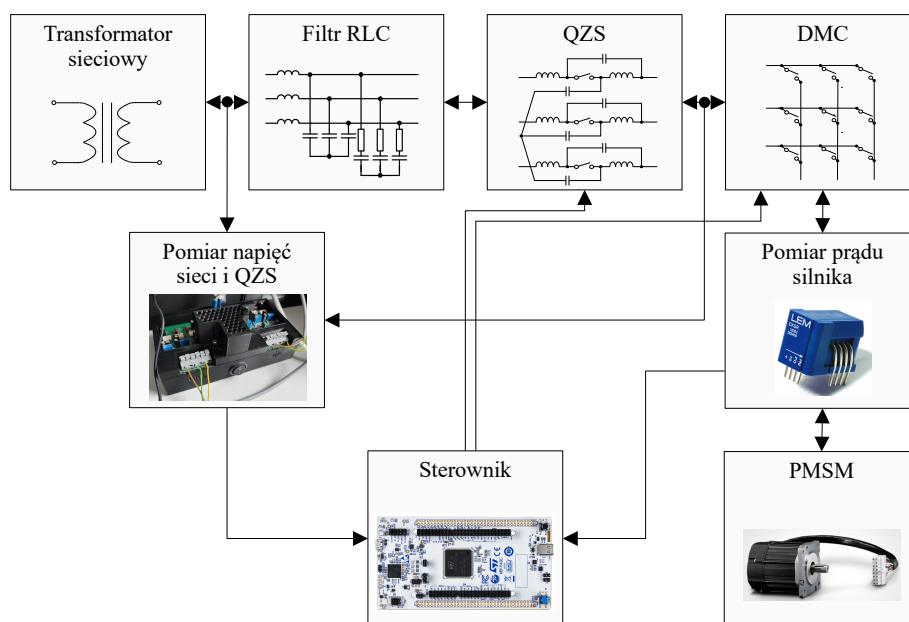
3.1 Założenia projektowe

Badania literaturowe oraz symulacyjne pozwoliły na zgłębienie tematu budowy i funkcjonowania przekształtnika QZSDMC. Charakterystyka podbicia napięciowego QZS w idealnym układzie (rysunek 1.23), oraz wzór, na podstawie którego został wygenerowany ten wykres (1.46), ukazują techniczne wyzwania związane z projektem urządzenia. Głównym z nich jest teoretycznie nieskończone wzmocnienie napięciowe, które może prowadzić do szybkiej awarii systemu. Rzeczywiste podbicie napięciowe, przedstawione na rysunku 1.26 i opisane za pomocą wzoru 1.54, wprowadza ograniczenia dotyczące maksymalnego napięcia, jakie może osiągnąć urządzenie. Podczas projektowania stanowiska zdecydowano się zachować szczególną ostrożność, starając się minimalizować wielkość, maksymalne używane napięcia oraz koszty komponentów wykorzystanych do budowy przekształtnika. W założeniu, nawet w przypadku błędu lub awarii, niewielkie napięcia zasilania, podbite kilkukrotnie, nie powinny przekraczać wartości niebezpiecznych ani dla urządzenia, ani dla personelu. Chociaż konstrukcja stanowiska od podstaw wiązała się z szeregiem wyzwań, zarówno konstrukcyjnych jak i programistycznych, to nie są one elementem niniejszej rozprawy.

Schemat blokowy stanowiska został przedstawiony na rysunku 3.1. Każdy moduł stanowiska, reprezentowany jako pojedynczy blok na schemacie, jest połączony z pozostałymi za pomocą złączy elektrycznych, które umożliwiają odłączenie danej części. Napęd został zaprojektowany w sposób modułowy, co umożliwi łatwą wymianę elementów lub ich reorganizację:

- Zasilanie - wykorzystano transformator trójfazowy o amplitudzie napięcia sinusoidalnego wynoszącej 20 V. Układ ten jest integralną częścią laboratorium dydaktycznego z elektroniki i energoelektroniki. Dodatkowo używany był dwukanałowy zasilacz laboratoryjny, oferujący maksymalne napięcie 30 V na kanał oraz maksymalny prąd 3 A. Posiadał on funkcję ograniczenia prądowego, co pomogło zabezpieczyć przekształtnik przed przegrzaniem.

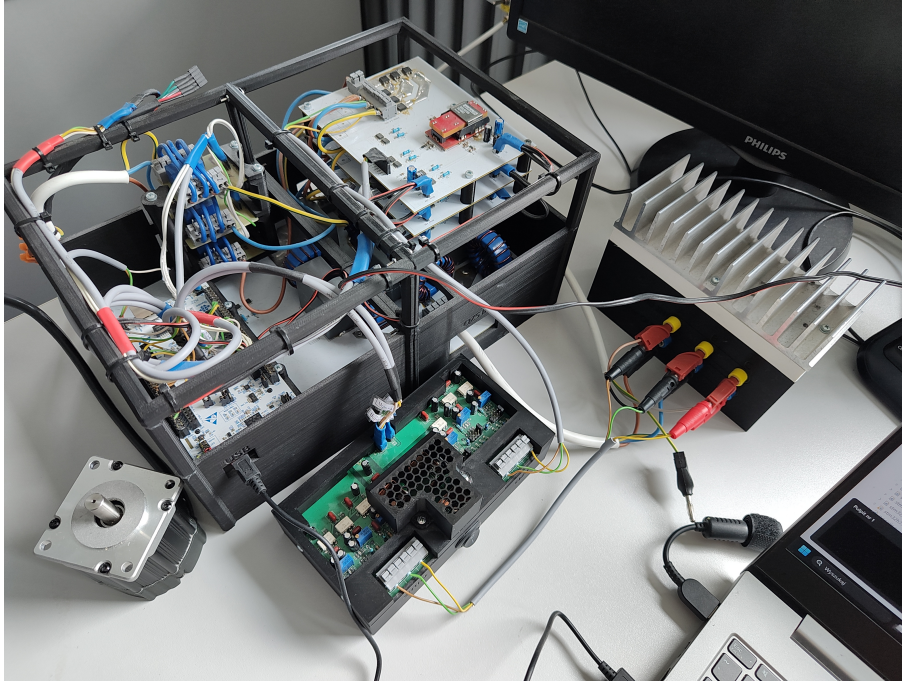
- Filtr sieciowy - podczas badań symulacyjnych zauważono, że brak filtracji sieci przed przekształtnikiem może prowadzić do powstania znacznych zniekształceń pobieranego prądu. Analizy te wykazały również możliwość wydzielania się mocy strat na rezystorach tłumiących, dlatego postanowiono zamontować je na radiatorze. Filtr został zrealizowany zgodnie ze schematem ideowym przedstawionym na rysunku 2.2.
- Quasi-Z-Source - jest to przekształtnik typu boost i główny element, który może potencjalnie uszkodzić stanowisko poprzez podbicie napięcia do wartości niebezpiecznych. Płytę PCB przekształtnika zaprojektowano z myślą o prawidłowej pracy przy co najmniej 400 V pomiędzy fazami układu. Dodatkowo zastosowano szerokie i ocynowane ścieżki, umożliwiające przepływ dużej mocy.
- Bezpośredni przekształtnik matrycowy - jest to element przekazujący potencjalnie wysokie napięcia z QZS do silnika. Jego PCB zostało zaprojektowane z myślą o pracy przy co najmniej 400 V pomiędzy fazami układu oraz przepływie dużej mocy. Dodatkowo sam przekształtnik został wykonany modułowo, co umożliwi łatwą wymianę uszkodzonych gałęzi kluczy.
- Układ pomiarowy prądu silnika - został dostosowany do prądu znamionowego silnika PMSM.
- Układ pomiarowy napięcia QZS - powinien zawierać dwa izolowane (niezależne) układy pomiaru napięcia: sieciowy, pracujący w zakresie do 50 V oraz QZS, pracujący w czterech różnych zakresach: 200 V, 150 V, 100 V oraz 50 V, wybieranych za pomocą zworek. Decyzja ta wynikała z niepewności co do maksymalnego podbicia napięciowego osiąganego przez QZS. Brak gotowych rozwiązań wymagał przeprowadzenia symulacji układu elektronicznego w oprogramowaniu LTSpice oraz jego zaprojektowania od podstaw.
- Silnik synchroniczny o magnesach trwałych - silnik powinien mieć napięcie znamionowe mniejsze niż 100 V, ale wyższe niż 40 V, aby uniknąć jego uszkodzenia przy dwukrotnym zwiększeniu napięcia zasilania. Dodatkowo napięcie znamionowe powinno być możliwie jak najniższe, aby uniknąć ograniczenia zakresu prędkości maksymalnej.



RYSUNEK 3.1: Schemat blokowy stanowiska.

3.2 Projekt i budowa

Przedstawione powyżej założenia projektowe zostały zrealizowane podczas budowy stanowiska. Płyty PCB, stanowiące jego najważniejszą część, zostały zamocowane do konstrukcji zaprojektowanych w środowisku Autodesk Inventor i wyprodukowanych w technologii druku 3D. Stanowisko zachowało modułowy charakter, co umożliwi łatwą wymianę uszkodzonych elementów. Przygotowane do badań urządzenie pokazano na rysunku 3.2.



RYSUNEK 3.2: Zdjęcie stanowiska laboratoryjnego do badań napędu PMSM zasilanego z bezpośredniego przekształtnika matrycowego typu Quasi-Z-Source.

Filtr sieciowy RLC

Filtr sieciowy służący do minimalizacji zniekształceń prądu po stronie zasilania wykonano zgodnie ze schematem przedstawionym na rysunku 2.2. Jego parametry zostały obliczone na podstawie wzorów 2.10-2.12 zaczerpniętych z literatury [90]. Podobnie jak podczas badań symulacyjnych wartość pojemności filtra C_f została dobrana arbitralnie a następnie na jej podstawie obliczono pozostałe parametry. Metodyka taka zgodna jest z zasadą minimalizacji zmiennych wykorzystanych podczas projektowania. Parametry filtra zgodne są z parametrami wykorzystanymi w symulacjach i zamieszczono je w tabeli 3.1.

Rezystory tłumiące filtra zostały zamontowane na radiatorze a jego obudowa została wykonana technologią druku 3D. Zdjęcie gotowego urządzenia przedstawiono na rysunku 3.3.

TABELA 3.1: Parametry rzeczywistego filtra sieciowego RLC.

Parametr	Zmienna	Wartość
indukcyjność filtra	L_f	375 μH
pojemność filtra	C_f	0,3 μF
pojemność tłumiąca	C_{ft}	1,2 μF
rezystancja tłumiąca	R_{ft}	35 Ω



(A) montaż na stanowisku.



(B) pojedynczy moduł pomiaru prądu LEM CKSR 6-np.

RYSUNEK 3.3: Zdjęcia układu pomiaru prądu silnika PMSM.

Quasi-Z-Source

Przekształtnik QZS zbudowano zgodnie ze schematem przedstawionym na rysunku 1.21. Zastosowano w nim dwustronne klucze energoelektroniczne w konfiguracji o wspólnym emiterze, tak jak pokazano na rysunku 1.8B. Dzięki wykorzystaniu driverów 1EDI05I12AFXUMA1 osiągnięto pełną izolację galwaniczną pomiędzy układem mocy a układem sterowania. W przekształtniku wykorzystano tranzystory IGBT STGD8NC60KDT4 o napięciu znamionowym 600 V i prądzie 15 A.

Zapewnienie odpowiednich izolowanych napięć do zasilania driverów oraz kluczy energoelektronicznych stanowiło znaczące wyzwanie. W tym celu użyto modułów izolowanych źródeł napięcia MGJ6T05F24MC, które mogą być zasilane napięciem 5 V a na wyjściu generują trzy izolowane napięcia o potencjale 24 V. Zgodnie z zaleceniami producenta, napięcia wyjściowe zostały przesunięte do dwóch potencjałów: $U_{min} = -8$ V oraz $U_{max} = 16$ V za pomocą układu zawierającego elementy RC oraz diody zenera BZX84C8V2.

Publikacje opisujące metody analityczne doboru parametrów pasywnych QZS zazwyczaj zakładają stałe podbicie napięciowe i amplitudę zasilania przekształtnika [45]. W przypadku przedstawianego stanowiska napięcie zasilania może być zmienne a podbicie QZS będzie zmieniać się w sposób skokowy nawet kilka razy w ciągu jednej sekundy. Przedstawione w literaturze podejście do doboru parametrów pasywnych nie dawało zadowalających rezultatów. Z tego też powodu postanowiono wykorzystać model symulacyjny do ich optymalizacji. W funkcji celu brano pod uwagę uchyb regulacji napięcia, uchyb regulacji prędkości oraz prąd pobierany z sieci. Znalezione wartości indukcyjności i pojemności QZS, po zaokrągleniu przedstawiono w tabeli 3.2.

Płyta PCB została wykonana na podstawie schematu ideowego przedstawionego na rysunku B.1. Podczas jej projektowania zapewniono duże odległości pomiędzy fazami przekształtnika, zapewniające izolację galwaniczną wytrzymującą co najmniej 400 V. Projekt przedstawiono na rysunkach B.2 oraz B.3.

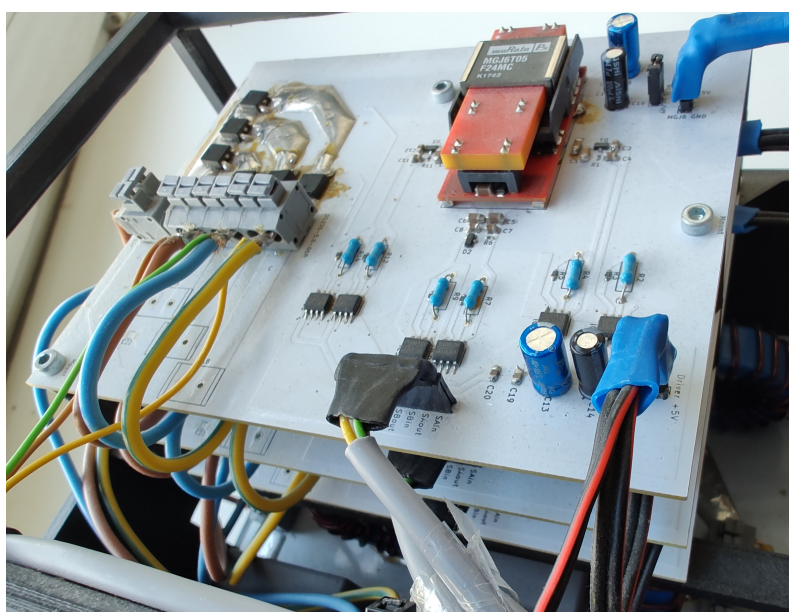
TABELA 3.2: Parametry pasywne zbudowanego przekształtnika QZSDMC.

Parametr	Zmienna	Wartość
indukcyjność QZS	L_{ABC}	30 μ H
pojemność QZS	C_{ABC}	10 μ F

Bezpośredni przekształtnik matrycowy

Bezpośredni przekształtnik matrycowy zbudowano zgodnie ze schematem pokazanym na rysunku 1.7. Budowa, sterowanie i zasilanie kluczy energoelektronicznych zostało wykonane tak jak w przypadku QZS.

DMC podzielono na moduły zawierające po trzy klucze, co oznacza, że na jednej płycie PCB znajdował się dokładnie jeden moduł zasilania izolowanego. Każda z płyt DMC była odpowiedzialna za obsługę trzech wejściowych faz sieci oraz jednej wyjściowej fazy silnika PMSM. Schemat ideowy bezpośredniego przekształtnika matrycowego przedstawiono w dodatku B na rysunku B.4. Projekt płyty PCB pokazano na rysunkach B.5 i B.6. Można tutaj zauważyć wyraźne odseparowanie elementów należących do osobnych faz przekształtnika. Pary tranzystorów należące do pojedynczego klucza umiejscowiono możliwie jak najbliżej siebie i połączono za pomocą szerokich ścieżek, które następnie zostały ocynowane. Zdjęcie przekształtnika zamieszczono na rysunku 3.4.



RYSUNEK 3.4: Zdjęcie bezpośredniego przekształtnika matrycowego wykorzystanego w stanowisku.

Pomiar prądu

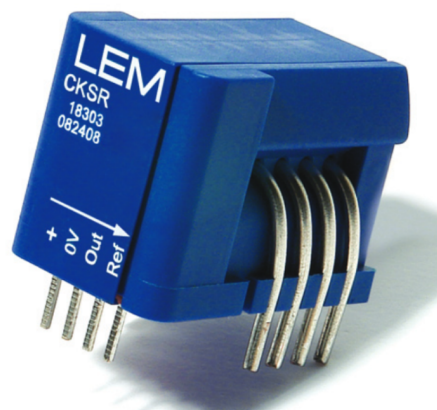
Układ pomiaru prądu został zbudowany jako trzy osobne płyty PCB łączące linie zasilające oraz sygnały z modułu sterowania do elementu pomiarowego (rysunek 3.5A). Elementem tym był LEM CKSR 6-NP przedstawiony na rysunku 3.5B. Jest to urządzenie mierzące prąd przepływający przez jego wejścia pomiarowe na podstawie strumienia magnetycznego przez niego generowanego. Układ posiada zakres prądu mierzonego ± 6 A RMS oraz kompensowaną pętlę pomiaru prądu, zwiększającą jej dokładność.

Pomiar napięcia

Algorytmy sterowania stanowiska rzeczywistego wymagają informacji o pomiarach napięcia zasilania oraz napięcia pomiędzy QZS a DMC. W niniejszej pracy układ taki został zaprojektowany i zbudowany od podstaw. Schemat ideowy stanowiska (rysunek B.7) oraz projekt PCB (rysunki B.8 i B.9) zostały zamieszczone w dodatku . PCB zostało podzielone na dwa niezależne, w pełni analogowe, układy pomiarowe. Izolacja galwaniczna jest tutaj kluczowa, ponieważ różnica potencjałów



(A) montaż na stanowisku.



(B) pojedynczy moduł pomiaru prądu LEM CKSR 6-np.

RYSUNEK 3.5: Zdjęcia układu pomiaru prądu silnika PMSM.

mierzonych napięć może wynosić setki voltów. Układ pomiarowy oparty jest o rezystancyjny dzielnik napięcia ze sztucznym potencjałem zerowym. Różnica potencjałów pomiędzy sztucznym zerem a punktem pomiarowym jest wzmacniana przez wzmacniacze operacyjne, a następnie przekazywana do układu przetwornika analogowo-cyfrowego znajdującego się na sterowniku. Układ został zaprojektowany tak, aby zakres pomiaru napięcia zasilania wynosił ± 50 V, a zakres napięć QZS był możliwy do ustawienia za pomocą zworek: 50 V, 100 V, 150 V oraz 200 V.

Ze względów bezpieczeństwa układ mocy został oddzielony od układu cyfrowego za pomocą liniowych transoptorów IL300, posiadających napięcie skutecznej izolacji równe 5300 V.

Zaprojektowane PCB wymagało zastosowania dwóch izolowanych źródeł zasilania o minimalnej ilości zakłóceń. Zdecydowano się więc na wykorzystanie dwóch baterii 9 V. Rozwiązanie to, połączone ze stabilizatorem napięcia, nie wprowadza dodatkowego szumu pomiarowego.

Działanie układu pomiaru napięcia zostało porównane do pomiaru wykonywanego za pomocą izolowanych sond napięciowych podłączonych do oscyloskopu. Wartości napięcia u_{QZS} zostały znormalizowane pod względem amplitudy i przedstawione na rysunku 3.7. Przetwarzanie danych polegało na synchronizacji oraz transformacji surowego zapisu napięcia do układu współrzędnych dq związanych z kątem fazowym zasilania. Na rysunku widoczne są gwiazdki reprezentujące punkty pomiarowe wykonywane przez sterownik oraz linie ciągłe reprezentujące pomiary wykonane przez oscyloskop. Mierzone przez sterownik napięcia poprawnie odwzorowuje charakter pomiaru oscyloskopowego.

Sterownik

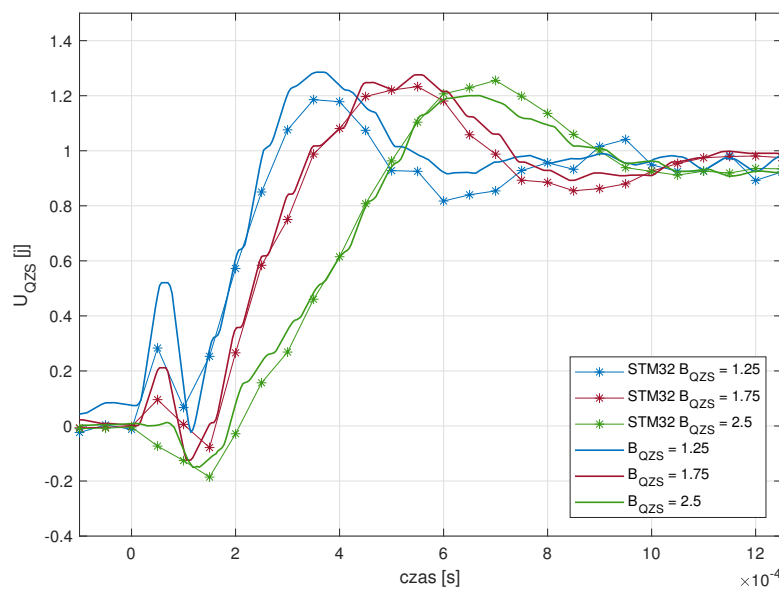
Sterownik stanowiska został oparty o płytę ewaluacyjną NUCLEO-H723ZG wykorzystującą mikrokontroler STM32H723ZGT6U. Zdjęcie poglądowe płyty NUCLEO przedstawiono na rysunku 3.8). Układ ten należy do rodziny 32-bitowych procesorów o wysokiej mocy obliczeniowej z rdzeniem ARM Cortex-M7 taktowanych z częstotliwością 550 MHz. Rdzeń układu zawiera moduł zmiennoprzecinkowy (ang. floating-point unit, FPU) wspierający typy danych podwójnej i pojedynczej precyzji. Układ wyposażony jest w szybkie pamięci flash o pojemności do 1 MB oraz 564 KB pamięci RAM. Układ posiada peryferia umożliwiające przyspieszenie funkcji matema-



(A) widok z góry.

(B) widok aksonometryczny.

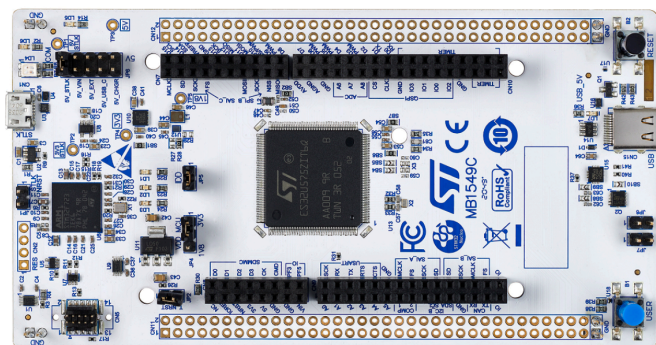
RYSUNEK 3.6: Zdjęcie układu pomiaru napięcia zasilania oraz QZS.

RYSUNEK 3.7: Wybrane znormalizowane skoki napięcia u_{QZS} – porównanie pomiarów oscyloskopem oraz za pomocą układu mikroprocesorowego.

tycznych i arytmetycznych (koprocesor CORDIC do funkcji trygonometrycznych oraz jednostkę FMAC do funkcji filtrujących). Dodatkowo zawiera on trzy przetworniki analogowo-cyfrowe, dwa przetworniki cyfrowo-analogowe, cztery uniwersalne liczniki 32-bitowe, dwanaście uniwersalnych liczników 16-bitowych, w tym dwa liczniki PWM oraz generator liczb losowych. Posiadają również standardowe i zaawansowane interfejsy komunikacyjne.

NUCLEO-H723ZG wyróżnia się szeroką dostępnością oraz doskonałym stosunkiem mocy obliczeniowej do ceny. Dzięki zastosowaniu PCB z wyprowadzeniami typu Goldpin, możliwe było łatwe połączenie z pozostałymi układami przekształtnika. Procesor został wykorzystany do obsługi wszystkich elementów stanowiska związanych ze sterowaniem i pomiarami, w tym QZSDMC, regulacją i pomiarami prędkości, prądów oraz napięcia QZS. Dodatkowo, zapewniał zapisywanie danych pomiarowych i stanowił interfejs komunikacyjny z komputerem typu PC.

Autor wykorzystał środowisko STM32Cube w wersji 1.11.0 do napisania całości oprogramowania sterownika.



RYSUNEK 3.8: Zdjęcie płyty ewaluacyjnej NUCLEO-H723ZG.

Silnik synchroniczny o magnesach trwałych

Do przeprowadzenia badań na układzie rzeczywistym wybrano PMSM firmy Teknic o numerze katalogowym M2310P-LN-04K (rysunek 3.9). Maszyna spełnia wymogi ceny, wielkości oraz napięcia znamionowego stawiane w projekcie. Z urządzeniem zintegrowany jest enkoder inkrementalny o rozdzielczości 4000 impulsów na pojedynczy obrót. Parametry maszyny przedstawiono w tabeli 3.3.



RYSUNEK 3.9: Zdjęcie badanego silnika PMSM.

TABELA 3.3: Parametry rzeczywistego silnika PMSM.

Parametr	Zmienna	Wartość
napięcie maksymalne	u_{max}	40 V
napięcie znamionowe	u_n	24 V
stała momentu elektromagnetycznego	k_M	$0,0122 \frac{N \cdot m}{A}$
ilość par biegunów	p	3
rezystancja stojana	R_s	$0,72 \Omega$
indukcyjność w osi d	L_d	$336 \mu H$
indukcyjność w osi q	L_q	$336 \mu H$
prąd znamionowy	i_n	7,1 A
rozdzielczość enkodera	-	4000 imp/obr

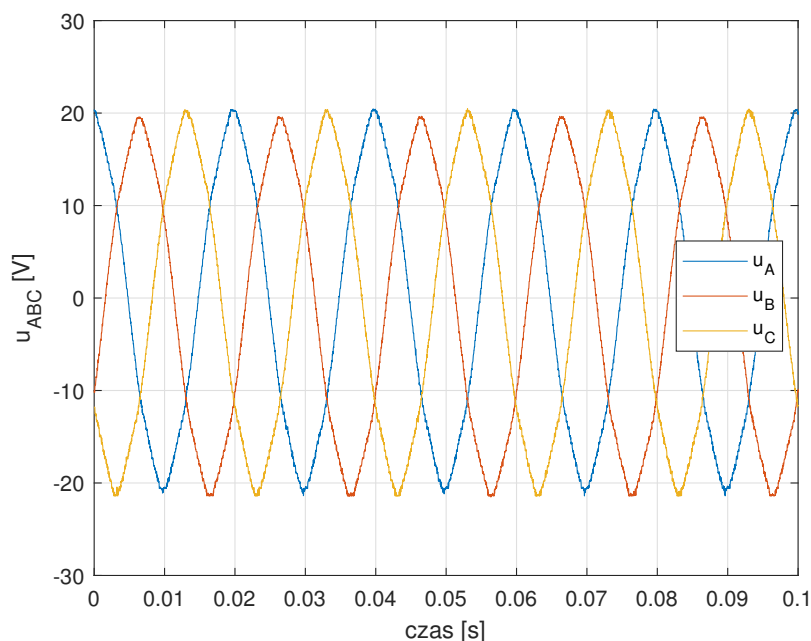
Rozdział 4

Badania eksperymentalne

Przedstawiony w poprzednim rozdziale prototyp napędu PMSM zasilanego bezpośrednim przekształtnikiem matrycowym typu Quasi-Z-Source posłużył do przeprowadzenia badań związanych ze sterowaniem tego typu układów. Badania te wykonano w celu potwierdzenia poprawnej pracy przekształtnika oraz jego użyteczności w zmniejszaniu wpływu zapadów napięcia na układy napędowe.

4.1 Analiza pracy napędu z QZSDMC

Podczas badań przedstawionych w niniejszym podrozdziale napęd PMSM zasilany jest z trójfazowego transformatora o amplitudzie napięcia sinusoidalnego równego 20 V. Napięcie zasilania mierzone pomiędzy przewodem neutralnym a fazami A, B i C przedstawiono na rysunku 4.1.



RYSUNEK 4.1: Trójfazowe napięcie zasilające napęd PMSM.

Poniższe badania skupiły się na analizie zachowania się napędu z regulacją prędkości, w trzech typowych dla tego rodzaju układów trybach pracy, zarówno pod obciążeniem, jak i bez niego. Maszyna, podczas każdego testu wykonywała rozruch, osiągając wartość zadaną prędkości równą

$\omega_{ref} = 200$ rad/s, nawrót do prędkości równej $\omega_{ref} = -200$ rad/s oraz hamowanie. Po zatrzymaniu się napędu wartość prądu referencyjnego ustawiana była na $i_{qref} = 0$ A.

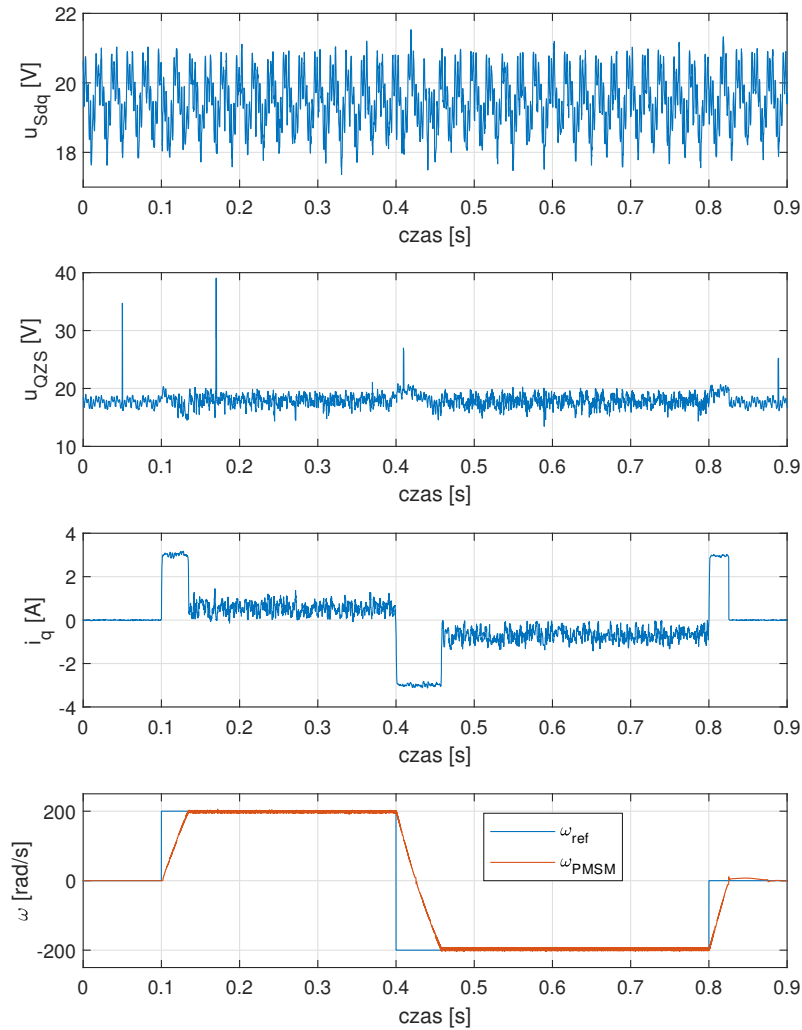
Pierwszym testem była praca układu bez obciążenia oraz bez wykorzystywania podbicia napięciowego. W tym trybie QZS działał jako część filtra sieciowego a modulacja wykonywana była tak, jakby PMSM sterowany był z DMC. Wyniki przedstawiono na rysunkach 4.2 oraz 4.3. Pierwsza część wykresu 4.2 prezentuje pomiary trójfazowego napięcia zasilającego u_{Sdq} transformowanego do układu współrzędnych dq związanego z kątem fazowym tego napięcia. Na drugiej części rysunku widać napięcie u_{QZS} mierzone pomiędzy przekształtnikiem QZS a DMC transformowane do układu współrzędnych dq związanego z kątem fazowym napięcia zasilania u_{ABC} . Napięcie to posiada tą samą amplitudę co napięcie zasilające. Szpilki widoczne w pomiarze mogą być związane z szumem pomiarowym. Trzecia część wykresu 4.2 przedstawia prąd silnika i_q , który odpowiada za jego moment elektryczny. W chwilach czasowych 0,1 s, 0,4 s oraz 0,8 s regulator prądu wchodził w stan nasycenia, co związane było ze zmianami wartości zadanej prędkości maszyny. Niewielka niezerowa amplituda prądu i_q w stanach ustalonych związana jest z kompensacją tarcia. Ostatnia część wykresu pokazuje zapis prędkości kątowej zadanej oraz mierzonej wału. Widać tutaj, że silnik pracuje zgodnie z założeniami.

Rysunek 4.3 jest oscyloskopowym zapisem przedstawionego na rysunku 4.2 testu. Dane zostały zebrane za pomocą trzech izolowanych sond pomiarowych napięcia oraz, ze względu na dostępność sprzętu pomiarowego, jednej cęgowej sondy prądu. Część pierwsza wykresu przedstawia trójfazowe napięcie zasilające mierzone pomiędzy przewodem neutralnym a fazami transformatora. Część druga zawiera zapis prądu w fazie A wchodzącego do filtra sieciowego. Widać tutaj wyraźny wzrost wartości pobieranego przez układ prądu w chwilach dynamicznej zmiany prędkości silnika. W czasie gdy PMSM porusza się ze stałą prędkością to wartość pobieranego prądu zmniejsza się. Zauważyć tutaj też można, że prąd pobierany przez przekształtnik posiada kształt sinusoidalny, co jest niewątpliwą zaletą przekształtnika.

Kolejnym elementem analizy działania opisywanego w niniejszej pracy napędu jest badanie prądu sieciowego oraz silnika w trakcie rozruchu maszyny (rysunek 4.4). Na wykresie przedstawiono napięcie zasilania u_{ABC} , prąd zasilania w fazie A , prąd silnika i_q oraz jego prędkość zadaną i mierzoną. W teście zaobserwować można osiągnięcie przez napęd prądu ograniczenia równego 3 A. Podczas trwania ograniczenia narastanie prędkości PMSM jest stałe a amplituda prądu fazowego i_A osiąga wyraźnie wyższą wartość równą 2 A, która po ustaleniu się prędkości spada do wartości około 0,5 A. Na przedstawionych wynikach widać sinusoidalny charakter pobieranego z sieci prądu.

Kolejny test (rysunek 4.5) jest analogiczny do testu z rysunku 4.2. Jedyną różnicą jest dodanie do napędu biernego obciążenia w postaci elementu ciernego wału. Na wykresie widać, że prąd i_q w trakcie trwania stanu ustalonego 200 rad/s i -200 rad/s jest niezerowy i uzyskuje bezwzględną wartość około 1,5 A. Pomimo pojawienia się obciążenia napęd zgodnie z założeniami uzyskuje wartość zadaną prędkości. Na rysunku 4.6 pokazano prąd zasilania w fazie A , którego amplituda w stanie ustalonym wyniosła 0,75 A, czyli więcej niż na rysunkach 4.3 oraz 4.4. Jest to spowodowane większym poborem prądu związanym z kompensacją momentu obciążenia przez napęd.

Na rysunku 4.7 ponownie wykonano próbę rozruchu nawrotu i hamowania wraz z obciążeniem biernym tylko tym razem dodano pasywne podbicie napięciowe w formie stałej wartości wypełnienia stanu $ST D = 0,2$. Ze względu na podbicie napięciowe napięcie u_{QZS} wzrosło z wartości 18,2 V do wartości 26,7 V. Daje to efektywne wzmocnienie napięciowe na wejściu do DMC równe 1,47. Jeżeli zmierzone napięcie pomnożone zostanie przez współczynnik wzmocnienia DMC to otrzymać można napięcie wyjściowe z przekształtnika QZSDMC równe 23,14 V. Można zatem obliczyć, że łączne wzmocnienie napięciowe układu wyniosło 1,27. Podbicie napięciowe nie wpłynęło na prąd silnika i_q oraz na jego prędkość. Napęd poprawnie osiąga wartości zadane tak prądu jak i prędkości

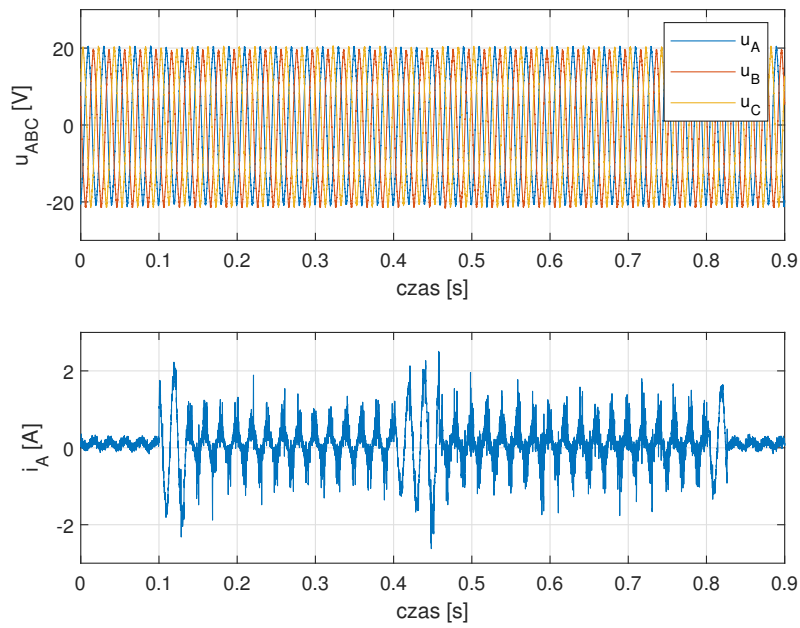


RYСУNEK 4.2: Rozruch, nawrót i hamowanie napędu bez obciążenia i bez podbicia napięciowego $B_{QZS} = 1$. Pomiary wykonywane przez sterownik.

kątowej. Napięcie u_{QZS} posiada wyraźne spadki podczas okresów ograniczenia prądu i_q .

Na rysunku 4.8 pokazano napięcie zasilania oraz prąd pobierany przez układ. Widać tutaj, że w trakcie gdy prędkość oraz prąd napędu równe są 0 to układ pobiera z transformatora prąd sinusoidalny o amplitudzie 1 A. Prąd ten dodawany jest do prądu wykorzystywanego przez PMSM do rozruchu, przez co w stanach dynamicznych jego amplituda wzrosła z 2 A na rysunku 4.6 do amplitudy 3 A w obecnym teście.

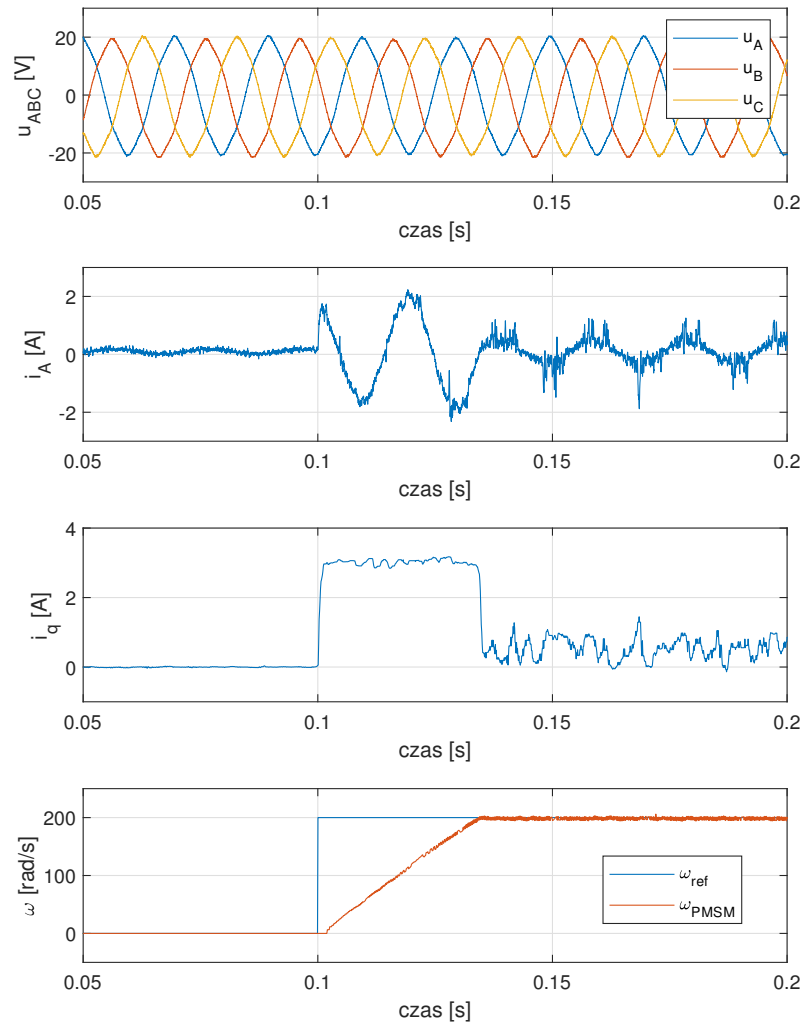
Rysunek 4.9 przedstawia podobny test do tego z rysunku 4.7. Różnicą jest zastosowanie regulatora PI napięcia u_{QZS} , którego wartość zadaną ustawiono na 25 V. Zastosowanie regulatora zmniejszyło spadek napięcia występujący w czasie trwania ograniczenia prądu i_q . Dla przedstawionego testu oraz badania z wykresu 4.7 obliczono wskaźnik jakości utrzymywania stałej wartości napięcia w czasie występowania ograniczenia prądu silnika i_q . Wskaźnik obliczony był z założeniem, że napięcie u_{QZS} powinno być stałe, niezależnie od wartości prądu silnika. Obliczano go więc jako różnica pomiędzy napięciem przy $i_q = 0$ a napięciem przy $i_q = i_{q_{max}}$. Dla testu z rysunku 4.7 $IAE = 5,8785$ natomiast dla testu z regulatorem napięcia $IAE = 4,5984$. Na przedstawionym



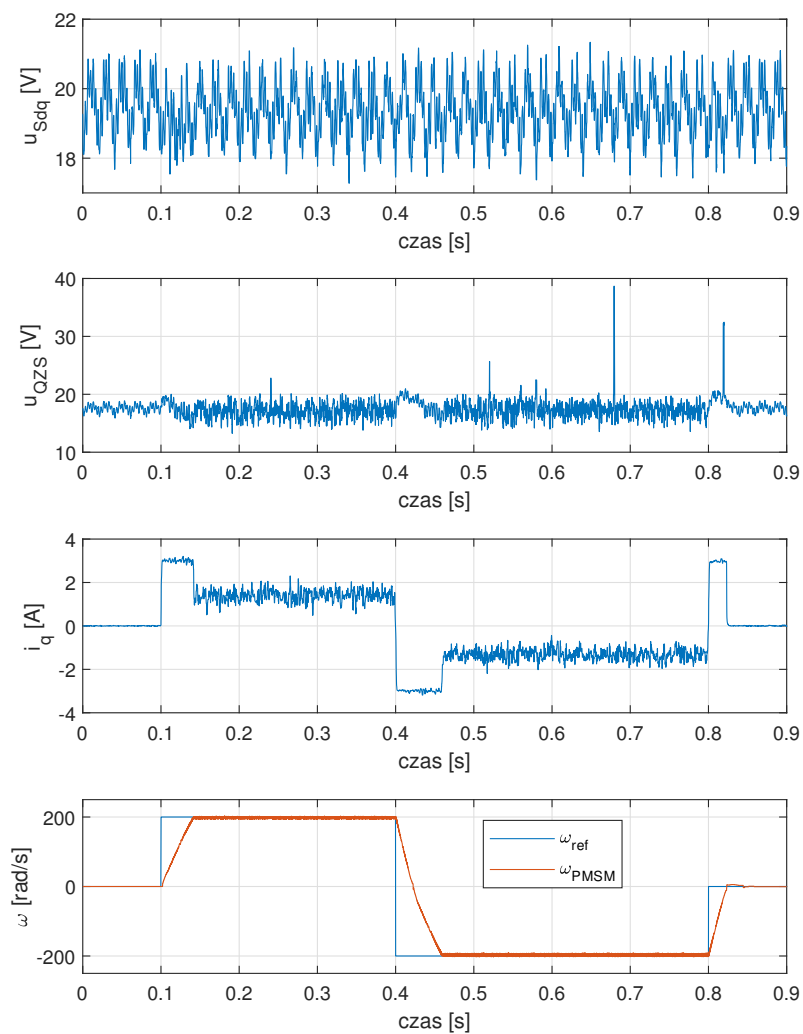
RYSUNEK 4.3: Rozruch, nawrót i hamowanie napędu bez obciążenia i bez podbicia napięciowego $B_{QZS} = 1$. Pomiary wykonywane na stykach zasilania przez oscyloskop z izolowanymi sondami napięcia i prądu.

badaniu widać wzrost wartości napięcia u_{QZS} podczas stanu ustalonego prędkości maszyny równej 200 rad/s i -200 rad/s. Może być to związane z zwiększeniem wartości współczynnika modulacji m .

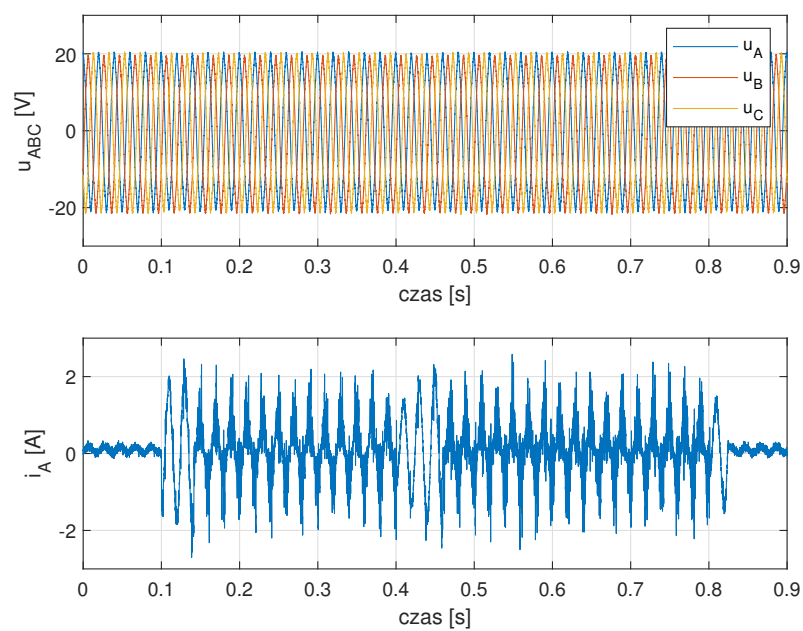
Każdy z przedstawionych testów pokazał, że opisywany układ poprawnie steruje prędkością silnika PMSM, przekształtnik QZSDMC pobiera z obwodu zasilającego sinusoidalne prądy oraz włączenie podbicia napięciowego wyraźnie zwiększa jego pobór mocy.



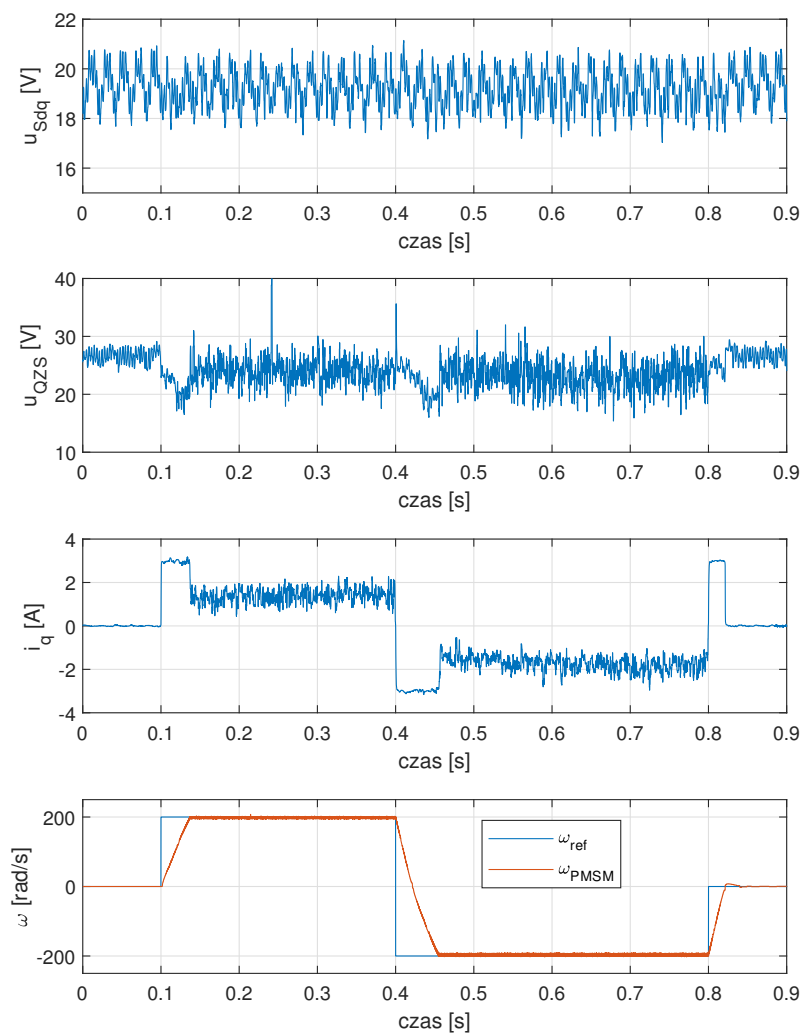
RYСУNEK 4.4: Rozruch napędu bez obciążenia i bez podbicia napięciowego $B_{QZS} = 1$. Napięcie i prąd zasilania oraz prąd i_q i prędkość silnika.



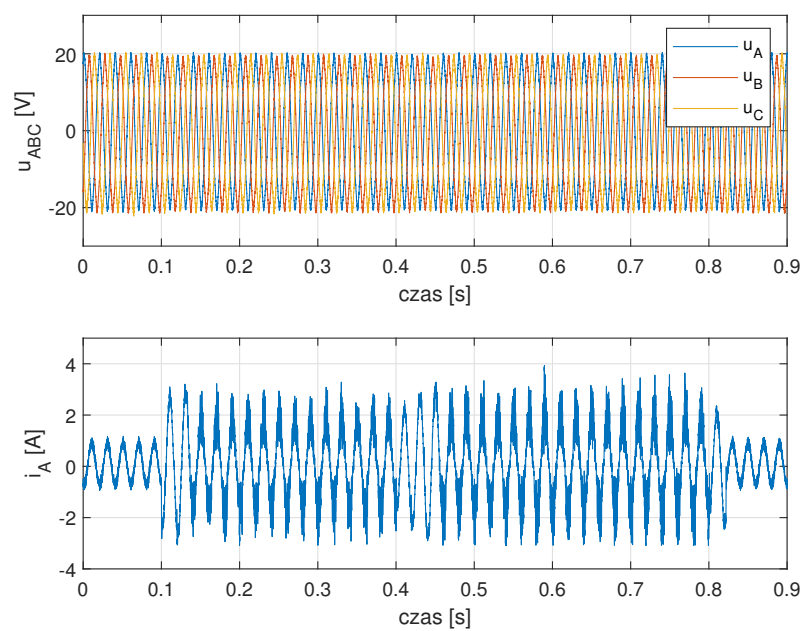
RYSUNEK 4.5: Rozruch, nawrót i hamowanie napędu z obciążeniem biernym i bez podbicia napięciowego $B_{QZS} = 1$. Pomiary wykonywane przez sterownik.



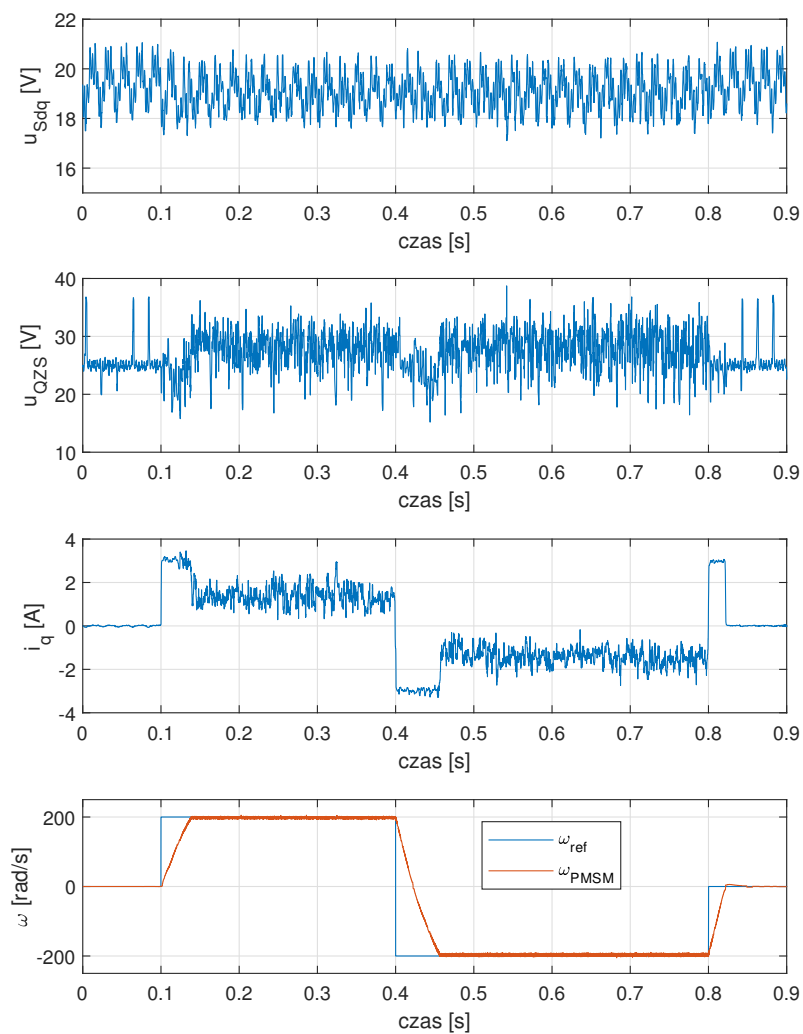
RYСУNEK 4.6: Rozruch, nawrót i hamowanie napędu z obciążeniem biernym i bez podbicia napięciowego $B_{QZS} = 1$. Pomiary wykonywane na stykach zasilania przez oscyloskop z izolowanymi sondami napięcia i prądu.



RYСУNEK 4.7: Rozruch, nawrót i hamowanie napędu z obciążeniem biernym i z podbiciem napięciowym $B_{QZS} = 1,67$. Pomiary wykonywane przez sterownik.



RYСУNEK 4.8: Rozruch, nawrót i hamowanie napędu z obciążeniem biernym i z podbiciem napięciowym $B_{QZS} = 1,67$. Pomiary wykonywane na stykach zasilania przez oscyloskop z izolowanymi sondami napięcia i prądu.



RYSUNEK 4.9: Rozruch, nawrót i hamowanie napędu z obciążeniem biernym i z podbiciem napięciowym sterowanym za pomocą regulatora PI. Pomiary wykonywane przez sterownik.

4.2 Identyfikacja obiektu

Identyfikacja obiektów sterowania odgrywa kluczową rolę w zapewnieniu optymalnego działania w różnych aplikacjach. Dzięki temu możliwe jest dostosowanie najlepszych strategii do konkretnego obiektu, co przekłada się na efektywność pracy systemu. Istnieją dwa główne rodzaje metod identyfikacji: online i offline [91–95].

Metoda online obejmuje wykonywanie algorytmu identyfikacji w czasie rzeczywistym, co pozwala na monitorowanie zmian w obiekcie w trakcie normalnej pracy [91]. Jednakże istnieje ryzyko, że algorytmy te nie zapewnią zbieżności do stabilnego rozwiązania, co może prowadzić do niestabilności pracy systemu. Z drugiej strony, metody offline polegają na zbieraniu danych poprzez pomiar odpowiedzi obiektu na specjalnie zaprojektowane sygnały wymuszające, a następnie wykorzystaniu tych danych do znalezienia opisu matematycznego obiektu [93, 96]. Choć ta metoda nie niesie ryzyka uszkodzenia systemu, to nie umożliwia ona dostosowywania modelu do zmian parametrów w czasie.

W trakcie badań symulacyjnych zauważono potencjalną zmienność obiektu w zależności od wzmocnienia wymuszonego w układzie. Ta zmienność mogłaby istotnie wpłynąć na pracę systemu w zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego. Dlatego też narzędzie identyfikacji jest kluczowe do oceny istnienia zmienności obiektu oraz określenia jej zakresu. Informacja ta jest niezwykle istotna przy doborze optymalnej strategii regulacji, która ma zapewniać stabilne sterowanie systemem. W niniejszej pracy postanowiono wykorzystać metody identyfikacyjne offline ze względu na niebezpieczeństwo uszkodzenia przekształtnika za pomocą wysokich napięć, powstałych w przypadku błędnego sterowania QZS.

W celu eliminacji szumów i uzyskania wysokiej jakości zestawów danych do identyfikacji, wszystkie pomiary wykonano w seriach po dwadzieścia takich samych testów. Każdy zestaw pomiarów został poddany procesowi filtracji w celu usunięcia zakłóceń. Procedura filtracji polegała na obliczeniu średniej arytmetycznej z pomiarów dokonanych w tym samym punkcie czasowym we wszystkich seriach testów. Proces ten można opisać następującym wzorem:

$$\bar{u}_{QZS}(k) = \sum_{j=1}^n \frac{u_{QZS}(k,j)}{n} \quad (4.1)$$

gdzie \bar{u}_{QZS} - filtrowany pomiar napięcia na QZS, u_{QZS} - pomiar napięcia na QZS o numerze j , k - numer próbki sygnału pomiarowego, n - maksymalna ilość zebranych zestawów danych pomiarowych. Dzięki takiemu podejściu zachowano informacje o dynamice obiektu oraz usunięto pojawiające się losowo zakłócenia.

W trakcie badań symulacyjnych zauważono, że wzmocnienie B_{QZS} ma wpływ na charakter odpowiedzi symulowanego systemu. W związku z tym uznano, że należy sprawdzić jak zmiany tego parametru wpływają na zachowanie się obiektu rzeczywistego. Postanowiono więc zbadać 8 różnych wartości maksymalnych wzmocnienia przedstawionych poniżej:

$$B_{QZS,max} = \langle 1,25; 1,5; 1,75; 2,0; 2,5; 3,0; 3,5 \rangle \quad (4.2)$$

Wartości te wyznaczały maksymalną wartość napięcia u_{QZS} dla wygenerowanych skoków jednostkowych. Skoki te zmniejszały swoją amplitudę w czasie, poprzez zwiększanie napięcia minimalnego danego skoku tworząc pewien rodzaj schodkowej charakterystyki. Wartość minimalna skoków

jednostkowych napięcia wyrażona jest wzorem 4.3.

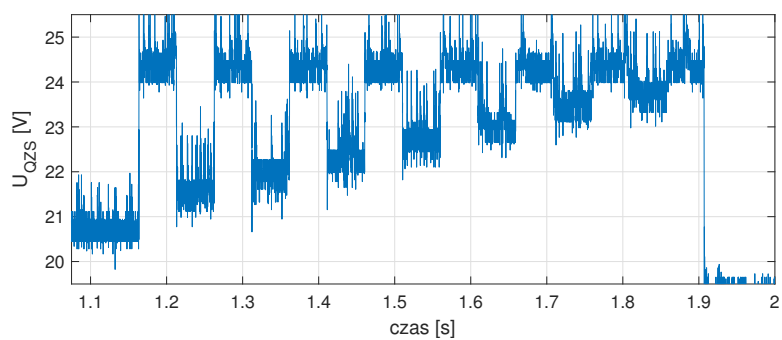
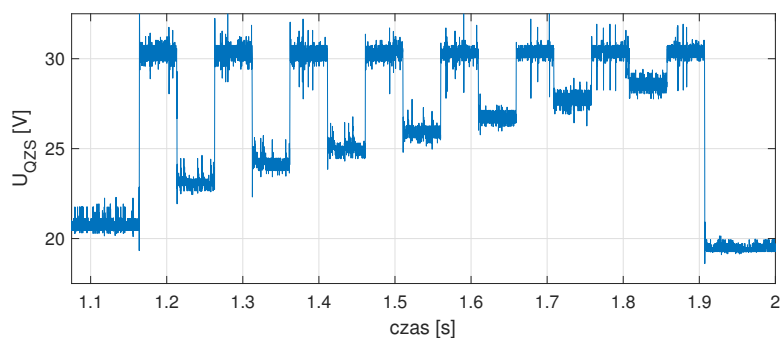
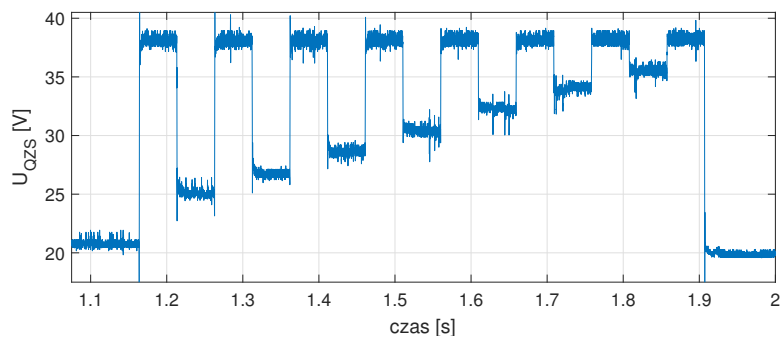
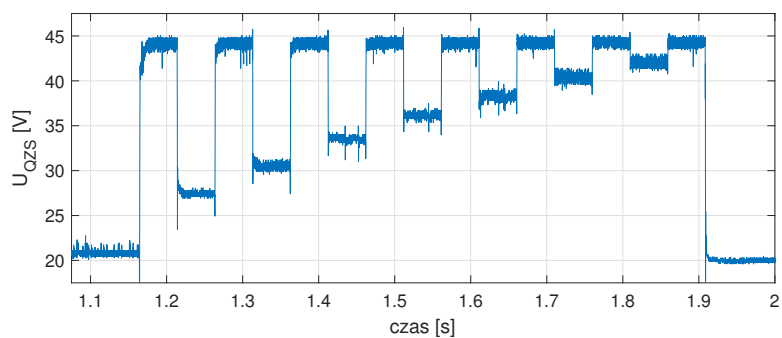
$$B_{QZS_{min}} = \begin{cases} 1, \\ B_{QZS_{max}} - 0,8 \cdot (B_{QZS_{max}} - 1), \\ B_{QZS_{max}} - 0,7 \cdot (B_{QZS_{max}} - 1), \\ B_{QZS_{max}} - 0,6 \cdot (B_{QZS_{max}} - 1), \\ B_{QZS_{max}} - 0,5 \cdot (B_{QZS_{max}} - 1), \\ B_{QZS_{max}} - 0,4 \cdot (B_{QZS_{max}} - 1), \\ B_{QZS_{max}} - 0,3 \cdot (B_{QZS_{max}} - 1), \\ B_{QZS_{max}} - 0,2 \cdot (B_{QZS_{max}} - 1), \end{cases} \quad (4.3)$$

Cztery wykresy pomiarów napięcia wykorzystanego w identyfikacji zostały przedstawione na rysunku 4.10. Dotyczą one wzmocnień $B_{QZS_{max}} = \langle 1,25; 1,75; 2,5; 3,5 \rangle$. Taki dobór sygnałów identyfikacyjnych umożliwia sprawdzenie szerokiej gamy wymuszeń, bezwzględnej i względnej wielkości amplitud napięcia oraz zmniejsza ilość wykonywanych testów. Wyniki przedstawione na rysunku mierzone zostały przez układ mikroprocesorowy sterownika a ich wartość wyświetlono po wykonaniu opisywanej wzorem 4.1 filtracji. Pomimo niej, zauważyć tu można zwiększanie się obwiedni sygnału wraz z zmniejszaniem wzmocnienia napięciowego. Może być to związane z szumem powstałym przez synchronizację pomiarów lub wzrostem wysokoczęstotliwościowej oscylacyjności obiektu.

W pracach postanowiono nie wykorzystywać trygonometrycznych sygnałów identyfikacyjnych takich jak Chirp. Z badań symulacyjnych wynika, że badany obiekt posiada tendencje do oscylacyjności. Ponadto biorąc pod uwagę wzór 1.46 możliwe mogłoby być wygenerowanie napięć niebezpiecznych lub niszczących dla układu sterowania, co biorąc pod uwagę jego eksperymentalny charakter jest niepożądane.

W badaniach wykorzystano narzędzie Ident środowiska Matlab, które stanowi wygodną metodę identyfikacji systemów dynamicznych na podstawie danych eksperymentalnych. Pozwala ono na modelowanie transmitancji, równań stanu oraz innych modeli matematycznych, które najlepiej odzwierciedlają zachowanie się systemu na podstawie zebranych danych. Ze względu na łatwość analizy, do modelowania badanego obiektu wykorzystano modele transmitancyjne.

Narzędzie Ident wymaga od użytkownika wyboru rzędu transmitancji w przygotowywanym modelu. Rząd ten musi być dostatecznie wysoki, aby prawidłowo modelować dynamikę obiektu, jednakże zbyt wysoki rząd zwiększa złożoność obliczeniową modelu oraz utrudnia jego analizę. Z tego też powodu rząd transmitancji powinien być wybrany tak, aby był możliwie jak najniższy przy zadowalającej dokładności. W niniejszych badaniach uznano, że model powinien posiadać co najmniej 90% dopasowania do danych eksperymentalnych co, biorąc pod uwagę powyższe rozważania, pozwoliło wybrać ilość zer i biegunów transmitancji na odpowiednio: dwa zera i trzy bieguny.

(A) $B_{QZS_{max}} = 1,25$ (B) $B_{QZS_{max}} = 1,75$ (C) $B_{QZS_{max}} = 2,5$ (D) $B_{QZS_{max}} = 3,5$ RYSUNEK 4.10: Wybrane skoki napięcia u_{QZS} wykorzystane w narzędziu Ident.

W przedstawionych pracach identyfikacja wykonywana była za pomocą nieliniowej metody najmniejszych kwadratów z automatycznie wybieraną metodą poszukiwania kierunku.

Twórca narzędzia, w jego dokumentacji [97], zaleca odpowiednie przygotowanie danych eksperymentalnych w celu maksymalizacji stopnia dopasowania liniowego modelu do fizycznego obiektu. Zgodnie z przedstawioną dokumentacją wybrano niewielkie horyzonty czasowe przed i po skoku jednostkowym (10 ms przed skokiem oraz 20 ms po skoku). Sygnały zostały znormalizowane w amplitudzie względem maksymalnej wartości napięcia u_{QZS} uzyskiwanego przy najwyższym badanym wzmacnieniu $B_{QZS} = 3,5$. Dodatkowo od sygnału została odjęta jego średnia wartość obliczona w stanie gdy przekształtnik nie wykonuje operacji podbijania napięcia. Przygotowanie danych opisać można wzorem:

$$\bar{u}_{QZSnorm} = \frac{\bar{u}_{QZS} - \frac{1}{b} \sum_{k=1}^b \bar{u}_{QZS_{B_{QZS}=1}}(k)}{\frac{1}{b} \sum_{k=1}^b \bar{u}_{QZS_{B_{QZS}=3,5}}(k) - \frac{1}{b} \sum_{k=1}^b \bar{u}_{QZS_{B_{QZS}=1}}(k)} \quad (4.4)$$

gdzie $\bar{u}_{QZSnorm}$ - sygnał napięcia po normalizacji gotowy do wykorzystania w identyfikacji, $\bar{u}_{QZS_{B_{QZS}=x}}$ - uśredniony pomiar napięcia przy wzmacnieniu x obliczony na podstawie wzoru 4.1, k - numer próbki wektora pomiarowego, b - numer ostatniej próbki wektora pomiarowego przed zmianą wzmacnienia napięciowego.

Siedem wybranych skoków napięcia o różnym wzmacnieniu pokazano na rysunku 4.11. 4.11(A) przedstawia pełen widok wektora danych wykorzystanego w narzędziu Ident. Sygnały te zostały zsynchronizowane względem skoku jednostkowego. Rysunek 4.11(B) zawiera zbliżenie w czasie danych pomiarowych, wykazujących tendencję do pojawiania się nieminimalnofazowości dla podbić napięciowych $B_{QZS} > 2$. Ponadto zmianie ulega też amplituda oscylacji pojawiających się po skoku. Można też zwrócić uwagę na stałe czasowe charakteryzujące badany obiekt. W zależności od amplitudy sygnału pełne ustalenie się charakterystyki następuje już po 1,5 ms, natomiast czasy narastania odpowiedzi są rzędu setek μs co stawia wysokie wymagania dla mocy obliczeniowej sterownika.

W pracy postanowiono wykonać transmitancyjny model każdego z uzyskanych skoków jednostkowych - 8 wartości wzmacnienia $B_{QZS_{max}}$, gdzie każde z nich posiadało 8 wartości $B_{QZS_{min}}$ co łącznie tworzy 64 modele. Należy tu jednak zaznaczyć, że podbicie napięciowe $B_{QZS_{max}} = 1,1$ nie zapewniło prawidłowych rozwiązań algorytmu w Ident. Oznacza to, że realnie utworzono 56 różnych modeli transmitancyjnych. Kilka z nich, wykonanych dla $B_{QZS_{min}} = 1$, przedstawiono w tabeli 4.1. Inaczej niż w przypadku $B_{QZS_{max}} = 1,1$ podbicie napięciowe $B_{QZS_{max}} = 1,25$ zwracało prawidłowe rezultaty identyfikacji, jednakże rząd wybranego modelu był zbyt niski. Zwiększenie rzędu modelu zapewniało powstanie prawidłowej transmitancji. Autor uznał jednak, że porównywanie modelu o wyższym rzędzie od pozostałych nie pozwoli wyciągać wniosków z niniejszego badania.

Analizując uzyskane dane, których część przedstawiono w tabeli 4.1, można zauważyć, że transmitancje znalezione podczas identyfikacji różnią się parametrami między sobą. Współczynniki licznika oraz mianownika znajdujące się przy operatorach s o niskich potęgach $\langle 0; 1 \rangle$ posiadają wyraźną tendencję spadkową zaczynając od podbicia napięciowego o najniższej wartości do podbicia o wartości najwyższej. Pokazuje to więc, że przedstawione modele mają pewną tendencję zmian. Istnienie tej tendencji może sugerować, że nie jest to jedynie błąd pomiarowy związany z szumem, a obiekt wykazuje pewną zmienność w parametrach zależną od podbicia napięciowego.

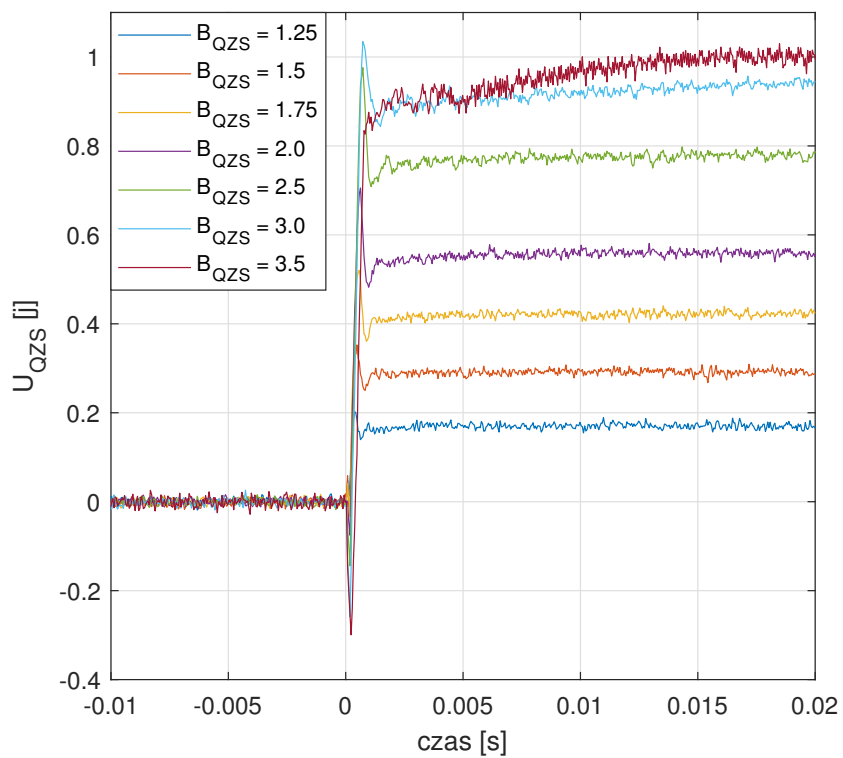
Na rysunku 4.12 zaprezentowano odpowiedź pięciu wybranych modeli transmitancyjnych, przedstawionych w tabeli 4.1, na skok wartości znormalizowanego wymuszenia B_{QZS} . Nałożono tutaj dane wykorzystane w Ident wraz z danymi uzyskanymi z symulacji działania modelu. Część 4.12(A) zawiera zapis odpowiedzi w długim horyzoncie czasowym. Rysunek ten ukazuje zbieżność

TABELA 4.1: Uzyskane transmitancje obiektu dla $B_{QZS_{max}} = (1,25; 1,5; 1,75; 2,0; 2,5; 3,0; 3,5)$ oraz $B_{QZS_{min}} = 1$.

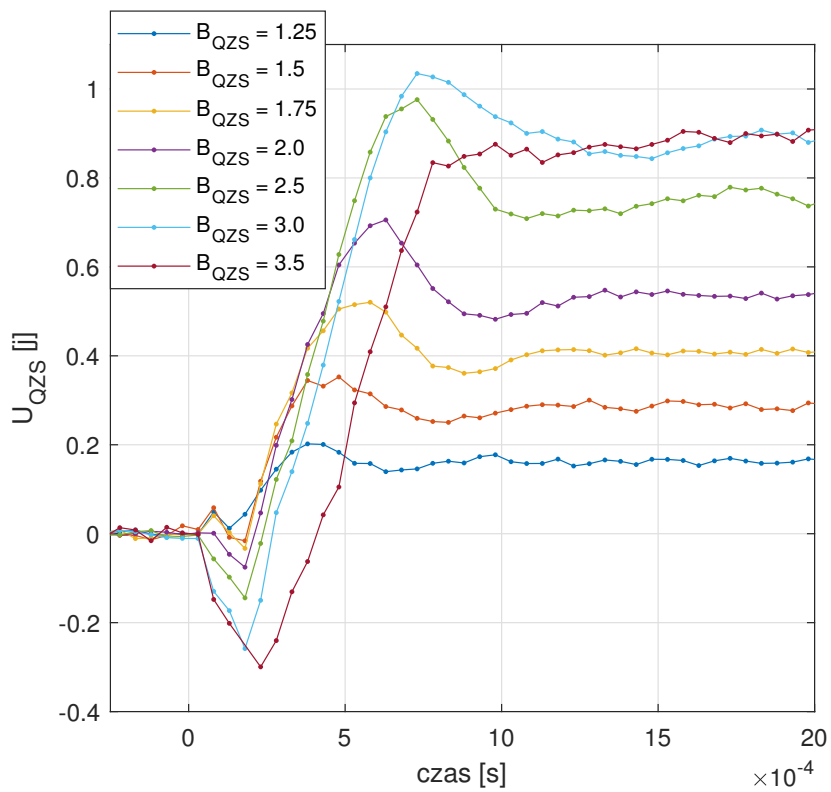
Podbicie napięciowe	Transmitancja obiektu
1,25	za niski rząd modelu
1,5	$\frac{-629,6s^2 + 1,612 \cdot 10^8 s + 1,033 \cdot 10^{11}}{s^3 + 8694s^2 + 1,222 \cdot 10^8 + 7,077 \cdot 10^{10}}$
1,75	$\frac{-969s^2 + 1,037 \cdot 10^8 s + 5,249 \cdot 10^{10}}{s^3 + 6727s^2 + 8,177 \cdot 10^7 + 3,729 \cdot 10^{10}}$
2	$\frac{-6177s^2 + 7,325 \cdot 10^7 s + 3,988 \cdot 10^{10}}{s^3 + 6423s^2 + 6,268 \cdot 10^7 + 2,855 \cdot 10^{10}}$
2,5	$\frac{-5659s^2 + 4,753 \cdot 10^7 s + 2,057 \cdot 10^{10}}{s^3 + 5833s^2 + 4,316 \cdot 10^7 + 1,588 \cdot 10^{10}}$
3	$\frac{-5789s^2 + 3,688 \cdot 10^7 s + 4,036 \cdot 10^9}{s^3 + 6570s^2 + 3,507 \cdot 10^7 + 3,388 \cdot 10^9}$
3,5	$\frac{-5752s^2 + 2,384 \cdot 10^7 s + 3,696 \cdot 10^9}{s^3 + 8383s^2 + 2,989 \cdot 10^7 + 3,641 \cdot 10^9}$

wszystkich modeli w tym dla $B_{QZS_{max}} = 3,5$ gdzie obiekt, po początkowym skoku kontynuuje polwolne zwiększanie wartości wyjścia. Na wykresie 4.12(A) niemożliwa jest analiza narastania skoków napięcia, z tego też powodu zamieszczono część 4.12(B) rysunku z dziesięciokrotnie skróconym czasem obserwacji. Na 4.12(B) zauważyć można, że modele poprawnie uchwyciły dynamikę obiektu, w tym oscylacje oraz nieminimalnofazowość. Wyniki dla pozostałych skoków zostały sprawdzone w taki sam sposób, jednakże ze względu na nieczytelność rysunku zawierającego wszystkie obiekty przedstawiono tylko wybrane rezultaty. Test ten potwierdza poprawne znalezienie modeli transmitancyjnych obiektu w 56 punktach pracy.

Jedną z metod badań zmienności transmitancji jest sprawdzenie rozkładu jej zer i biegunów na wykresie zespolonym. Metoda ta pozwala na graficzną reprezentację charakterystyk częstotliwościowych układu, co umożliwia zrozumienie jego zachowania w różnych warunkach pracy. Dzięki niej można szybko ocenić stabilność układu oraz jego reakcję na zmiany parametrów. Badanie takie zostało przedstawione na rysunku 4.13. Wykres składa się z dwóch elementów. 4.13(A) przedstawia pełen zakres osi rzeczywistej, dzięki czemu możliwa jest analiza rozkładu zer modeli transmitancyjnych. Z rysunku widać, że zera zmieniają się w bardzo szerokim zakresie w zależności od wybranego wzmocnienia. Część 4.13(B) przedstawia zbliżenie osi rzeczywistej, co pozwala na dokładną analizę rozkładu biegunów obiektu. Na rysunku widać, że żaden biegun nie posiada dodatniej wartości rzeczywistej, co oznacza, że obiekt jest stabilny w badanym zakresie. Bieguny występują też często w parach symetrycznie względem osi rzeczywistej co pozwala stwierdzić, że system jest oscylacyjny. Na rysunku 4.13 bieguny i zera dla danego wzmocnienia $B_{QZS_{max}}$ zaznaczono tymi samymi kolorami. Możliwe jest więc analizowanie biegunów zależnie od tego parametru. Oczywistym wnioskiem wydaje się tutaj zmiana obszaru występowania biegunów obiektu. Wraz ze zwiększaniem $B_{QZS_{max}}$ bieguny mają większą średnią bezwzględną wartość części zespolonej (odsuwają się od osi rzeczywistej). Odsunięcie od osi zespolonej, tym samym wartość rzeczywista biegunów, nie wykazuje dużych zmian. Przedstawiona powyżej obserwacja może mieć duże znaczenie przy doborze regulatora napięcia QZS. Możliwe jest wybranie jego parametrów dla średniej ze wszystkich biegunów lub, wydaje się zasadnym, zastosowanie regulatora przestrajalnego o wartościach wzmocnień zapisanych w tabeli i zależnych od wartości wzmocnienia napięciowego $B_{QZS_{max}}$.

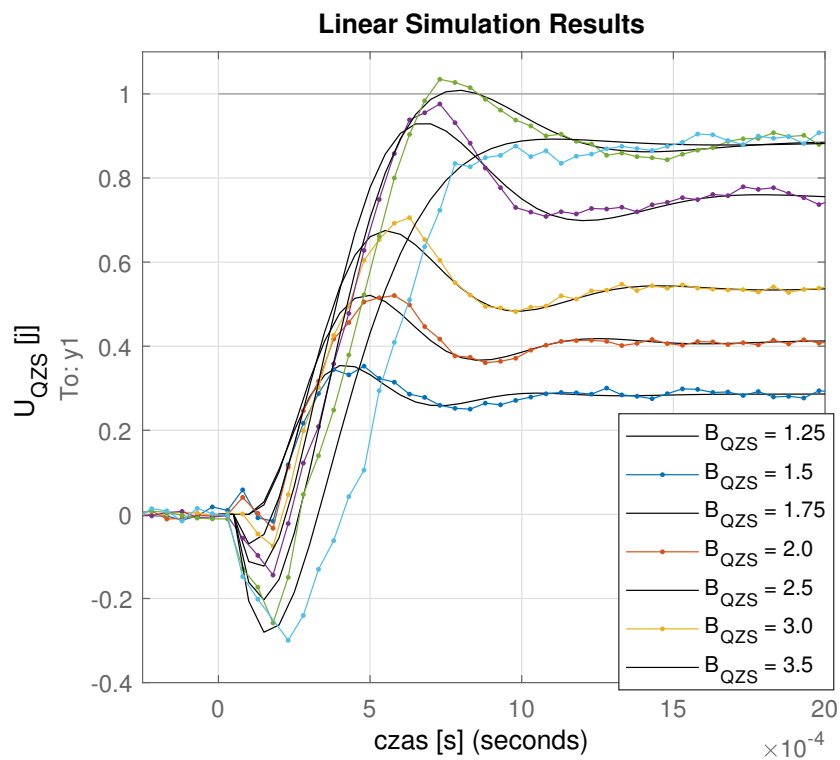
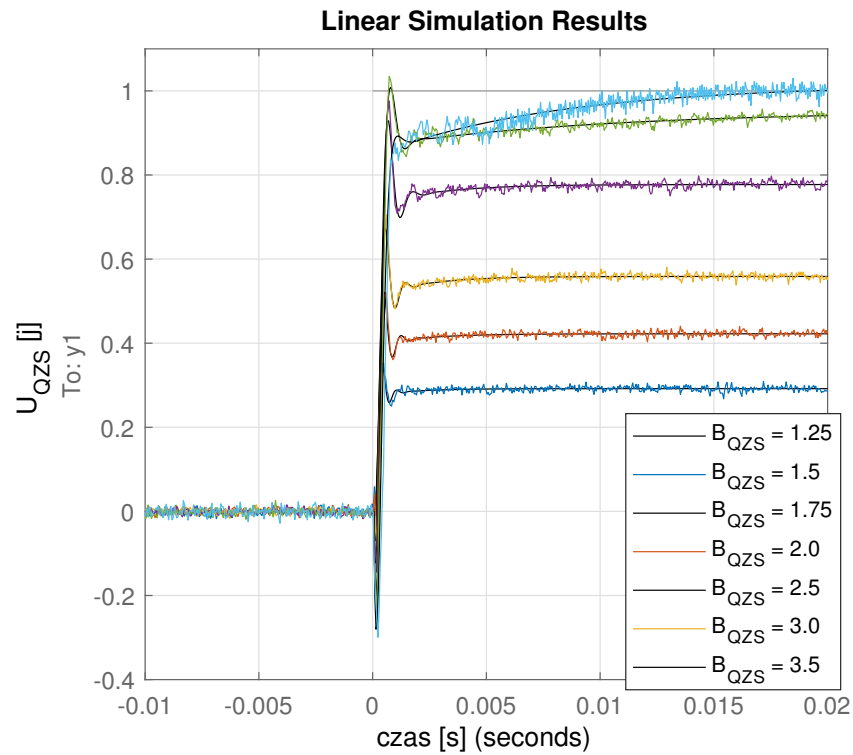


(A) długi horyzont czasowy

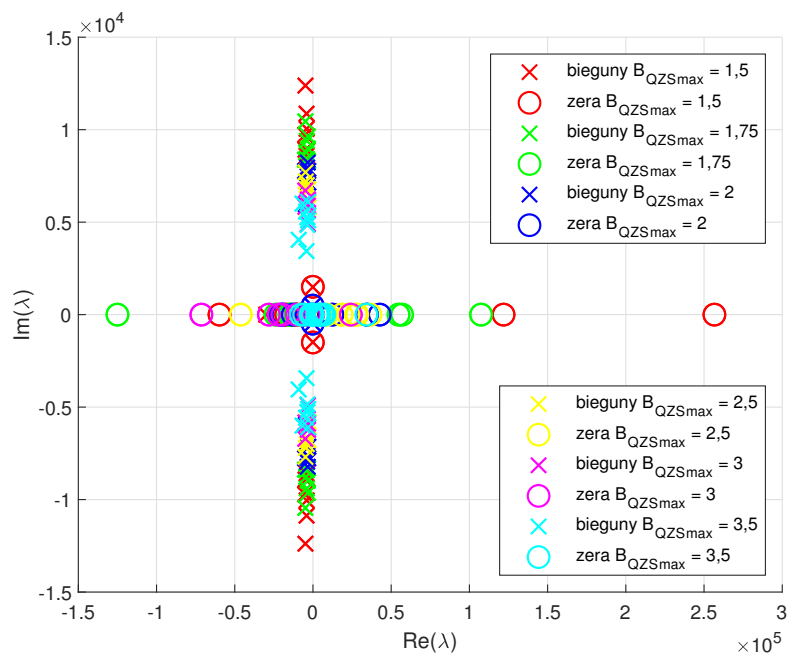


(B) zbliżenie skoku wartości napięcia

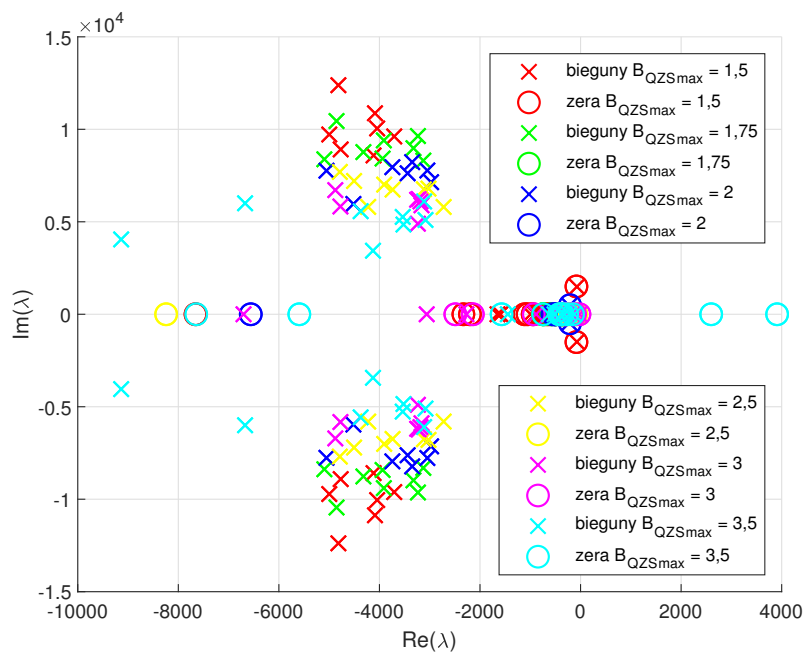
RYСУNEK 4.11: Wybrane skoki napięcia u_{QZS} wykorzystane w narzędziu Ident.



RYSUNEK 4.12: Porównanie skoków napięcia u_{QZS} zidentyfikowanych obiektów do pomiarów rzeczywistych.



(A) pełen zakres wyników



(B) zbliżenie w osi rzeczywistej przedstawiające rozkład biegunów

RYSUNEK 4.13: Zera i bieguny transmitancji operatorowych zidentyfikowanych obiektów.

4.3 Sterowanie napięciem QZS

Regulatory liniowe, w tym regulator proporcjonalno-całkujący (ang. proportional-integral, PI) oraz regulator proporcjonalno-całkująco-różniczkujący (ang. proportional-integral-derivative, PID) są jednymi z najpowszechniej stosowanych regulatorów w dziedzinie automatyki [98–106]. Znajdują zastosowanie w różnorodnych aplikacjach, począwszy od prostych układów regulacji temperatury [107], aż po zaawansowane systemy kontroli silników [100, 108, 109].

W niniejszej pracy wykorzystano regulatory liniowe z ograniczeniami i układem anti-windup jako kluczowy element strategii sterowania. Ta decyzja wynika z potrzeby zapewnienia nie tylko efektywności, ale także bezpieczeństwa w kontekście sterowania napięciem zasilającym silnik PMSM. W tym celu zastosowano regulator PI, który wykorzystuje pomiary wartości napięcia na przekształtniku, co umożliwia jego prawidłowe sterowanie.

Jedną z zalet tego podejścia jest pewność co do utrzymania napięcia na zaciskach PMSM w granicach bezpiecznych, co zapewnia nie tylko optymalne warunki pracy dla napędu, ale również minimalizuje ryzyko wystąpienia niepożądanych zjawisk, takich jak przeciążenie czy przegrzanie.

Regulatory PI można podzielić na szereg różnych podgrup w zależności od metod strojenia oraz algorytmów pracy w systemie sterowania. Jednymi z nich są regulatory odporne, strojone za pomocą metod zwiększających odporność układu regulacji na niechciane zakłócenia, w tym zmianę parametrów obiektu. Istnieją również regulatory przestrajalne, których parametry zapisane są w tablicy lub obliczane na podstawie wzorów zależnych od ustalonych przez projektanta zmiennych stanu. Innym możliwym do analizy rodzajem regulatorów są regulatory adaptacyjne, wykorzystujące zaawansowane algorytmy identyfikacji i modelowania do estymacji optymalnych wartości wzmocnień regulatora.

Regulatory odporne stanowią istotny element regulacji liniowej, wykazując zdolność do prawidłowej pracy nawet w obliczu niepewnych parametrów lub zakłóceń pojawiających się w systemie [110–112]. Zasada ta jest zachowana pod warunkiem, że pozostają one w granicach określonych przez projektanta. Metody projektowania regulatorów odpornych mają na celu zapewnienie stabilności działania układu oraz regulacji pomimo istnienia pewnych błędów modelowania. Odporność oznacza również zdolność do tolerowania błędów podczas procesu identyfikacji, czyli wyboru nieprawidłowej struktury modelu, oraz elastyczność wobec zmian parametrów obiektu w czasie, takich jak wzmocnienie układu, stałe czasowe czy opóźnienie. Nawet w przypadku, gdy model matematyczny obiektu nie jest w pełni dokładny, regulator odporny powinien zachować stabilność, a jego działanie powinno zbliżać się do optymalnego.

Przestrajalne regulatory PI z wartościami wzmocnień zapisanymi w postaci tabeli to wariant tradycyjnych regulatorów PI, które wykorzystują wstępnie zdefiniowane tablice do określania parametrów regulatora na podstawie konkretnych warunków wejściowych [113–115]. Te tabele zazwyczaj mapują parametry wejściowe, takie jak błąd i jego pochodna, na odpowiadające im parametry regulatora, takie jak wzmocnienie proporcjonalne i całkowanie. Takie podejście ma zalety w systemach, gdzie obliczanie nowych parametrów w czasie rzeczywistym jest niepraktyczne ze względu na ograniczoną moc obliczeniową lub gdzie precyzyjne dostrojenie regulacji jest wymagane dla różnych warunków pracy. Jednakże ważne jest, aby upewnić się, że tabela poszukiwań adekwatnie pokrywa zakres warunków pracy i że przechowywane wartości dokładnie odzwierciedlają reakcję systemu na różne wejścia.

Sterowanie adaptacyjne w teorii sterowania odnosi się do klasy metod regulacyjnych, które ciągle dostosowują parametry regulatora na podstawie informacji zwrotnej z pętli sprzężenia zwrotnego systemu [116–124]. W przeciwieństwie do tradycyjnych metod regulacji z ustalonymi parametrami, adaptacyjne algorytmy dynamicznie dostosowują się do zmian występujących w systemie,

niepewnościach lub zewnętrznych zakłóceniach. W kontekście regulatorów PI, techniki adaptacyjnego sterowania polegają na modyfikowaniu w czasie parametrów regulatora lub jego struktury w celu optymalizacji działania i utrzymania stabilności w zmiennych warunkach pracy. Ta adaptacyjność pozwala regulatorowi skutecznie radzić sobie z systemami o zmiennych w czasie parametrach lub nieznaną dynamice, poprawiając odporność i wydajność w dynamicznych środowiskach.

W podrozdziale 4.2 dokonano analizy zmienności obiektu w zależności od wzmocnienia B_{QZS} , z której można wyciągnąć następujące wnioski:

- Obiekt sterowania zmienia się w szerokim zakresie.
- Pojedynczy regulator liniowy powinien być strojony metodami odpornymi, które mają tendencję do spowalniania procesu regulacji.
- Duża zmienność obiektu może zachęcać do zastosowania regulatorów adaptacyjnych, jednakże wszelkie błędy w identyfikacji modelu oraz regulacji mogłyby doprowadzić do uszkodzenia obiektu. Metody te mają również znacząco większy narzut obliczeniowy związany z identyfikacją obiektu, który mógłby zakłócać regulację w badanym systemie.
- Istnienie korelacji pomiędzy średnim ułożeniem biegunów na płaszczyźnie zespolonej a wzmocnieniem B_{QZS} umożliwia wykorzystanie regulatorów, których wzmocnienie zapisane jest w formie tabeli parametrów. Podejście takie zwiększa odporność rozwiązania i jakość regulacji nie zwiększając przy tym narzutu obliczeniowego oraz zapewniając determinizm pracy układu.

Wnioski przedstawione powyżej bezpośrednio rzutują na projektowany system regulacji. Zgodnie z nimi ustanowiono założenia projektowe, które powinny zapewnić najlepsze rezultaty pracy układu regulacji:

- Zastosowanie regulatora PI z tablicą przełączeń parametrów, zależnych od sygnału referencyjnego $u_{QZS_{ref}}$.
- Wykorzystanie ośmiu różnych punktów pracy regulatora.
- Poszukiwanie tabelaryzowanych wzmocnień za pomocą algorytmów optymalizacyjnych.
- Ocena jakości pracy zastosowanego regulatora oparta o porównanie z regulatorem PI o stałych wzmocnieniach wybranych z środkowego punktu tabeli.

Uzależnienie parametrów regulatora od aktualnego sygnału referencyjnego $u_{QZS_{ref}}$ związane jest z charakterystyką działania obiektu regulacji. Jego odpowiedź jest głównie zależna od wartości napięcia (wzmocnienia) na jakim zakończy się dany skok. Można to wnioskować po pojawiającej się nieminimalnofazowości w odpowiedzi obiektu widocznej na rysunku 4.11. Przedstawiono tutaj skoki rozpoczynające się od tej samej wartości napięcia, natomiast kończące na innych jego wartościach maksymalnych. Nieminimalnofazowość pojawia się zanim napięcie osiągnie jakąś konkretną wartość. W takim przypadku celowym wydaje się ustanowienie wartości referencyjnej jako parametr przełączający punkty pracy regulatora.

Ilość różnych wartości wzmocnień regulatora PI, czyli ilość jego punktów pracy musi być kompromisem pomiędzy czasem poszukiwania wartości parametrów oraz jakością regulacji. W niniejszej pracy uznano, że dobór parametrów wykonany zostanie dla napięć wynikających z zastosowania podbić napięciowych zapisanych jako wzór 4.2. Napięcia te wynosiły:

$$\mathbf{U}_{QZS_{ref}} = [24,6 \quad 26,7 \quad 29,8 \quad 32,85 \quad 35,45 \quad 40 \quad 43,3 \quad 45,9] \quad (4.5)$$

Charakterystyka zmian napięcia u_{QZS} od wzmocnienia B_{QZS} nie jest liniowa ze względu na parametry pasożytnicze (wzór 1.54).

W niniejszej pracy uznano, że najlepszą metodą na sprawdzenie czy regulacja napięcia przekształtnika QZSDMC wykonywana w różnych punktach pracy daje lepsze rezultaty niż pojedynczy, niezmienny regulator jest optymalny dobór parametrów regulatorów PI biorących udział w eksperymencie. Proces optymalizacji może zapewnić najlepsze możliwe rozwiązanie pod względem minimalizacji funkcji kosztu. Oznacza to, że jeżeli regulatory zostaną poprawnie dobrane metodą optymalizacji to trudne lub wręcz niemożliwe byłoby dobranie regulatorów osiągających mniejsze wartości wskaźnika jakości. Jeżeli więc regulator zmieniający swoje wzmocnienia za pomocą tablicy osiągnie lepsze rezultaty pracy niż sterownik optymalizowany dla środkowej wartości napięcia $u_{QZS_{ref}}$ to może to potwierdzać, że regulacja w wielu punktach pracy obiektu jest lepsza niż zastosowanie jednego, niezmiennego regulatora.

4.3.1 Optymalizacja regulatora napięcia u_{QZS}

W przedstawionych badaniach zaistniała potrzeba wykorzystania algorytmu optymalizacji do znalezienia wzmocnień ośmiu regulatorów typu PI. Ze względu na charakterystykę obiektu metoda ta musi spełniać kilka wymogów związanych z bezpieczeństwem oraz ograniczeniami czasowymi:

- Ścisłe wyznaczona przestrzeń poszukiwania wzmocnień.
- Możliwość pracy bez informacji o gradiencie funkcji celu.
- Łatwość implementacji i uruchomienia na systemie mikroprocesorowym czasu rzeczywistego.
- Wysoka skuteczność znajdowania optimum globalnego.

Ze względu na powyższe wymogi wybrano optymalizator opracowany w 1961, nazywany od imion autorów metodą Hooke-Jeeves'a [125, 126].

Algorytm Hooke-Jeeves'a jest bezgradientową, iteracyjną metodą optymalizacji bez ograniczeń, która doskonale sprawdza się w problemach, gdzie informacje o gradiencie są trudne do uzyskania lub wręcz całkowicie niemożliwe do wyznaczenia. Składa się ona z dwóch podstawowych składników: ruchów eksploracyjnych i ruchów roboczych. W trakcie ruchów eksploracyjnych algorytm przeprowadza systematyczne poszukiwania wokół aktualnego punktu, aby określić najbardziej obiecujący kierunek postępu. Ruchy robocze wykonywane są na bazie informacji zebranych podczas kroku eksploracyjnego. Algorytm wybiera kierunek ruchu opierając się na kształcie przestrzeni rozwiązań funkcji celu poruszając się w stronę najlepszych rozwiązań. Metoda zdobyła dużą popularność ze względu na wysoką skuteczność w znajdowaniu globalnego optimum oraz względną łatwość implementacji w systemach komputerowych.

Metoda Hooke-Jeeves'a została przedstawiona jako algorytm 1 [125]:

Algorytm 1 Metoda Hooke-Jeeves'a

- 1: Wylosuj początkowy punkt bazowy. Określ zestaw długości kroków.
 - 2: Przesuń punkt bazowy wzdłuż każdej z osi przestrzeni rozwiązań (wersory skoków: $\langle(0, 1); (0, -1); (-1, 0); (1, 0)\rangle$) i oceń wynik. Zaakceptuj każdy nowy punkt jeśli jest lepszy od poprzedniego. Jeśli którykolwiek z ruchów był udany przejdź do 3. Jeśli żaden ruch nie był udany przejdź do 4.
 - 3: Powtórz udane ruchy w ruchu roboczym. Jeśli nowy punkt ma niższą wartość funkcji celu, przyjmij go jako nowy punkt bazowy. Wróć do punktu 2 niezależnie od wyniku.
 - 4: Zmniejsz długość kroku. Jeśli istnieje mniejszy krok kontynuuj od punktu 2. Jeśli nie ma zakończ.
-

W niniejszej pracy algorytm 1 został zmodyfikowany tak, aby był lepiej dopasowany do bieżącego problemu optymalizacji:

Algorytm 2 Modyfikowana metoda Hooke-Jeves'a

- 1: Sprawdź wartości funkcji celu dla macierzy punktów w przestrzeni rozwiązań. Punkt o najniższej wartości wyniku ustaw jako punkt bazowy.
 - 2: Określ zestaw długości kroków.
 - 3: Przesuń punkt bazowy wzdłuż każdej z osi przestrzeni rozwiązań wraz z ich kombinacjami (wersory skoków: $\langle (-1, 1); (0, 1); (1, 1); (-1, 0); (0, 0); (1, 0); (-1, -1); (0, -1); (1, -1) \rangle$) i oceń wynik. Zaakceptuj każdy nowy punkt jeśli jest lepszy od poprzedniego. Jeśli którykolwiek z ruchów był udany przejdź do 4. Jeśli żaden ruch nie był udany przejdź do 5.
 - 4: Powtórz udane ruchy w ruchu roboczym. Jeśli nowy punkt ma niższą wartość funkcji celu, przyjmij go jako nowy punkt bazowy oraz powiększ wartość kroku. Wróć do punktu 3 niezależnie od wyniku.
 - 5: Zmniejsz długość kroku. Jeśli istnieje mniejszy krok kontynuuj od punktu 3. Jeśli nie, zakończ.
-

Należy tutaj zaznaczyć, że zmodyfikowany algorytm wykonywał 10 testów dla każdego sprawdzanego punktu. Modyfikacja ta była ważna ze względu na wysoki poziom szumu pomiarowego, który zakłócał wyniki.

Początkową macierz punktów przeszukiwanych przez algorytm przedstawiono na rysunku 4.14. Siatka ta jest nieliniowa i staje się coraz gęstsza wraz ze zbliżaniem się do osi układu współrzędnych. Punkty te wybrano na podstawie badań wartości funkcji celu przedstawionej wzorem 4.6. Powierzchnia wyników w układzie trójwymiarowym została przedstawiona na rysunku 4.15. Wyniki te zostały uzyskane przez badania początkowej macierzy punktów. Wyraźnie widać tutaj tendencję zmniejszania się funkcji celu w obrębie hiperboli przy osiach układu współrzędnych. Siatka punktów 4.14 posłużyła za metodę ustalenia granic optymalizacji, które podczas początkowych testów wynosiły $(K_{P_{max}} < 1) \wedge (K_{P_{min}} > 0)$ oraz $(K_{I_{max}} < 5000000) \wedge (K_{I_{min}} > 1)$. Następnie podczas testów zmniejszono maksymalne wzmocnienie proporcjonalne do $(K_{P_{max}} < 0.05)$ ze względu na znajdowane rozwiązania, które dążyły do wartości mniejszych niż $K_{P_{max}} = 1$. Maksymalne wartości kroku optymalizacji wynosiły połowę maksymalnych wartości ograniczeń optymalizacji.

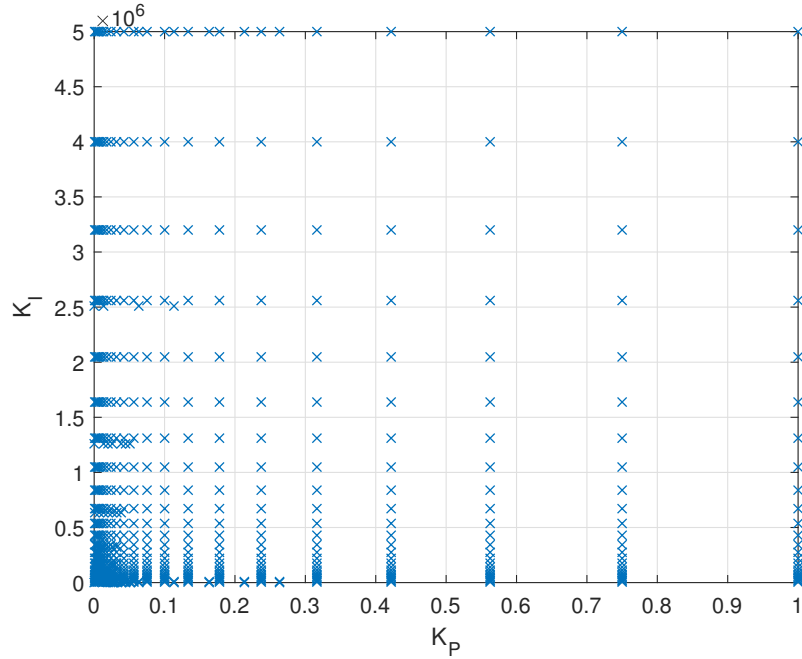
$$IAE = \frac{1}{n} \sum_0^n |u_{QZS_{ref}} - u_{QZS}| \quad (4.6)$$

Optymalizacja wykonywana była gdy układ pracował z deterministycznym wektorem wymuszeń $u_{QZS_{ref}}$. Pobudzenia rozpoczynały się od wartości napięcia zasilania a następnie maksymalna wartość skoków zwiększana była o 1,5 V z każdym kolejnym skokiem. Podczas optymalizacji regulator mógł swobodnie przełączać się pomiędzy zapisanymi w tabelach wartościami wzmocnień K_P oraz K_I . Przełączanie następowało gdy wartość referencyjna napięcia $u_{QZS_{ref}}$ znajdowała się bliżej innego punktu napięciowego zapisanego w tabeli $\mathbf{U}_{QZS_{ref}}$. Należy tu jednak zaznaczyć, że optymalizacja włączana była tylko dla pojedynczych wierszy tabel wzmocnień \mathbf{K}_P oraz \mathbf{K}_I . W ten sposób zapewniona została naturalna praca regulatora oraz, jednocześnie optymalizowany był jego pojedynczy punkt pracy. Zakres napięć opisujący przełączanie wzmocnień regulatora zapisany został za pomocą wzoru 4.9.

$$K_P = \mathbf{K}_P[i] \quad (4.7)$$

$$K_I = \mathbf{K}_I[i] \quad (4.8)$$

$$i = j \iff |u_{QZS_{ref}} - \mathbf{U}_{QZS_{ref}}[j]| \leq \min(|u_{QZS_{ref}} - \mathbf{U}_{QZS_{ref}}[k]|) \quad k = 0, 1, 2, \dots, 7 \quad (4.9)$$



RYSUNEK 4.14: Reprezentacja na płaszczyźnie poszukiwań najlepszego startowego punktu algorytmu optymalizacji.

Równanie 4.9 można zapisać jako algorytm:

Algorytm 3 Znajdowanie punktu pracy

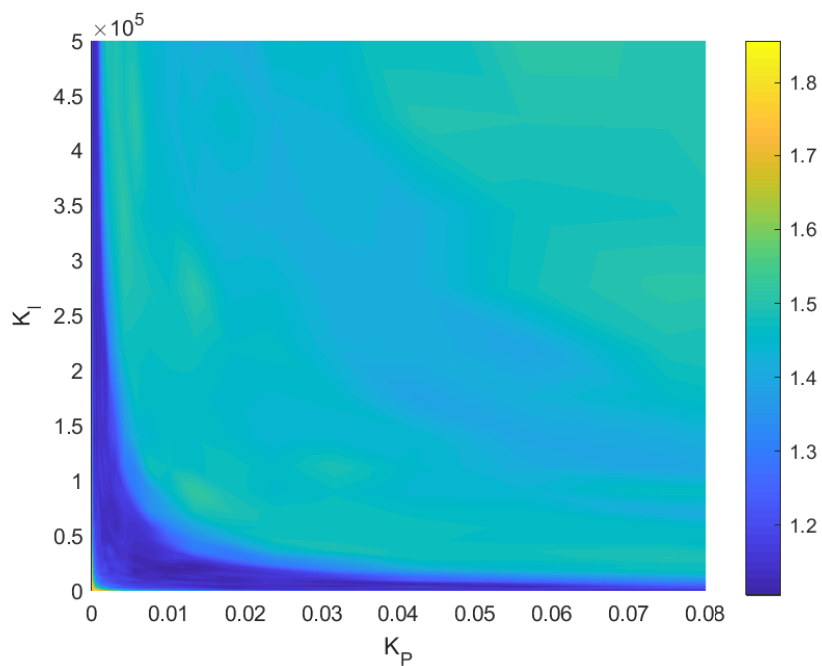
```

1:  $i = 0$ 
2:  $j = 0$ 
3:  $e_{ref_{min}} = |u_{QZS_{ref}} - \mathbf{U}_{QZS_{ref}}[0]|$ 
4: while  $j < 8$  do
5:    $e_{temp_{min}} = |u_{QZS_{ref}} - \mathbf{U}_{QZS_{ref}}[j]|$ 
6:   if  $e_{temp_{min}} < e_{ref_{min}}$  then
7:      $e_{ref_{min}} = e_{temp_{min}}$ 
8:      $i = j$ 
9:   end if
10:   $j = j + 1$ 
11: end while

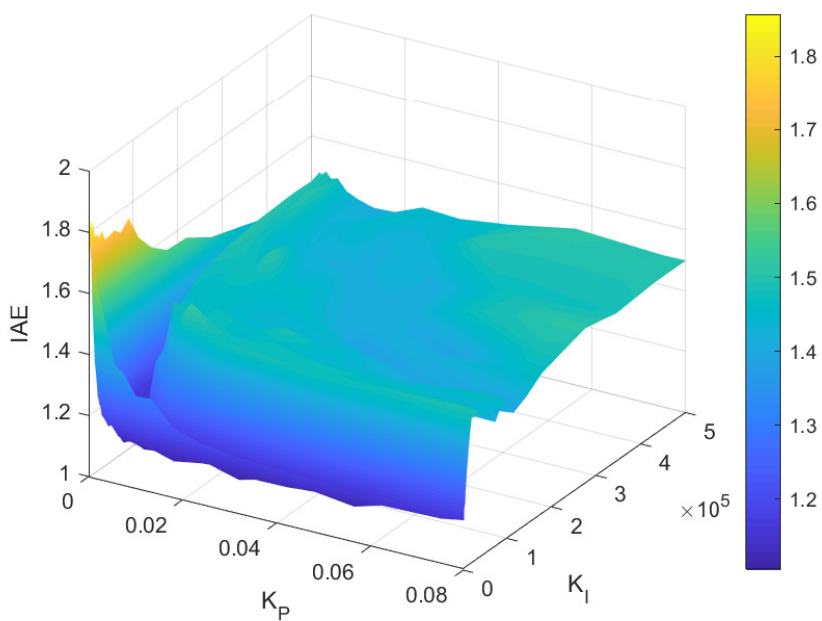
```

Opisany powyżej algorytm optymalizacji znalazł rozwiązania dla planowanych w eksperymencie ośmiu zestawów wzmocnień regulatora PI napięcia u_{QZS} . Wzmocnienia te zostały zapisane w tabeli 4.2. W zaprezentowanych wynikach zauważyć można pewną tendencję - im wyższe napięcie referencyjne, tym mniejsze K_I oraz tym większe K_P . Wzmocnienia te zależą jednak od punktu przełączenia w sposób nieliniowy. Funkcje te zostały pokazane na rysunku 4.16. Część 4.16(A) zawiera dane dla K_I . Zostały one przedstawione na wykresie logarytmicznym ze względu na dużą zmienność parametru. Wykres 4.16(B) składa się z wzmocnień K_P . Ich stosunkowo mała zmienność umożliwiła zapisanie wyników w układzie liniowym. Z obu tych wykresów wyraźnie widać w przypadku 4.16(A) nierosnącą oraz w przypadku 4.16(B) niemalejącą tendencję.

Ocena jakości pracy regulatora napięcia może zostać wykonana tylko w formie porównania do tradycyjnego, liniowego regulatora PI o stałych parametrach, nazywanego poniżej regulatorem referencyjnym (PI_{ref}). W niniejszej pracy postanowiono porównać regulator o zmiennym wzmocnieniu (PI_{tab}) do regulatora o stałym wzmocnieniu, nastrojonym dla środkowej wartości napięcia u_{QZS} poprzez optymalizację. W praktyce oznacza to, że regulator z tabelą przełączeń porównywany jest do regulatora zawierającego wzmocnienia ze środka tabeli.



(A) Widok z góry



(B) Widok trójwymiarowy

RYSUNEK 4.15: Płaszczyzna wartości funkcji celu.

Zastosowane parametry regulatora to:

$$K_P = 0,0224851845 \quad (4.10)$$

$$K_I = 5644,78125 \quad (4.11)$$

Podczas badań zdecydowano, że regulatory zostaną sprawdzone za pomocą sygnału referencyjnego $u_{QZS_{ref}}$ zawierającego 16 skoków jednostkowych zawsze rozpoczynających się od napięcia

TABELA 4.2: Wyznaczone wzmocnienia regulatora u_{QZS} .

K_I	K_P	$u_{QZS,ref}$ [V]
2763659,00000	0,0000558774	24,6
825183,37500	0,0000559728	26,7
31050,66406	0,0019250577	29,8
7117,25439	0,0171303730	32,85
5644,78125	0,0224851845	35,45
5434,45703	0,0252226572	40
5205,26904	0,0254268841	43,3
4712,29980	0,0258649867	45,9

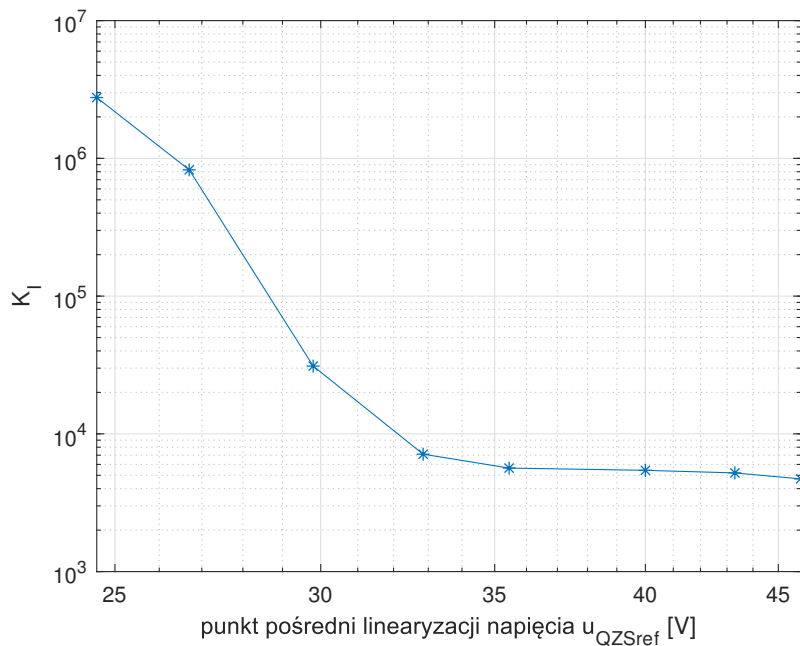
zasilania. Każdy kolejny skok większy jest od poprzedniego o 1,5 V co sprawia, że ostatni skok równy jest około dwu-krotności wartości napięcia zasilającego. Sygnał ten został podany na układ regulacji z regulatorem referencyjnym oraz przestrajalnym, a wyniki przedstawiono na rysunku 4.17. Test taki pozwala zbadać regulatory w różnych punktach pracy, które zależne są od amplitudy i wartości napięcia QZS. W przedstawionych wynikach wydzielić można obszar o znacznie większej amplitudzie oscylacji niż pozostałe punkty. Obszar ten zawiera napięcia pomiędzy około 25 V a 33 V. Pojawiające się wzbudzenia miały charakter niedeterministyczny, co oznaczało, że nie były one powtarzalne. Filtrowanie wyników za pomocą wzoru 4.4 nie pozostawiało widocznych tendencji w każdym z zestawów danych, raczej filtracja dążyła do niwelowania tychże oscylacji.

Na wykresie 4.18 przedstawiono zbliżenia skoków: 4.18(A) - zwiększających napięcie o 2,5 V oraz 4.18(B) - zmniejszających napięcie o tą samą wartość. Widać tutaj, że przebiegi różnią się na korzyść PI_{tab} . Regulator przestrajalny dochodzi do wartości zadanej bez wprowadzania dodatkowych oscylacji, które spowalniają proces regulacji i wprowadzają dodatkowe zakłócenia do układu regulacji prądu silnika PMSM.

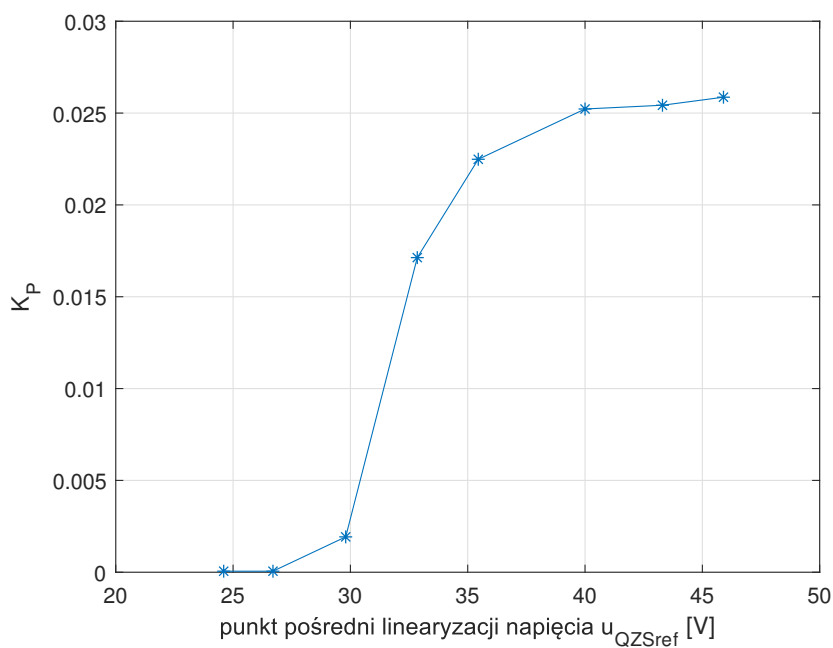
Na rysunku 4.19 przedstawiono skoki wartości zadanej napięcia o amplitudzie 13 V. Wartość do jakiej podbijane jest napięcie jest dobrana tak, aby regulator referencyjny pracował w swoich optymalnych warunkach. W tym przypadku oba sprawdzane układy mają te same parametry. Fakt ten widoczny jest na części (A) wykresu 4.19. Jeżeli pominięte zostaną szumy pomiarowe to odpowiedzi są sobie równe. Część 4.19(B) pokazuje jednak przewagę regulatora przestrajalnego, która pojawia się po przełączeniu się regulatora PI_{tab} do wartości wynikającej z optymalizacji dla niższych napięć referencyjnych. Przewagą tą jest brak dodatkowych oscylacji w odpowiedzi, dzięki czemu układ szybciej osiąga wartość zadaną.

Rysunki 4.20 oraz 4.21 przedstawiają skoki napięcia o amplitudzie odpowiednio: 20,5 V oraz 22 V. Zaobserwować tutaj można podobne zachowanie się obydwu regulatorów po pojawieniu się zbocza narastającego $u_{QZS,ref}$. Regulator przestrajalny cechuje się większą amplitudą oscylacji, która nie wpływa na czas trwania regulacji. Inaczej jest w przypadku zbocza opadającego, gdzie pomimo tej samej amplitudy skoku układy regulacji zachowują się zupełnie inaczej. Po przełączeniu się regulatora PI_{tab} na parametry optymalizowane dla niskich wzmocnień, wyraźnie widać krótszy czas regulacji oraz mniejszą ilość oscylacji. W trakcie regulacji PI_{ref} w odpowiedzi obiektu pojawiają się wyraźne oscylacje, które wydłużają proces. Oznacza to, że liniowy regulator referencyjny lepiej radzi sobie z wyższymi od optymalizowanego punktu pracy wartościami amplitudy $u_{QZS,ref}$ niż w przypadku amplitud niższych.

Badania pracy przedstawionych regulatorów zawierają również porównanie wartości wskaźnika jakości regulacji IAE przedstawionego wzorem 4.6. Wartości te zostały obliczone na podstawie



(A) Wzmocnienie części całkującej

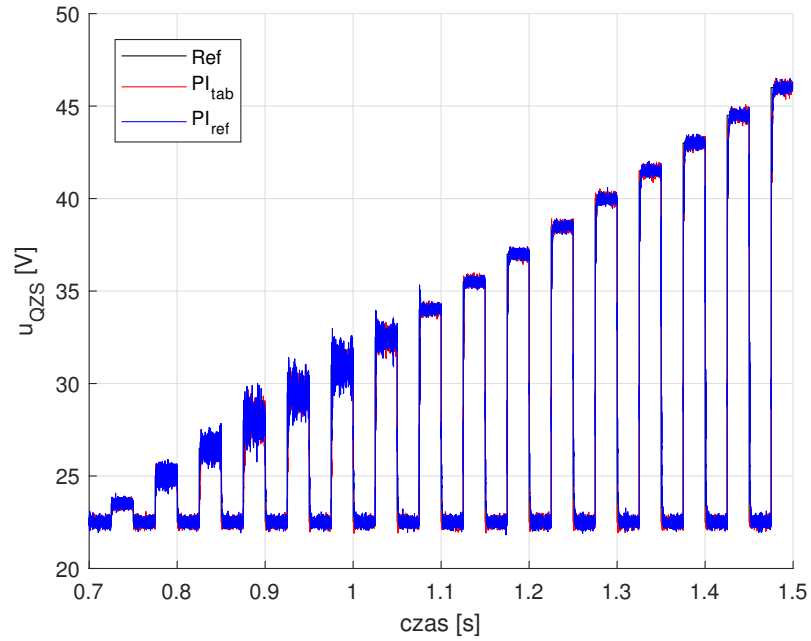


(B) Wzmocnienie części proporcjonalnej

RYSUNEK 4.16: Zmiany parametrów regulatora PI w zależności od u_{QZSref} .

odpowiedzi układów na zestaw skoków jednostkowych takich jak na rysunku 4.17. Wskaźnik został obliczony 20 razy dla regulatora tablicowego oraz 20 razy dla regulatora referencyjnego, następnie wyniki dla każdego z nich zostały uśrednione. Postanowiono nie obliczać wskaźników dla odfiltrowanych danych (wzór 4.4) ze względu na możliwą utratę informacji o szybkich, niedeterministycznych oscylacjach i reakcji regulatorów na szum pomiarowy. Wyniki podano poniżej:

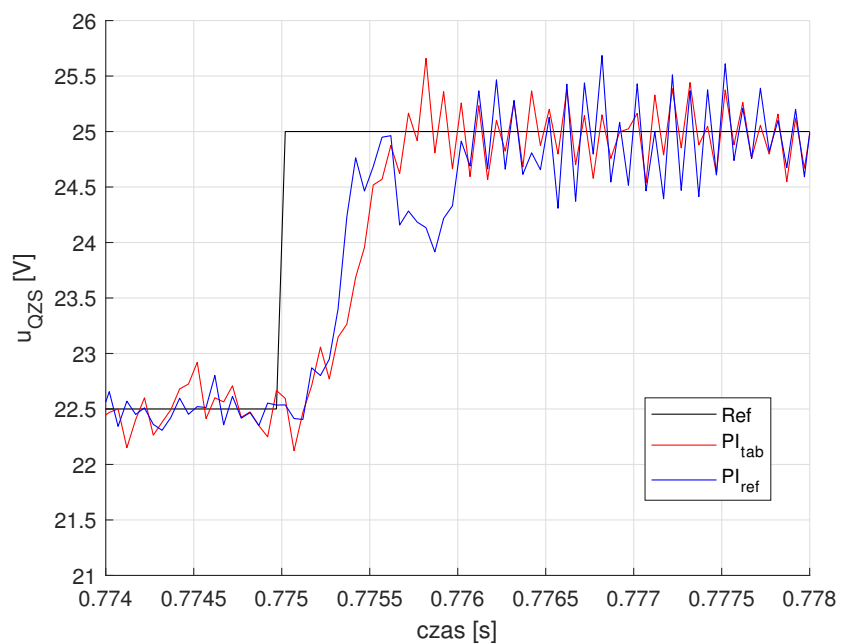
$$IAE_{ref} = 0,9996 \quad (4.12)$$



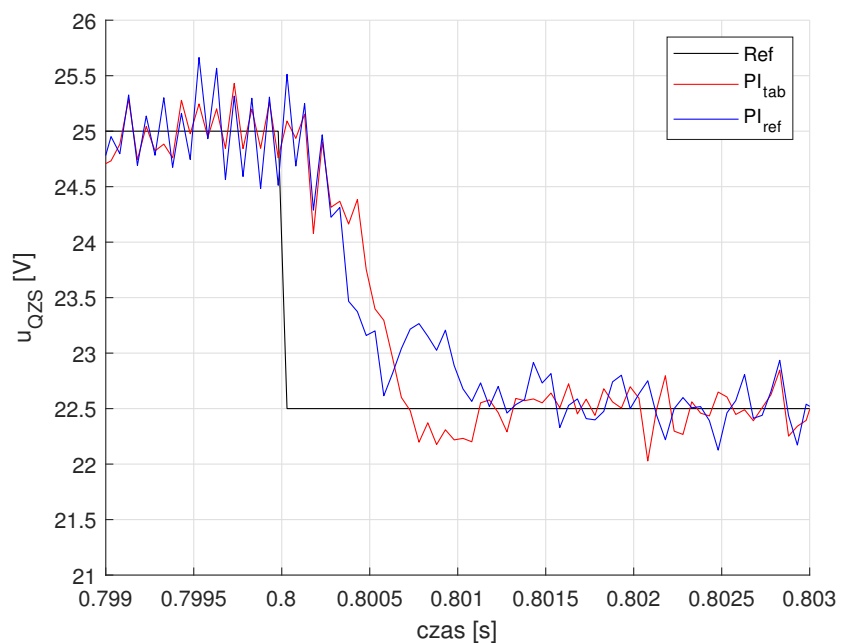
RYСУNEK 4.17: Odpowiedź układu regulacji z badanymi regulatorami na zestaw skoków wartości referencyjnej $u_{QZS_{ref}}$.

$$IAE_{tab} = 0,8351 \quad (4.13)$$

Regulator zmieniający punkt pracy cechuje się mniejszą średnią wartością wskaźnika IAE o 16,5%. Potwierdza to tym samym zasadność stosowania zaproponowanego regulatora.

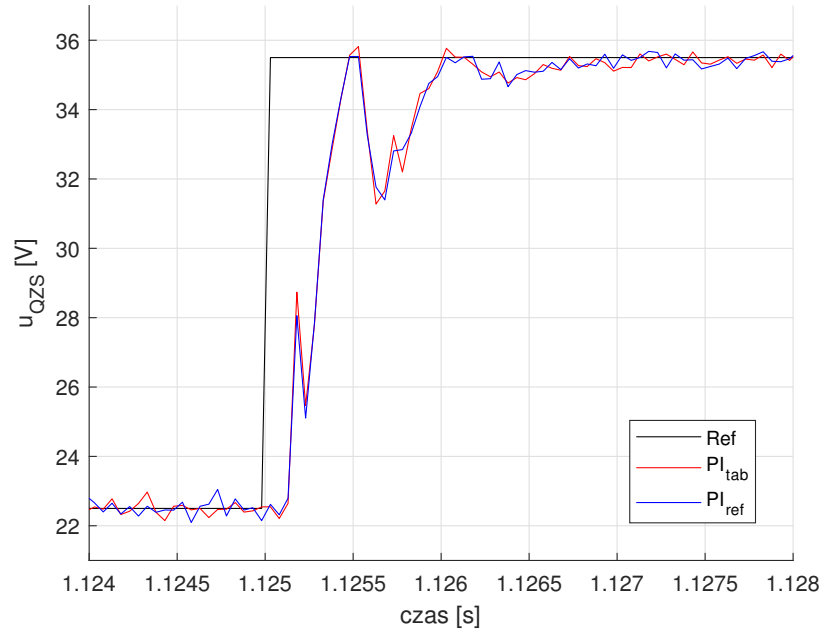


(A) Skok narastający

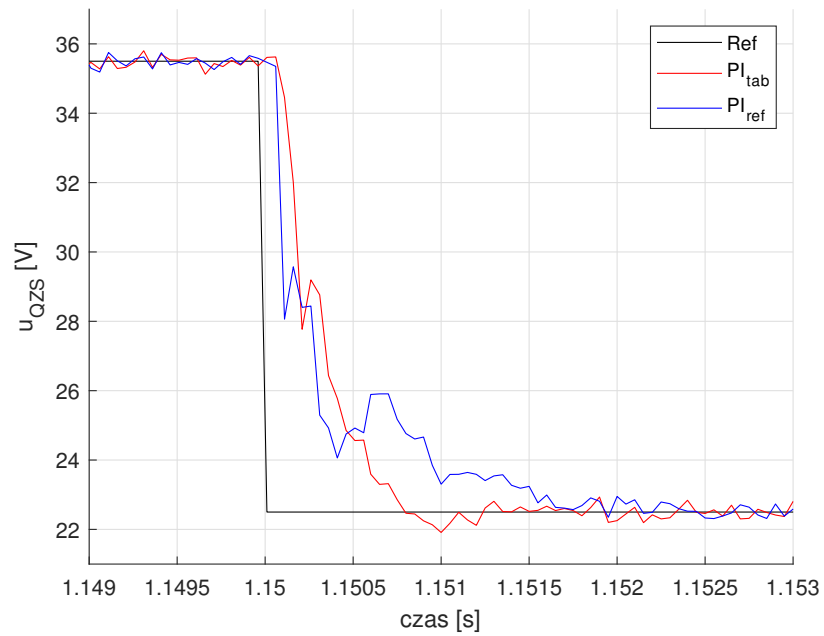


(B) Skok opadający

RYСУNEK 4.18: Odpowiedź układu regulacji z badanymi regulatorami na skok wartości referencyjnej u_{QZS_ref} o 2,5 V.

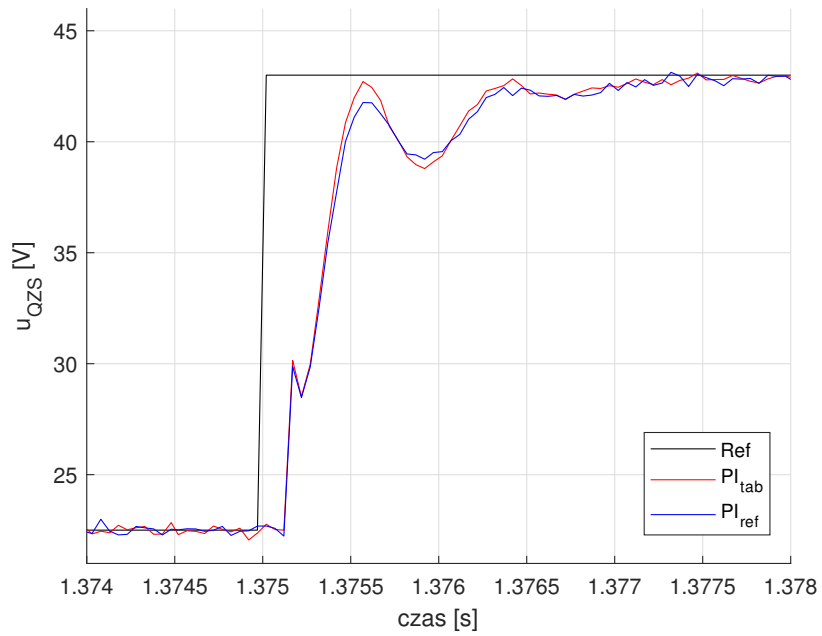


(A) Skok narastający

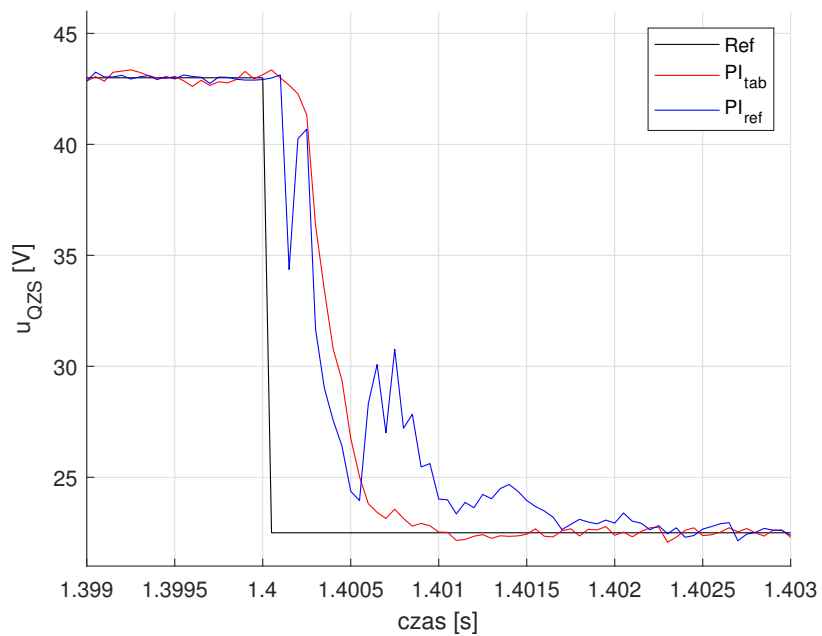


(B) Skok opadający

RYСУNEK 4.19: Odpowiedź układu regulacji z badanymi regulatorami na skok wartości referencyjnej $u_{QZS_{ref}}$ o 13 V.

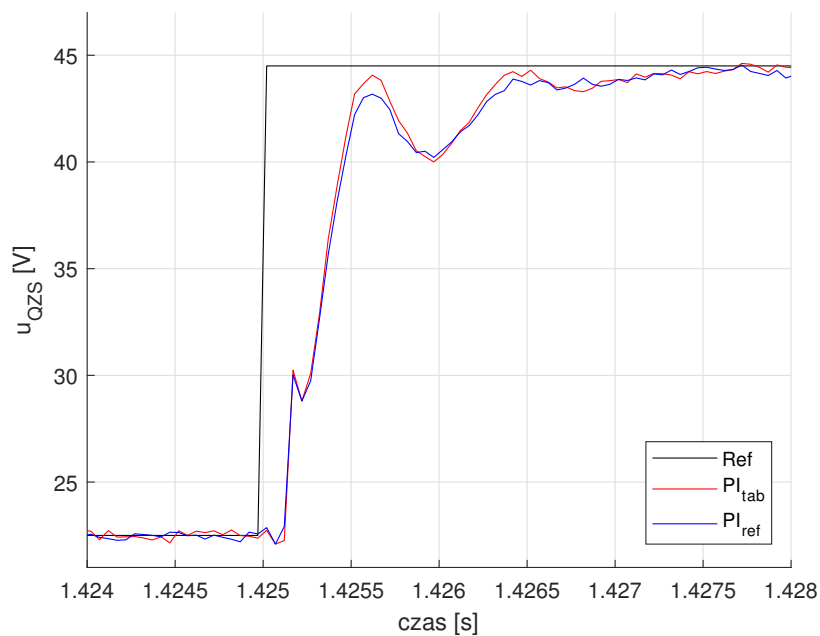


(A) Skok narastający

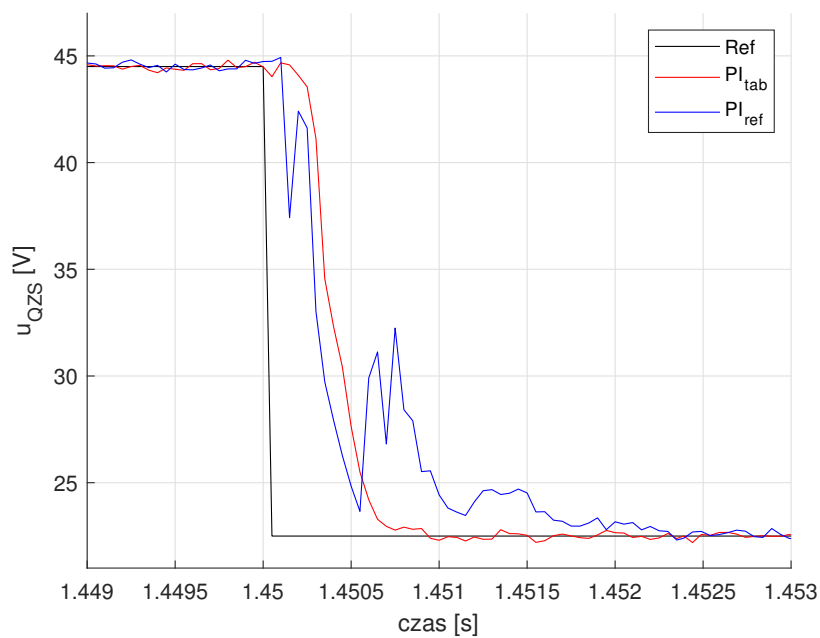


(B) Skok opadający

RYСУNEK 4.20: Odpowiedź układu regulacji z badanymi regulatorami na skok wartości referencyjnej $u_{QZS_{ref}}$ o 20,5 V.



(A) Skok narastający



(B) Skok opadający

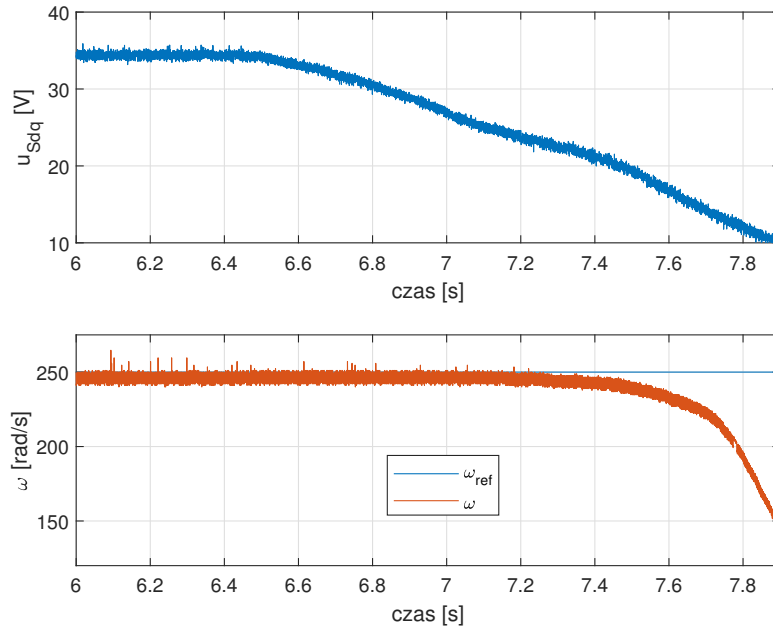
RYСУNEK 4.21: Odpowiedź układu regulacji z badanymi regulatorami na skok wartości referencyjnej u_{QZS_ref} o 22 V.

4.4 Praca napędu podczas zapadów napięcia

W niniejszym podrozdziale postanowiono przeanalizować zachowanie się układu sterowania silnikiem PMSM zasilanym z przekształtnika QZSDMC z regulacją napięcia u_{QZS} podczas zapadów napięcia sieciowego. Eksperyment ten wykonano aby sprawdzić czy istnieje realna możliwość zastosowania podbicia napięciowego QZSDMC do zmniejszenia skutków pojawiania się tego zjawiska. W badaniach postanowiono porównać działanie systemu wykorzystującego podbicie napięciowe do kompensacji spadku napięcia wejściowego do układu, do systemu nie wykorzystującego tej możliwości. Porównanie to zostało wykonane na podstawie prędkości obrotowej silnika, wartości napięcia sieciowego transformowanego do układu współrzędnych dq związanych z kątem fazowym zasilania u_{Sdq} oraz wartości wzmocnienia B_{QZS} . Ze względu na zachowanie bezpieczeństwa laboratoryjnego oraz możliwość uszkodzenia jedynego posiadanego prototypu przekształtnika postanowiono nie wykorzystywać w badaniach autotransformatorów trójfazowych. Autotransformatory te nie posiadają układów ograniczających maksymalny prąd zasilania, co w przypadku pojawienia się błędu sterowania QZSDMC mogłoby spowodować szybkie przegrzanie się tranzystorów i uszkodzenie przekształtnika. Zamiast tego postanowiono zastosować zasilacz laboratoryjny o dwóch, szeregowych wyjściach napięciowych. Zwarcie dodatniego potencjału jednego z wyjść z ujemnym potencjałem drugiego umożliwiło utworzenie szczególnego przypadku sinusoidy o nieskończenie długim okresie przy uzyskaniu napięć na fazach $A = 30$ V, $B = 0$ V oraz $C = -30$ V. Ze względu na charakter działania przekształtnika matrycowego zastosowanie takiej metody zasilania nie wpływa negatywnie na pracę silnika. Zastosowanie zasilacza laboratoryjnego umożliwiło płynną zmianę napięcia w fazach A , B i C za pomocą potencjometru. Założono, że badanie rozpoczynać się będzie w stanie ustalonym, przy maksymalnej prędkości obrotowej silnika PMSM na biegu jałowym. Następnie po czasie około 0,5 s rozpoczęto ręczne zmniejszanie napięcia poprzez przekręcenie potencjometru do pozycji 0 V. Fakt braku elektromechanicznych rozwiązań wprowadzał do badań brak determinizmu w kształcie i zachowaniu się zapadu napięcia. Postanowiono tutaj, że napięcie będzie zmniejszane w czasie około 1,5 s co umożliwiłoby sprawdzenie jakie są zakresy napięciowe zasilania w których system jest w stanie pracować w sposób nieprzerwany. Ze względu na brak możliwości laboratoryjnych nie sprawdzano tutaj szybkich zmian napięcia o czasie trwania nieprzekraczającym kilku okresów sieciowej sinusoidy. Ze względu na ograniczenia infrastruktury eksperymentalnej oraz ze względów bezpieczeństwa postanowiono testować silnik przy obniżonej prędkości maksymalnej, tak aby możliwe było zastosowanie napięć niskich. Zgodnie ze wzorami 1.5 - 1.9 maksymalna prędkość silnika zależna jest od napięcia zasilającego oraz stałej elektromotorycznej. Oznacza to, że obniżenie prędkości maksymalnej ω_{max} możliwe jest przez zasilanie niższą wartością napięcia. Chcąc zachować maksymalny zakres zmian napięcia zasilającego znajdujący się w zasilaczu laboratoryjnym, tak aby rozdzielczość pomiaru była możliwie jak najwyższa oraz zachować zależność, że suma prądu pobieranego przez QZS oraz silnik jest mniejsza niż prąd maksymalny zasilacza, postanowiono ograniczyć maksymalne wypełnienie PWM w przekształtniku QZSDMC. Ograniczenie to sprawia, że silnik otrzymuje średnio niższe napięcie niż wynikałoby to z wartości napięcia zasilania. W badaniach maksymalne wypełnienie PWM zostało ustawione tak, aby prędkość $\omega_{max} \approx 260$ rad/s dla napięcia zasilania ± 30 V. Prędkość ta, zmniejszona do 250 rad/s została ustawiona jako referencyjna dla regulatora prędkości. Należy tutaj zaznaczyć, że badania były prowadzone bez obciążenia, którego dodanie zwiększyło by prąd przekształtnika, który z łatwością włączał zabezpieczenia prądowe zasilacza. Ze względu na tą cechę postanowiono zbadać zachowanie się układu przy dwóch różnych ograniczeniach prądowych regulatora prędkości. Pierwszym był prąd równy 30% maksymalnej wydolności prądowej zasilacza laboratoryjnego, a drugim 100%. Porównanie to pozwoliło sprawdzić jak zbyt niska moc źródła prądowego wpływa

na układ podczas zapadów napięcia.

Rysunek 4.22 przedstawia układ niewykorzystujący podbicia napięciowego u_{QZS} . Zaprezentowany przypadek zawiera ograniczenie regulatora prądu równe 30% wydolności prądowej źródła zasilania. Spadek prędkości mierzonej rozpoczął się przy napięciu zasilania równym około 23,7 V. Pochodna początkowych spadków jest niewielka i rośnie wraz ze zmniejszaniem się napięcia. Wyraźne załamanie się charakterystyki prędkości zaobserwować można tutaj dla 14,5 V.

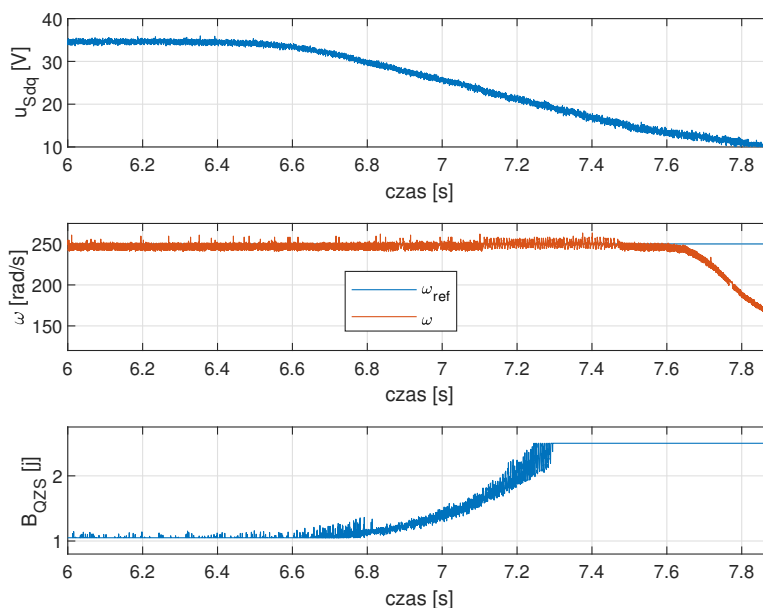


RYSUNEK 4.22: Utrzymywanie stałej prędkości silnika przy spadku wartości napięcia sieciowego dla układu niewykorzystującego sterowania napięciem QZS ($B_{QZS} = 1$). Ograniczenia prądu źródła równe 30% jego wydolności prądowej.

Rysunek 4.23 przedstawia układ zawierający zamkniętą pętlę regulacji napięcia u_{QZS} . Przedstawiony przypadek wykorzystuje ograniczenie regulatora prądu równe 30% wydolności prądowej źródła zasilania. Spadek prędkości mierzonej rozpoczął się przy około 13,5 V napięcia zasilania. Pochodna początkowych spadków rośnie bardzo szybko i nie zmienia się wraz ze zmniejszaniem się napięcia w badanym zakresie. Układ utrzymuje prędkość zadaną w większym zakresie napięć zasilania. Widać tutaj również zwiększanie się podbicia napięciowego B_{QZS} jako odpowiedzi układu regulacji na spadek napięcia zasilania.

Rysunek 4.24 przedstawia układ bez sterowania napięciem u_{QZS} . Przedstawiony przypadek zawiera ograniczenie regulatora prądu równe 100% wydolności prądowej źródła zasilania. Spadek prędkości mierzonej rozpoczął się przy napięciu zasilania równym około 24 V. Wyraźne załamanie się charakterystyki prędkości zaobserwować można tutaj dla 14,5 V. W niniejszym eksperymencie nie widać znaczących różnic w stosunku do rysunku 4.22. Jest to związane z niewykorzystaniem pełnego zakresu prądowego zasilacza.

Rysunek 4.25 przedstawia układ zawierający zamkniętą pętlę regulacji napięcia u_{QZS} . Przedstawiony przypadek wykorzystuje ograniczenie regulatora prądu równe 100% wydolności prądowej źródła zasilania. Spadek prędkości mierzonej rozpoczął się przy około 12,5 V napięcia zasilania. W niniejszym eksperymencie, w prędkości silnika nie widać znaczących różnic w stosunku do rysunku 4.23. Natomiast różnice te widać w przebiegu zmian napięcia zasilającego silnik. Gdy podbicie napięciowe osiągnęło ograniczenie $B_{QZS} = 2,5$ zasilacz włączył układ zabezpieczenia przed zwarcieniem i ograniczył prąd na wartości maksymalnej (3 A na obu kanałach) co widoczne jest jako gwałtowny



RYSUNEK 4.23: Utrzymywanie stałej prędkości silnika przy spadku wartości napięcia sieciowego dla układu wykorzystującego sterowanie napięciem QZS ($B_{QZS} = var$). Ograniczenia prądu źródła równe 30% jego wydolności prądowej.

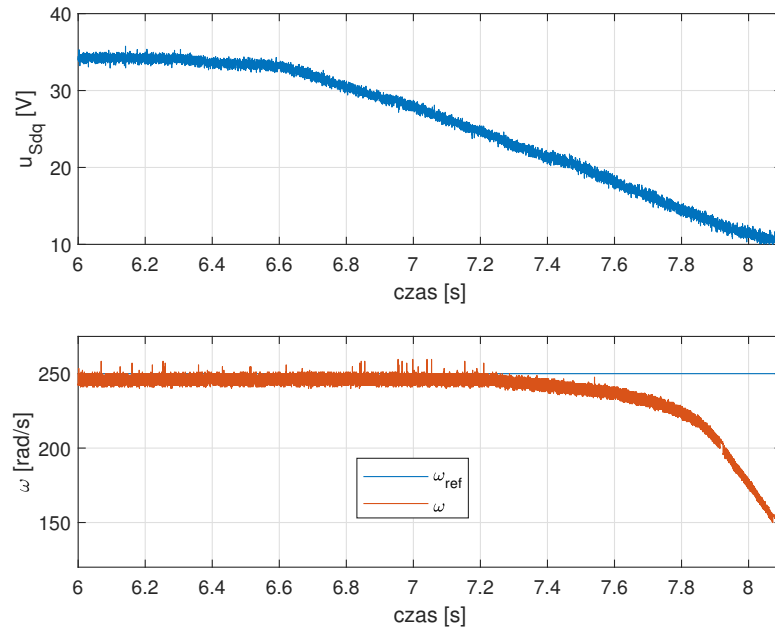
spadek napięcia zasilającego. Pomimo tego silnik nie zmniejszył prędkości mierzonej.

Zebrane dane zostały przedstawione jako zależności pomiędzy napięciem zasilającym symulowanej sieci a prędkością osiąganą przez silnik. Na rysunku 4.26 widać wyniki pracy układu przy ograniczeniu prądowym regulatorów ustawionym na 30% wartości maksymalnej źródła zasilania. Widać tutaj wyraźnie dłuższe utrzymywanie prędkości zadanej przez układ z regulacją napięcia. Prędkość sterowanego układu pomiędzy wartościami 25 V a 15 V nieznacznie wzrosła natomiast zaczęła spadać w stosunku do ω_{ref} przy 13,5 V (co zgodne jest z rysunkiem 4.23). Podobna sytuacja ma miejsce w przypadku zastosowania ograniczenia prądowego równego 100% wydolności prądowej źródła zasilania (rysunek 4.27). Układ z regulacją napięcia dłużej utrzymuje wartość zadaną zmiennej stanu ω . Ponadto osiąga on wyższe prędkości dla tych samych napięć niż w przypadku układu z rysunku 4.26.

Rysunek 4.28 przedstawia układ zawierający zamkniętą pętlę regulacji napięcia u_{QZS} . Przedstawiony przypadek wykorzystuje ograniczenie regulatora prądu równe 100% wydolności prądowej źródła zasilania. Przedstawia on przypadek rozruchu silnika przy długotrwałym obniżeniu się napięcia zasilania do wartości 12,5 V, czyli 36% wartości początkowej. Pomimo utrzymywania się tego stanu w sposób ciągły, napęd PMSM ze sterowaniem napięcia u_{QZS} osiągnął zadaną prędkość kątową wirnika, w przeciwieństwie do napędu referencyjnego ($B_{QZS} = 1$).

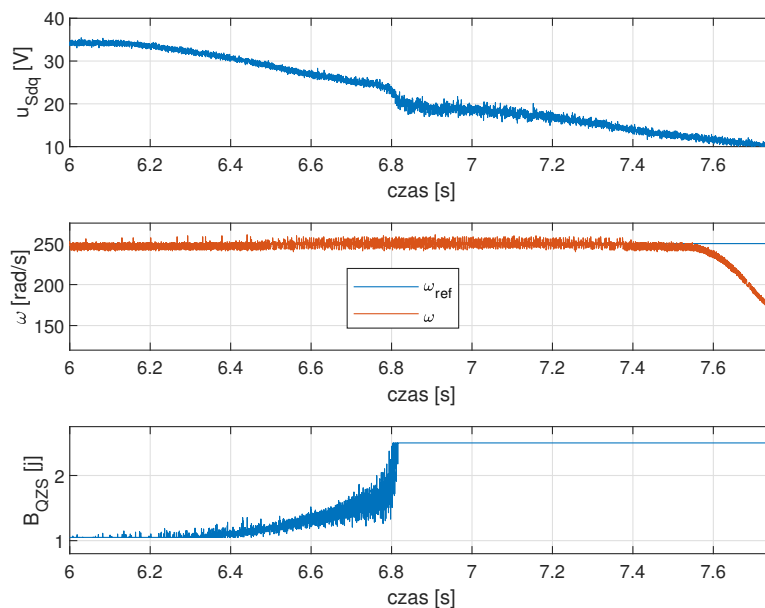
4.5 Podsumowanie badań eksperymentalnych

1. Potwierdzono eksperymentalnie, że wykorzystanie podbicia napięciowego w zaproponowanym napędzie z PMSM nie wpływa negatywnie na właściwości pętli regulacji prądu i prędkości.
2. Potwierdzono, że włączenie podbicia napięciowego w przekształtniku zwiększa prąd pobierany z sieci przez napęd.

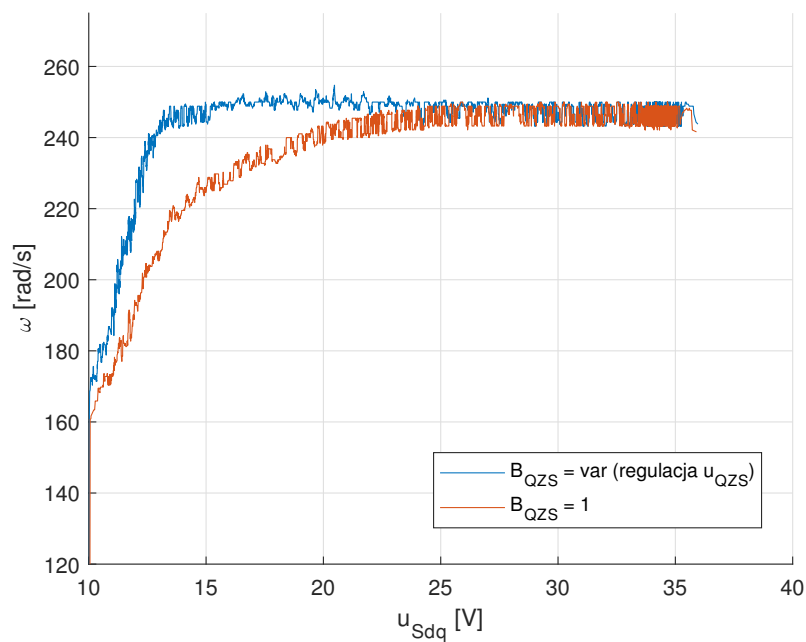


RYСУNEK 4.24: Utrzymywanie stałej prędkości silnika przy spadku wartości napięcia sieciowego dla układu niewykorzystującego sterowania napięciem QZS ($B_{QZS} = 1$). Ograniczenia prądu źródła równe 100% jego wydolności prądowej.

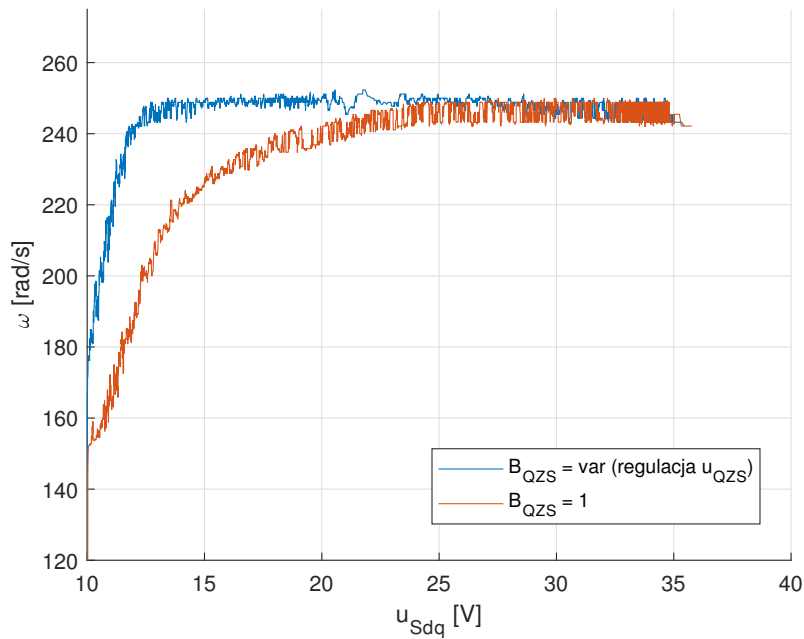
3. Wykazano, że zaproponowany sposób pomiaru napięcia u_{QZS} umożliwia sterowanie jego wartością.
4. Udowodniono, że przedstawiony rzeczywisty układ regulacji napięcia QZS zmienia swoje parametry w zależności od wartości amplitudy skoku wzmocnienia napięciowego B_{QZS} .
5. Udowodniono, że możliwe jest sterowanie wartością napięcia u_{QZS} w czasie krótszym niż jeden okres sinusoidy napięcia sieciowego. W najtrudniejszym badanym przypadku czas regulacji był mniejszy niż 0,002 s.
6. Wykazano, że zaproponowany regulator przestrajalny osiąga lepszą jakość regulacji napięcia u_{QZS} niż regulator o stałych wzmocnieniach.
7. Potwierdzono wnioski z badań symulacyjnych dotyczące zwiększenia odporności napędu na zapady napięcia zasilania. Jednakże zakres napięć możliwych do kompensacji był mniejszy niż w symulacjach.



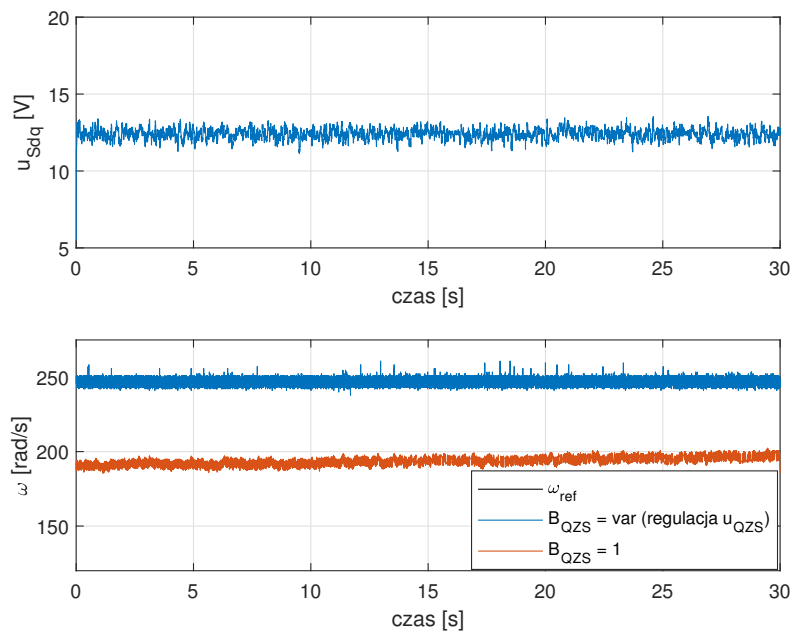
RYSUNEK 4.25: Utrzymywanie stałej prędkości silnika przy spadku wartości napięcia sieciowego dla układu wykorzystującego sterowanie napięciem QZS ($B_{QZS} = var$). Ograniczenia prądu źródła równe 100% jego wydolności prądowej.



RYSUNEK 4.26: Wpływ zmian napięcia zasilania na utrzymywaną prędkość silnika PMSM z zamkniętą pętlą regulacji prędkości. Wyniki dla układów z $B_{QZS} = 1$ oraz $B_{QZS} = var$. Ograniczenia prądu źródła równe 30% jego wydolności prądowej.



RYSUNEK 4.27: Wpływ zmian napięcia zasilania na utrzymywaną prędkość silnika PMSM z zamkniętą pętlą regulacji prędkości. Wyniki dla układów z $B_{QZS} = 1$ oraz $B_{QZS} = var$. Ograniczenia prądu źródła równe 100% jego wydolności prądowej.



RYSUNEK 4.28: Utrzymywanie stałej prędkości silnika przy długotrwałym spadku wartości napięcia sieciowego dla układu wykorzystującego sterowanie napięciem QZS ($B_{QZS} = var$). Ograniczenia prądu źródła równe 100% jego wydolności prądowej.

Rozdział 5

Podsumowanie i wnioski

Celem niniejszej rozprawy doktorskiej było opracowanie struktury, algorytmów sterowania i budowa napędu z PMSM zasilanego z bezpośredniego przekształtnika matrycowego typu Quasi-Z-Source zapewniającego zwiększoną odporność układu na zapady napięcia zasilania.

Badania rozpoczęto od analizy dostępnej literatury w tym metod sterowania i projektowania napędów PMSM z przekształtnikami QZSDMC. Skupiono się na metodzie wektorowej sterowania umożliwiającej dodanie zmiennego podbicia napięciowego w QZS. W pracy zaprezentowano analizę możliwości podbijania napięcia w układzie QZS idealnym oraz zawierającym parametry pasożytnicze i straty. Zbadano problematykę zapadów napięcia sieciowego w oparciu o europejską normę PN-EN 50160 oraz opisano ich skutki dla napędów elektrycznych. Z badań wysnuto wniosek, że napędy elektryczne są podatne na pojawiające się zapady napięcia zasilania.

W pracy zaprezentowano cztery rozwiązania problemu zapadów napięcia spotykane w literaturze. Wszystkie te układy wprowadzały do systemu znaczną liczbę dodatkowych elementów i nie były w stanie działać w sposób całkowicie ciągły. Najczęściej opierały się na zastosowaniu dodatkowego elementu gromadzącego energię. W związku z tym, zastosowanie urządzenia umożliwiającego pracę bez przerwy przez dowolnie długi czas wydaje się być atrakcyjnym rozwiązaniem. Uznano, że dodanie do napędu z DMC odpowiednio sterowanego modułu Quasi-Z-Source może stanowić rozwiązanie problemu.

Sterowanie napięciem QZS można realizować na dwa główne sposoby: w pętli otwartej oraz w pętli zamkniętej. Praktycznie wszystkie badania dotyczą sterowania w pętli otwartej. Rozwiązania te nie zapewniają w pełni bezpiecznej i odpornej na zakłócenia pracy, co czyni je nieakceptowalnymi. Sterowanie w pętli zamkniętej pojawiło się tylko raz w kontekście silnika indukcyjnego, gdzie pomiar napięcia odbywał się na kondensatorach QZS. Nie przedstawiono jednak pracy układu w oknach czasowych zbliżonych do stałych czasowych obiektu, co uniemożliwia dokładną ocenę układu regulacji napięcia w QZS. W badaniach pokazano jedynie efekty w skalach umożliwiającymi badanie prędkości silnika. Ponadto, badanie to nie dostarcza informacji na temat charakterystyki obiektu sterowania.

Układ regulacji automatycznej wymaga informacji o zmiennych stanu związanych z sterowaniem. Aby zapewnić dokładny pomiar, który będzie efektywnie działał w układzie napędowym, zaproponowano pomiar napięcia na zaciskach pomiędzy QZS a DMC. Taki pomiar wiernie odzwierciedla charakterystykę u_{QZS} . Kluczowym jej elementem jest dodana w metodzie synchronizacja, ponieważ stany ST zakłócają pomiary. Wykorzystano również transformację napięcia za pomocą transformaty dq . Metoda ta jest niezbędna, aby zintegrować informacje z trzech faz w jeden sygnał. Ponieważ napięcie $u_{A'B'C'}$ zależy od napięcia zasilania, transformację przeprowadzono względem kąta fazowego sieci.

Zdobyta wiedza została wykorzystana do implementacji symulacyjnej napędu z PMSM zasilanego z QZSDMC. Symulacje przeprowadzono w środowisku Matlab 2019a, korzystając z narzędzi Simulink oraz Simscape.

Przeprowadzono symulacyjne badania pracy napędu w różnych warunkach: bez podbicia napięcia i z podbiciem, a także bez obciążenia i z obciążeniem. Napęd podczas rozruchu wchodzi w stan nasycenia prądu i poprawnie osiąga zadaną prędkość. Podobnie przebiega hamowanie oraz ponowne rozpędzanie się w przeciwnym kierunku. Dodanie modelu biernego obciążenia nie zmienia charakteru odpowiedzi układu regulacji, jedynie zwiększa prąd silnika i pobór prądu z sieci, co jest zgodne z oczekiwaniami. Włączenie podbicia napięciowego nie wpływa na działanie pętli regulacji prądu ani pętli regulacji prędkości. Zarówno z obciążeniem, jak i bez obciążenia, napęd działa poprawnie. Natomiast potwierdzono, że dodawanie podbicia napięciowego powoduje większy pobór prądu z sieci.

W badaniach sprawdzono reakcję przekształtnika na skokowe zmiany podbicia napięciowego B_{QZS} . Zaobserwowano, że skokowy wzrost podbicia powoduje skokowe zwiększenie prądu pobieranego z sieci. Ponadto wykazano zależność między wartością podbicia napięciowego a charakterem odpowiedzi skokowej układu otwartego. Im mniejsze podbicie, tym większe oscylacje w układzie, natomiast im większe podbicie, tym większe tłumienie. Pojawiała się też tutaj nieminimalnofazowość. Wyniki symulacyjne sugerują, że układ jest nieliniowy i jego odpowiedź zależy od wartości podbicia napięciowego.

W celu weryfikacji możliwości sterowania napięciem u_{QZS} w czasie krótszym niż pojedynczy okres sinusoidy napięcia sieci, zastosowano regulator typu PI. Jego parametry zostały dobrane metodą doświadczalną. Przeprowadzone badania wykazały, że układ był zdolny do regulacji napięcia w czasie krótszym niż 7 ms. Uzyskane wyniki potwierdzają zdolność systemu do szybkiego działania i skutecznego sterowania napięciem u_{QZS} .

Przeprowadzono testy mające na celu zbadanie reakcji napędu na zapady napięcia sieci w trzech scenariuszach: bez regulacji u_{QZS} przez przekształtnik typu QZS, z regulacją u_{QZS} oraz porównanie wyników między nimi. Przeprowadzono test, w którym napęd miał utrzymywać prędkość zbliżoną do maksymalnej prędkości możliwej dla określonego napięcia zasilania. Test został dostosowany do ograniczeń wynikających z konstrukcji rzeczywistego układu. Pozwolił on sprawdzić, czy wykonanie takiego badania jest możliwe w warunkach rzeczywistych. W przekształtniku ograniczono maksymalne wypełnienie sygnału PWM w taki sposób, aby silnik osiągnął maksymalną wartość prędkości równą 260 rad/s dla napięcia zasilania 20 V. Następnie napęd miał utrzymywać prędkość 250 rad/s, podczas gdy napięcie sieci było stopniowo zmniejszane do zera w ciągu około 0,5 s. Z przeprowadzonych badań wynikało, że układ z regulacją u_{QZS} utrzymywał prędkość wirnika na poziomie prędkości zadanej w szerszym zakresie napięć zasilania.

Przeprowadzono także badanie, mające na celu sprawdzenie, czy układ może pracować przy ciągłym obniżeniu napięcia zasilającego. Przy ustawieniach identycznych jak w poprzednim eksperymencie, napięcie zasilania zostało zmniejszone do 10% początkowej wartości, a symulacja została uruchomiona na 30 sekund. Przez ten czas silnik utrzymywał stałą prędkość wirnika, co sugeruje, że mógłby kontynuować to działanie przez dowolnie długi czas. Oczywiście, możliwość ta zależy od zdolności prądowych układu zasilania, ponieważ układ podbijający napięcie pobiera większy prąd z sieci.

Zgromadzenie powyższej wiedzy umożliwiło wykonanie projektu stanowiska rzeczywistego a następnie jego konstrukcję. Zaimplementowano również algorytmy sterowania przekształtnikiem oraz zaproponowane powyżej metody regulacji napięcia u_{QZS} . Testy stanowiska wykazywały jego prawidłową pracę.

Na stanowisku przeprowadzono testy pracy napędu w warunkach normalnych, zarówno z pod-

biciem napięcia, jak i bez niego, oraz z zastosowaniem i bez wykorzystania obciążenia o charakterze biernym. Napęd rzeczywisty funkcjonował zgodnie z założeniami i wynikami symulacji przedstawionymi w rozdziale dotyczącym symulacji. Niemniej jednak zaobserwowano pewną różnicę - podczas testu z obciążeniem o charakterze biernym, przy sterowaniu napięciem u_{QZS} w pętli zamkniętej, napięcie QZS wzrosło w momencie, gdy silnik był obciążony.

Na stanowisku przeprowadzono badania dotyczące zmienności obiektu w zależności od współczynnika podbicia napięciowego B_{QZS} , co wcześniej obserwowano w symulacjach. Celem było sprawdzenie, czy ten efekt również występuje w warunkach rzeczywistych. Przygotowano więc dane testowe w postaci skoków jednostkowych, których amplituda stopniowo się zmniejszała, ale przesunięcie podbicia stale rosło. Następnie zapisano wyniki, które po odpowiedniej normalizacji wykorzystano w narzędziu Ident w środowisku MATLAB do identyfikacji transmitancji modelujących obiekt. Proces ten pozwolił na znalezienie modeli transmitancyjnych i dalszą analizę danych.

Eksperymentalnie potwierdzono, że każdy skok napięcia tworzył transmitancję o różnych parametrach. Przeprowadzono analizę zer i biegunów utworzonych modeli transmitancyjnych, która wykazała, że obiekt jest stabilny, gdyż nie posiadał żadnych biegunów po stronie dodatniej układu współrzędnych. Ponadto, ze względu na istnienie biegunów posiadające swoje pary, obiekt wykazywał właściwości oscylacyjne. Różnice pomiędzy znalezionymi transmitancjami zachodziły w zakresie tłumienia i wzmocnienia. Transmitancje uzyskane dla skoków o różnej amplitudzie, ale przy takiej samej wartości maksymalnego skoku $B_{QZS_{max}}$, znajdowały się blisko siebie na wykresie, co sugeruje możliwość znalezienia średnich zakresów zmian transmitancji dla określonego $B_{QZS_{max}}$.

Badania eksperymetalne potwierdziły nieliniowy charakter obiektu, zależny od współczynnika podbicia napięciowego B_{QZS} . Uznano, że obiekt rzeczywisty jest zmienny ze względu na amplitudę skoku B_{QZS} , gdzie wartość aktualnego napięcia nie ma tak istotnego znaczenia. Dowodem na to jest obserwowana nieminimalnofazowość. Gdyby obiekt był zmienny jedynie w zależności od aktualnego u_{QZS} , nieminimalnofazowość powinna pojawić się dopiero w momencie osiągnięcia określonego napięcia wyjściowego z QZS i występować niezależnie od amplitudy skoku. Jednakże, nieminimalnofazowość występuje przy skokach jednostkowych o dużej amplitudzie, niezależnie od aktualnej wartości u_{QZS} .

W związku ze zmiennością obiektu, pomimo możliwości zastosowania bardziej zaawansowanych metod, takich jak algorytmy adaptacyjne, sieci neuronowe lub logika rozmyta, które mogłyby potencjalnie zapewnić lepszą adaptację do zmian, zdecydowano się na zastosowanie przestrajalnego regulatora typu PI z zapisanymi w tablicy wartościami wzmocnień. Wybór padł na ten rodzaj regulatora ze względu na jego szybkość działania, co jest istotne dla pracy w czasie rzeczywistym, szczególnie biorąc pod uwagę niezwykle krótkie stałe czasowe obiektu.

Regulator był oparty na zadanej wartości napięcia na QZS, co wynikało z obserwacji, że to nie aktualna wartość napięcia u_{QZS} determinuje charakter obiektu, lecz amplituda skoku.

W badaniach wymagana była pewność, że znaleziony regulator jest optymalny dla danego punktu pracy, przeprowadzono więc optymalizację parametrów w tym punkcie za pomocą algorytmu poszukiwania wzorców. Zauważono wyraźną tendencję, gdzie wzmocnienia K_I maleją wraz ze wzrostem napięcia $u_{QZS_{ref}}$, podczas gdy wzmocnienia K_P zwiększają się wraz z rosnącym napięciem $u_{QZS_{ref}}$. Wyniki te mogą wskazywać na pewne tendencje występujące w układzie sterowania. Aby ocenić wydajność zaproponowanego regulatora zdecydowano się wprowadzić regulator referencyjny. Był to regulator typu PI o parametrach wybranych ze środka optymalizowanej tablicy wzmocnień K_P i K_I . Następnie przeprowadzono badania odpowiedzi napędów z obydwojma regulatorami i porównano uzyskane wyniki. Okazało się, że dla danego cyklu pracy układu regulacji, regulator przestrajalny miał o 16,5% mniejszą wartość wskaźnika IAE niż regulator referencyjny.

W pracy zaprezentowano również wyniki pracy układu regulacji z regulatorem referencyjnym oraz zaproponowanym na skokowe zmiany wartości zadanego napięcia $u_{QZS_{ref}}$. Widać tutaj mniej oscylacyjny charakter odpowiedzi regulatora przestrajalnego. Ponadto, zależnie od amplitudy skoku, odpowiedzi układów regulacji mieściły się w czasie od 1 ms do 2 ms, czyli 10 do 20 razy szybciej niż trwa jeden okres sinusoidy napięcia sieciowego.

Przeprowadzono test, w którym napęd miał utrzymywać prędkość zadaną bliską prędkości maksymalnej, jaka była możliwa dla danego napięcia zasilania. Test został dostosowany do ograniczeń wynikających z konstrukcji układu. W przekształtniku ograniczono maksymalne możliwe wypełnienie PWM w taki sposób, aby silnik osiągnął maksymalną wartość napięcia równą 260 rad/s dla napięcia zasilania 35V. Napęd miał utrzymywać prędkość na poziomie 250 rad/s. W trakcie testu napięcie sieci zostało zmniejszone do zera w czasie około 0,5s. Z przeprowadzonego eksperymentu wynikało, że układ ze sterowanym podbiciem napięciowym utrzymywał prędkość wirnika równą prędkości zadanej w szerszym zakresie napięć zasilania niż układ niewykorzystujący podbicia napięciowego. Napęd został również sprawdzony w warunkach ciągłego zapadu napięcia i zgodnie z przewidywaniami, poprawnie utrzymywał prędkość znamionową.

Przeprowadzone obszernie badania symulacyjne oraz eksperymentalne potwierdzają, że wyniki uzyskane z modelu pokrywają się z danymi rzeczywistymi w większości aspektów. Jednakże istnieją pewne niezgodności dotyczące wartości napięcia, dla której układ przestaje działać poprawnie. W symulacjach nie uwzględniono wartości pasożytniczych. Ich implementacja, zgodnie ze wzorem 1.54, prowadziłyby do niższych osiąganych wartości podbicia napięciowego, co mogłoby skorygować uzyskane wyniki.

W rozprawie przyjęto następującą tezę: **Odpowiednie sterowanie modułem Quasi-Z-Source umożliwia poprawę jakości regulacji prędkości podczas zapadów napięcia zasilania w napędzie z PMSM zasilanym za pomocą bezpośredniego przekształtnika matrycowego typu Quasi-Z-Source.**

Realizacja celu rozprawy oraz wykazanie postawionej tezy zostały osiągnięte poprzez wykonanie następujących zadań szczegółowych:

1. przegląd metod zabezpieczania napędów elektrycznych przed zapadami napięcia (wykonanie i opis w podrozdziale 1.6 "Zapady napięcia a napędy elektryczne"),
2. analiza metod stabilizacji napięcia wyjściowego z QZSDMC i ich krytyczna ocena (wykonanie i opis w podrozdziale 1.7 "Sterowanie napięciem silnika przez QZS"),
3. opracowanie struktury układu automatycznej regulacji napięcia wyjściowego z QZSDMC (wykonanie i opis w podrozdziałach 2.1, 2.1.1 oraz 2.2),
4. weryfikacja opracowanej struktury i algorytmów sterowania na modelu symulacyjnym (wykonanie i opis w rozdziale 2 "Badania symulacyjne"),
5. zaprojektowanie, budowa i uruchomienie eksperymentalnego przekształtnika QZSDMC (wykonanie i opis w rozdziale 3 "Budowa Stanowiska"),
6. weryfikacja eksperymentalna struktury i algorytmów sterowania na zbudowanym obiekcie rzeczywistym (wykonanie i opis w rozdziale 4 "Badania eksperymentalne").

Przedstawione wyniki badań symulacyjnych, zweryfikowane następnie badaniami eksperymentalnymi wskazują, że przyjęty cel został osiągnięty, a teza wykazana.

Najważniejsze oryginalne osiągnięcia Autora:

- opracowanie modelu symulacyjnego z zastosowaniem elementów energoelektronicznych i jego obszerna analiza, umożliwiająca obserwację nieliniowego charakteru pracy układu podbijania napięcia na wyjściu QZS,
- opracowanie metody pomiaru i transformacji napięcia wyjściowego z przekształtnika QZS umożliwiającej uzyskanie pojedynczej zmiennej stanu będącej sumą informacji ze wszystkich trzech faz modułu,
- zaprojektowanie, budowa i oprogramowanie stanowiska laboratoryjnego do badania napędu z PMSM zasilanym z bezpośredniego przekształtnika matrycowego typu Quasi-Z-Source,
- potwierdzenie na zbudowanym stanowisku rzeczywistym występowania nieliniowości w układzie sterowania napięciem QZS,
- opracowanie przestrajalnego regulatora PI do sterowania napięciem QZS i weryfikacja jakości jego pracy na zbudowanym stanowisku rzeczywistym,
- analiza działania układu sterowania napięciem QZS w oknie czasowym o długości zbliżonej do stałych czasowych obiektu.

Wykonane badania otwierają możliwości prowadzenia dalszych prac naukowych, w tym:

- badanie wpływu zastosowania zaawansowanych regulatorów adaptacyjnych na układ regulacji napięcia QZS,
- badanie wpływu zastosowania zaawansowanych regulatorów nieliniowych na układ regulacji napięcia QZS,
- optymalizacja zużycia energii elektrycznej w trakcie zapadów napięcia poprzez minimalizację kosztu sterowania tak, aby silnik utrzymywał prędkość zadaną,
- badanie wpływu zwiększania częstotliwości regulacji na tłumienie szybkozmiennych oscylacji obiektu.

Wiedza powstała z wykonanych w niniejszej rozprawie badań mogłaby posłużyć do produkcji wyspecjalizowanych napędów służących do pracy w środowisku często narażonym na awarie sieci energetycznej w szczególności zapady napięcia. Napędy te mogłyby być stosowane w aplikacjach, w których zmniejszenie się prędkości obrotowej wału silnika mogłoby spowodować narażenie bezpieczeństwa personelu lub straty finansowe. Innym obszarem zastosowań prezentowanego urządzenia mogłoby być napędy kompensujące stale obniżone napięcie zasilania na przykład na końcach długich napowietrznych linii przesyłowych.

Literatura

- [1] F. Z. Peng, "Z-source inverter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 2, pp. 504–510, 2003.
- [2] J. Anderson and F. Peng, "Four quasi-z-source inverters," in *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2008, pp. 2743–2749.
- [3] M.-K. Nguyen, Y.-G. Jung, and Y.-C. Lim, "Single-phase z-source buck-boost matrix converter," in *2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2009, pp. 846–850.
- [4] B. Ge, Q. Lei, W. Qian, and F. Z. Peng, "A family of z-source matrix converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 1, pp. 35–46, 2012.
- [5] J. Guziński, M. Morawiec, Z. Krzemiński, K. Łuksza, P. Strankowski, and A. Kouzou, "Sensorless low speed pmsm motor control with cogging torque compensation," in *2019 2nd International Conference on Smart Grid and Renewable Energy (SGRE)*, 2019, pp. 1–6.
- [6] M. Morawiec, "The adaptive backstepping control of pmsm supplied by current source inverter for the field weakening region," *International Review of Electrical Engineering-IREE*, vol. 8, no. 4, pp. 1189–1198, 2013.
- [7] M. Morawiec, "The adaptive backstepping control of permanent magnet synchronous motor supplied by current source inverter," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 9, no. 2, pp. 1047–1055, 2013.
- [8] M. Morawiec, Z. Krzemiński, and A. Lewicki, "Sterowanie silnikiem o magnesach trwałych pmsm z obserwatorem prędkości kątownej wirnika," *Przegląd Elektrotechniczny*, no. nr 8, pp. 48–52, 2009.
- [9] Zawirski, Krzysztof, *Sterowanie silnikiem synchronicznym o magnesach trwałych*. Politechnika Poznańska, 2005.
- [10] P. Pillay and R. Krishnan, "Modeling of permanent magnet motor drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 35, no. 4, pp. 537–541, 1988.
- [11] 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*, vol. 25, no. 2, pp. 265–273, 1989.
- [12] L. Zhong, M. Rahman, W. Hu, and K. Lim, "Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 12, no. 3, pp. 528–536, 1997.
- [13] H. Liu and S. Li, "Speed control for pmsm servo system using predictive functional control and extended state observer," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 2, pp. 1171–1183, 2012.
- [14] K. Kovács and I. Rácz, *Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen*, ser. Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen. Verlag der Ungarischen Akademie der Wissenschaften, 1959, no. t. 1.

- [15] K. Zawirski, J. Deskur, and T. Kaczmarek, *Automatyka napędu elektrycznego*. Poznań: Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, 2012.
- [16] Urbański, Konrad and Janiszewski, Dariusz, “Odtwarzanie położenia wału dla prędkości zerowej w napędzie z PMSM z użyciem analizy głównych składowych,” *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. 99, no. 5, pp. 237–242, 2023. [Online]. Available: <http://pe.org.pl/articles/2023/5/41.pdf>
- [17] Urbański, Konrad and Janiszewski, Dariusz, “Position Estimation at Zero Speed for PMSMs Using Artificial Neural Networks,” *Energies*, vol. 14, no. 23, pp. 8134–1–8134–17, 2021. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/1996-1073/14/23/8134/pdf>
- [18] Urbański, Konrad and Janiszewski, Dariusz, “Sensorless Control of the Permanent Magnet Synchronous Motor,” *Sensors*, vol. 19, no. 16, pp. 3546–1–3546–25, 2019. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/1424-8220/19/16/3546/htm>
- [19] D. Casadei, G. Grandi, G. Serra, and A. Tani, “Space vector control of matrix converters with unity input power factor and sinusoidal input/output waveforms,” in *1993 Fifth European Conference on Power Electronics and Applications*, 1993, pp. 170–175 vol.7.
- [20] A. Dasgupta, S. Dalapati, and P. Syam, “Stepless current commutation in a three phase to three phase matrix converter,” in *Proceedings of The 2014 International Conference on Control, Instrumentation, Energy and Communication (CIEC)*, 2014, pp. 306–310.
- [21] L. Huber and D. Borojevic, “Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 6, pp. 1234–1246, 1995.
- [22] P. Wheeler, J. Rodriguez, J. Clare, L. Empringham, and A. Weinstein, “Matrix converters: a technology review,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 2, pp. 276–288, 2002.
- [23] Z. Idris, S. Mohammad Noor, and M. Hamzah, “Safe commutation strategy in single phase matrix converter,” in *2005 International Conference on Power Electronics and Drives Systems*, vol. 2, 2005, pp. 886–891.
- [24] S. Halder, A. Agrawal, P. Agarwal, S. Srivastava, and S. Das, “Matrix converter fed pmsm drive with maximum torque per ampere control,” in *2016 IEEE 1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES)*, 2016, pp. 1–4.
- [25] L. Herrero, S. de Pablo, F. Martin, J. Ruiz, J. Gonzalez, and A. B. Rey, “Comparative analysis of the techniques of current commutation in matrix converters,” in *2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2007, pp. 521–526.
- [26] J. Rodriguez, M. Rivera, J. W. Kolar, and P. W. Wheeler, “A review of control and modulation methods for matrix converters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 1, pp. 58–70, 2012.
- [27] Z. Malekjamshidi, M. Jafari, D. Xiao, and J. Zhu, “Analysis of direct matrix converter operation under various switching patterns,” in *2015 IEEE 11th International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, 2015, pp. 630–634.
- [28] K. Nowaszewski and A. Sikorski, “Predictive current control of three-phase matrix converter with gan hemt bidirectional switches,” *Bulletin of the Polish Academy of Sciences Technical Sciences*, vol. 68, no. No. 5 (i.a. Special Section on Modern control of drives and power converters), pp. 1077–1085, 2020. [Online]. Available: <http://journals.pan.pl/Content/117683/PDF/13'D1077-1085'01757'Bpast.No.68-5'30.10.20'.pdf>
- [29] L. Empringham, J. W. Kolar, J. Rodriguez, P. W. Wheeler, and J. C. Clare, “Technological issues and industrial application of matrix converters: A review,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 10, pp. 4260–4271, 2013.

- [30] D. Majchrzak and P. Siwek, "Comparison of foc and dtc methods for a matrix converter-fed permanent magnet synchronous motor," in *2017 22nd International Conference on Methods and Models in Automation and Robotics (MMAR)*, 2017, pp. 525–530.
- [31] S. A. N. Niaki, R. Irvani, and H. Kojori, "A robust commutation circuit for reliable single-step commutation of the matrix converter," in *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*, 2014, pp. 3349–3355.
- [32] J. Haruna, J. Tsuchiya, H. Ueda, and H. Funato, "An optimized switching pattern for reducing input current distortion of matrix converter using space vector modulation," in *2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEEC 2017 - ECCE Asia)*, 2017, pp. 68–74.
- [33] L. Hao, N. Ziling, and Z. Ye, "A new controlled commutation strategies for matrix converter," in *2008 International Symposium on Computer Science and Computational Technology*, vol. 2, 2008, pp. 242–245.
- [34] K. Nowaszewski and A. Sikorski, "Gan hemt jako łącznika dwukierunkowego w przekształtniku matrycowym," *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. R. 95, no. 08/2019, pp. 160–163, 2019.
- [35] X. Wang, H. Lin, H. She, and B. He, "Implementation of two-step voltage commutation matrix converter," in *2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference*, 2009, pp. 1728–1733.
- [36] L. Linhart, J. Lettl, and J. Bauer, "Matrix converter two-step commutation method limitations," in *Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2010*, 2010, pp. T3–53–T3–58.
- [37] T. Schulte and G. Schröder, "Power loss comparison of different matrix converter commutation strategies," in *2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, 2012, pp. DS2c.9–1–DS2c.9–6.
- [38] X.-h. Ma, G.-j. Tan, X.-I. Wu, Y.-I. Fang, X. Zhang, and Y.-f. Han, "Research on improved four-step commutation strategy of matrix converter based on two line voltage synthesis," in *Second International Conference on Innovative Computing, Informatio and Control (ICICIC 2007)*, 2007, pp. 503–503.
- [39] J. Mahlein, J. Igney, J. Weigold, M. Braun, and O. Simon, "Matrix converter commutation strategies with and without explicit input voltage sign measurement," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 2, pp. 407–414, 2002.
- [40] M. Ziegler and W. Hofmann, "Semi natural two steps commutation strategy for matrix converters," in *PESC 98 Record. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (Cat. No.98CH36196)*, vol. 1, 1998, pp. 727–731 vol.1.
- [41] C.-T. Pan, T.-C. Chen, and J.-J. Shieh, "A zero switching loss matrix converter," in *Proceedings of IEEE Power Electronics Specialist Conference - PESC '93*, 1993, pp. 545–550.
- [42] M. Villaca and A. Perin, "A soft switched direct frequency changer," in *IAS '95. Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference Thirtieth IAS Annual Meeting*, vol. 3, 1995, pp. 2321–2326 vol.3.
- [43] J. G. CHO and G. H. CHO, "Soft-switched matrix converter for high frequency direct ac-to-ac power conversion," *International Journal of Electronics*, vol. 72, no. 4, pp. 669–680, 1992.
- [44] S. Liu, B. Ge, X. You, X. Jiang, H. Abu-Rub, and F. Z. Peng, "A novel quasi-z-source indirect matrix converter," *International Journal of Circuit Theory and Applications*, vol. 43, no. 4, pp. 438–454, 2015. [Online]. Available: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/cta.1952>

- [45] S. Liu, B. Ge, Y. Liu, H. Abu-Rub, R. S. Balog, and H. Sun, "Modeling, analysis, and parameters design of lc-filter-integrated quasi-z -source indirect matrix converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 11, pp. 7544–7555, 2016.
- [46] O. Ellabban, H. Abu-Rub, and B. Ge, "A quasi-z-source direct matrix converter feeding a vector controlled induction motor drive," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 3, no. 2, pp. 339–348, 2015.
- [47] R. Strzelecki and D. Vinnikov, "Modele przekształtników typu qz," *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. R. 86, no. 6/2010, pp. 80–84, 2010.
- [48] *PN-EN 50160:2010 Parametry napięcia zasilającego w publicznych sieciach elektroenergetycznych*, 2014.
- [49] "Ieee recommended practice for monitoring electric power quality," *IEEE Std 1159-2019 (Revision of IEEE Std 1159-2009)*, pp. 1–98, 2019.
- [50] F. Iov, A. Hansen, P. Sørensen, and N. Cutululis, *Mapping of grid faults and grid codes*, ser. Risø-R-1617(EN). Danmarks Tekniske Universitet, Risø Nationallaboratoriet for Bæredygtig Energi, 2007.
- [51] D. Dorr, T. Gruz, M. Hughes, R. Jurewicz, G. Dang, and J. McClaine, "Interpreting recent power quality surveys to define the electrical environment," in *IAS '96. Conference Record of the 1996 IEEE Industry Applications Conference Thirty-First IAS Annual Meeting*, vol. 4, 1996, pp. 2251–2258 vol.4.
- [52] Y. Xu, W. Lu, k. wang, C. Li, and W. Aslam, "Sensitivity of low-voltage variable-frequency devices to voltage sags," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 2068–2079, 2019.
- [53] C. J. Martin, A. K. Jain, and A. Das, "Analysis and speed control of induction motor during input supply voltage sag," in *2020 IEEE International Conference on Power Electronics, Smart Grid and Renewable Energy (PESGRE2020)*, 2020, pp. 1–6.
- [54] H. Sarmiento and E. Estrada, "A voltage sag study in an industry with adjustable speed drives," *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 2, no. 1, pp. 16–19, 1996.
- [55] M. F. Cunha, C. B. Jacobina, and N. B. de Freitas, "Grid-connected induction motor using a floating dc-link converter under unbalanced voltage sag," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 57, no. 2, pp. 1609–1618, 2021.
- [56] J. J. Perez, C. A. Cortes, and A. Gomez, "A study of voltage sags in electric motors," in *2007 9th International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation*, 2007, pp. 1–6.
- [57] S. Hardi, S. Hs, M. Hafizi, Z. Pane, and R. Chan, "Induction motors performance under symmetrical voltage sags and interruption - test result," in *2013 IEEE 7th International Power Engineering and Optimization Conference (PEOCO)*, 2013, pp. 630–635.
- [58] N. C. Kar and A. M. El-serafi, "Effect of voltage sag on the transient performance of saturated synchronous motors," in *2006 Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, 2006, pp. 1246–1251.
- [59] O. Tan and R. Thottappillil, "Static var compensators for critical synchronous motor loads during voltage dips," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 9, no. 3, pp. 1517–1523, 1994.
- [60] X. Zhou, W. Zhong, Y. Ma, K. Guo, J. Yin, and C. Wei, "Control strategy research of d-statcom using active disturbance rejection control based on total disturbance error compensation," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 50 138–50 150, 2021.
- [61] W. Rohouma, M. Metry, R. S. Balog, A. A. Peerzada, and M. M. Begovic, "Adaptive model predictive controller to reduce switching losses for a capacitor-less d-statcom," *IEEE Open Journal of Power Electronics*, vol. 1, pp. 300–311, 2020.

- [62] S. Chakraborty, S. Mukhopadhyay, and S. K. Biswas, "Coordination of d-statcom & svc for dynamic var compensation and voltage stabilization of an ac grid interconnected to a dc microgrid," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 58, no. 1, pp. 634–644, 2022.
- [63] J. H. Woo, L. Wu, S. M. Lee, J.-B. Park, and J. H. Roh, "D-statcom d-q axis current reference control applying ddpq algorithm in the distribution system," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 145 840–145 851, 2021.
- [64] T.-L. Lee, S.-H. Hu, and Y.-H. Chan, "D-statcom with positive-sequence admittance and negative-sequence conductance to mitigate voltage fluctuations in high-level penetration of distributed-generation systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 4, pp. 1417–1428, 2013.
- [65] S. Ziaieejad and A. Mehrizi-Sani, "Design tradeoffs in selection of the dc-side voltage for a d-statcom," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 33, no. 6, pp. 3230–3232, 2018.
- [66] A. M. Rauf and V. Khadkikar, "An enhanced voltage sag compensation scheme for dynamic voltage restorer," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 5, pp. 2683–2692, 2015.
- [67] A. Parreño Torres, P. Roncero-Sánchez, J. Vázquez, F. J. López-Alcolea, and E. J. Molina-Martínez, "A discrete-time control method for fast transient voltage-sag compensation in dvr," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 170 564–170 577, 2019.
- [68] C. Tu, Q. Guo, F. Jiang, C. Chen, X. Li, F. Xiao, and J. Gao, "Dynamic voltage restorer with an improved strategy to voltage sag compensation and energy self-recovery," *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, vol. 4, no. 3, pp. 219–229, 2019.
- [69] M. Kuncoro and I. Garniwa, "Dvr to voltage sag mitigation due to induction motor starting and 3 phase fault," in *2018 5th International Conference on Information Technology, Computer, and Electrical Engineering (ICITACEE)*, 2018, pp. 73–78.
- [70] S. S. Kishore, S. K. Sinha, P. Abirami, and M. L. George, "Voltage sag reduction and power quality improvement using dvr," in *2017 International Conference on Computation of Power, Energy Information and Communication (ICCPEIC)*, 2017, pp. 761–767.
- [71] L. F. J. Meloni, A. J. J. Rezek, and E. R. Ribeiro, "Small-signal modeling of a single-phase dvr for voltage sag mitigation," in *2016 17th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*, 2016, pp. 55–59.
- [72] A. K. Sadigh and K. M. Smedley, "Review of voltage compensation methods in dynamic voltage restorer (dvr)," in *2012 IEEE Power and Energy Society General Meeting*, 2012, pp. 1–8.
- [73] J. Nielsen, F. Blaabjerg, and N. Mohan, "Control strategies for dynamic voltage restorer compensating voltage sags with phase jump," in *APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.01CH37181)*, vol. 2, 2001, pp. 1267–1273 vol.2.
- [74] H. K. Al-Hadidi, A. M. Gole, and D. A. Jacobson, "A novel configuration for a cascade inverter-based dynamic voltage restorer with reduced energy storage requirements," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 23, no. 2, pp. 881–888, 2008.
- [75] H. K. Al-Hadidi, A. M. Gole, and D. A. Jacobson, "Minimum power operation of cascade inverter-based dynamic voltage restorer," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 23, no. 2, pp. 889–898, 2008.
- [76] S. Martinez, M. Castro, R. Antoranz, and F. Aldana, "Off-line uninterruptible power supply with zero transfer time using integrated magnetics," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 36, no. 3, pp. 441–445, 1989.

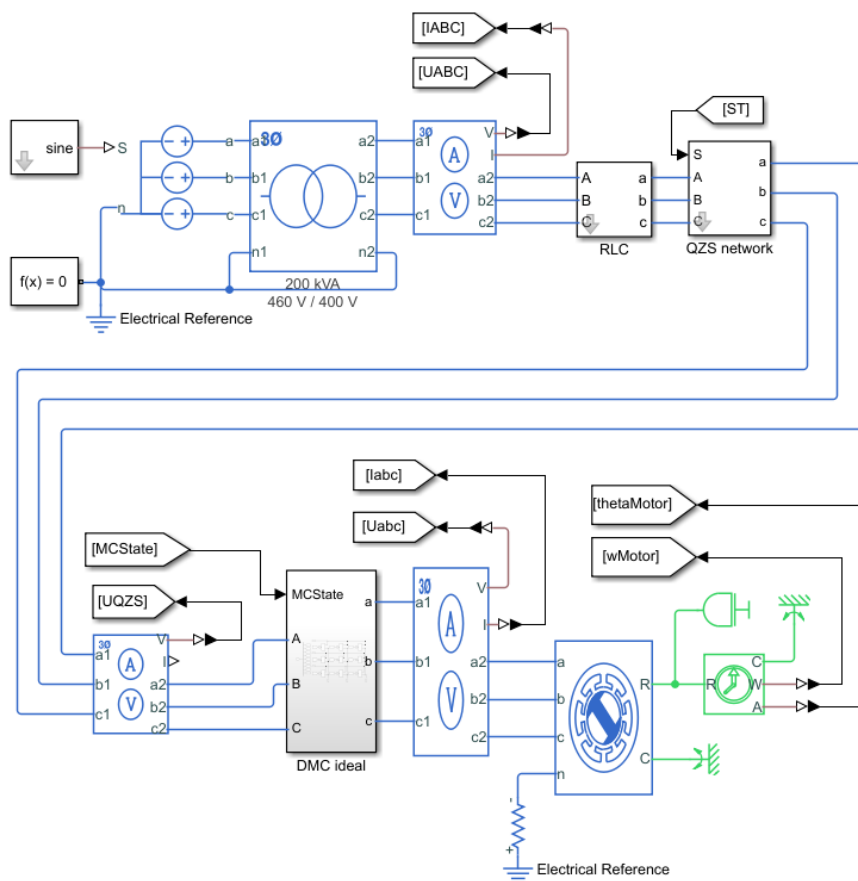
- [77] M. T. Tsai and C. H. Liu, "Design and implementation of a cost-effective quasi line-interactive ups with novel topology," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 4, pp. 1002–1011, 2003.
- [78] C.-C. Yeh and M. Manjrekar, "A reconfigurable uninterruptible power supply system for multiple power quality applications," in *Twentieth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005.*, vol. 3, 2005, pp. 1824–1830 Vol. 3.
- [79] J. ichi Itoh, I. Sato, A. Odaka, H. Ohguchi, H. Kodachi, and N. Eguchi, "A novel approach to practical matrix converter motor drive system with reverse blocking igbt," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 6, pp. 1356–1363, 2005.
- [80] B. Yu, X. Ding, Y. Lu, H. Li, and X. Li, "Voltage sags on quasi-z-source adjustable-speed drives system," in *2011 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation*, 2011, pp. 1899–1904.
- [81] M. Li, Y. Liu, and H. Abu-Rub, "Optimizing control strategy of quasi-z source indirect matrix converter for induction motor drives," in *2017 IEEE 26th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2017, pp. 1663–1668.
- [82] M. Guo, Y. Liu, S. Liu, and N. Nie, "High efficiency operation control of quasi-z-source based permanent magnetic synchronous motor drive," in *2018 IEEE 12th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG 2018)*, 2018, pp. 1–6.
- [83] D. Sri Vidhya and T. Venkatesan, "Quasi-z-source indirect matrix converter fed induction motor drive for flow control of dye in paper mill," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 2, pp. 1476–1486, 2018.
- [84] M. Guo, Y. Liu, B. Ge, X. Li, A. T. de Almeida, and F. J. T. E. Ferreira, "Dual, three-level, quasi-z-source, indirect matrix converter for motors with open-ended windings," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 38, no. 1, pp. 64–74, 2023.
- [85] S. Liu, B. Ge, H. Abu-Rub, X. Jiang, and F. Z. Peng, "A novel indirect quasi-z-source matrix converter applied to induction motor drives," in *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2013, pp. 2440–2444.
- [86] O. Ellabban, H. Abu-Rub, and G. Baoming, "Field oriented control of an induction motor fed by a quasi-z-source direct matrix converter," in *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2013, pp. 4850–4855.
- [87] S. Liu, B. Ge, H. Abu-Rub, F. Z. Peng, and Y. Liu, "Quasi-z-source matrix converter based induction motor drives," in *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2012, pp. 5303–5307.
- [88] Rumniak, Piotr and Ufnalski, Bartłomiej and Grzesiak, Lech, "Tuning of PI regulators in distributed control system for an electric vehicle," *Przeegląd Elektrotechniczny*, vol. 91, no. 9, p. 290, 2015.
- [89] "Permanent magnet synchronous motor with sinusoidal flux distribution," <https://www.mathworks.com/help/sps/ref/pmsm.html>, dostęp: 2024-05-08.
- [90] J. Bauer, S. Fligl, and A. Steimel, "Design and dimensioning of essential passive components for the matrix converter prototype," *Automatika*, vol. 53, 08 2012.
- [91] S. J. Underwood and I. Husain, "Online parameter estimation and adaptive control of permanent-magnet synchronous machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 7, pp. 2435–2443, 2010.
- [92] Z.-H. Liu, H.-L. Wei, X.-H. Li, K. Liu, and Q.-C. Zhong, "Global identification of electrical and mechanical parameters in pmsm drive based on dynamic self-learning pso," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 12, pp. 10 858–10 871, 2018.

- [93] K. Rahman and S. Hiti, "Identification of machine parameters of a synchronous motor," in *38th IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference, 2003.*, vol. 1, 2003, pp. 409–415 vol.1.
- [94] T. Soderstrom and P. Stoica, *Identyfikacja systemów*. Warszawa: Wydawnictwo Naukowe PWN, 1997.
- [95] Królikowski, Andrzej and Horla, Dariusz and Ziętkiewicz, Joanna, *System identification. Discrete-time parametric methods*. Politechnika Poznańska, 2020. [Online]. Available: <https://www.ed.put.poznan.pl/books/isbn`978-83-7775-579-2>
- [96] A. Kiltbau and J. Pacas, "Parameter-measurement and control of the synchronous reluctance machine including cross saturation," in *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No.01CH37248)*, vol. 4, 2001, pp. 2302–2309 vol.4.
- [97] "System identification toolbox," <https://www.mathworks.com/help/ident/>, dostęp: 2024-04-10.
- [98] J. Han, "From pid to active disturbance rejection control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 3, pp. 900–906, 2009.
- [99] Y. Li, K. H. Ang, and G. Chong, "Patents, software, and hardware for pid control: an overview and analysis of the current art," *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 26, no. 1, pp. 42–54, 2006.
- [100] G. Zhang and J. Furusho, "Speed control of two-inertia system by pi/pid control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 47, no. 3, pp. 603–609, 2000.
- [101] Z.-L. Gaing, "A particle swarm optimization approach for optimum design of pid controller in avr system," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 19, no. 2, pp. 384–391, 2004.
- [102] Z.-Y. Zhao, M. Tomizuka, and S. Isaka, "Fuzzy gain scheduling of pid controllers," *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, vol. 23, no. 5, pp. 1392–1398, 1993.
- [103] G. Silva, A. Datta, and S. Bhattacharyya, "New results on the synthesis of pid controllers," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 47, no. 2, pp. 241–252, 2002.
- [104] W. Tan, "Unified tuning of pid load frequency controller for power systems via imc," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 25, no. 1, pp. 341–350, 2010.
- [105] K. Tang, K. F. Man, G. Chen, and S. Kwong, "An optimal fuzzy pid controller," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 48, no. 4, pp. 757–765, 2001.
- [106] T. Yamamoto, K. Takao, and T. Yamada, "Design of a data-driven pid controller," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 17, no. 1, pp. 29–39, 2009.
- [107] N. Hambali, A. A. R. Ang, A. A. Ishak, and Z. Janin, "Various pid controller tuning for air temperature oven system," in *2014 IEEE International Conference on Smart Instrumentation, Measurement and Applications (ICSIMA)*, 2014, pp. 1–5.
- [108] S. Thomsen, N. Hoffmann, and F. W. Fuchs, "Pi control, pi-based state space control, and model-based predictive control for drive systems with elastically coupled loads—a comparative study," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 8, pp. 3647–3657, 2011.
- [109] G. Ellis and R. Lorenz, "Resonant load control methods for industrial servo drives," in *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy (Cat. No.00CH37129)*, vol. 3, 2000, pp. 1438–1445 vol.3.
- [110] P. H. Chang and J. H. Jung, "A systematic method for gain selection of robust pid control for nonlinear plants of second-order controller canonical form," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 17, no. 2, pp. 473–483, 2009.

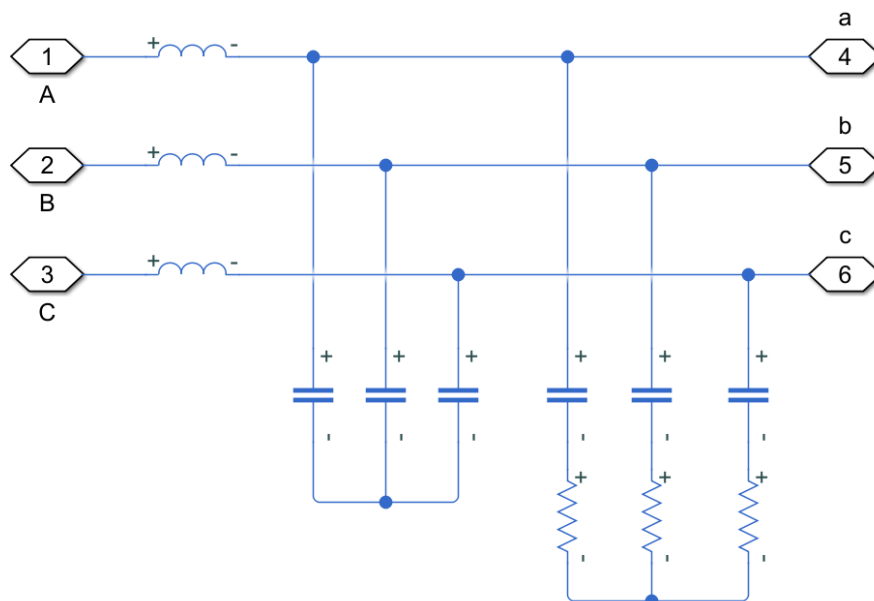
- [111] V. Mummadi, "Design of robust digital pid controller for h-bridge soft-switching boost converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 7, pp. 2883–2897, 2011.
- [112] K. Natarajan, "Robust pid controller design for hydroturbines," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, no. 3, pp. 661–667, 2005.
- [113] G. Orelind, L. Wozniak, J. Medanic, and T. Whittemore, "Optimal pid gain schedule for hydrogenerators-design and application," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 4, no. 3, pp. 300–307, 1989.
- [114] P. Shao, Z. Zhou, S. Ma, and L. Bin, "Structural robust gain-scheduled pid control and application on a morphing wing uav," in *2017 36th Chinese Control Conference (CCC)*, 2017, pp. 3236–3241.
- [115] V. Veselý and A. Ilka, "Pid robust gain-scheduled controller design," in *2014 European Control Conference (ECC)*, 2014, pp. 2756–2761.
- [116] R. Isermann, K. H. Lachmann, and D. Matko, *Adaptive control systems*. Prentice Hall International, 1992, vol. 6, no. 5.
- [117] K. Astrom and B. Wittenmark, *Adaptive Control*, ser. Addison-Wesley series in electrical and computer engineering: Control engineering. Addison-Wesley.
- [118] Horla, Dariusz and Królikowski, Andrzej, "Adaptive PID controllers with anti-windup," pp. 1129–1133, 2002.
- [119] Stawski, Roman and Królikowski, Andrzej, "Sterowanie adaptacyjne z lokowaniem biegunów przy ograniczeniu sygnałów sterujących," pp. 237–242, 2002.
- [120] J. Lee, P. H. Chang, B. Yu, and M. Jin, "An adaptive pid control for robot manipulators under substantial payload variations," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 162 261–162 270, 2020.
- [121] J.-W. Jung, V. Q. Leu, T. D. Do, E.-K. Kim, and H. H. Choi, "Adaptive pid speed control design for permanent magnet synchronous motor drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 2, pp. 900–908, 2015.
- [122] Siwek, Przemysław and Wójcik, Adrian and Pajchrowski, Tomasz, "Adaptive controller design for electric drive with variable parameters by Reinforcement Learning method," *Bulletin of the Polish Academy of Sciences. Technical Sciences*, vol. 68, no. 5, pp. 1019–1030, 2020. [Online]. Available: <http://journals.pan.pl/dlibra/publication/134667/edition/117700/content>
- [123] Pajchrowski, Tomasz and Siwek, Przemysław and Wójcik, Adrian, *Adaptive Neural Controller for Speed Control of PMSM with Torque Ripples*. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2022, pp. 564–570. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9962877>
- [124] Siwek, Przemysław and Urbański, Konrad and Wójcik, Adrian, "Adaptacyjny neuronowy regulator napięcia przekształtnika QZSDMC w układzie regulacji prądu silnika PMSM," *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. 99, no. 3, pp. 23–29, 2023. [Online]. Available: <http://pe.org.pl/articles/2023/3/4.pdf>
- [125] I. Moser, "Hooke-jeeves revisited," in *2009 IEEE Congress on Evolutionary Computation*, 2009, pp. 2670–2676.
- [126] R. Hooke and T. A. Jeeves, ""direct search" solution of numerical and statistical problems," *J. ACM*, vol. 8, no. 2, p. 212–229, apr 1961. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1145/321062.321069>

Dodatek A

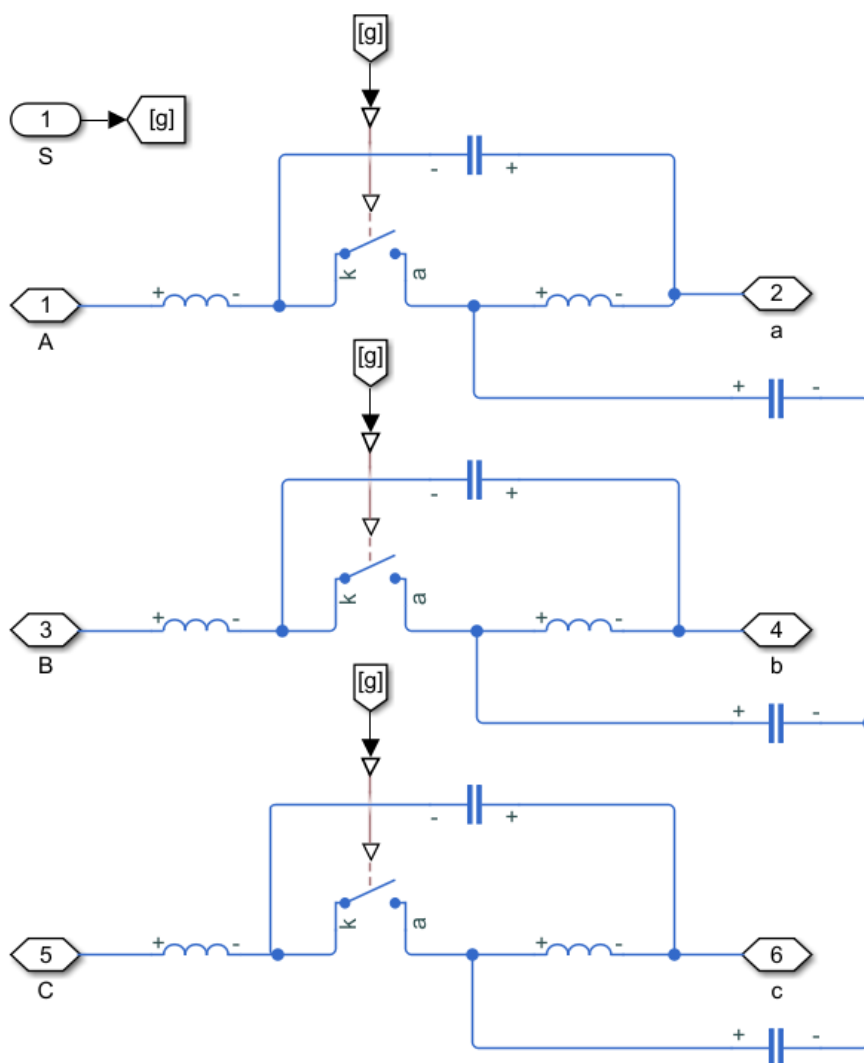
Schematy symulacyjne napędu PMSM z QZSDMC



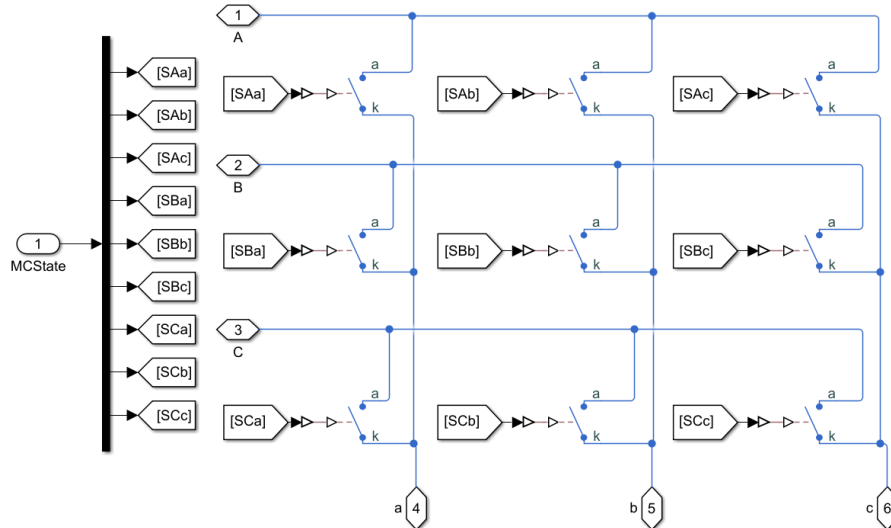
RYSUNEK A.1: Symulacyjny model napędu PMSM zasilany z bezpośredniego przekształtnika matrycowego typu Quasi-Z-Source.



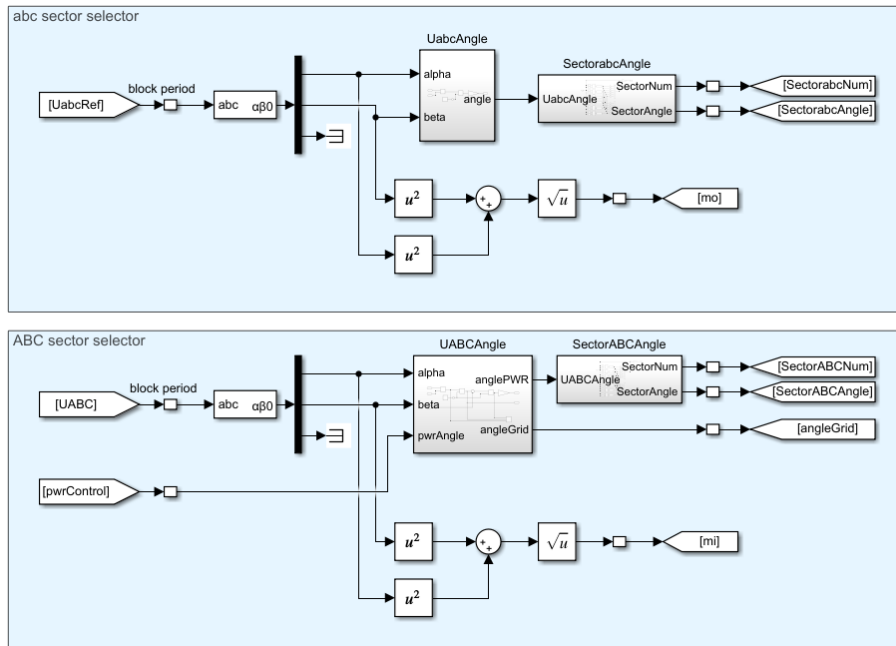
RYSUNEK A.2: Symulacyjny model filtra sieciowego.



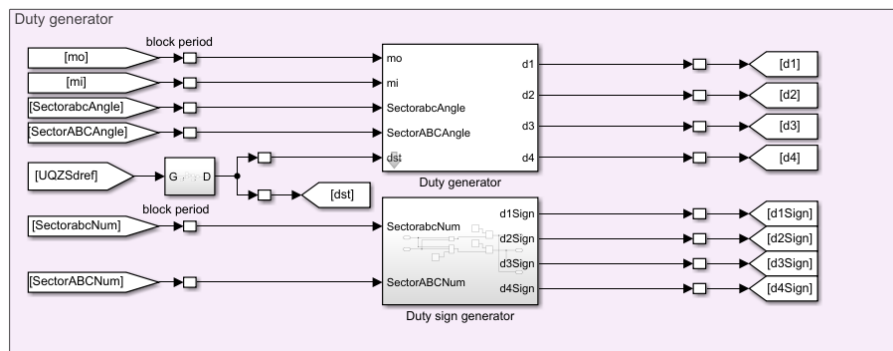
RYSUNEK A.3: Symulacyjny model przekształtnika Quasi-Z-Source wykonany z idealnych kluczy energoelektronicznych.



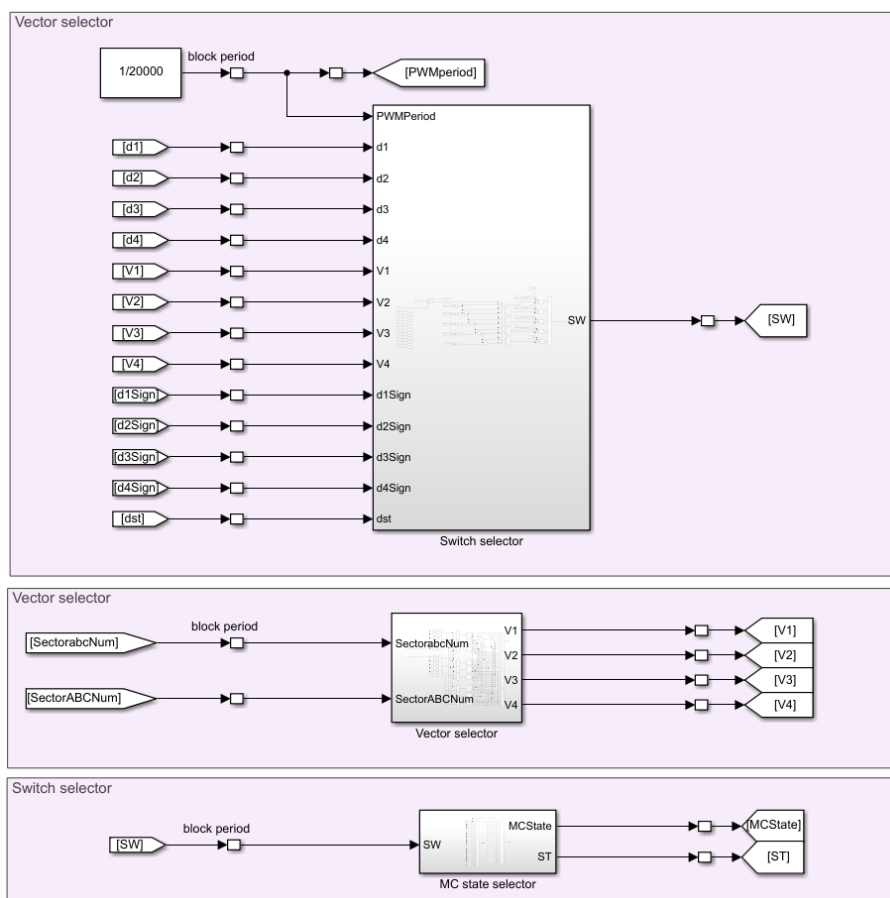
RYSUNEK A.4: Symulacyjny model bezpośredniego przekształtnika matrycowego wykonany z idealnych kluczy energoelektronicznych.



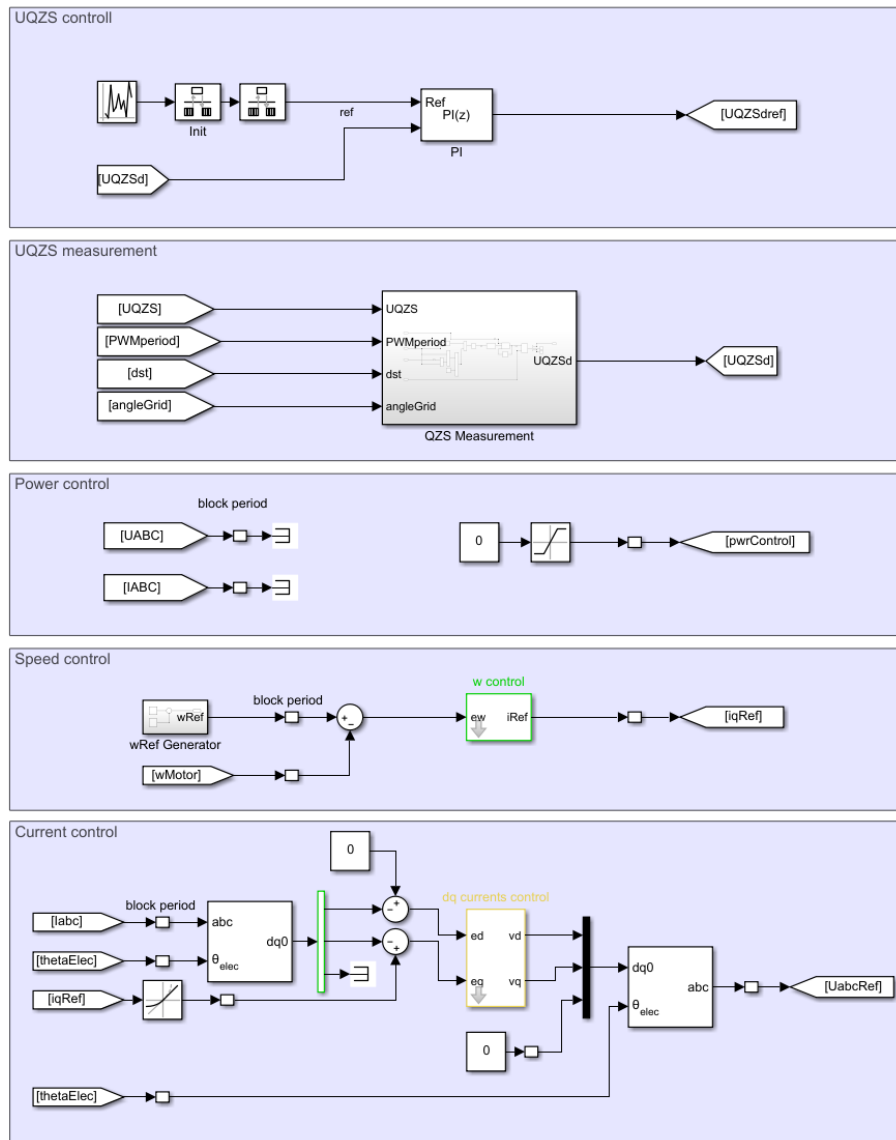
RYSUNEK A.5: Symulacyjny model układu sterowania - wybór sektorów i wyznaczenie kątów napięć wejściowych i wyjściowych dla DMC.



RYSUNEK A.6: Symulacyjny model układu sterowania - wyznaczenie wypełnień wektorów aktywnych.



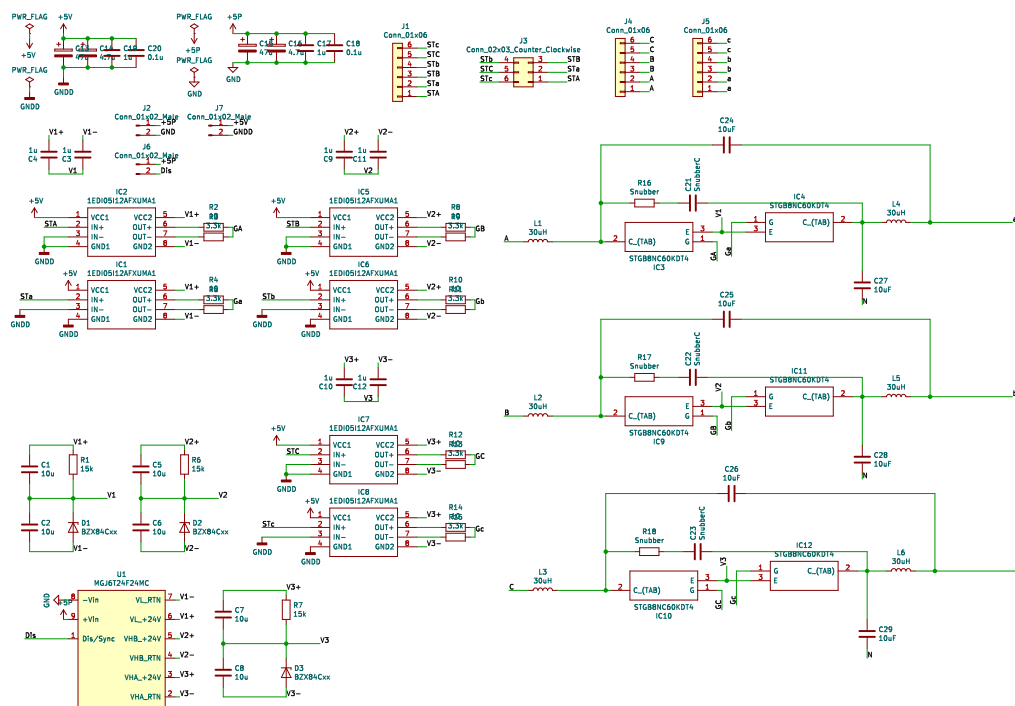
RYSUNEK A.7: Symulacyjny model układu sterowania - wybór wektorów aktywnych.



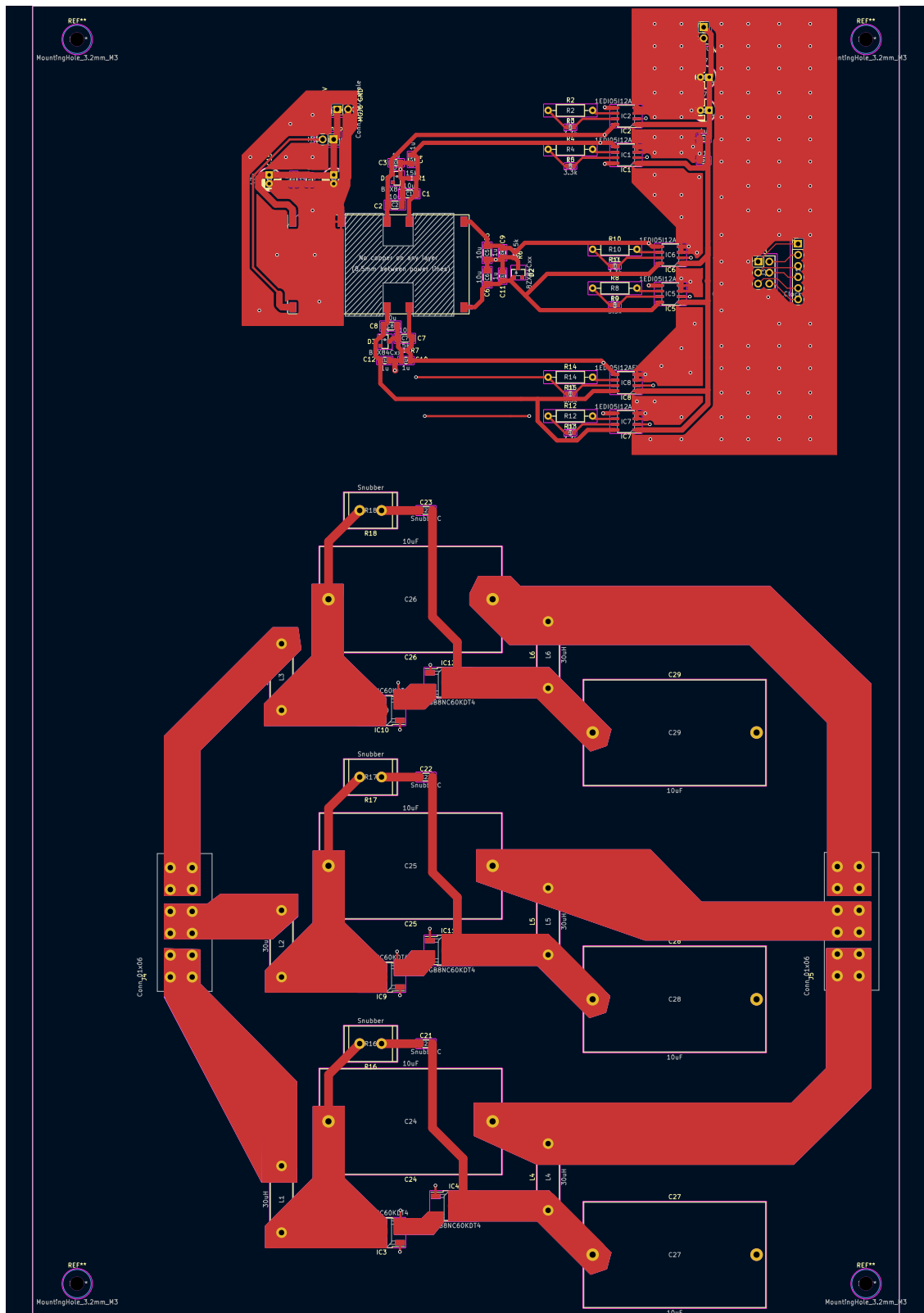
RYСУNEK A.8: Symulacyjny model układu sterowania - układ pomiaru i regulacji napięcia QZS, regulatory prędkości i prądu.

Dodatek B

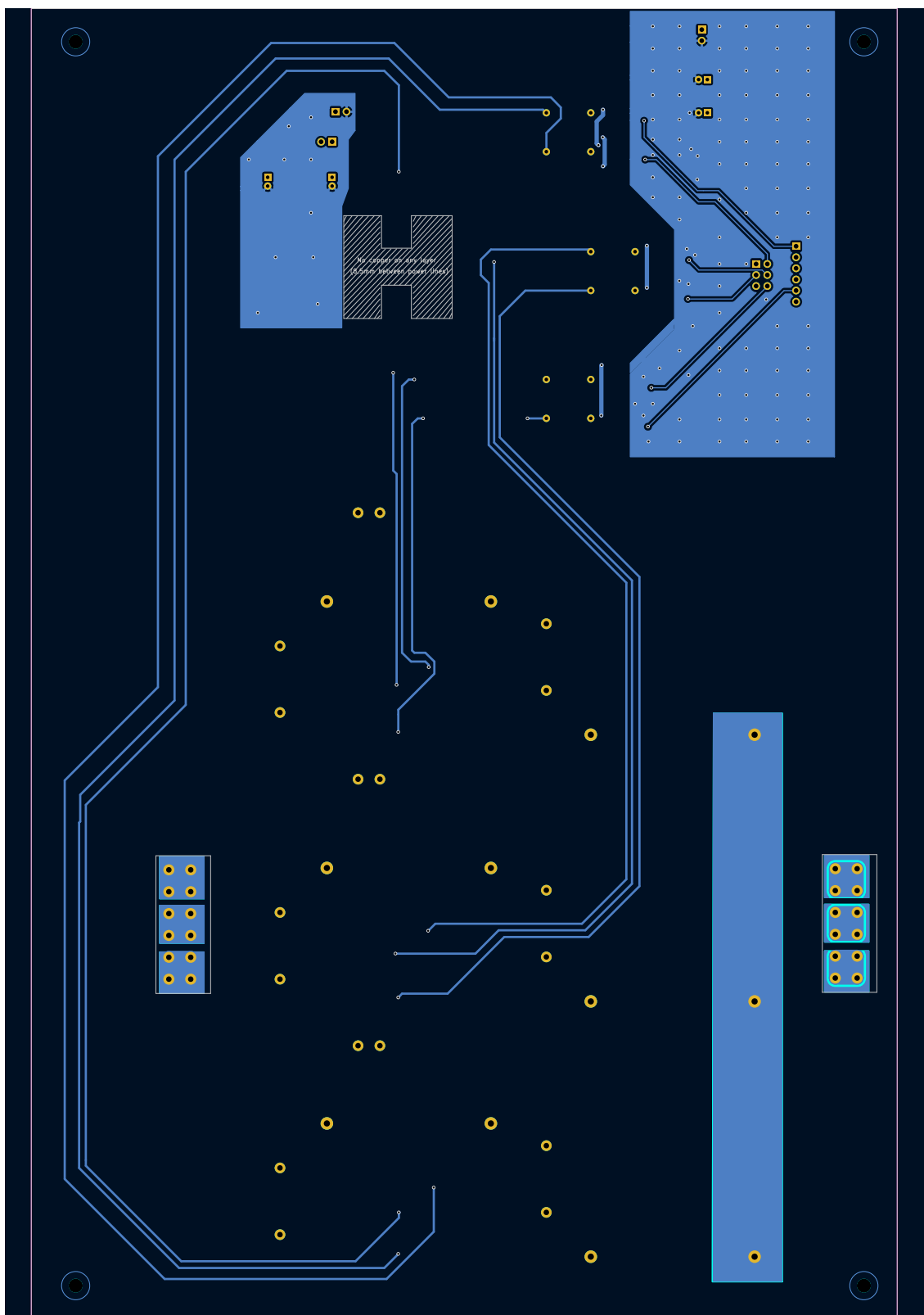
Schematy elektryczne i projekty płyt PCB napędu PMSM z QZSDMC



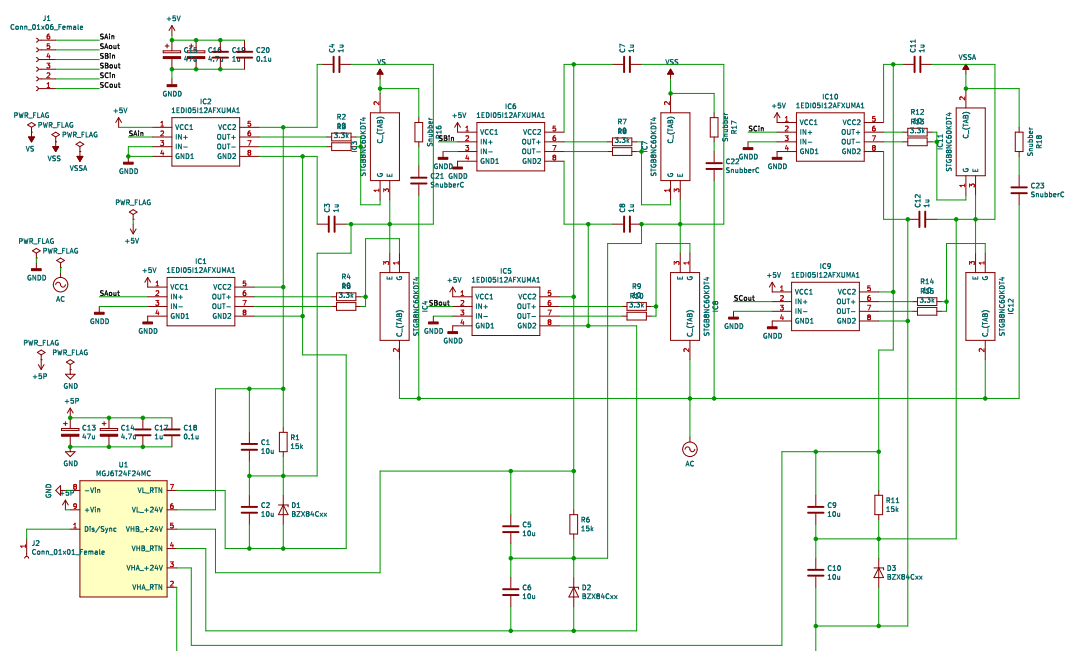
RYSUNEK B.1: Schemat ideowy przekształtnika Quasi-Z-Source.



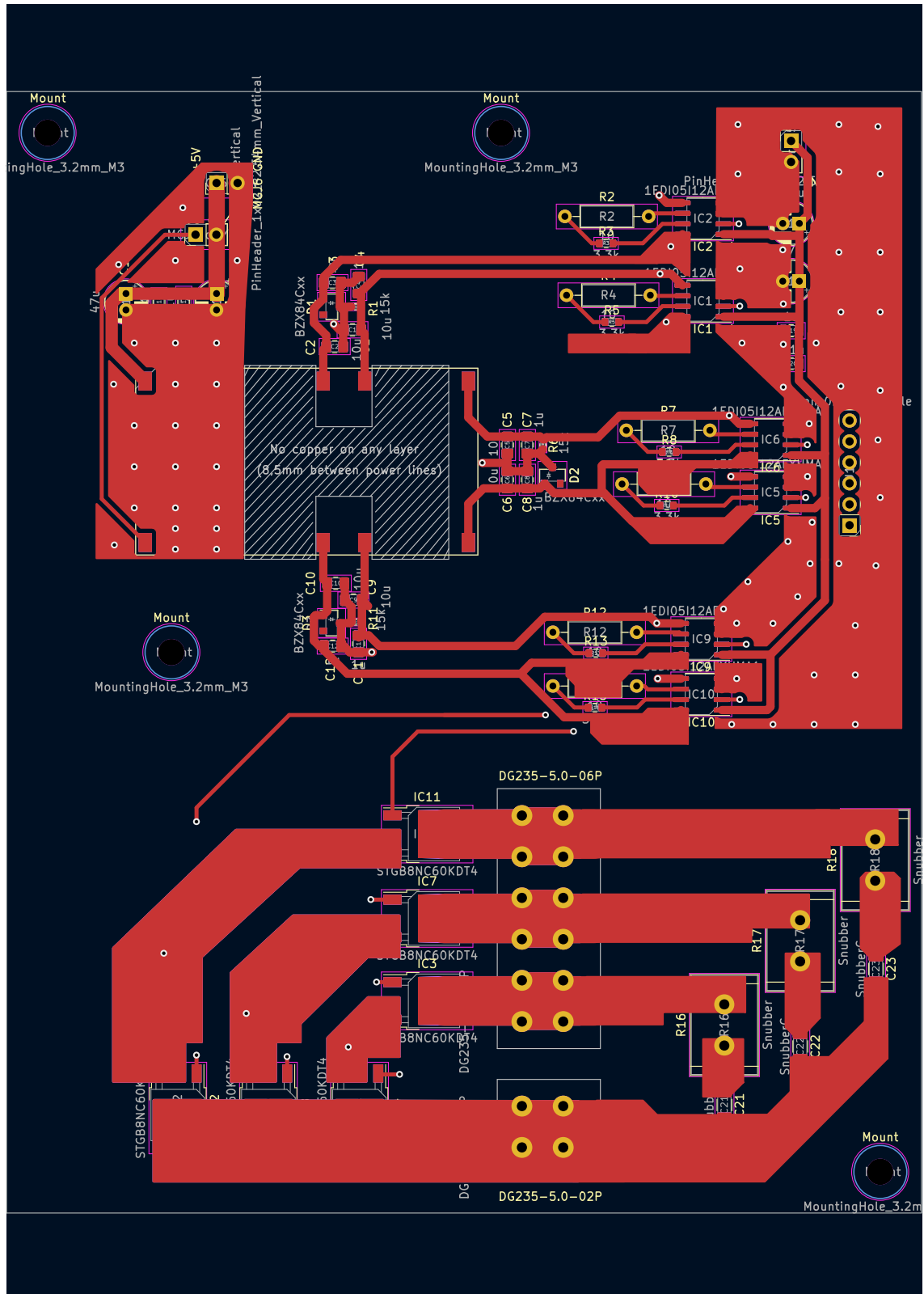
RYSUNEK B.2: Projekt płyty PCB przekształtnika Quasi-Z-Source - warstwa górna.



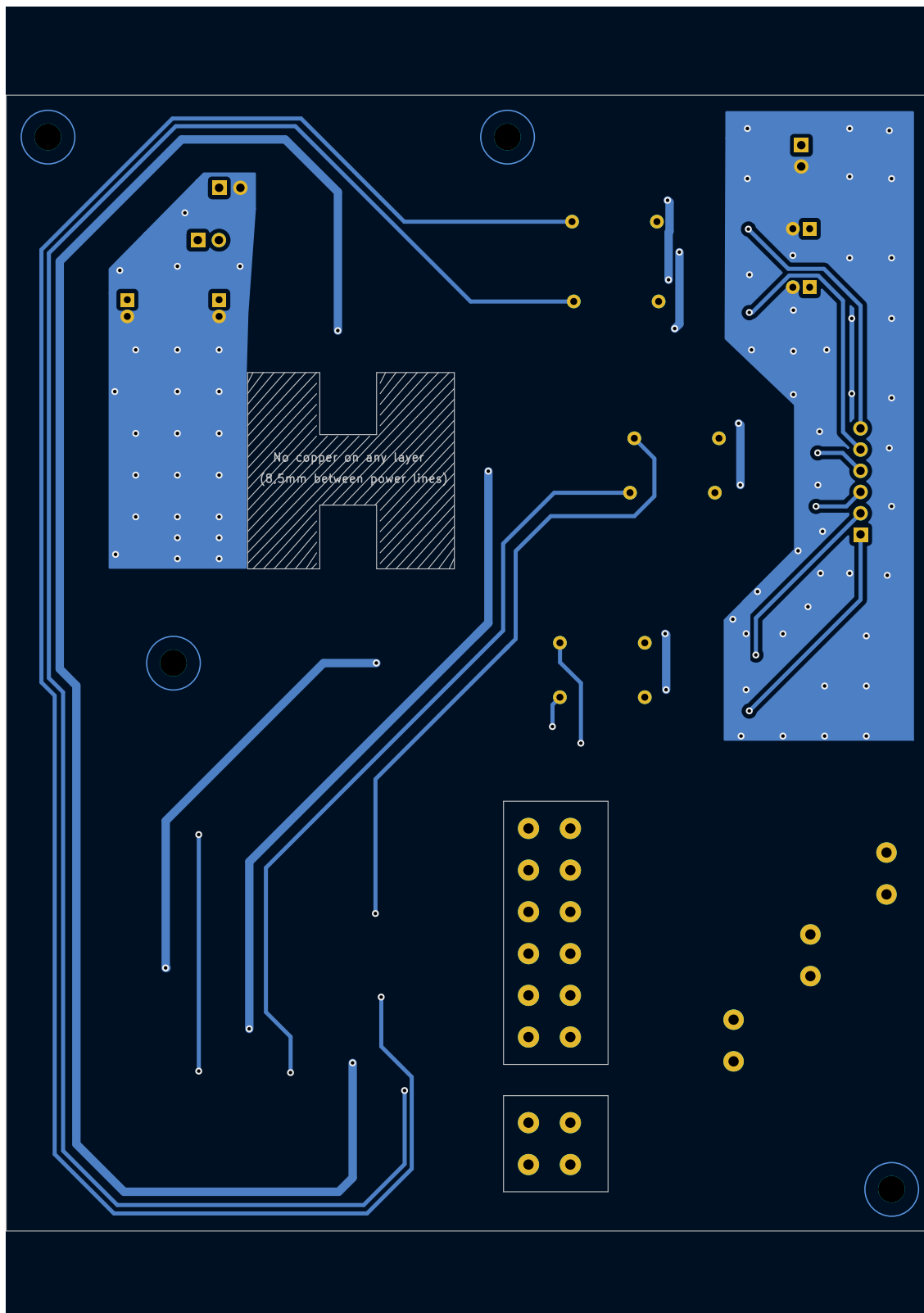
RYSUNEK B.3: Projekt płyty PCB przekształtnika Quasi-Z-Source - warstwa dolna.



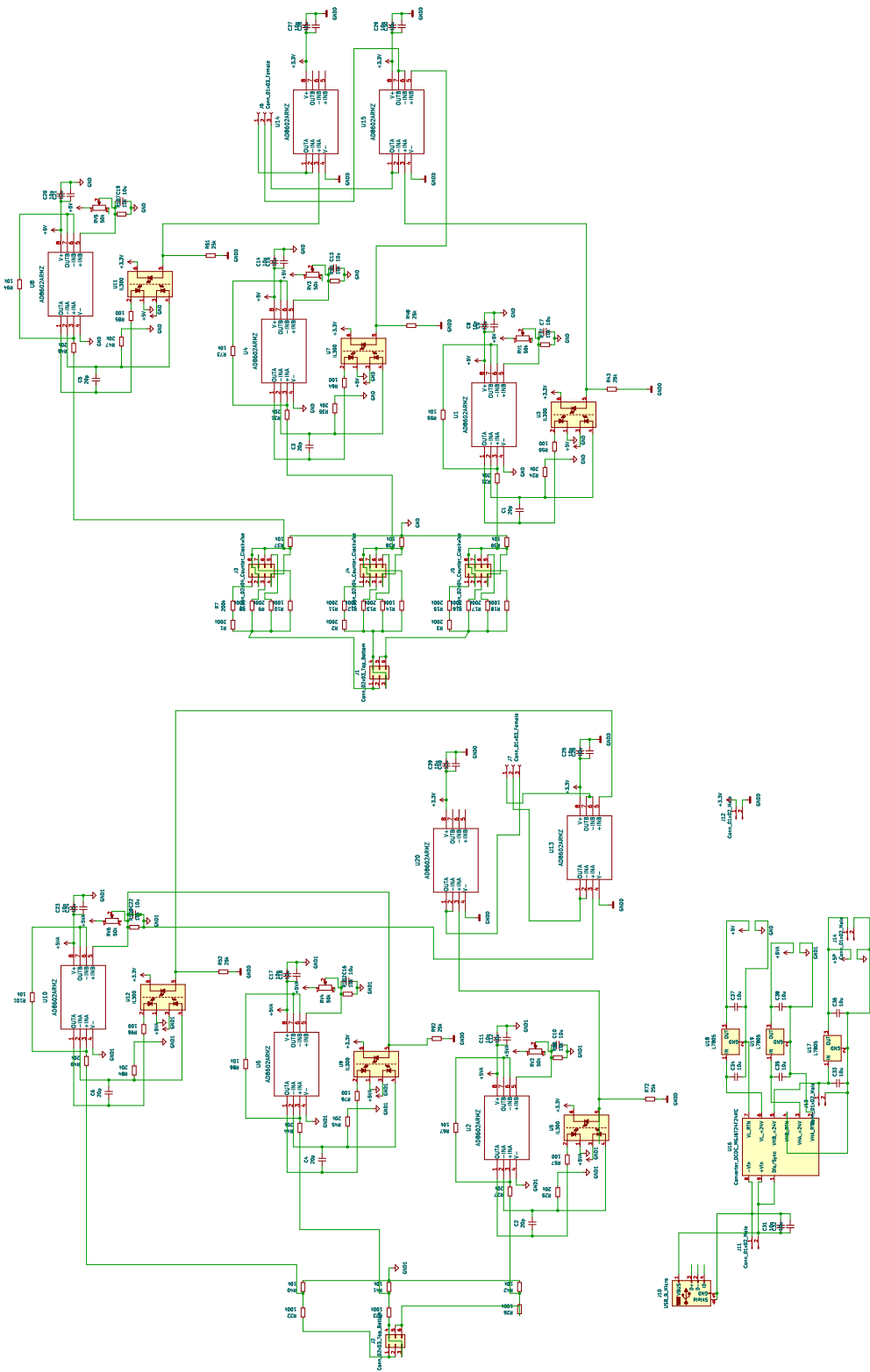
RYSUNEK B.4: Schemat ideowy bezpośredniego przekształtnika matrycowego dla pojedynczej fazy silnika.



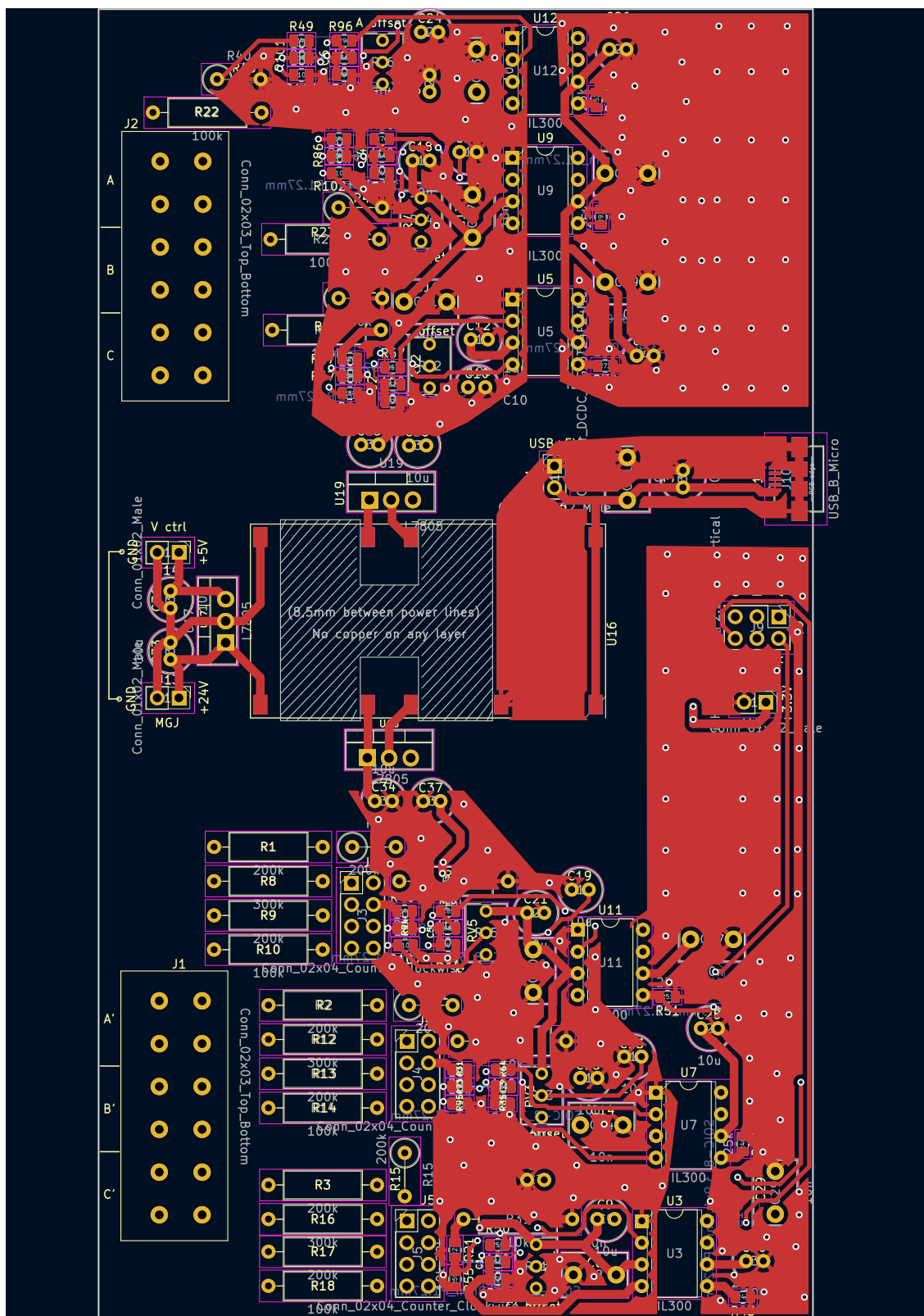
RYСУNEK B.5: Projekt płyty PCB bezpośredniego przekształtnika matrycowego dla pojedynczej fazy silnika - warstwa górna.



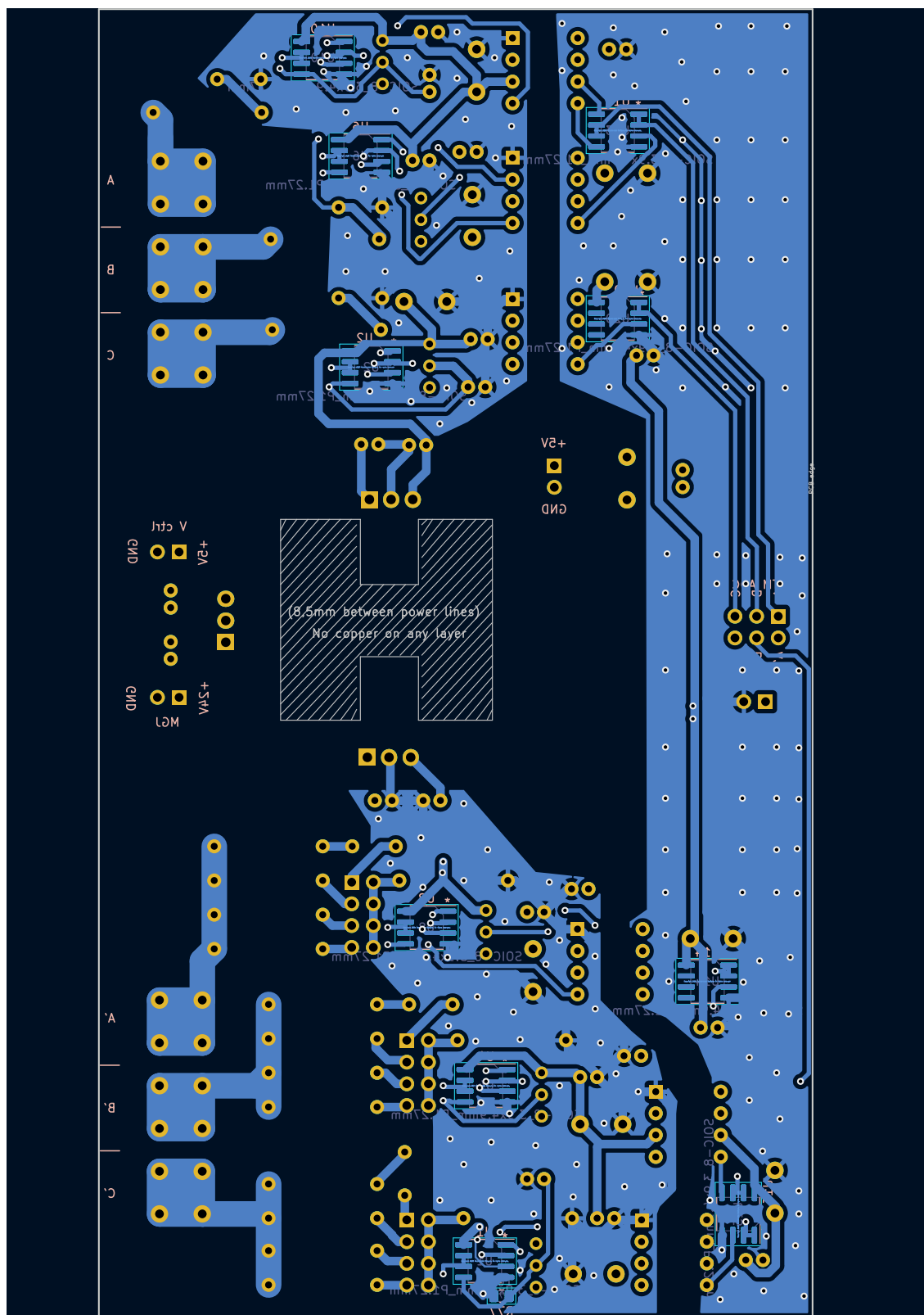
RYSUNEK B.6: Projekt płyty PCB bezpośredniego przekształtnika matrycowego dla pojedynczej fazy silnika - warstwa dolna.



RYСУNEK B.7: Schemat ideowy układu pomiaru napięcia zasilania oraz QZS.



RYSUNEK B.8: Projekt płyty PCB układu pomiaru napięcia zasilania oraz QZS.



RYSUNEK B.9: Projekt płyty PCB układu pomiaru napięcia zasilania oraz QZS.



© 2024 mgr inż. Przemysław Jan Siwek

Zakład Sterowania i Elektroniki Przemysłowej
Instytut Robotyki i Inteligencji Maszynowej
Wydział Automatyki, Robotyki i Elektrotechniki
Politechnika Poznańska