



Imię i nazwisko autora rozprawy: Filip Wilczyński
Dyscyplina naukowa: automatyka, elektronika i elektrotechnika

ROZPRAWA DOKTORSKA

Tytuł rozprawy w języku polskim: Bezcujnikowe sterowanie pięciofazową maszyną indukcyjną klatkową zasilaną z falownika prądu

Tytuł rozprawy w języku angielskim: Sensorless control of a five-phase squirrel cage induction machine supplied by a current source inverter

Promotor <i>podpis</i>	Drugi promotor <i>podpis</i>
Dr hab. inż. Marcin Morawiec	-
Promotor pomocniczy <i>podpis</i>	Kopromotor <i>podpis</i>
-	-



**POLITECHNIKA
GDAŃSKA**

Wydział Elektrotechniki i
Automatyki



OŚWIADCZENIE

Autor rozprawy doktorskiej: Filip Wilczyński

Ja, niżej podpisany(a), wyrażam zgodę/nie wyrażam zgody* na bezpłatne korzystanie z mojej rozprawy doktorskiej zatytułowanej:

Bezczujnikowe sterowanie pięciofazową maszyną indukcyjną klatkową zasilaną z falownika prądu do celów naukowych lub dydaktycznych.¹

Gdańsk, dnia

.....
podpis doktoranta

Świadomy(a) odpowiedzialności karnej z tytułu naruszenia przepisów ustawy z dnia 4 lutego 1994 r. o prawie autorskim i prawach pokrewnych (Dz. U. z 2006 r., nr 90, poz. 631) i konsekwencji dyscyplinarnych określonych w ustawie Prawo o szkolnictwie wyższym (Dz. U. z 2012 r., poz. 572 z późn. zm.),² a także odpowiedzialności cywilno-prawnej oświadczam, że przedkładana rozprawa doktorska została napisana przeze mnie samodzielnie.

Oświadczam, że treść rozprawy opracowana została na podstawie wyników badań prowadzonych pod kierunkiem i w ścisłej współpracy z promotorem <promotor>, drugim promotorem <drugi promotor>, promotorem pomocniczym <promotor pomocniczy>, kopromotorem <kopromotor>*.

Niniejsza rozprawa doktorska nie była wcześniej podstawą żadnej innej urzędowej procedury związanej z nadaniem stopnia doktora.

Wszystkie informacje umieszczone w ww. rozprawie uzyskane ze źródeł pisanych i elektronicznych, zostały udokumentowane w wykazie literatury odpowiednimi odnośnikami zgodnie z art. 34 ustawy o prawie autorskim i prawach pokrewnych.

Potwierdzam zgodność niniejszej wersji pracy doktorskiej z załączoną wersją elektroniczną.

Gdańsk, dnia

.....
podpis doktoranta

Ja, niżej podpisany(a), wyrażam zgodę/nie wyrażam zgody* na umieszczenie ww. rozprawy doktorskiej w wersji elektronicznej w otwartym, cyfrowym repozytorium instytucjonalnym Politechniki Gdańskiej, Pomorskiej Bibliotece Cyfrowej oraz poddawania jej procesom weryfikacji i ochrony przed przywłaszczeniem jej autorstwa.

Gdańsk, dnia

.....
podpis doktoranta

*) niepotrzebne skreślić

¹ Zarządzenie Rektora Politechniki Gdańskiej nr 34/2009 z 9 listopada 2009 r., załącznik nr 8 do instrukcji archiwalnej PG.

² Ustawa z dnia 27 lipca 2005 r. Prawo o szkolnictwie wyższym: Rozdział 7 Odpowiedzialność dyscyplinarna doktorantów, Art. 226.





OPIS ROZPRAWY DOKTORSKIEJ

Autor rozprawy doktorskiej: mgr inż. Filip Wilczyński

Tytuł rozprawy doktorskiej w języku polskim: Bezcujnikowe sterowanie pięciofazową maszyną indukcyjną klatkową zasilaną z falownika prądu

Tytuł rozprawy w języku angielskim: Sensorless control of a five-phase squirrel cage induction machine supplied by a current source inverter

Język rozprawy doktorskiej: polski

Promotor rozprawy doktorskiej: dr hab. inż. Marcin Morawiec

Data obrony:

Słowa kluczowe rozprawy doktorskiej w języku polski: pięciofazowy silnik indukcyjny, pięciofazowy falownik prądu, wektorowa modulacja szerokości impulsów, iniekcja trzeciej harmonicznej

Słowa kluczowe rozprawy doktorskiej w języku angielskim: five-phase induction motor, five-phase current source converter, space vector modulation third harmonic injection

Streszczenie rozprawy w języku polskim W rozprawie podjęto temat bezcujnikowego sterowania pięciofazową maszyną indukcyjną zasilaną z falownika prądu. Autor rozprawy zaproponował nowe struktury regulacji dla pięciofazowej maszyny indukcyjnej zasilanej z falownika prądu (w podwójnym układzie współrzędnych), które umożliwiają lepsze wykorzystanie obwodu magnetycznego maszyny, poprzez kontrolowaną iniekcję trzeciej harmonicznej prądu. W rozprawie przedstawiono algorytmy wektorowej modulacji szerokości impulsów dla pięciofazowego falownika prądu, pozwalające na niezależne kształtowanie dwóch wektorów prądu wyjściowego falownika. Autor przedstawił wyniki badań symulacyjnych i eksperymentalnych opracowanych struktur regulacji oraz algorytmów modulacji szerokości impulsów. Ponadto, przedstawiono bezcujnikową pracę badanego układu napędowego oraz analizę uzyskanych przebiegów prądu i napięcia stojana pięciofazowej maszyny indukcyjnej zasilanej z falownika prądu.

Streszczenie rozprawy w języku angielskim: The dissertation deals with the topic of sensorless control of a five-phase induction machine supplied by a current source inverter. The author of the dissertation proposed new control structures for a five-phase induction machine supplied by a current source inverter (in a dual coordinate system), which enable better utilization of the machine's magnetic circuit, through controlled the third harmonic injection. The dissertation presents the space vector pulse width modulation algorithms for a five-phase current source inverter, allowing for the independent formation of two inverter output current vectors. The author presents the results of simulation and experimental studies of the developed control structures and pulse width modulation algorithms. Moreover, the sensorless operation of the analyzed drive system and the analysis of the obtained stator current and voltage waveforms of a five-phase induction machine supplied by a current inverter are presented.



Podziękowania

Pragnę wyrazić serdeczne podziękowania Panu dr hab. inż. Marcinowi Morawcowi za nieocenioną pomoc udzieloną w trakcie przygotowywania rozprawy doktorskiej, cierpliwość, wyrozumiałość oraz motywację do krytycznego spojrzenia na tematykę badawczą. Dziękuję Panu Doktorowi za pomoc w jasnym sformułowaniu myśli naukowej oraz inspirację do dalszego zgłębiania zagadnień naukowych.

Chciałbym również podziękować wszystkim pracownikom Katedry Automatyki Napędu Elektrycznego i Konwersji Energii za ogromne wsparcie i wspaniałą atmosferę w pracy naukowej. W szczególności dziękuję kierownikowi katedry Panu dr hab. inż. Jarosławowi Guzińskiemu, Panu prof. dr hab. inż. Zbigniewowi Krzemińskiemu, Panu dr hab. inż. Arkadiuszowi Lewickiemu, Panu mgr inż. Mariuszowi Rutkowskiemu i Panu Robertowi Dobieglewskiemu, za przekazaną wiedzę oraz pomoc w zakresie badań eksperymentalnych.

Dziękuję również przyjaciołom oraz rodzinie za nieustanne wsparcie i motywację. W szczególności dziękuję moim rodzicom za ich pomoc w wyborze drogi zawodowej oraz nieustanną wiarę we mnie. Niniejszą pracę pragnę zadedykować mojej śp. Mamie Małgorzacie.

Rozprawa doktorska została wykonana w ramach Studium Doktoranckiego Wydziału Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej.

Praca finansowana ze środków Narodowego Centrum Nauki, nr projektu badawczego: 2018/31/N/ST7/03889.



SPIS TREŚCI

1.	WSTĘP	6
2.	TEZY I CEL PRACY	16
2.1.	CEL PRACY	16
2.2.	TEZY	16
3.	MODEL MATEMATYCZNY PIĘCIOFAZOWEJ MASZYNY INDUKCYJNEJ KLATKOWEJ ..	17
4.	PIĘCIOFAZOWY FALOWNIK PRĄDU	23
4.1.	OPIS MATEMATYCZNY PIĘCIOFAZOWEGO FALOWNIKA PRĄDU	23
5.	STEROWANIE PIĘCIOFAZOWĄ MASZYNĄ INDUKCYJNĄ ZASILANĄ Z FALOWNIKA PRĄDU	26
5.1.	PRZEKSZTAŁCENIA UKŁADÓW WSPÓLRZĘDNYCH	26
5.2.	MODEL MATEMATYCZNY PIĘCIOFAZOWEJ MASZYNY INDUKCYJNEJ W WIRUJĄCYM UKŁADZIE WSPÓLRZĘDNYCH $x^{(i)}$ - $y^{(i)}$	28
5.3.	STRUKTURY ZAPROPONOWANYCH UKŁADÓW REGULACJI	35
5.3.1.	STRUKTURA REGULACJI I Z WYKORZYSTANIEM ZMIENNYCH MULTISKALARNYCH W UKŁADZIE WSPÓLRZĘDNYCH $\alpha^{(1)}$ - $\beta^{(1)}$ ORAZ STEROWANIEM POŁOWO ZORIENTOWANYM (FOC) W UKŁADZIE WSPÓLRZĘDNYCH $\alpha^{(2)}$ - $\beta^{(2)}$	35
5.3.2.	STRUKTURA REGULACJI II Z WYKORZYSTANIEM ZMIENNYCH MULTISKALARNYCH W OBYDWÓCH UKŁADACH WSPÓLRZĘDNYCH $\alpha^{(1)}$ - $\beta^{(1)}$ I $\alpha^{(2)}$ - $\beta^{(2)}$	37
5.4.	SPOSOBY SYNCHRONIZACJI WEKTORA TRZECIEJ HARMONICZNEJ STRUMIENIA WIRNIKA	41
5.4.1.	SPOSÓB SYNCHRONIZACJI Z DWOMA REGULATORAMI PI	41
5.4.2.	SPOSÓB SYNCHRONIZACJI Z JEDNYM REGULATOREM P	43
5.4.3.	SPOSÓB SYNCHRONIZACJI Z ZASTOSOWANIEM PRAWA REGULACJI ZE STATYCZNYM SPRĘŻENIEM ZWROTNYM	44
5.4.4.	PORÓWNANIE SPOSOBÓW SYNCHRONIZACJI	45
6.	OBSERWATOR PRĘDKOŚCI	47
6.1.	KONCEPCJA BEZCZUJNIKOWEGO STEROWANIA	47
6.2.	OBSERWATOR PRĘDKOŚCI W PIERWSZYM UKŁADZIE WSPÓLRZĘDNYCH $x_{\alpha}^{(1)}$ - $x_{\beta}^{(1)}$	48
6.3.	OBSERWATOR PRĘDKOŚCI W DRUGIM UKŁADZIE WSPÓLRZĘDNYCH $x_{\alpha}^{(2)}$ - $x_{\beta}^{(2)}$	50
7.	WYNIKI BADAŃ SYMULACYJNYCH UKŁADÓW REGULACJI	52
8.	WEKTOROWA MODULACJA SZEROKOŚCI IMPULSÓW DLA PIĘCIOFAZOWEGO FALOWNIKA PRĄDU	68
8.1.	WPROWADZENIE	68
8.2.	METODA WEKTOROWEJ MODULACJI SZEROKOŚCI IMPULSÓW DLA PIĘCIOFAZOWEGO FALOWNIKA PRĄDU Z WYKORZYSTANIEM OŚMIU WEKTORÓW AKTYWNYCH	73
8.3.	METODA MODULACJI SZEROKOŚCI IMPULSÓW DLA PIĘCIOFAZOWEGO FALOWNIKA PRĄDU Z WYKORZYSTANIEM SZEŚCIU WEKTORÓW AKTYWNYCH ..	77
8.4.	METODA MODULACJI SZEROKOŚCI IMPULSÓW DLA PIĘCIOFAZOWEGO FALOWNIKA PRĄDU Z WYKORZYSTANIEM CZTERECH WEKTORÓW AKTYWNYCH...	79

8.5. WEKTOROWA MODULACJA SZEROKOŚCI IMPULSÓW DLA PRZEKSZTAŁNIKA SIECIOWEGO.....	85
9. WYNIKI SYMULACYJNE WEKTOROWYCH METOD MSI DLA PIĘCIOFAZOWEGO FALOWNIKA PRĄDU	87
10. WYNIKI EKSPERYMENTALNE OPRACOWANYCH STRUKTUR STEROWANIA	95
10.1. STANOWISKO LABORATORYJNE	95
10.2. WYNIKI BADAŃ EKSPERYMENTALNYCH – STRUKTURA REGULACJI I	98
10.3. WYNIKI BADAŃ EKSPERYMENTALNYCH – STRUKTURA REGULACJI II	103
11. BEZCZUJNIKOWA PRACA BADANEGO UKŁADU NAPĘDOWEGO.....	115
12. ANALIZA PRZEBIEGÓW PRĄDU I NAPIĘCIA OBCIĄŻENIA W UKŁADZIE NAPĘDOWYM Z PIĘCIOFAZOWYM FALOWNIKIEM PRĄDU Z WEKTOROWĄ MSI.....	120
13. PODSUMOWANIE I WNIOSKI	124
BIBLIOGRAFIA	127
ZAŁĄCZNIKI	138
A. MACIERZ TRANSFORMACJI $a-b-c-d-e \rightarrow x_0 - x_\alpha^{(i)} - x_\beta^{(i)}$	138
B. PARAMETRY PIĘCIOFAZOWEJ MASZYNY INDUKCYJNEJ I PRZEKSZTAŁNIKA PRĄDU	142
C. ZDJĘCIA PROTOTYPOWEGO PIĘCIOFAZOWEGO SILNIKA INDUKCYJNEGO ORAZ PRZEKSZTAŁNIKA PRĄDU.....	143

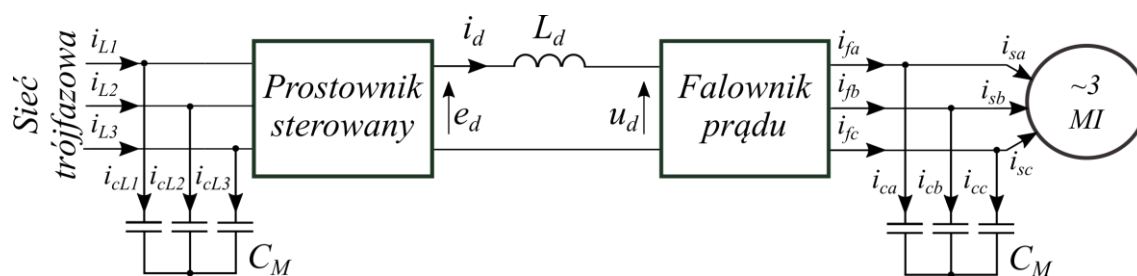
1. Wstęp

Napędy elektryczne prądu przemiennego z regulowaną prędkością obrotową są szeroko stosowane w przekształcaniu energii elektrycznej na energię mechaniczną. Znaczący postęp w dziedzinie energoelektroniki i techniki mikroprocesorowej umożliwił wdrożenie zaawansowanych i precyzyjnych metod sterowania napędami elektrycznymi. Jednymi z pierwszych układów przekształtnikowych były napędy z tyrystorowymi falownikami prądu [1]. Układy przekształtnikowe, w których zastosowano tyrystory charakteryzowały się długimi czasami wyłączenia i wysoką zawartością wyższych harmonicznych w przebiegach prądu stojana silnika. Przyczyniło się to do szukania innych, alternatywnych rozwiązań – stosowanych obecnie falowników napięcia. Wynalezienie tranzystora z izolowaną bramką (IGBT), który jest w pełni sterowalnym półprzewodnikiem mocy, stworzyło nowe możliwości w projektowaniu i poszerzaniu różnych topologii przekształtników, w tym przekształtników prądu. Obecnie stosując tranzystory oraz wektorową modulację szerokości impulsów w przekształtniku prądu, możliwe jest uzyskanie, zbliżonych do sinusoidalnych, przebiegów czasowych napięcia i prądu stojana silnika. Falownik prądu charakteryzuje się stosunkowo niewielkimi zmianami pochodnej du/dt napięcia wyjściowego, co korzystnie wpływa na izolację uzwojeń silnika i zmniejsza zakłócenia elektromagnetyczne (EMI) w układzie napędowym. W zależności od konfiguracji przekształtnika prądu, możliwa jest jego praca czterokwadrantowa (możliwość dwukierunkowego przepływu energii). Ponadto, indukcyjność w obwodzie pośredniczącym falownika prądu ogranicza stromość narastania prądu przy zwarcu. W przypadku układów napędowych z długimi kablami łączącymi przekształtnik z silnikiem, falownik prądu jest alternatywą dla układu złożonego z falownika napięcia i dodatkowych filtrów.

Na rys. 1.1 przedstawiono schemat blokowy trójfazowego napędu elektrycznego z silnikiem indukcyjnym zasilanym z falownika prądu. Źródłem jednokierunkowego prądu i_d w obwodzie prądu stałego jest dławik o znacznej indukcyjności L_d . Regulację napięcia obwodu pośredniczącego e_d można zrealizować poprzez:

- sterowany mostek prostowniczy [2] – konfiguracja układu, w którym możliwa jest praca czterokwadrantowa [3],

- niesterowany mostek prostowniczy z układem przerywacza [1, 4, 5] – w takim przypadku nie ma możliwości przepływu energii od maszyny do sieci trójfazowej.



Rys. 1.1. Schemat blokowy trójfazowego napędu indukcyjnego z falownikiem prądu

Trójfazowy falownik prądu zawiera sześć łączników jednokierunkowych, łączących obwód pośredniczący prądu stałego z zaciskami uzwojeń stojana maszyny indukcyjnej. Do zacisków wyjściowych falownika włączone są kondensatory, które w tyrystorowych falownikach prądu zapewniały poprawną komutację łączników tyrystorowych, zaś w nowoczesnych falownikach z tranzystorami RBIGBT (tranzystory IGBT ze wstecznym blokowaniem ang. *Reverse Blocking*) filtrują napięcie stojana i przyspieszają wyłączanie wybranych tranzystorów. W topologii trójfazowej falownika prądu można wyróżnić 9 dozwolonych kombinacji stanów łączników – 6 stanów podczas, których przekazywana jest energia do uzwojeń silnika, oraz 3 stany zerowe. W falowniku prądu zawsze powinny przewodzić tylko dwa łączniki (górny i dolny).

Trójfazowe silniki indukcyjne klatkowe to maszyny elektryczne najczęściej stosowane w przemyśle. Wynika to m.in. z prostej budowy i eksploatacji, przystępnej ceny oraz stosunkowo wysokiej niezawodności. Współczesne napędy elektryczne o regulowanej prędkości obrotowej z silnikami indukcyjnymi zasilane są powszechnie z przekształtników energoelektronicznych. Taki przekształtnik można traktować jako element odsprzęgający trójfazową sieć elektryczną od zacisków zasilających uzwojenia maszyny indukcyjnej. Dzięki temu zniesione zostało ograniczenie liczby faz silnika. Liczba ta narzucana jest przez topologię falownika, którego konstrukcja może pozwolić na budowanie napędów elektrycznych z silnikami wielofazowymi, tzn. silnikami o liczbie faz większej niż trzy, np. pięciofazowymi. Pierwsza publikacja zawierająca koncepcję wielofazowego napędu z pięciofazową maszyną indukcyjną pojawiła się w 1969 roku [6].

Autorzy tej publikacji przedstawili wstępne badania eksperymentalne przy zastosowaniu pięciofazowego tyrystorowego falownika napięcia. Przez następne 20 lat wielofazowe napędy elektryczne przyciągały stałą, lecz ograniczoną uwagę. Liczba publikacji na temat wielofazowych napędów wzrosła w latach 90., jednak dopiero z początkiem tego wieku, temat ten stał się przedmiotem zainteresowania badaczy na całym świecie. Przyczynił się do tego głównie rozwój w bardzo specyficznych aplikacjach takich jak:

- napędy elektryczne statku [7, 8],
- napędy trakcyjne (w tym elektryczne i hybrydowe) [9, 10],
- napędy pojazdów hybrydowych, elektrycznych („HEV” ang. *Hybrid Electric Vehicle*) [11–14],
- zintegrowane rozruszniko-alternatory („ISA” ang. *Integrated Starter-Alternator*) [15, 16],
- sprężarki dużych mocy [17],
- urządzenia wykonawcze samolotu – „MEA” – koncepcja samolotu „bardziej elektrycznego” (ang. *More Electric Aircraft*) [18–20].

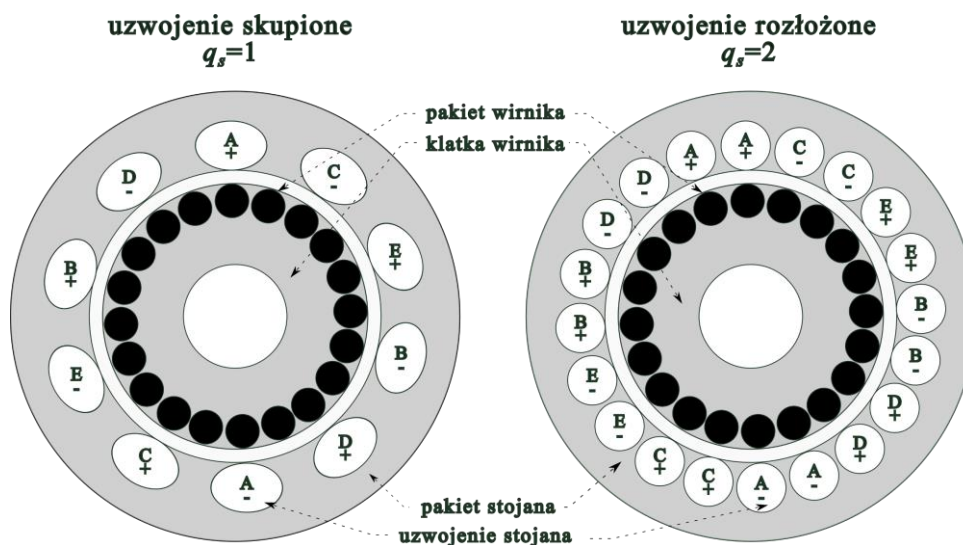
Główną motywacją do rozwoju wielofazowych napędów elektrycznych, w pierwszych pracach poświęconych temu zagadnieniu, było zmniejszenie pulsacji o niskich częstotliwościach momentu elektromagnetycznego maszyny. Redukcja tych pulsacji jest możliwa poprzez zwiększenie liczby faz silnika indukcyjnego. Na przestrzeni lat dostrzegano coraz więcej zalet wielofazowych silników indukcyjnych. Najważniejsze z nich to:

- zasilanie stojana w wielofazowej maszynie indukcyjnej z sinusoidalnym rozkładem siły magnetomotorycznej (MMF), wytwarza pole magnetyczne z mniejszą zawartością wyższych harmonicznych, co przekłada się na wyższą sprawność oraz mniejszą emisję hałasu, w porównaniu do trójfazowego odpowiednika [21, 22],
- wzrost najniższej częstotliwości pulsacji momentu elektromagnetycznego maszyny, której wartość jest proporcjonalna do wyrażenia $2n$ (gdzie n - liczba faz) [6, 22],

- większa niezawodność, która oznacza możliwość ciągłej pracy silnika przy uszkodzeniu jednej lub większej liczby faz stojana (niezależnie od konstrukcji uzwojenia stojana i rozkładu siły MMF). Maszyna wielofazowa, przy uszkodzeniu fazy stojana, nadal posiada moment rozruchowy i może pracować z nieznacznym przeciążeniem oraz większą pulsacją momentu na wale [23–30],
- możliwość zasilania i niezależnego sterowania kilkoma silnikami z jednego przekształtnika. W systemie wielosilnikowym, dostępna liczba silników w zależności od liczby faz wynosi: $(n - 1) / 2$. W takim przypadku, uzwojenia maszyn są połączone szeregowo poprzez odpowiedni przeplot faz [31–36],
- redukcja wartości prądów fazowych przy zachowaniu tej samej mocy silnika, dzięki rozdzieleniu mocy na większą liczbę faz. Jest to istotna zaleta w przypadku układów dużej mocy, w których może okazać się korzystna redukcja prądów łączników energoelektronicznych przekształtnika [17, 22],
- zwiększenie wartości momentu elektromagnetycznego poprzez iniekcję wyższych harmonicznym prądu stojana (możliwe w przypadku maszyn z uzwojeniem skupionym) [28, 37–47].

Silniki wielofazowe wymagają zastosowania przekształtnika, którego topologia jest rozszerzeniem trójfazowego odpowiednika, polegającym na dodaniu dodatkowych gałęzi z tranzystorami mocy. Należy przy tym zwrócić uwagę na korzystną możliwość zastosowania modułów tranzystorowych na mniejsze wartości prądów, których koszt jest mniejszy. Budowa wielofazowego silnika indukcyjnego, oprócz innego obwodu magnetycznego i uzwojeń stojana, jest analogiczna do trójfazowej maszyny klatkowej. Wyróżnia się jednak, ze względu na inne właściwości, dwa sposoby budowy uzwojeń pięciofazowych silników indukcyjnych. Uzwojenie stojana może zostać wykonane w sposób rozłożony (quasi-prostokątny rozkład MMF) lub skupiony (sinusoidalny rozkład MMF). Jako uzwojenia skupione traktuje się uzwojenia stojana o jednym żłobku na biegun i fazę $q_s = 1$, natomiast maszyny o $q_s \geq 2$ jako maszyny z uzwojeniami rozłożonymi. Na rys. 1.2 przedstawiono sposoby uzwojenia wielofazowej maszyny indukcyjnej klatkowej dla $n = 5$ (maszyna pięciofazowa). Sposób wykonania uzwojeń stojana silnika wielofazowego ma wpływ na parametry schematu zastępczego maszyny, rozkład pola elektromagnetycznego w szczelinie i umożliwia stosowanie odmiennych metod sterowania [48–50]. W przypadku uzwojenia pięciofazowej maszyny w sposób

skupiony (quasi-prostokątny rozkład MMF), istnieje możliwość generacji dodatkowego momentu poprzez odpowiednią iniekcję trzeciej harmonicznej prądu stojana.



Rys. 1.2. Sposoby uzwojenia pięciofazowego silnika indukcyjnego klatkowego

Napięcie wyjściowe przekształtnika, z którego zasilany jest silnik pięciofazowy zawiera składowe wyższych harmonicznych, co powoduje generowanie odkształconych prądów w uzwojeniach stojana. Symetryczne połączenie silnika pięciofazowego eliminuje piątą harmoniczną oraz jej wielokrotności. Jednak występują pozostałe harmoniczne, które różnią się amplitudami oraz sekwencjami fazowymi. Kolejne występujące harmoniczne napięcia fazowego to: $(10n + 1)$, $(10n + 3)$, $(10n + 7)$, $(10n + 9)$, gdzie $n = 0, 1, 2, 3, \dots$), których amplitudy są odwrotnie proporcjonalne do ich rzędu. Podstawowa harmoniczna (z sekwencją fazową $a b c d e$) i harmoniczne rzędu $(10n + 1)$ generują reakcję wirnika i dodatni moment, harmoniczne rzędu $(10n + 9)$ generują reakcję wirnika z ujemnym momentem. Harmoniczne rzędu $(10n + 3)$ i $(10n + 7)$ nie powodują reakcji wirnika [51]. W tabeli 1.1 przedstawiono sekwencje fazowe i amplitudy harmonicznych dla pięciofazowego uzwojenia. Pięciofazową maszynę indukcyjną można zasilic z przekształtnika napięcia, co przedstawiono m.in. w [26, 28, 30, 43, 44, 46, 52–54], ale również z falownika prądu [55, 56]. Niniejsza praca dotyczy sterowania maszyny pięciofazowej zasilanej z falownika prądu.

Na Wydziale Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej wykonano szereg badań nad układem napędowym z pięciofazowym silnikiem indukcyjnym zasilanym z falownika napięcia. Publikacje [38, 42, 57] przedstawiają bezczujnikowe

układy sterowania (polowo-zorientowane, z wykorzystaniem zmiennych multiskalarnych, z zastosowaniem metody backstepping), w których zastosowano iniekcję trzeciej harmonicznej prądu oraz potwierdzono wzrost momentu elektromagnetycznego o ok. 10 %. Autor rozprawy jest również współautorem publikacji [28, 30], w których pokazano awaryjną pracę silnika pięciofazowego, w przypadku utraty zasilania w jednej lub dwóch niesąsiednich fazach stojana silnika, w konfiguracji bezczujnikowego pomiaru prędkości i odsprężonego sterowania polowo-zorientowanego.

Tabela 1.1. Sekwencje fazowe i amplitudy harmonicznych dla pięciofazowego uzwojenia

Rząd harmonicznej	Sekwencja fazowa	Amplituda
1	<i>a b c d e</i>	1
3	<i>a d b e c</i>	1/3
7	<i>a c e b d</i>	1/7
9	<i>a e d c b</i>	1/9
11	<i>a b c d e</i>	1/11
13	<i>a d b e c</i>	1/13
17	<i>a c e b d</i>	1/17
19	<i>a e d c b</i>	1/19
21	<i>a b c d e</i>	1/21

W literaturze znajduje się wiele prac poruszających temat sterowania trójfazową maszyną indukcyjną zasilaną z falownika prądu [58–68]. Przedstawione w nich metody sterowania można podzielić ze względu na wybór zmiennych sterujących:

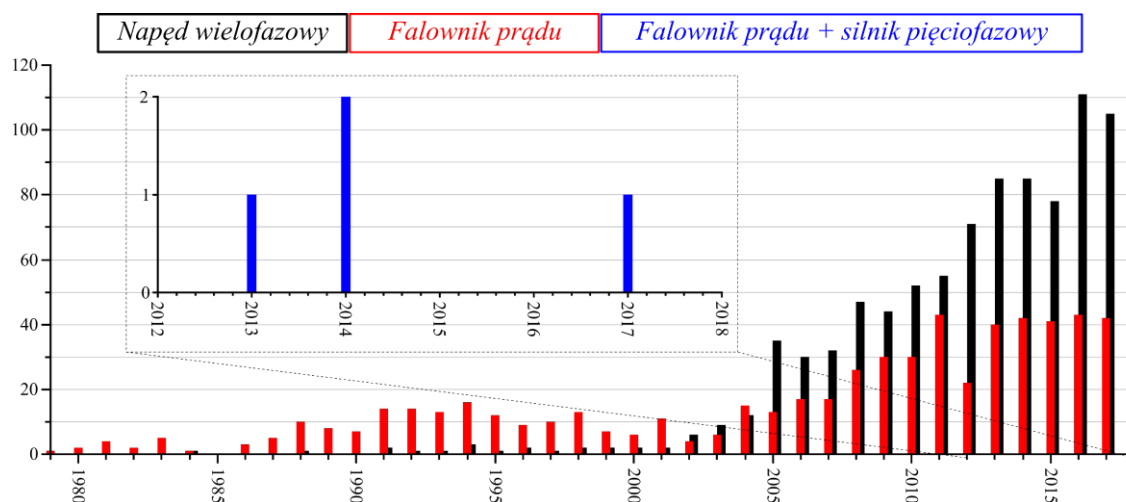
- sterowanie prądowe – sterowanie, w którym zmiennymi sterującymi są składowe wektora prądu wyjściowego falownika i_f ,
- sterowanie napięciowe – sterowanie, w którym zmiennymi sterującymi są: napięcie w obwodzie pośredniczącym oraz poślizg silnika.

W sterowaniu prądowym, wartość prądu dławika może być utrzymywana na stałym, znamionowym poziomie lub zmieniana w zależności od punktu pracy napędu [55, 58–69]. W drugim przypadku niezbędne jest wprowadzenie dodatkowego regulatora dla prądu dławika. Gdy wartość prądu dławika utrzymywana jest na znamionowym poziomie, zmienia się współczynnik modulacji, tak aby kształtować zadaną amplitudę

prądu wyjściowego falownika. Zastosowanie takiej metody może prowadzić do ograniczenia dynamiki momentu elektromagnetycznego, poprzez wprowadzenie ograniczeń szybkości narastania wymuszeń w układzie regulacji, co pokazano w [70]. Ponadto, utrzymywanie prądu dławika na znamionowym poziomie generuje znaczne straty w półprzewodnikach oraz w rezystancji dławika w obwodzie pośredniczącym, podczas pracy w innym punkcie niż znamionowym.

Przyjęcie odpowiednich zmiennych sterujących maszyną indukcyjną zasilaną z falownika prądu wpływa na statyczne i dynamiczne właściwości układu napędowego. Skalarne metody sterowania silnikiem indukcyjnym przedstawiono m.in. w [71–74] i bazują one na analizie zależności w stanie ustalonym silnika. Metody skalarne nie są skomplikowane i nie zapewniają dobrych właściwości napędowych w stanach dynamicznych. W [75–77] przedstawiono sterowanie polowo-zorientowane FOC (ang. *Field Oriented Control*) przy zasilaniu z falownika prądu. Realizacja sterowania polowo-zorientowanego przy wymuszeniu prądowym jest stosunkowo prosta, ponieważ składowa prądu w osi q jest proporcjonalna do momentu elektromagnetycznego, a składowa d kształtuje strumień w silniku. W pracy [65] pokazano układ sterowania ze sprzężeniem zwrotnym oraz ze sterowaniem w przód. Inną znaną metodą sterowania, możliwą do implementacji w układzie z falownikiem prądu, jest sterowanie DTC (ang. *Direct Torque Control*) [66]. W falownikach prądu lub napięcia, z wykorzystaniem sterowania DTC, otrzymuje się przebiegi napięcia i prądu stojana o znacznej zawartości wyższych harmonicznych, więc jest to gorsze rozwiązanie niż sterowanie FOC z wektorową modulacją szerokości impulsów.

Rozwiązania ze sterowaniem napięciowym w falowniku prądu są mało znane w literaturze. W [78, 79] przedstawiono strukturę sterowania, w której zmiennymi sterującymi są napięcie obwodu prądu stałego oraz poślizg. Struktura sterowania napięciowego została szczegółowo opisana i przebadana w [78–82], bazuje ona na wyborze nowych zmiennych stanu, które są iloczynem skalarnym i wektorowym wybranych zmiennych. Takie sterowanie zostało nazwane sterowaniem z wykorzystaniem zmiennych multiskalarnych i jest częściej stosowane w układach trójfazowych z falownikami napięcia [80]. Dotychczas temat sterowania napięciowego w wielofazowych falownikach prądu nie jest znany.



Rys.1.3. Liczba publikacji w bazie IEEE Explore na temat napędów wielofazowych, falowników prądu, oraz pięcioletowych układów napędowych z falownikiem prądu

Na rys. 1.3 przedstawiono liczbę publikacji dotyczących napędów wielofazowych, falowników prądu oraz pięcioletowych napędów indukcyjnych z falownikami prądu. Można zauważyć uzasadniony wzrost zainteresowania napędami wielofazowymi. Liczba publikacji na temat napędów wielofazowych w większości dotyczy układów z falownikami napięcia [21–23, 25, 28, 31, 32, 35, 36, 38, 43, 44, 83–85], a zaledwie kilka pozycji [55, 69, 86] przedstawia pięcioletowe napędy z falownikami prądu. W [55, 69] autorzy przedstawili sterowanie polowo zorientowane dla pięcioletowej maszyny indukcyjnej zasilanej z falownika prądu, z eliminacją wektora prądu w drugim układzie współrzędnych ($\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$). Takie podejście pozwala na łatwą adaptację metody sterowania z układu trójfazowego do pięcioletowego, jednak nie wykorzystuje potencjalnych zalet, dostępnych przy sterowaniu w drugim układzie współrzędnych tj. zwiększenia wartości momentu elektromagnetycznego poprzez iniekcję trzeciej harmonicznej prądu (silnik z prostokątnym rozkładem MMF), niezależnego sterowania dwoma silnikami z jednego przekształtnika (silniki z sinusoidalnym rozkładem MMF), ograniczenia tętnień momentu elektromagnetycznego podczas utraty zasilania w fazie stojana.

W niniejszej rozprawie podjęto temat bezczujnikowego sterowania pięcioletową maszyną indukcyjną zasilaną z falownika prądu, ze względu na liczne zalety falowników prądu oraz brak rozwiązań, dla pięcioletowych układów z przekształtnikami prądu, które wykorzystywałyby dodatkowe stopnie swobody (dodatkowy układ współrzędnych

$\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$). Autor rozprawy zaproponował nowe struktury regulacji dla pięciofazowej maszyny indukcyjnej zasilanej z falownika prądu (w podwójnym układzie współrzędnych), w których wykorzystano istniejące rozwiązanie sterowania napięciowego dla trójfazowego falownika prądu [78–82]. Wprowadzone określenie podwójnego układu regulacji odnosi się do regulacji wybranych wielkości w układach współrzędnych $\alpha^{(1)}-\beta^{(1)}$ i $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$, co przedstawiono w kolejnym rozdziale na rys. 3.3. Do syntezy układu regulacji wykorzystano linearyzację do zmiennych multiskalarnych, a następnie zastosowano prawo regulacji ze sprzężeniem zwrotnym, w celu uzyskania linearyzujących sterowań (zmiennych sterujących).

W niniejszej rozprawie opracowano:

- nowe struktury regulacji, dla pięciofazowej maszyny indukcyjnej klatkowej zasilanej z falownika prądu, które umożliwiają optymalizację rozkładu strumienia wirnika poprzez kontrolowaną iniekcję trzeciej harmonicznej prądu,
- algorytmy modulacji szerokości impulsów dla pięciofazowego falownika prądu, pozwalające na niezależne kształtowanie dwóch wektorów prądu wyjściowego (podstawowej i trzeciej harmonicznej),
- przegląd sposobów synchronizacji wektora trzeciej harmonicznej strumienia wirnika,
- badania symulacyjne i eksperymentalne zaproponowanych struktur regulacji,
- badania symulacyjne zaproponowanych algorytmów wektorowej modulacji szerokości impulsów,
- badania eksperymentalne zoptymalizowanego algorytmu wektorowej modulacji szerokości impulsów,
- badania eksperymentalne bezczujnikowej pracy badanego układu napędowego.

W rozprawie nie analizowano zachowania wielofazowego układu napędowego w stanach awaryjnych związanych z utratą zasilania w jednej lub dwóch fazach. Tematyka ta nie została poruszona w niniejszej rozprawie.

Kolejne rozdziały będą zawierać: cel pracy i tezy, model matematyczny pięciofazowej maszyny indukcyjnej i falownika prądu, sterowanie pięciofazową maszyną indukcyjną zasilaną z falownika prądu, sposoby synchronizacji wektora trzeciej harmonicznej strumienia wirnika, metody wektorowej modulacji szerokości impulsów w pięciofazowym falowniku prądu, wyniki badań symulacyjnych i eksperymentalnych, bezczujnikową pracę badanego napędu, analizę przebiegów prądu i napięcia stojana oraz podsumowanie.

2. Tezy i cel pracy

2.1. Cel pracy

Celem pracy jest opracowanie bezczujnikowych struktur regulacji pięciofazowej maszyny indukcyjnej zasilanej z falownika prądu.

2.2. Tezy

- 1) *Zastosowanie napięciowego sterowania opartego na podwójnym, rozszerzonym modelu multiskalarnym dla pięciofazowej maszyny indukcyjnej zasilanej z falownika prądu, zapewnia dodatkową regulację zmiennych stanu maszyny w drugim układzie współrzędnych $\alpha^{(2)}$ - $\beta^{(2)}$.*
- 2) *Zastosowanie dodatkowego sprzężenia w podwójnym układzie regulacji pozwala na sterowanie maszyną pięciofazową w znamionowym zakresie zmian prędkości i momentu obciążenia.*
- 3) *W pięciofazowym falowniku prądu, stosując wektorową modulację szerokości impulsów, możliwe jest niezależne kształtowanie dwóch wektorów prądu wyjściowego falownika, związanych z przebiegiem podstawowej i trzeciej harmonicznej.*

3. Model matematyczny pięcioletowej maszyny indukcyjnej klatkowej

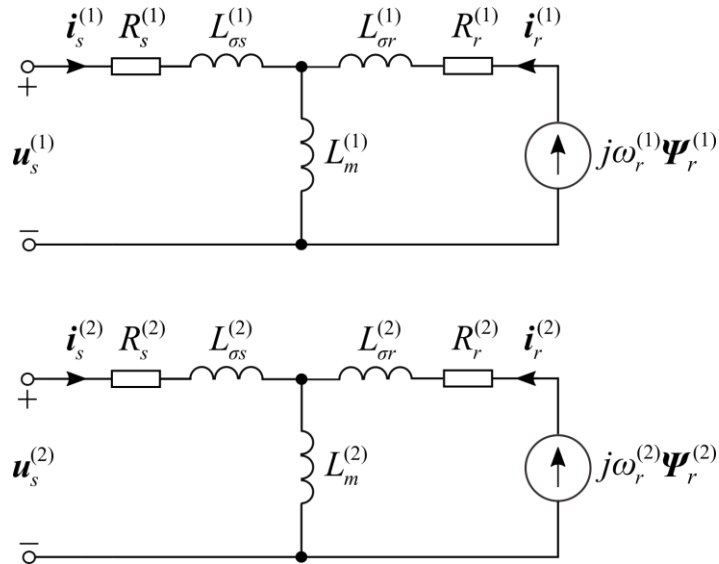
Wyznaczenie i analiza modelu matematycznego maszyny asynchronicznej są niezbędne do wyboru zmiennych sterujących oraz stworzenia układu regulacji. Konstruując maszynę asynchroniczną należy uwzględnić wiele zjawisk fizycznych, których opis matematyczny jest złożony. Ze względu na to, model matematyczny otrzymano przy założeniach [71, 80]:

- symetryczność uzwojeń fazowych,
- symetryczność obwodu magnetycznego,
- ciągły rozkład uzwojeń fazowych w obwodzie stojana i wirnika,
- powierzchnie stojana i wirnika są gładkie (bez zębów),
- szczelina powietrzna jest równomierna na całym obwodzie,
- rozkład pola magnetycznego w szczelinie powietrznej jest sinusoidalny,
- rozkład pola magnetycznego w szczelinie powietrznej nie zmienia się przy nasyceniu ferromagnetyków,
- zjawisko wypierania prądu jest pomijalne,
- pojemności między zwojami i fazami są pomijalne,
- brak deformacji pola magnetycznego na brzegach obwodu magnetycznego i w szczelinach wentylacyjnych pakietów blach,
- pomija się zjawiska histerezy oraz prądów wirowych,
- wartości rezystancji i reaktancji uzwojeń nie zmieniają się podczas pracy napędu.

Zastosowanie skupionego uzwojenia w pięcioletowym silniku pozwala na rozwinięcie indukcyjności fazy w szereg Fouriera w zależności od kąta określonego w układzie związanym ze stojanem. Przy uwzględnieniu dwóch pierwszych wyrazów szeregu Fouriera dla uzwojenia skupionego, otrzymuje się niezerową wartość indukcyjności w drugim układzie współrzędnych (związanym z trzecią harmoniczną). Odpowiada to trzykrotnej liczbie par biegunów i trzykrotnej prędkości kątowej wirnika w drugim układzie współrzędnych względem pierwszego [47, 52, 87]:

$$\omega_r^{(2)} = -3\omega_r^{(1)}. \quad (3.1)$$

Na rysunku 3.2 przedstawiono model obwodowy silnika indukcyjnego klatkowego przy przyjęciu ogólnego wirującego układu odniesienia [53], gdzie $R_s^{(i)}, R_r^{(i)}, L_{\sigma s}^{(i)}, L_{\sigma r}^{(i)}, L_m^{(i)}$ to odpowiednio rezystancje uzwojenia stojana i wirnika, indukcyjności rozproszenia uzwojenia stojana i wirnika, indukcyjność wzajemna.



Rys. 3.2. Model obwodowy pięciofazowego silnika indukcyjnego klatkowego z uzwojeniem skupionym

Modelem matematycznym silnika indukcyjnego są ogólne wejściowe równania różniczkowe, przy przyjęciu wektorów przestrzennych (pojęcie wprowadzone przez Kovacsa i Racza [88]), które są wielkościami zespolonymi skonstruowanymi na podstawie wartości chwilowych składowych fazowych w wirującym układzie współrzędnych z prędkością kątową ω_e :

$$\mathbf{u}_s^{(i)} = R_s^{(i)} \mathbf{i}_s^{(i)} + \frac{d\mathbf{\Psi}_s^{(i)}}{d\tau}, \quad (3.2)$$

$$0 = R_r^{(i)} \mathbf{i}_r^{(i)} + \frac{d\mathbf{\Psi}_r^{(i)}}{d\tau} - j\omega_r^{(i)} \mathbf{\Psi}_r^{(i)}, \quad (3.3)$$

$$J \frac{d\omega_r^{(i)}}{d\tau} = \text{Im} \left| \mathbf{\Psi}_s^{(i)*} \mathbf{i}_s^{(i)} \right| - M_o, \quad (3.4)$$

gdzie $\mathbf{u}_s^{(i)}, \mathbf{i}_s^{(i)}, \mathbf{i}_r^{(i)}, \mathbf{\Psi}_s^{(i)}, \mathbf{\Psi}_r^{(i)}$ to wektory napięcia stojana, prądu stojana, prądu wirnika, strumienia stojana, strumienia wirnika, $\omega_r^{(i)}$ to prędkość kątową wirnika, J to moment

bezwładności, M_o to moment obciążenia, $\Psi_s^{(i)*}$ to wektor określony poprzez liczbę sprzężoną z $\Psi_s^{(i)}$. Górny indeks (i) oznacza numer układu współrzędnych $\alpha^{(i)}-\beta^{(i)}$: $i=1$ to pierwszy układ współrzędnych (związany z podstawową harmoniczną), $i=2$ to drugi układ współrzędnych (związany z trzecią harmoniczną).

Wielkości i parametry występujące w równaniach (3.2) – (3.4) określone są w jednostkach względnych w celu łatwiejszego porównywania wyników otrzymywanych przy analizach procesu przetwarzania energii różnych typów silników indukcyjnych. Przyjęto następujący układ wielkości odniesienia:

$$U_b = \sqrt{5} \cdot U_N, \quad (3.5)$$

$$I_b = \sqrt{5} \cdot I_N, \quad (3.6)$$

$$Z_b = \frac{U_N}{I_N} = \frac{U_b}{I_b}, \quad (3.7)$$

$$m_b = \frac{U_b I_b p}{\omega_0} = \Psi_b I_b p, \quad (3.8)$$

$$\Psi_b = \frac{U_b}{\omega_0}, \quad (3.9)$$

$$\omega_b = \frac{\omega_0}{p}, \quad (3.10)$$

$$\tau = \omega_0 t, \quad (3.11)$$

gdzie: $U_b, I_b, Z_b, m_b, \Psi_b, \omega_b$ to odpowiednio bezwymiarowe wielkości: napięcia odniesienia, prądu odniesienia, impedancji odniesienia, momentu odniesienia, strumienia skojarzonego odniesienia oraz mechanicznej prędkości kątowej odniesienia. Czas względny oznaczono jako τ , znamionową pulsację napięcia zasilającego jako ω_0 [rad/s], liczbę par biegunów jako p [-], napięcie znamionowe jako U_N [V], prąd znamionowy jako I_N [A].

Indukcyjności stojana i wirnika przedstawiają zależności (3.12) – (3.13):

$$L_s^{(i)} = L_{\sigma s}^{(i)} + L_m^{(i)}, \quad (3.12)$$

$$L_r^{(i)} = L_{\sigma r}^{(i)} + L_m^{(i)}. \quad (3.13)$$

W celu zredukowania liczby zmiennych w równaniach (3.1) – (3.2) tak, aby nie zawierały zmiennych wektorowych prądu wirnika i strumienia stojana, wprowadzono dodatkowe zależności:

$$\mathbf{i}_s^{(i)} = \frac{1}{L_s^{(i)}} \boldsymbol{\Psi}_s^{(i)} - \frac{L_m^{(i)}}{L_s^{(i)}} \mathbf{i}_r^{(i)}, \quad (3.14)$$

$$\mathbf{i}_r^{(i)} = \frac{1}{L_r^{(i)}} \boldsymbol{\Psi}_r^{(i)} - \frac{L_m^{(i)}}{L_r^{(i)}} \mathbf{i}_s^{(i)}. \quad (3.15)$$

Na podstawie równań (3.1) – (3.4) i (3.14) – (3.15) uzyskano ogólny model wektorowy pięciofazowej maszyny indukcyjnej klatkowej w dwóch stacjonarnych układach współrzędnych $\alpha^{(i)}$ - $\beta^{(i)}$:

$$\frac{d\mathbf{i}_{s\alpha}^{(i)}}{d\tau} = a_1^{(i)} \mathbf{i}_{s\alpha}^{(i)} + a_2^{(i)} \boldsymbol{\Psi}_{r\alpha}^{(i)} + a_3^{(i)} \omega_r^{(i)} \boldsymbol{\Psi}_{r\beta}^{(i)} + a_4^{(i)} \mathbf{u}_{s\alpha}^{(i)}, \quad (3.16)$$

$$\frac{d\mathbf{i}_{s\beta}^{(i)}}{d\tau} = a_1^{(i)} \mathbf{i}_{s\beta}^{(i)} + a_2^{(i)} \boldsymbol{\Psi}_{r\beta}^{(i)} - a_3^{(i)} \omega_r^{(i)} \boldsymbol{\Psi}_{r\alpha}^{(i)} + a_4^{(i)} \mathbf{u}_{s\beta}^{(i)}, \quad (3.17)$$

$$\frac{d\boldsymbol{\Psi}_{r\alpha}^{(i)}}{d\tau} = a_6^{(i)} \boldsymbol{\Psi}_{r\alpha}^{(i)} - \omega_r^{(i)} \boldsymbol{\Psi}_{r\beta}^{(i)} + a_5^{(i)} \mathbf{i}_{s\alpha}^{(i)}, \quad (3.18)$$

$$\frac{d\boldsymbol{\Psi}_{r\beta}^{(i)}}{d\tau} = a_6^{(i)} \boldsymbol{\Psi}_{r\beta}^{(i)} + \omega_r^{(i)} \boldsymbol{\Psi}_{r\alpha}^{(i)} + a_5^{(i)} \mathbf{i}_{s\beta}^{(i)}, \quad (3.19)$$

$$\frac{d\omega_r^{(1)}}{d\tau} = \frac{1}{J} \left(\sum_{i=1}^2 \left(a_7^{(i)} \left(\boldsymbol{\Psi}_{r\alpha}^{(i)} \mathbf{i}_{s\beta}^{(i)} - \boldsymbol{\Psi}_{r\beta}^{(i)} \mathbf{i}_{s\alpha}^{(i)} \right) \right) - M_o \right), \quad (3.20)$$

gdzie: $\mathbf{i}_{s\alpha,\beta}^{(i)}$, $\mathbf{u}_{s\alpha,\beta}^{(i)}$, $\boldsymbol{\Psi}_{r\alpha,\beta}^{(i)}$ to odpowiednio składowe wektorów prądu stojana, napięcia stojana oraz strumienia wirnika.

W modelu (3.16) – (3.20) wprowadzono następujące oznaczenia:

$$a_1^{(i)} = - \frac{R_s^{(i)} \left(L_{\sigma r}^{(i)} \right)^2 + R_r^{(i)} \left(L_m^{(i)} \right)^2}{L_{\sigma r}^{(i)} \omega_\sigma^{(i)}}, \quad (3.21)$$

$$a_2^{(i)} = \frac{R_r^{(i)} L_m^{(i)}}{L_{\sigma r}^{(i)} w_\sigma^{(i)}}, \quad (3.22)$$

$$a_3^{(i)} = \frac{L_m^{(i)}}{w_\sigma^{(i)}}, \quad (3.23)$$

$$a_4^{(i)} = \frac{L_r^{(i)}}{w_\sigma^{(i)}}, \quad (3.24)$$

$$a_5^{(i)} = R_r^{(i)} \frac{L_m^{(i)}}{L_{\sigma r}^{(i)}}, \quad (3.25)$$

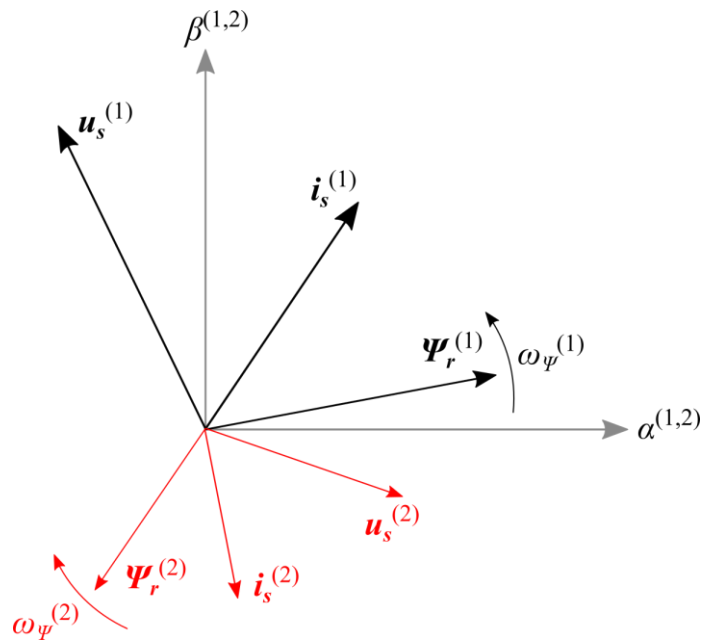
$$a_6^{(i)} = -\frac{R_r^{(i)}}{L_{\sigma r}^{(i)}}, \quad (3.26)$$

$$a_7^{(i)} = \frac{L_m^{(i)}}{L_{\sigma r}^{(i)}}, \quad (3.27)$$

$$w_\sigma = L_r^{(i)} L_s^{(i)} - \left(L_m^{(i)}\right)^2. \quad (3.28)$$

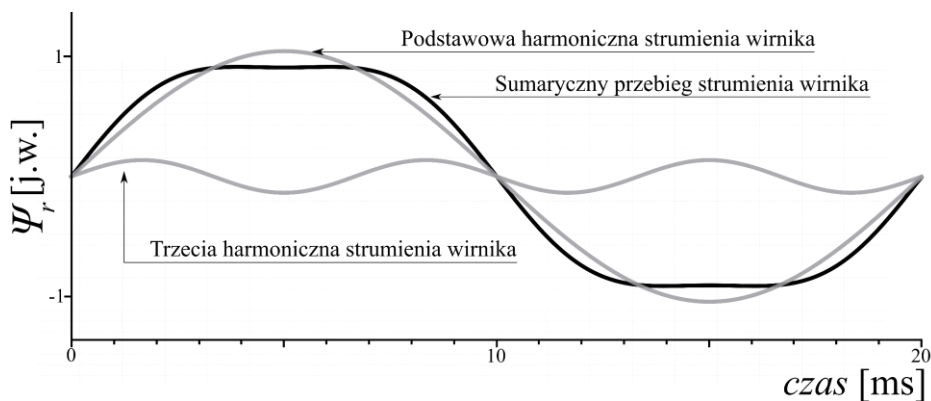
Otrzymany model matematyczny pięciofazowej maszyny indukcyjnej klatkowej (3.16) – (3.20) został wykorzystany w symulacji numerycznej do przybliżonego odtworzenia procesów zachodzących w silniku podczas jego pracy.

Rozkład strumienia magnetycznego w szczelinie powietrznej silnika indukcyjnego, ma bezpośredni wpływ na generację wyjściowego momentu. Gdy pięciofazowa maszyna indukcyjna jest zasilana napięciem przemiennym, oprócz podstawowej harmonicznej, pojawia się również trzecia harmoniczna (przy założeniu, że dostępne jest źródło pięciofazowego napięcia). Brak odpowiedniej kontroli (lub eliminacji) trzeciej harmonicznej prowadzi do zwiększenia strat w maszynie [22]. Przepływ prądu powoduje indukowanie się pola magnetycznego, odpowiednio dla podstawowej i trzeciej harmonicznej. Przy założeniu, że podstawowa harmoniczna kształtowana jest w pierwszym układzie współrzędnych ($i = 1$), a trzecia harmoniczna w drugim układzie współrzędnych ($i = 2$), model matematyczny można zapisać w postaci równań różniczkowych (3.16) – (3.20). Na rys. 3.3 pokazano wektory prądu, napięcia stojana oraz strumienia wirnika pięciofazowej maszyny indukcyjnej w podwójnym układzie współrzędnych $\alpha^{(1,2)}-\beta^{(1,2)}$.



Rys. 3.3. Wektory napięcia, prądu stojana i strumienia wirnika w podwójnym układzie współrzędnych $\alpha^{(1,2)}-\beta^{(1,2)}$

Przyjęcie wektorowego opisu modelu pięciofazowej maszyny pozwala na niezależną stabilizację kwadratu wektora strumienia wirnika oraz prędkości kątowej wirnika. W celu uzyskania większej od znamionowej wartości momentu elektromagnetycznego (do ok. 12 %) należy w odpowiedni sposób zsynchronizować ze sobą wektory strumienia wirnika tak jak pokazano na rys. 3.4.



Rys. 3.4. Zoptymalizowany rozkład strumienia magnetycznego w szczelinie pięciofazowej maszyny indukcyjnej

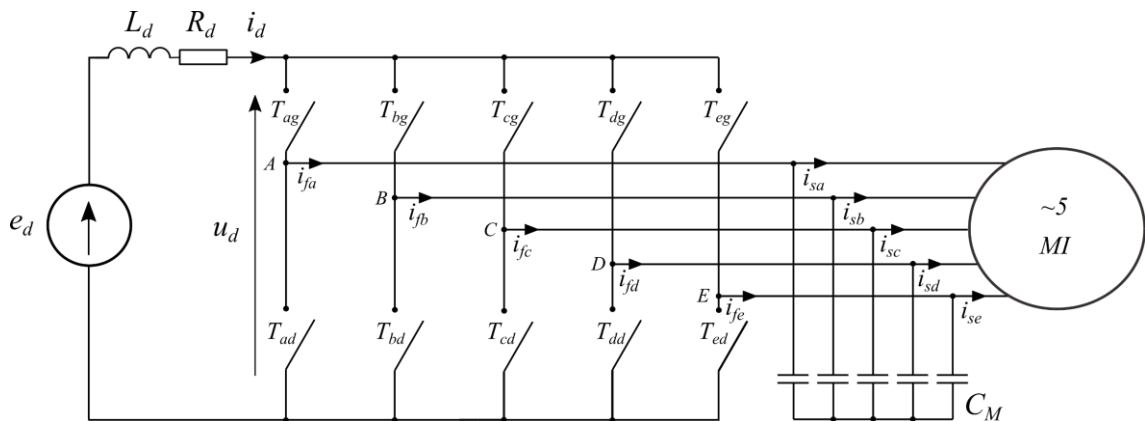
Według [28, 37–47] quasi-trapezoidalny rozkład strumienia powoduje większe nasycenie obwodu magnetycznego (żelaza) oraz wzrost gęstości momentu, co z kolei nie prowadzi do przewymiarowania przekształtnika energoelektronicznego.

W rozdziale 4 przedstawiono strukturę układu przekształtnikowego z pośrednim przemiennikiem częstotliwości z pięciofazowym falownikiem prądu

4. Pięciofazowy falownik prądu

4.1. Opis matematyczny pięcioletowego falownika prądu

Strukturę pięcioletowego falownika prądu przedstawiono na rys. 4.1. Układ złożony jest z obwodu pośredniczącego ze źródłem napięcia wejściowego e_d , dławika o indukcyjności L_d i rezystancji R_d , mostka dziesięcioletozystorowego oraz pięciu kondensatorów na wyjściu falownika oznaczonych C_M .



Rys. 4.1. Model pięcioletowego falownika prądu

Opis matematyczny pięcioletowego falownika prądu uzyskano przy założeniach:

- falownik prądu jest przekształtnikiem bezstratnym, przekształcającym energię prądu stałego na energię prądu przemiennego,
- tranzystory RBIGBT traktowane są jako idealne łączniki energoelektroniczne, komutujące prąd dławika i_d na prąd przemienny płynący przez uzwojenia silnika,
- sterowanie falownikiem odbywa się bezinercyjnie,
- tętnienie prądu dławika nie przekroczy 10 %.

Używając funkcji komutacyjnych [78, 81], wektor prądu wyjściowego falownika można wyrazić następującą zależnością:

$$\mathbf{i}_{fabcde} = \mathbf{S}_{abcde} \mathbf{i}_d \quad (4.1)$$

gdzie:

$$\mathbf{i}_{fabcde} = [i_{fa}, i_{fb}, i_{fc}, i_{fd}, i_{fe}]^T, \quad (4.2)$$

$$\mathbf{S}_{abcde} = [S_a, S_b, S_c, S_d, S_e]^T, \quad (4.3)$$

i_{fabcde} – macierz prądu wyjściowego falownika,

S_{abcde} – macierz funkcji komutacyjnych, którą można przedstawić jako: $S_{abcde} = S \cdot e^{i\gamma}$,

S – amplituda funkcji komutacyjnej (przy założeniu, że zmienne obwodu prądu stałego są sprowadzone do obwodu stojana maszyny, $S=1$),

γ – położenie wektora prądu wyjściowego falownika.

Funkcję komutacyjną dla pięcioletowego falownika prądu, można przekształcić do dwóch układów prostokątnych $\alpha^{(1)}-\beta^{(1)}$ i $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$ przy użyciu odpowiedniej transformacji dla układu wielofazowego (załącznik nr 1):

$$S_{\alpha^{(i)}\beta^{(i)}0} = A_t \cdot S_{abcde} \quad (4.4)$$

Równania różniczkowe obwodu pośredniczącego oraz napięcia wyjściowego falownika prądu w nieruchomych układach współrzędnych $\alpha^{(i)}-\beta^{(i)}$ przedstawiono poniżej:

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{e_d - R_d i_d - u_d}{L_d} \quad (4.5)$$

$$\frac{du_{C\alpha}^{(i)}}{dt} = \frac{1}{C_M} (i_{f\alpha}^{(i)} - i_{s\alpha}^{(i)}), \quad (4.6)$$

$$\frac{du_{C\beta}^{(i)}}{dt} = \frac{1}{C_M} (i_{f\beta}^{(i)} - i_{s\beta}^{(i)}), \quad (4.7)$$

gdzie:

$u_{C\alpha,\beta}^{(i)}$ - składowe wektora napięcia wyjściowego falownika,

$i_{s\alpha,\beta}^{(i)}$ - składowe wektora prądu obciążenia,

u_d – napięcie wejściowe falownika prądu,

R_d – rezystancja dławika.

Składowe wektora napięcia obciążenia określone są zależnością:

$$u_{s\alpha}^{(i)} = R_C (i_{f\alpha}^{(i)} - i_{s\alpha}^{(i)}) + u_{C\alpha}^{(i)}, \quad (4.8)$$

$$u_{s\beta}^{(i)} = R_C (i_{f\beta}^{(i)} - i_{s\beta}^{(i)}) + u_{C\beta}^{(i)}, \quad (4.9)$$

gdzie:

R_C – rezystancja wewnętrzna kondensatora.

Dla uproszczenia przyjęto $R_C \approx 0$, więc:

$$\mathbf{u}_{sabde} \approx \mathbf{u}_{Cabde} \quad (4.10)$$

Przy założeniu, że falownik prądu jest urządzeniem, które bezstratnie przekształca energię prądu stałego na energię prądu przemiennego, można zapisać następującą równość:

$$\mathbf{i}_d \mathbf{u}_d = \mathbf{i}_{sabde}^T \mathbf{u}_{sabde} \quad (4.11)$$

Po przekształceniach (4.11) napięcie wejściowe falownika u_d można wyznaczyć następująco:

$$\mathbf{u}_d = \mathbf{S}_{sabde}^T \mathbf{u}_{sabde} \quad (4.12)$$

Należy zwrócić uwagę, że w układzie eksperymentalnym, rolę funkcji komutacyjnej pełni blok modulatora, w którym wyznaczane są czasy załączeń łączników energoelektronicznych.

5. Sterowanie pięciofazową maszyną indukcyjną zasilaną z falownika prądu

W niniejszym rozdziale zostaną przedstawione dwie opracowane struktury regulacji, dla pięciofazowej maszyny indukcyjnej klatkowej zasilanej z falownika prądu, które zostały przebadane w symulacji numerycznej oraz zaimplementowane w stanowisku laboratoryjnym. Obydwie struktury sterowania wykorzystują drugi układ współrzędnych $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$ w celu iniekcji trzeciej harmonicznej prądu oraz bazują na sterowaniu napięciowym, dzięki wykorzystaniu rozszerzonego modelu multiskalarnego zawierającego model maszyny indukcyjnej i falownika prądu. Przedstawione w rozprawie nowe struktury sterowań dla analizowanego pięciofazowego układu napędowego to:

- struktura sterowania z wykorzystaniem zmiennych multiskalarnych w układzie współrzędnych $\alpha^{(1)}-\beta^{(1)}$ oraz dodatkowym sterowaniem połowo zorientowanym (FOC) w układzie współrzędnych $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$,
- podwójna struktura sterowania z wykorzystaniem zmiennych multiskalarnych w obydwóch układach współrzędnych $\alpha^{(1)}-\beta^{(1)}$ i $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$.

5.1. Przekształcenia układów współrzędnych

Na rys. 5.1 przedstawiono składowe wektorów strumienia wirnika Ψ_r i prądu stojana i_s w różnych układach współrzędnych. Dzięki transformacji z naturalnego układu pięciofazowego do dwóch układów $\alpha^{(i)}-\beta^{(i)}$, dla $i=1,2$, otrzymuje się składowe dwóch wektorów, które odpowiadają przebiegom pierwszej ($i=1$) i trzeciej ($i=2$) harmonicznej. Przekształcenie Clarke'a dla układu pięciofazowego [6, 89] przedstawiono poniżej:

$$\begin{bmatrix} x^{(0)} \\ x_a^{(1)} \\ x_\beta^{(1)} \\ x_a^{(2)} \\ x_\beta^{(2)} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ 1 & \cos(\gamma) & \cos(2\gamma) & \cos(3\gamma) & \cos(4\gamma) \\ 0 & \sin(\gamma) & \sin(2\gamma) & \sin(3\gamma) & \sin(4\gamma) \\ 1 & \cos(2\gamma) & \cos(4\gamma) & \cos(6\gamma) & \cos(8\gamma) \\ 0 & \sin(2\gamma) & \sin(4\gamma) & \sin(6\gamma) & \sin(8\gamma) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \\ x_d \\ x_e \end{bmatrix}, \quad \gamma = \frac{2}{5}\pi, \quad (5.1)$$

gdzie $x^{(0)}$ to składowa zerowa (wspólna), którą pominięto w dalszych rozważaniach, ze względu na jej brak udziału w przetwarzaniu energii. W transformacji (5.1) występuje

współczynnik skali $\sqrt{\frac{2}{5}}$, który jest wynikiem zachowania inwariantności mocy przy zastosowaniu przekształcenia (5.1) [1, 89, 90] (Załącznik A).

Układ współrzędnych $x^{(i)}$ - $y^{(i)}$ jest układem prostokątnym, wirującym z dowolnie przyjętą prędkością kątową $\omega_a^{(i)}$. Składowe wektorów w układzie współrzędnych $x^{(i)}$ - $y^{(i)}$, który jest współbieżny z dowolnie wybranym wektorem, otrzymuje się poprzez odpowiednie rzutowanie wektorów na osie układu ortogonalnego. Taka transformacja została zaprezentowana po raz pierwszy w roku 1929 [91] i nosi nazwę przekształcenia Parka. Ogólną postać tej transformacji przedstawiono poniżej i może być ona zastosowana osobno dla każdego z podukładów ($i=1,2$):

$$\begin{bmatrix} x_x^{(i)} \\ x_y^{(i)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\varphi_a^{(i)}) & \sin(\varphi_a^{(i)}) \\ -\sin(\varphi_a^{(i)}) & \cos(\varphi_a^{(i)}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a^{(i)} \\ x_\beta^{(i)} \end{bmatrix}, \quad (5.2)$$

gdzie:

$x_{x,y}^{(i)}$ – składowe wektora $\mathbf{x}^{(i)}$ określone w wirującym układzie współrzędnych $x^{(i)}$ - $y^{(i)}$,

$x_{a,\beta}^{(i)}$ – składowe wektora $\mathbf{x}^{(i)}$ określone w stacjonarnym układzie współrzędnych $\alpha^{(i)}$ - $\beta^{(i)}$,

$\varphi_a^{(i)}$ – kąt położenia układu współrzędnych $x^{(i)}$ - $y^{(i)}$ względem stacjonarnego układu $\alpha^{(i)}$ - $\beta^{(i)}$.

Niezbędnym do realizacji przekształcenia Parka jest wyznaczenie kąta $\varphi_a^{(i)}$:

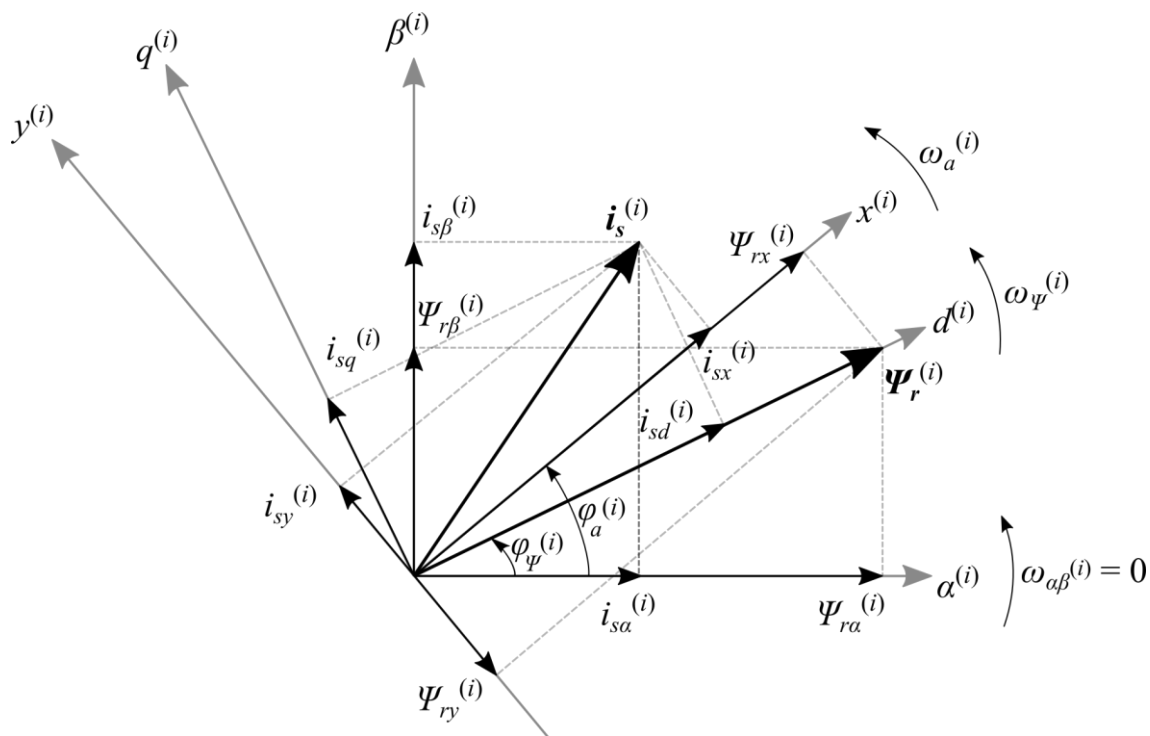
$$\varphi_a^{(i)} = \arctg\left(\frac{x_\beta^{(i)}}{x_a^{(i)}}\right). \quad (5.3)$$

Odwrotne przekształcenie Parka przyjmuje postać:

$$\begin{bmatrix} x_a^{(i)} \\ x_\beta^{(i)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\varphi_a^{(i)}) & -\sin(\varphi_a^{(i)}) \\ \sin(\varphi_a^{(i)}) & \cos(\varphi_a^{(i)}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_x^{(i)} \\ x_y^{(i)} \end{bmatrix}. \quad (5.4)$$

Transformacja do układu $d^{(i)}$ - $q^{(i)}$ jest szczególnym wariantem przekształcenia (5.2), w którym kąt $\varphi_a^{(i)}$ jest równy kątowi położenia wektora strumienia $\varphi_{\psi_r}^{(i)}$ [71]. Takie

przekształcenie wykorzystywane jest przy realizacji sterowania połowo zorientowanego [55, 80].



Rys. 5.1. Wektory strumienia wirnika Ψ_r i prądu stojana i_s w układach współrzędnych: $\alpha^{(i)}-\beta^{(i)}$, $d^{(i)}-q^{(i)}$, $x^{(i)}-y^{(i)}$

5.2. Model matematyczny pięcioletowej maszyny indukcyjnej w wirującym układzie współrzędnych $x^{(i)}-y^{(i)}$

W podrozdziale 3.2 przedstawiono wektorowy model matematyczny pięcioletowej maszyny indukcyjnej w nieruchomym układzie współrzędnych $\alpha^{(i)}-\beta^{(i)}$ (3.16) – (3.20). Jednak do syntezy układu sterowania maszyną indukcyjną zasilaną z falownika prądu, wykorzystano orientację modelu maszyny i falownika w układzie współrzędnych $x^{(i)}-y^{(i)}$, wirującym współbieżnie z wektorem wyjściowym falownika prądu $i_f^{(i)}$. Przy takiej orientacji, przyjęta prędkość kątowa układu $x^{(i)}-y^{(i)}$ równa się prędkości kątowej wektora prądu wyjściowego falownika, a składowa tego wektora w osi y jest równa zero:

$$\omega_a^{(i)} = \omega_{if}^{(i)}, \quad (5.5)$$

$$i_{fy}^{(i)} = 0. \quad (5.6)$$

W wyniku transformacji do układu $x^{(i)}-y^{(i)}$, moduł wektora prądu wyjściowego falownika wynosi:

$$|\mathbf{i}_f^{(i)}| = i_{fx}^{(i)} = i_d \cdot M, \quad (5.7)$$

gdzie M to współczynnik modulacji zdefiniowany jako iloraz modułu wektora prądu wyjściowego falownika i prądu w obwodzie pośredniczącym. Wpływ zmiany wartości współczynnika modulacji na kształtowany przebieg prądu wyjściowego falownika przedstawiono w rozdziale 12. Równanie (5.7) jest prawdziwe tylko dla przypadku, w którym formowany jest jeden wektor prądu wyjściowego:

$$(i_{fx}^{(1)} = i_d M \wedge i_{fx}^{(2)} = 0) \vee (i_{fx}^{(1)} = 0 \wedge i_{fx}^{(2)} = i_d M). \quad (5.8)$$

W celu zachowania równości mocy (5.10) po stronach obwodów DC (ang. *Direct Current*) i AC (ang. *Alternating Current*) oraz zapewnienia odpowiedniej wartości prądu w obwodzie pośredniczącym, podczas kształtowania dodatkowego wektora prądu wyjściowego $\mathbf{i}_f^{(2)}$ w drugim układzie współrzędnych $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$, wprowadzono współczynnik K_M , który uwzględnia zmianę stosunku generowanych mocy w obydwóch układach współrzędnych $\alpha^{(i)}-\beta^{(i)}$:

$$K_M = 1 - \frac{P_s^{(2)}}{P_s^{(1)}}, \quad (5.9)$$

$$P_{DC} = u_d i_d = P_s^{(1)} + P_s^{(2)}, \quad (5.10)$$

gdzie w przyjętym układzie $x^{(i)}-y^{(i)}$, dla $i=1,2$:

$$P_s^{(i)} = u_{sx}^{(i)} i_{sx}^{(i)} + u_{sy}^{(i)} i_{sy}^{(i)}, \quad (5.11)$$

$$P_s^{(i)} \neq 0. \quad (5.12)$$

W rozprawie skupiono się wyłącznie na sterowaniu w podwójnym układzie współrzędnych, więc składowe w osi x podstawowej i trzeciej harmonicznej prądu wyjściowego falownika przyjmują postać (przy założeniu, że $P_s^{(1)} > P_s^{(2)}$):

$$i_{fx}^{(1)} = i_d \cdot M \cdot K_M, \quad (5.13)$$

$$i_{fx}^{(2)} = i_d \cdot M \cdot (1 - K_M). \quad (5.14)$$

Równania różniczkowe modelu maszyny indukcyjnej i falownika prądu w przyjętym układzie $x^{(i)}-y^{(i)}$ przedstawiono poniżej:

$$\frac{di_{sx}^{(i)}}{d\tau} = a_1^{(i)} i_{sx}^{(i)} + a_2^{(i)} \Psi_{rx}^{(i)} + a_3^{(i)} \omega_r^{(i)} \Psi_{ry}^{(i)} + \omega_{if}^{(i)} i_{sy}^{(i)} + a_4^{(i)} u_{sx}^{(i)}, \quad (5.15)$$

$$\frac{di_{sy}^{(i)}}{d\tau} = a_1^{(i)} i_{sy}^{(i)} + a_2^{(i)} \Psi_{ry}^{(i)} - a_3^{(i)} \omega_r^{(i)} \Psi_{rx}^{(i)} - \omega_{if}^{(i)} i_{sx}^{(i)} + a_4^{(i)} u_{sy}^{(i)}, \quad (5.16)$$

$$\frac{d\Psi_{rx}^{(i)}}{d\tau} = a_6^{(i)} \Psi_{rx}^{(i)} + (\omega_{if}^{(i)} - \omega_r^{(i)}) \Psi_{ry}^{(i)} + a_5^{(i)} i_{sx}^{(i)}, \quad (5.17)$$

$$\frac{d\Psi_{ry}^{(i)}}{d\tau} = a_6^{(i)} \Psi_{ry}^{(i)} - (\omega_{if}^{(i)} - \omega_r^{(i)}) \Psi_{rx}^{(i)} + a_5^{(i)} i_{sy}^{(i)}, \quad (5.18)$$

$$\frac{d\omega_r^{(1)}}{d\tau} = \frac{1}{J} \left(\sum_{i=1}^2 (a_7^{(i)} (\Psi_{rx}^{(i)} i_{sy}^{(i)} - \Psi_{ry}^{(i)} i_{sx}^{(i)})) - M_o \right), \quad (5.19)$$

$$\frac{di_{fx}^{(i)}}{d\tau} = \frac{1}{ML_d} (e_d - R_d i_{fx}^{(i)} - u_{sx}^{(i)}), \quad (5.20)$$

$$\frac{du_{sx}^{(i)}}{d\tau} = \frac{1}{C_M} (i_{fx}^{(i)} - i_{sx}^{(i)}) + \omega_{if}^{(i)} u_{sy}^{(i)}, \quad (5.20)$$

$$\frac{du_{sy}^{(i)}}{d\tau} = -\frac{1}{C_M} i_{sy}^{(i)} - \omega_{if}^{(i)} u_{sx}^{(i)}. \quad (5.21)$$

Model matematyczny układu napędowego, złożonego z maszyny indukcyjnej oraz falownika prądu, jest nieliniowy. W [57, 92, 93] przedstawiono linearyzację zmiennych stanu poprzez linearyzację typu wejście/wyjście (*input-output linearization*). Zmiana współrzędnych przy orientacji modelu w układzie $x^{(i)}$ - $y^{(i)}$ (5.15) – (5.21) powinna być analizowana w ogólnej formie [93], tak więc przyjęto nowe zmienne stanu:

$$\mathbf{z}^{(i)} = \varphi(\omega_r^{(i)}, \Psi_{rx}^{(i)}, \Psi_{ry}^{(i)}, i_{sx}^{(i)}, i_{sy}^{(i)}, u_{sx}^{(i)}, u_{sy}^{(i)}, i_{fx}^{(i)}), \quad (5.22)$$

$$\mathbf{z}^{(i)} = [z_1^{(i)} \dots z_8^{(i)}]. \quad (5.23)$$

W odniesieniu do [92, 93] transformacja zmiennych stanu przyjmuje postać:

$$z_1^{(i)} = h_1^{(i)}(x) = \omega_r^{(i)}, \quad (5.24)$$

$$z_2^{(i)} = L_f h_1^{(i)}(x), \quad (5.25)$$

$$z_3^{(i)} = L_f^2 h_1^{(i)}(x), \quad (5.26)$$

$$z_4^{(i)} = L_f^3 h_1^{(i)}(x), \quad (5.27)$$

$$z_5^{(i)} = h_2^{(i)}(x) = \left(\Psi_{rx}^{(i)}\right)^2 + \left(\Psi_{ry}^{(i)}\right)^2, \quad (5.28)$$

$$z_6^{(i)} = L_f h_2^{(i)}(x), \quad (5.29)$$

$$z_7^{(i)} = L_f^2 h_2^{(i)}(x), \quad (5.30)$$

$$z_8^{(i)} = L_f^3 h_2^{(i)}(x), \quad (5.31)$$

gdzie $L_f h(x) = \frac{\partial h(x)}{\partial x} f(x)$ oznacza pochodną Liego zdefiniowaną wzdłuż wektora polowego $f(x)$.

Zmienne wejściowe, które są równocześnie zmiennymi sterującymi, zdefiniowano jako:

$$(v_1^{(i)}, v_2^{(i)}) \triangleq (\omega_{if}^{(i)}, e_d^{(i)}), \quad (5.32)$$

a zmienne wyjściowe to:

$$h_1^{(i)} = \omega_r^{(i)}, \quad (5.33)$$

$$h_2^{(i)} = \left(\psi_{rx}^{(i)}\right)^2 + \left(\psi_{ry}^{(i)}\right)^2. \quad (5.34)$$

Względny rząd dla $h_1^{(i)}$ wynosi $r_1^{(i)} = 4$, tak samo dla $h_2^{(i)}$, $r_2^{(i)} = 4$, więc $r_1^{(i)} + r_2^{(i)} = 8$, i odpowiada to rzędowi systemu (5.15) – (5.21). W transformacji (5.24) – (5.31) występują pochodne wyższych rzędów dla zmiennych $z_2^{(i)}$, $z_3^{(i)}$ i $z_7^{(i)}$, $z_8^{(i)}$, więc ich matematyczna forma jest zbyt złożona i realizacja sterowania ze sprzężeniem zwrotnym, z użyciem tej transformacji, jest trudna do implementacji. Z tego powodu, w rozprawie zaproponowano transformację linearyzującą zmienne stanu, którą nazwano transformacją multiskalarną [80, 82]. Ogólna forma tej transformacji jest znana dla układu napędowego z maszyną indukcyjną zasilaną z falownika napięcia:

$$x_{11}^{(i)} = \omega_r^{(i)}, \quad (5.35)$$

$$x_{12}^{(i)} = \Psi_{rx}^{(i)} i_{sy}^{(i)} - \Psi_{ry}^{(i)} i_{sx}^{(i)}, \quad (5.36)$$

$$x_{21}^{(i)} = \left(\Psi_{rx}^{(i)}\right)^2 + \left(\Psi_{ry}^{(i)}\right)^2, \quad (5.37)$$

$$x_{22}^{(i)} = \Psi_{rx}^{(i)} i_{sx}^{(i)} + \Psi_{ry}^{(i)} i_{sy}^{(i)}. \quad (5.38)$$

W linearyzacji typu wejście-wyjście oraz linearyzacji multiskalarnej można zauważyć podobieństwa. Zmienne $z_1^{(i)}$ i $x_{11}^{(i)}$ oraz $z_5^{(i)}$ i $x_{21}^{(i)}$ przyjmują taką samą postać. Różnice występują w pozostałych zmiennych: zmienna $x_{12}^{(i)}$ jest proporcjonalna do momentu elektromagnetycznego silnika, a zmienna $x_{22}^{(i)}$ jest wynikiem skalarnego iloczynu wektorów strumienia wirnika i prądu stojana.

Dla modelu maszyny indukcyjnej zasilanej z falownika prądu (5.15) – (5.21), transformacja z wykorzystaniem zmiennych multiskalnych (5.35) – (5.38) powinna być rozszerzona o następujące zmienne:

$$x_{31}^{(i)} = \Psi_{rx}^{(i)} u_{sy}^{(i)} - \Psi_{ry}^{(i)} u_{sx}^{(i)}, \quad (5.39)$$

$$x_{32}^{(i)} = \Psi_{rx}^{(i)} u_{sx}^{(i)} + \Psi_{ry}^{(i)} u_{sy}^{(i)}, \quad (5.40)$$

$$x_{41}^{(i)} = i_{fx}^{(i)}, \quad (5.41)$$

$$x_{42}^{(i)} = i_{fy}^{(i)}, \quad (5.42)$$

gdzie macierz zmiennych multiskalnych to: $\mathbf{x}^{(i)} = [x_{11}^{(i)}, x_{12}^{(i)}, x_{21}^{(i)}, x_{22}^{(i)}, x_{31}^{(i)}, x_{32}^{(i)}, x_{41}^{(i)}, x_{42}^{(i)}]$, a zmienne wejściowe i wyjściowe zostały zdefiniowane w (5.32) – (5.34).

W [5, 94] dla układu trójfazowego, zmienne (5.35) – (5.38) przedstawiono w odmiennej postaci. Zaproponowaną w [5, 94] transformację można zastosować w układzie napędowym z maszyną pięcioletową:

$$x_{11}^{(i)} = \omega_r^{(i)}, \quad (5.43)$$

$$x_{12}^{(i)} = -x_{41}^{(i)} \Psi_{ry}^{(i)} - \omega_{if}^{(i)} x_{32}^{(i)} C_M, \quad (5.44)$$

$$x_{21}^{(i)} = \left(\Psi_{rx}^{(i)} \right)^2 + \left(\Psi_{ry}^{(i)} \right)^2, \quad (5.45)$$

$$x_{22}^{(i)} = x_{41}^{(i)} \Psi_{rx}^{(i)} + \omega_{if}^{(i)} x_{31}^{(i)} C_M, \quad (5.46)$$

$$x_{31}^{(i)} = \Psi_{rx}^{(i)} u_{sy}^{(i)} - \Psi_{ry}^{(i)} u_{sx}^{(i)}, \quad (5.47)$$

$$x_{32}^{(i)} = \Psi_{rx}^{(i)} u_{sx}^{(i)} + \Psi_{ry}^{(i)} u_{sy}^{(i)}, \quad (5.48)$$

$$x_{41}^{(i)} = i_{fx}^{(i)}, \quad (5.49)$$

$$x_{42}^{(i)} = i_{fy}^{(i)} = 0. \quad (5.50)$$

Pochodne zmiennych multiskalnych (5.43) – (5.50) mają następującą postać:

$$\frac{dx_{11}^{(i)}}{d\tau} = \frac{1}{J} \left(a_7^{(i)} \left(\Psi_{rx}^{(i)} i_{sy}^{(i)} - \Psi_{ry}^{(i)} i_{sx}^{(i)} \right) - M_o \right), \quad (5.51)$$

$$\frac{dx_{12}^{(i)}}{d\tau} = -\frac{1}{T^{(i)}} x_{12}^{(i)} - x_{11}^{(i)} \Psi_{rx}^{(i)} x_{41}^{(i)} - a_5^{(i)} i_{sy}^{(i)} x_{41}^{(i)} + \frac{K_M M}{L_d} \Psi_{ry}^{(i)} u_{sx}^{(i)} - \frac{d\omega_{if}^{(i)}}{d\tau} x_{32}^{(i)} C_M + v_1^{(i)}, \quad (5.52)$$

$$\frac{dx_{21}^{(i)}}{d\tau} = 2a_6^{(i)} x_{21}^{(i)} + 2 \left(\Psi_{rx}^{(i)} i_{sx}^{(i)} + \Psi_{ry}^{(i)} i_{sy}^{(i)} \right), \quad (5.53)$$

$$\frac{dx_{22}^{(i)}}{d\tau} = -\frac{1}{T^{(i)}} x_{22}^{(i)} - x_{11}^{(i)} \Psi_{ry}^{(i)} x_{41}^{(i)} + a_5^{(i)} i_{sx}^{(i)} x_{41}^{(i)} - \frac{K_M M}{L_d} \Psi_{rx}^{(i)} u_{sx}^{(i)} + \frac{d\omega_{if}^{(i)}}{d\tau} x_{31}^{(i)} C_M + v_2^{(i)}, \quad (5.54)$$

$$\frac{dx_{31}^{(i)}}{d\tau} = a_6^{(i)} x_{31}^{(i)} + a_5^{(i)} Q_s^{(i)} - x_{11}^{(i)} x_{32}^{(i)} - \frac{1}{C_M} \left(i_{sy}^{(i)} \Psi_{rx}^{(i)} - i_{sx}^{(i)} \Psi_{ry}^{(i)} + x_{41}^{(i)} \Psi_{ry}^{(i)} \right), \quad (5.55)$$

$$\frac{dx_{32}^{(i)}}{d\tau} = a_6^{(i)} x_{32}^{(i)} + a_5^{(i)} P_s^{(i)} + x_{11}^{(i)} x_{31}^{(i)} - \frac{1}{C_M} \left(i_{sy}^{(i)} \Psi_{ry}^{(i)} + i_{sx}^{(i)} \Psi_{rx}^{(i)} - x_{41}^{(i)} x_{41}^{(i)} \right), \quad (5.56)$$

$$\frac{dx_{41}^{(i)}}{d\tau} = \frac{K_M M}{L_d} (e_d^{(i)} - u_{sx}^{(i)}) - \frac{R_d}{L_d} x_{41}^{(i)}, \quad (5.57)$$

$$\frac{dx_{42}^{(i)}}{d\tau} = 0, \quad (5.58)$$

gdzie:

$$\frac{1}{T^{(i)}} = \frac{R_d L_{\sigma r}^{(i)} + L_d R_r^{(i)}}{L_d L_{\sigma r}^{(i)}}, \quad (5.59)$$

$$v_1^{(i)} = A_1^{(i)} e_d^{(i)} + B_1^{(i)} \omega_{if}^{(i)}, \quad (5.60)$$

$$v_2^{(i)} = A_2^{(i)} e_d^{(i)} + B_2^{(i)} \omega_{if}^{(i)} \quad (5.61)$$

$$A_1^{(i)} = -\frac{K_M M}{L_d} \Psi_{ry}^{(i)}, \quad (5.62)$$

$$A_2^{(i)} = \frac{K_M M}{L_d} \Psi_{rx}^{(i)}, \quad (5.63)$$

$$B_1^{(i)} = -a_5^{(i)} P_s^{(i)} C_M - x_{11}^{(i)} x_{31}^{(i)} C_M + x_{41}^{(i)} \Psi_{rx}^{(i)} - a_7^{(i)} x_{32}^{(i)} C_M + i_{sx}^{(i)} \Psi_{rx}^{(i)} - i_{sy}^{(i)} \Psi_{ry}^{(i)} - x_{41}^{(i)} \Psi_{rx}^{(i)}, \quad (5.64)$$

$$B_2^{(i)} = a_5^{(i)} Q_s^{(i)} C_M - x_{11}^{(i)} x_{32}^{(i)} C_M + x_{41}^{(i)} \Psi_{ry}^{(i)} + a_7^{(i)} x_{31}^{(i)} C_M - i_{sx}^{(i)} \Psi_{ry}^{(i)} - i_{sy}^{(i)} \Psi_{rx}^{(i)} + x_{41}^{(i)} \Psi_{ry}^{(i)}, \quad (5.65)$$

$$Q_s^{(i)} = i_{sx}^{(i)} u_{sy}^{(i)} - i_{sy}^{(i)} u_{sx}^{(i)}. \quad (5.66)$$

W celu określenia zmiennych sterujących linearyzujących nieliniowy obiekt, skorzystano z zastosowania prawa regulacji ze statycznym sprzężeniem zwrotnym [95, 96]. Zastosowanie takiej procedury prowadzi do uzyskania funkcji odsprzęgających:

$$v_1^{(i)} = -\frac{1}{T^{(i)}} m_1^{(i)} + x_{11}^{(i)} \Psi_{rx}^{(i)} x_{41}^{(i)} + a_5^{(i)} i_{sy}^{(i)} x_{41}^{(i)} - \frac{K_M M}{L_d} \Psi_{ry}^{(i)} u_{sx}^{(i)} + \frac{d\omega_{if}^{(i)}}{d\tau} x_{32}^{(i)} C_M, \quad (5.67)$$

$$v_2^{(i)} = -\frac{1}{T^{(i)}} m_2^{(i)} + x_{11}^{(i)} \Psi_{ry}^{(i)} x_{41}^{(i)} - a_5^{(i)} i_{sx}^{(i)} x_{41}^{(i)} + \frac{K_M M}{L_d} \Psi_{rx}^{(i)} u_{sx}^{(i)} - \frac{d\omega_{if}^{(i)}}{d\tau} x_{31}^{(i)} C_M, \quad (5.68)$$

oraz wyodrębnienia zmiennych sterujących:

$$e_d^{(i)} = \frac{v_2^{(i)} B_1^{(i)} - B_2^{(i)} v_1^{(i)}}{B_1^{(i)} A_2^{(i)} - B_2^{(i)} A_1^{(i)}}, \quad (5.69)$$

$$\omega_{if}^{(i)} = \frac{v_1^{(i)} A_2^{(i)} - v_2^{(i)} A_1^{(i)}}{B_1^{(i)} A_2^{(i)} - B_2^{(i)} A_1^{(i)}}. \quad (5.70)$$

W równaniach (5.67) – (5.68) występuje pochodna zmiennej sterującej - pulsacji wektora prądu wyjściowego $\frac{d\omega_{if}^{(i)}}{d\tau}$. W układzie regulacji należy ograniczyć szybkość zmiany tej pochodnej i w tym celu wprowadzono ograniczenie narastania zadanej wartości $\omega_{if}^{(i)}$ (rys. 5.2 i 5.3). Zmienne sterujące $e_d^{(i)}$ i $\omega_{if}^{(i)}$ występują w $v_1^{(i)}$ i $v_2^{(i)}$ oraz w równaniach (5.52) i (5.54). Zastosowanie sterowań (5.67) i (5.68) prowadzi do dekompozycji systemu opisanego równaniami (5.51) – (5.58) na dwa odsprzężone podsystemy:

- podsystem mechaniczny

$$\frac{dx_{11}^{(i)}}{d\tau} = \frac{1}{J} \left(a_7^{(i)} \left(\Psi_{rx}^{(i)} i_{sy}^{(i)} - \Psi_{ry}^{(i)} i_{sx}^{(i)} \right) - M_o \right), \quad (5.71)$$

$$\frac{dx_{12}^{(i)}}{d\tau} = \frac{1}{T^{(i)}} \left(-x_{12}^{(i)} + m_1^{(i)} \right), \quad (5.72)$$

- podsystem elektromagnetyczny

$$\frac{dx_{21}^{(i)}}{d\tau} = 2a_6^{(i)} x_{21}^{(i)} + 2 \left(\Psi_{rx}^{(i)} i_{sx}^{(i)} + \Psi_{ry}^{(i)} i_{sy}^{(i)} \right), \quad (5.73)$$

$$\frac{dx_{22}^{(i)}}{d\tau} = \frac{1}{T^{(i)}} \left(-x_{22}^{(i)} + m_2^{(i)} \right). \quad (5.74)$$

Należy zwrócić uwagę na to, że zmienne $x_{31}^{(i)}, x_{32}^{(i)}, x_{41}^{(i)}, x_{42}^{(i)}$ nie są bezpośrednio zależne od przyjętych wyjść $h_1^{(i)}, h_2^{(i)}$, w związku z tym równania (5.55) – (5.58) reprezentują dynamikę wewnętrzną (istnieje dynamika nieobserwowalna na wyjściu [93]).

5.3. Struktury zaproponowanych układów regulacji

W podrozdziale 5.2. przedstawiono model matematyczny pięciofazowej maszyny indukcyjnej w wirującym układzie współrzędnych $x^{(i)}-y^{(i)}$. Zależności matematyczne dla sterowań wyrażone są za pomocą zmiennych stanu, które uzyskano na podstawie rozszerzonego modelu (5.51) – (5.58). W wyniku nieliniowej transformacji do zmiennych multiskalarnych, uzyskano system złożony z dwóch odsprężonych podsystemów (5.69) – (5.70). Podczas badań symulacyjnych i eksperymentalnych analizowano dwie struktury regulacji, które różnią się podukładem regulacji w drugim układzie współrzędnych $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$. Obie struktury sterowania wykorzystują zmienne multiskalarnie w pierwszym układzie współrzędnych $\alpha^{(1)}-\beta^{(1)}$.

5.3.1. Struktura regulacji I z wykorzystaniem zmiennych multiskalarnych w układzie współrzędnych $\alpha^{(1)}-\beta^{(1)}$ oraz sterowaniem połowo zorientowanym (FOC) w układzie współrzędnych $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$

Pierwsza struktura regulacji (rys. 5.2) wykorzystuje sterowanie połowo zorientowane (FOC) w układzie współrzędnych $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$. Przy wymuszeniu prądowym w postaci falownika prądu, układ regulacji ze sterowaniem połowo zorientowanym, odpowiedzialny za przebieg trzeciej harmonicznej prądu wyjściowego falownika, wymaga użycia jednego regulatora dla modułu wektora strumienia wirnika oraz jednego lub dwóch regulatorów do synchronizacji strumienia wirnika. W podrozdziale 5.6. przedstawiono ściślej trzy sposoby synchronizacji wektorów trzeciej i podstawowej harmonicznej strumienia wirnika. W przypadku sterowania połowo zorientowanego, wyjście z bloku synchronizacji to zadana składowa prądu stojana w osi q , zaś wyjście z regulatora strumienia wirnika to zadana składowa prądu stojana w osi d . Przy użyciu odwrotnej transformacji Parka, uzyskuje się zadane składowe prądu stojana w nieruchomym układzie współrzędnych $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$, na podstawie których wyznaczane są moduł wektora prądu wyjściowego oraz położenie tego wektora:

$$|\mathbf{i}_f^{(2)*}| = \sqrt{(i_{s\alpha}^{(2)*})^2 + (i_{s\beta}^{(2)*})^2}, \quad (5.75)$$

$$\varphi_{if}^{(2)*} = \arctg\left(\frac{i_{s\beta}^{(2)*}}{i_{s\alpha}^{(2)*}}\right). \quad (5.76)$$

Zmienne te dostarczane są do bloku modulacji szerokości impulsów (MSI). Do regulacji zmiennych w układzie podstawowej i trzeciej harmonicznej zastosowano kaskady regulatorów proporcjonalno-całkujących (PI), których nastawy, ze względu na złożoność podwójnego układu sterowania, inicjowano wstępnie w symulacji numerycznej oraz dobierano w taki sposób, aby uzyskać jak najmniejsze przeregulowania i uchyby ustalone.

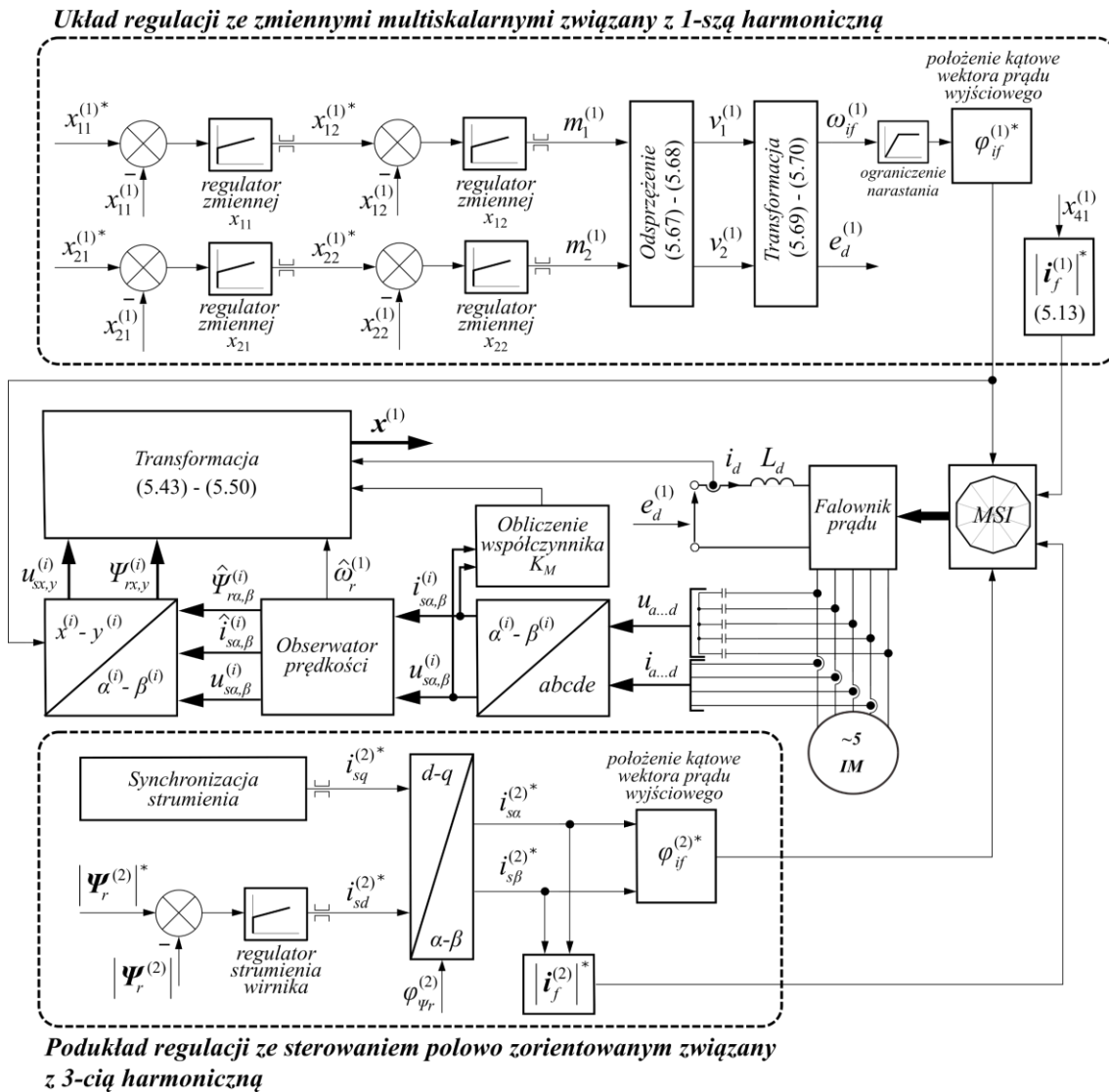
Układ regulacji związany z podstawową harmoniczną (we współrzędnych $\alpha^{(1)}-\beta^{(1)}$) bazuje na wykorzystaniu zmiennych multiskalarnych. W przedstawionym sterowaniu opartym na rozszerzonym modelu multiskalarnym, zmiennymi sterującymi są: napięcie obwodu pośredniczącego $e_d^{(1)}$ i pulsacja wektora prądu wyjściowego $\omega_{if}^{(1)}$. Struktura układu regulacji z wykorzystaniem zmiennych multiskalarnych obejmuje bloki:

- transformacji zmiennych fazowych ($i_{sa..e}$, $u_{sa..e}$) z układu pięcioletowego do dwóch nieruchomych układów $\alpha^{(1)}-\beta^{(1)}$ i $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$,
- transformacji zmiennych $\Psi_r^{(1)}$, $\mathbf{u}_s^{(1)}$, $\mathbf{i}_s^{(1)}$ z nieruchomego układu współrzędnych $\alpha^{(1)}-\beta^{(1)}$ do wirującego układu $x^{(1)}-y^{(1)}$,
- wyznaczenia współczynnika K_M (5.9),
- nieliniowej transformacji do zmiennych multiskalarnych (5.43) – (5.50),
- czterech regulatorów PI dla zmiennych: $x_{11}^{(1)}$, $x_{12}^{(1)}$, $x_{21}^{(1)}$, $x_{22}^{(1)}$,
- odsprężenia (5.67) – (5.68),
- transformacji (5.69) – (5.70),
- wyznaczenia zadanego kąta położenia wektora prądu wyjściowego – $\varphi_{if}^{(1)*}$
- wyznaczenia zadanego modułu prądu wyjściowego – $|\mathbf{i}_f^{(1)*}|$ (5.13).

W celu transformacji do zmiennych multiskalarnych przedstawionych w (5.43)-(5.50), niezbędne jest wyznaczenie współczynnika K_M (5.9), który uwzględnia generację

mocy pochodzącej od przepływu trzeciej harmonicznej prądu. Zadany moduł prądu wyjściowego w układzie pierwszej harmonicznej wynosi:

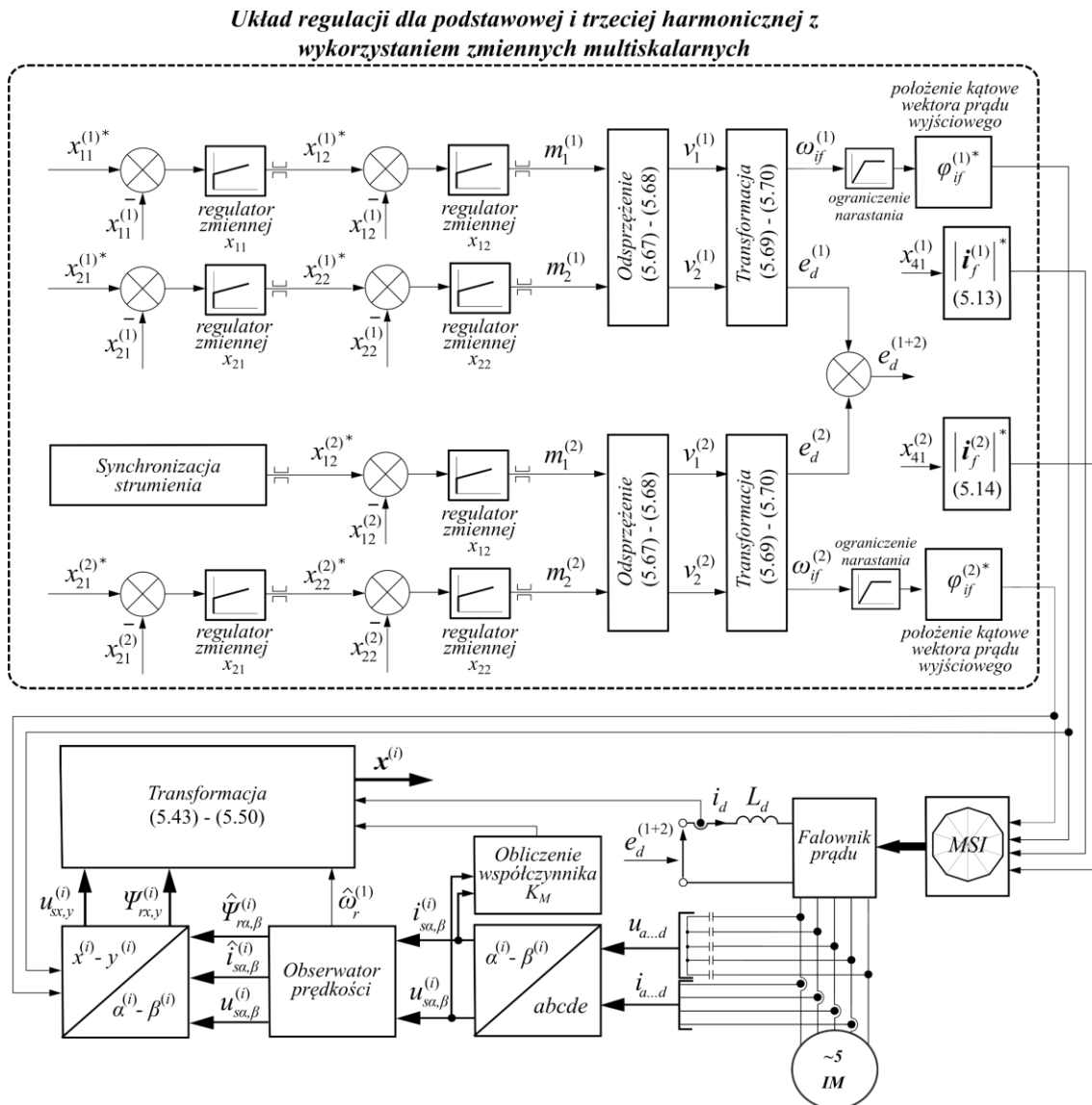
$$|\mathbf{i}_f^{(1)}|^* = i_{fx}^{(1)} = i_d K_M M. \tag{5.77}$$



Rys. 5.2. Schemat blokowy i struktury regulacji

5.3.2. Struktura regulacji II z wykorzystaniem zmiennych multiskalarnych w obydwóch układach współrzędnych $\alpha^{(1)}-\beta^{(1)}$ i $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$

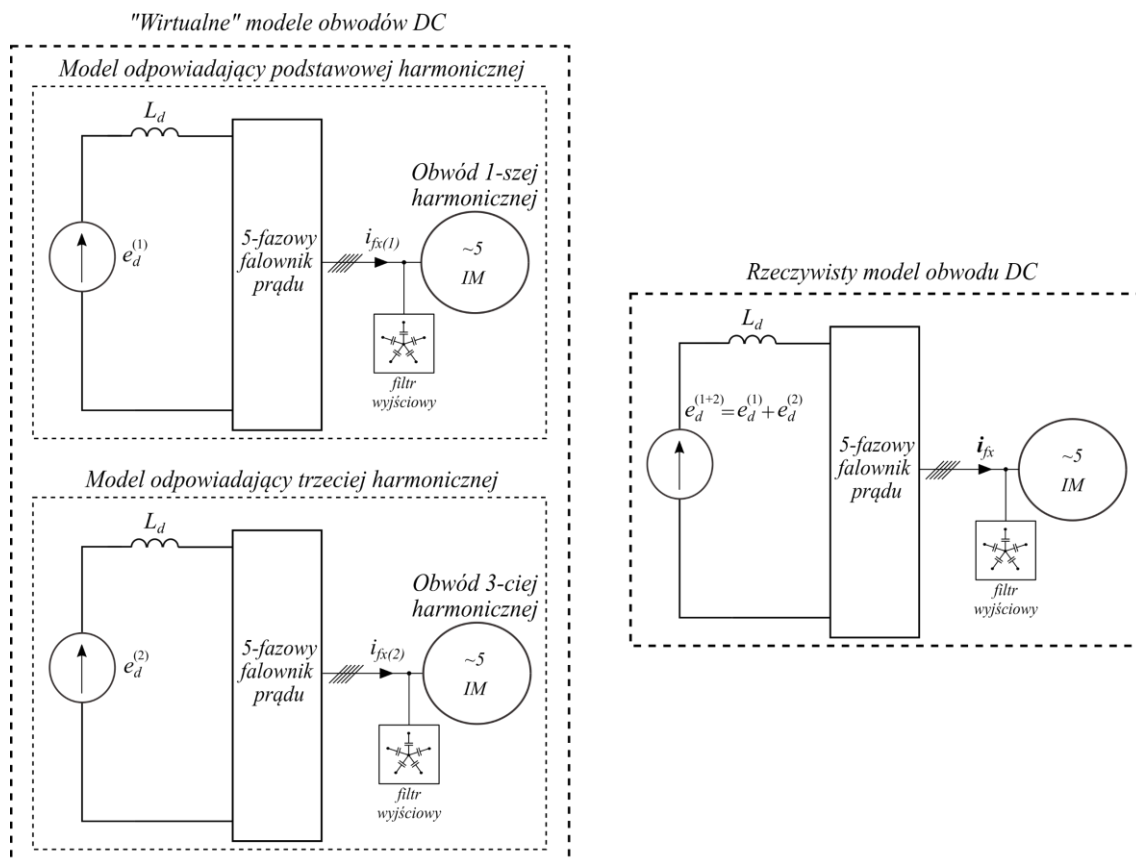
Druga zaproponowana struktura regulacji (rys. 5.3) bazuje na wykorzystaniu zmiennych multiskalarnych w obydwóch układach współrzędnych $\alpha^{(1)}-\beta^{(1)}$ i $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$.



Rys. 5.3. Schemat blokowy II struktury regulacji

Struktura regulacji ze zmiennymi multiskalarnymi w układzie współrzędnych $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$, wykorzystuje takie same bloki jak w przypadku struktury regulacji w układzie współrzędnych $\alpha^{(1)}-\beta^{(1)}$. Różnice występują w zadawaniu momentu elektromagnetycznego $x_{12}^{(i)*}$, który dla $i=1$ uzyskiwany jest na podstawie wyjścia z regulatora prędkości, zaś dla $i=2$, na podstawie wyjścia z bloku synchronizacji trzeciej harmonicznej strumienia wirnika. Kolejna różnica dotyczy transformacji do zmiennej $x_{41}^{(i)*}$, dla $i=2$ równanie (5.13) przyjmie następującą postać:

$$\left| i_f^{(2)*} \right|^* = i_{fx}^{(2)} = i_d (1 - K_M) M. \tag{5.79}$$



Rys. 5.4. Wirtualny podział rzeczywistego obwodu DC pomiędzy dwa układy współrzędnych

W przypadku układu regulacji z wykorzystaniem zmiennych multiskalarnych w obydwóch układach współrzędnych, uzyskuje się dwie wielkości sterujące $e_d^{(1)}, e_d^{(2)}$. Wprowadzenie współczynnika K_M do matematycznej analizy modelu obiektu pozwoliło na „wirtualny” podział jednego obwodu DC falownika pomiędzy dwa układy współrzędnych ($i=1,2$). Przy takim podejściu, wartości napięć e_d uzyskane w dwóch układach regulacji, zostają zsumowane:

$$e_d^{(1+2)} = e_d^{(1)} + e_d^{(2)}, \quad (5.80)$$

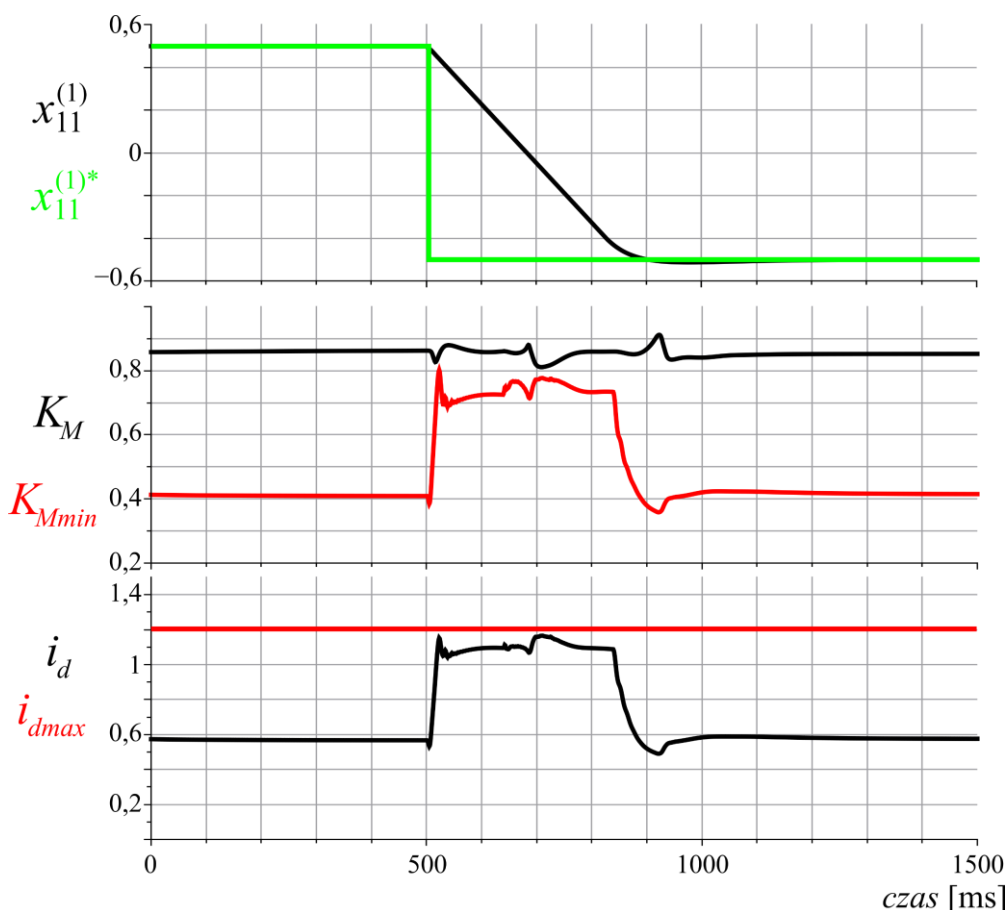
, a „wirtualny” podział prądu w obwodzie pośredniczącym, pomiędzy dwoma układami współrzędnych, odzwierciedlają równania (5.13), (5.14) oraz rys. 5.4.

Ważnym ograniczeniem dla obwodu pośredniczącego jest ograniczenie dolne wartości współczynnika K_M . Ograniczenie dla tego współczynnika powinno zapobiec przekroczeniu dopuszczalnej wartości prądu dławika, którą oznaczono w (5.81) jako

i_{dmax} . Przedstawioną poniżej zależność na ograniczenie dolne współczynnika K_M wyrażono w funkcji zmiennych: $K_{Mmin} = f(i_{dmax}, i_d, x_{21}^{(2)}, x_{12max}^{(2)}, x_{22max}^{(2)})$:

$$K_{Mmin} = \sqrt{\frac{i_{dmax}^2 x_{21}^{(2)} - (x_{12max}^{(2)})^2 - (x_{22max}^{(2)})^2}{i_d^2 x_{21}^{(2)}}}. \quad (5.81)$$

Na rys. 5.5 pokazano przebieg ograniczenia K_{Mmin} dla współczynnika K_M , podczas nawrotu silnika. Wyniki uzyskane w programie symulacyjnym świadczą o prawidłowym obliczaniu ograniczenia dolnego dla K_M według (5.81). Przyjęto wartość dopuszczalnego prądu w obwodzie pośredniczącym jako: $i_{dmax} = 1,2 i_{dN}$. Można zauważyć, że wartość K_{Mmin} odpowiednio zwiększa się, gdy wartość prądu i_d zbliża się do ograniczenia i_{dmax} .



Rys. 5.5. Przebieg ograniczenia K_{Mmin} podczas nawrotu silnika – wyniki badań symulacyjnych

5.4. Sposoby synchronizacji wektora trzeciej harmonicznej strumienia wirnika

Zastosowanie odpowiedniej synchronizacji jest niezbędne do uzyskania pożądanego, quasi-trapezoidalnego rozkładu strumienia w szczelinie powietrznej pięciofazowego silnika indukcyjnego. W literaturze [28, 29, 37, 38, 44, 57] przedstawiono układ sterowania z iniekcją trzeciej harmonicznej i synchronizacją strumienia wirnika. W podrozdziale przedstawiono trzy sposoby synchronizacji strumienia wirnika, które zaimplementowano w symulacji numerycznej. Synchronizacja przebiegu trzeciej harmonicznej strumienia, sprowadza się do wyznaczenia zadanego momentu elektromagnetycznego w drugim układzie współrzędnych $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$.

5.4.1. Sposób synchronizacji z dwoma regulatorami PI

Pierwszy ze sposobów zakłada wykorzystanie układu dwóch kaskadowo połączonych regulatorów: regulatora kąta strumienia wirnika $\varphi_{\psi_r}^{(2)}$ i regulatora prędkości kątowej wektora trzeciej harmonicznej strumienia wirnika $\omega_{\psi_r}^{(2)}$. Takie rozwiązanie przedstawiono w układzie sterowania ze zmiennymi multiskalarnymi dla pięciofazowej maszyny indukcyjnej zasilanej z falownika napięcia [38]. Na wyjściu regulatora PI kąta strumienia wirnika uzyskuje się zadaną wartość zmiennej $\omega_{\psi_r}^{(2)*}$:

$$\omega_{\psi_r}^{(2)*} = K_{p\varphi} \cdot E_{\varphi}(\tau) + K_{i\varphi} E_{\varphi} \int_0^{\tau} E_{\varphi}(\tau) d\tau. \quad (5.82)$$

Zadana wartość zmiennej $i_{sq}^{(2)*}$, w I strukturze regulacji (rys. 5.2), uzyskiwana jest na wyjściu regulatora PI prędkości kątowej wektora strumienia wirnika określonego w drugim układzie współrzędnych:

$$i_{sq}^{(2)*} = K_{p\omega} \cdot E_{\omega}(\tau) + K_{i\omega} E_{\omega} \int_0^{\tau} E_{\omega}(\tau) d\tau. \quad (5.83)$$

Analogicznie wyznaczana jest zadana wartość zmiennej $x_{12}^{(2)*}$ dla II struktury regulacji (rys. 5.3):

$$x_{12}^{(2)*} = K_{p\omega} \cdot E_{\omega}(\tau) + K_{i\omega} E_{\omega} \int_0^{\tau} E_{\omega}(\tau) d\tau, \quad (5.84)$$

gdzie uchyby kąta wektora strumienia wirnika i jego prędkości kątowej to:

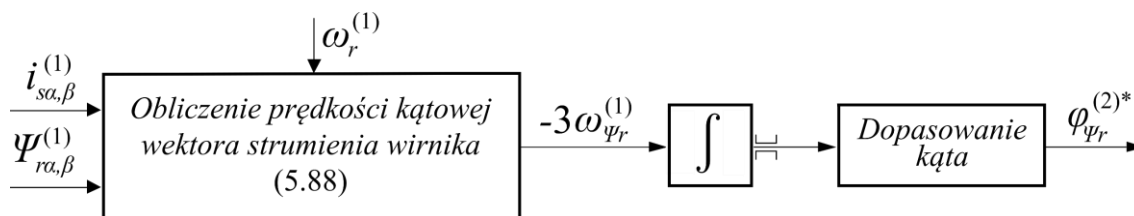
$$E_{\varphi} = \varphi_{\psi_r}^{(2)*} - \varphi_{\psi_r}^{(2)}, \quad (5.85)$$

$$E_{\omega} = \omega_{\psi_r}^{(2)*} - \omega_{\psi_r}^{(2)}. \quad (5.86)$$

Prędkość kątową wektora strumienia wirnika $\omega_{\psi_r}^{(2)}$ można wyznaczyć z poniższej zależności:

$$\omega_{\psi_r}^{(2)} = a_5^{(2)} \frac{\Psi_{ra}^{(2)} i_{s\beta}^{(2)} - \Psi_{r\beta}^{(2)} i_{sa}^{(2)}}{\left(\Psi_{ra}^{(2)}\right)^2 + \left(\Psi_{r\beta}^{(2)}\right)^2} - 3\omega_r^{(1)}, \quad (5.87)$$

gdzie $a_5^{(2)}$ zdefiniowano w (3.25). Ze względu na to, że wektor trzeciej harmonicznej strumienia synchronizowany jest z wektorem podstawowej harmonicznej, zadany kąt położenia wektora strumienia wirnika w układzie trzeciej harmonicznej, to odpowiednio przeliczony kąt wektora strumienia podstawowej harmonicznej. Na rys. 5.6 przedstawiono schemat wyznaczania zadanego kąta $\varphi_{\psi_r}^{(2)*}$. Koncepcja transformacji kąta położenia strumienia wirnika z pierwszego układu współrzędnych $\alpha^{(1)}-\beta^{(1)}$ do drugiego $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$ została przedstawiona w [38, 42, [53]. Każdy sposób synchronizacji przedstawiony w niniejszym rozdziale zawiera regulator kąta strumienia wirnika określonego w drugim układzie współrzędnych, tak więc wyznaczanie zadanego kąta położenia wektora strumienia wirnika jest niezbędne, niezależnie od wyboru sposobu synchronizacji.



Rys. 5.6. Schemat wyznaczania zadanego kąta położenia wektora strumienia wirnika w drugim układzie współrzędnych $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$

5.4.2. Sposób synchronizacji z jednym regulatorem P

Drugi sposób synchronizacji strumienia wirnika bazuje na porównaniu ze sobą względnych prędkości kątowych wirnika w obydwóch układach współrzędnych ($\omega_{\psi_r}^{(2)} = -3\omega_{\psi_r}^{(1)}$). Takie podejście zaprezentowano w [28, 29, 44] dla sterowania połowo zorientowanego i pozwala ono na pominięcie regulatora prędkości kątowej wektora strumienia wirnika występującego w pierwszym sposobie synchronizacji. Poniższy układ równań pozwala na wyznaczenie składowej prądu stojana w osi $q^{(2)}$:

$$\begin{cases} \omega_{\psi_r}^{(1)} = a_5^{(1)} \frac{i_{sq}^{(1)}}{\Psi_{rd}^{(1)}} + \omega_r^{(1)} \\ \omega_{\psi_r}^{(2)} = a_5^{(2)} \frac{i_{sq}^{(2)}}{\Psi_{rd}^{(2)}} - 3\omega_r^{(1)}, \Psi_{rd}^{(1)} \neq 0, \Psi_{rd}^{(2)} \neq 0, \\ \omega_{\psi_r}^{(2)} = -3\omega_{\psi_r}^{(1)} \end{cases} \quad (5.88)$$

$$i_{sq}^{(2)} = -3i_{sq}^{(1)} \frac{a_5^{(1)}\Psi_{rd}^{(2)}}{a_5^{(2)}\Psi_{rd}^{(1)}}, \Psi_{rd}^{(1)} \neq 0, a_5^{(2)} \neq 0. \quad (5.89)$$

Uzyskana w ten sposób wartość prądu $i_{sq}^{(2)}$ zapewni równość prędkości kątowych wektorów strumienia wirnika, określonych w obydwóch układach współrzędnych ($\omega_{\psi_r}^{(2)} = -3\omega_{\psi_r}^{(1)}$). Zastosowanie regulatora P kąta strumienia wirnika poprawia niewielkie przesunięcie między wektorami strumienia wirnika $\Psi_r^{(1)}, \Psi_r^{(2)}$ w stanach dynamicznych i blokuje ich względną pozycję. Zadana wartość prądu $i_{sq}^{(2)*}$, dla I struktury regulacji (rys. 5.2), z wykorzystaniem drugiego sposobu synchronizacji przyjmuje formę:

$$i_{sq}^{(2)*} = -3i_{sq}^{(1)} \frac{a_5^{(1)}\Psi_{rd}^{(2)}}{a_5^{(2)}\Psi_{rd}^{(1)}} + K_{p\varphi} E_\varphi. \quad (5.90)$$

W II strukturze regulacji, zadana wartość zmiennej multiskalarnej proporcjonalnej do momentu elektromagnetycznego $x_{12}^{(2)*}$ wyznaczana jest z zależności:

$$x_{12}^{(2)*} = -3 \frac{a_5^{(1)} x_{12}^{(1)} x_{21}^{(2)}}{a_5^{(2)} x_{21}^{(1)}} + K_{p\varphi} E_\varphi. \quad (5.91)$$

5.4.3. Sposób synchronizacji z zastosowaniem prawa regulacji ze statycznym sprzężeniem zwrotnym

Ostatni z przedstawionych sposobów synchronizacji bazuje na obliczeniu pochodnej położenia wektora strumienia wirnika w drugim układzie współrzędnych. Położenie tego wektora można wyznaczyć następująco:

$$\varphi_{\Psi_r}^{(2)} = \operatorname{arctg}^{-1} \left(\frac{\Psi_{ry}^{(2)}}{\Psi_{rx}^{(2)}} \right). \quad (5.92)$$

Podstawiając (5.17) – (5.18) do (5.35) – (5.38), pochodna kąta położenia wektora strumienia wirnika w drugim układzie współrzędnych, wyrażona przez zmienne multiskalarne, przyjmuje formę:

$$\frac{d\varphi_{\Psi_r}^{(2)}}{d\tau} = -3x_{11}^{(1)} + \frac{a_6^{(2)} x_{12}^{(2)}}{x_{21}^{(2)}}, \quad x_{21}^{(2)} \neq 0, \quad (5.93)$$

gdzie $a_6^{(2)}$ zdefiniowano w (3.26). Przy zastosowaniu statycznego prawa sterowania ze sprzężeniem zwrotnym, zadana wartość zmiennej $x_{12}^{(2)*}$, w II strukturze regulacji wyniesie:

$$x_{12}^{(2)*} = \frac{1}{T_\varphi} \left(m_3^{(2)} + 3\omega_r^{(1)} \right), \quad (5.94)$$

gdzie:

$$m_3^{(2)} = K_{p\varphi} \cdot E_\varphi(\tau) + K_{i\varphi} E_\varphi \int_0^\tau E_\varphi(\tau) d\tau, \quad (5.95)$$

oraz $\frac{1}{T_\varphi} \approx a_6^{(2)}$, dla $x_{21}^{(2)} \ll |\Psi_r^{(2)}|$.

Dla I struktury sterowania, równania (5.93) i (5.94) przyjmują formę:

$$\frac{d\varphi_{\Psi_r}^{(2)}}{d\tau} = -3\omega_r^{(1)} + \frac{a_6^{(2)}i_{sq}^{(2)}}{\Psi_{rd}^{(2)}}, \quad \Psi_{rd}^{(2)} \neq 0. \quad (5.96)$$

$$i_{sq}^{(2)*} = \frac{1}{T_\varphi} \left(m_3^{(2)} + 3\omega_r^{(1)} \right), \quad (5.97)$$

gdzie: $\frac{1}{T_\varphi} = \frac{a_6^{(2)}}{\Psi_{rd}^{(2)}}.$

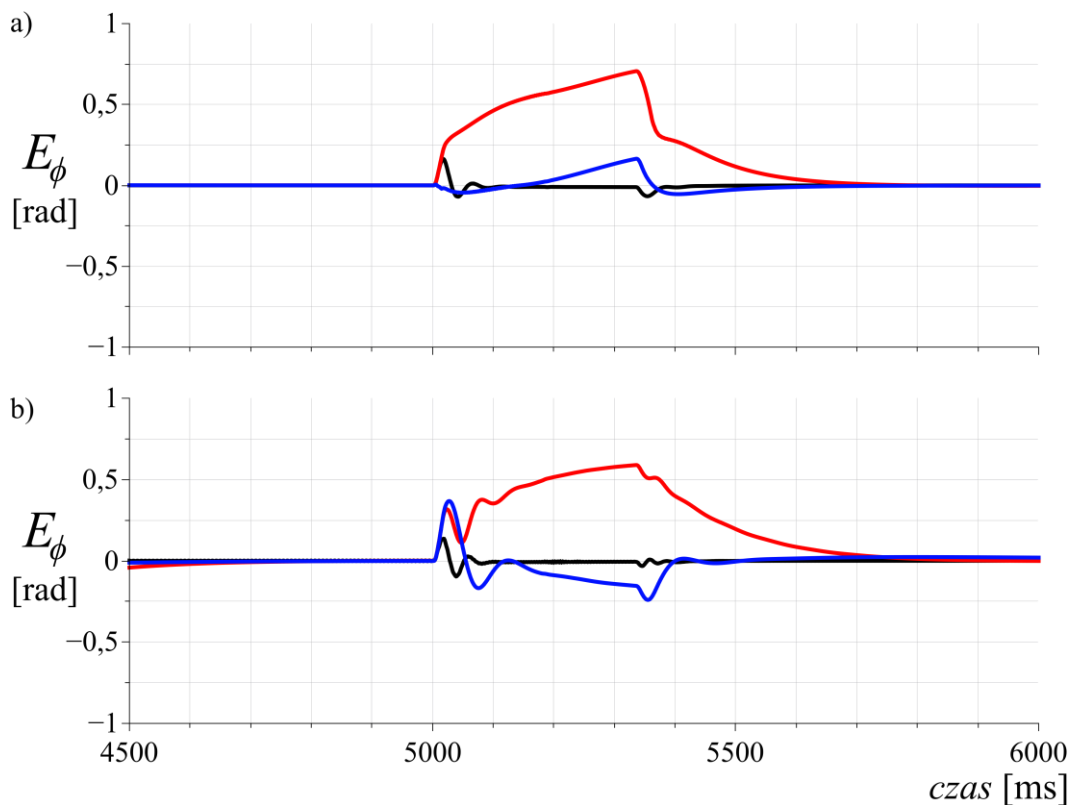
5.4.4. Porównanie sposobów synchronizacji

Opisane wyżej trzy sposoby synchronizacji strumienia wirnika zostały zaimplementowane w symulacji numerycznej i porównane pod względem jakości synchronizacji, co pokazano na rys. 5.7. Na podstawie uzyskanych przebiegów błędu regulatora kąta, podczas nawrotu silnika dla trzech przedstawionych sposobów synchronizacji, można stwierdzić, że najszybszą synchronizację przebiegu trzeciej harmonicznej strumienia wirnika zapewnia sposób z zastosowaniem prawa regulacji ze statycznym sprzężeniem zwrotnym, niezależnie od zastosowanej struktury sterowania. Sposób ten nie został przedstawiony wcześniej w literaturze i jest oryginalnym rozwiązaniem zaproponowanym przez autora rozprawy. W tab. 5.1 przedstawiono nastawy regulatorów kąta i prędkości kątowej wektora strumienia wirnika, zorientowanego w drugim układzie współrzędnych, wraz z maksymalnymi uchybami regulatora kąta.

Sposób z dwoma regulatorami PI (podrozdział 5.5.1)

Sposób z jednym regulatorem P (podrozdział 5.5.2)

Sposób z zastosowaniem prawa regulacji ze statycznym sprzężeniem zwrotnym (podrozdział 5.5.3)



Rys. 5.7. Porównanie uchybu regulatora kąta strumienia wirnika podczas nawrotu dla trzech sposobów synchronizacji: a) Struktura regulacji I, b) Struktura regulacji II – wyniki badań symulacyjnych

Tab. 5.1. Nastawy regulatorów i maksymalne uchyby regulatora kąta – badania symulacyjne

Opis	$K_{p\varphi}$ [-]	$K_{i\varphi}$ [-]	$K_{p\omega}$ [-]	$K_{i\omega}$ [-]	E_{φ} [rad]
Sposób z dwoma regulatorami PI	6	0,001	1,5	0,005	< 0,75
Sposób z jednym regulatorem P	3,5	–	–	–	< 0,375
Sposób z zastosowaniem prawa regulacji ze statycznym sprzężeniem zwrotnym	6	0,001	–	–	< 0,25

6. Obserwator prędkości

6.1. Koncepcja bezczujnikowego sterowania

Realizacja sterowania indukcyjnym układem napędowym, pracującym w zamkniętej pętli sprzężenia prędkościowego, wymaga dostarczenia informacji o zmiennych opisujących model silnika. Zmienne używane do syntezy sterowania silnikiem indukcyjnym to: prędkość kątowna wirnika, strumień wirnika/stojana, prąd stojana, napięcie stojana. Najczęściej do sprzężenia prędkościowego wykorzystuje się czujniki prędkości kątowej wirnika, jednak bardziej niezawodnym rozwiązaniem są układy zwane „bezczujnikowymi”, w których stosuje się algorytmy odtwarzające prędkość kątowną wirnika, na podstawie mierzonych prądów i napięć maszyny. Znane metody odtwarzania prędkości kątowej wirnika dla trójfazowych maszyn indukcyjnych bazują głównie na estymacji strumienia wirnika i siły elektromotorycznej [80, 97–103]. Można wyróżnić struktury m.in. oparte na: obserwatorach Luenbergera [80, 104], filtrach Kalmana [105–109], MRAS (ang. *Model Reference Adaptive Systems*) [110–113], obserwatorach ślizgowych [114–119], obserwatorach backstepping [120–125], obserwatorach z zastosowaniem metod sztucznej inteligencji [126–133]. Zastosowanie tych metod jest możliwe w układach pięciofazowych przy użyciu transformacji do współrzędnych $\alpha^{(1)}\text{-}\beta^{(1)}$ i $\alpha^{(2)}\text{-}\beta^{(2)}$. W literaturze jest niewiele pozycji dotyczących estymacji zmiennych stanu w napędach pięciofazowych [54, 83, 134–139], a jeszcze mniej opisujących estymację w podwójnym układzie współrzędnych [42, 57, 140, 141]. W rozprawie przedstawiono zastosowaną strukturę obserwatora *backstepping* typu Z [121] dla układu $\alpha^{(1)}\text{-}\beta^{(1)}$, w którym wymagane jest odtwarzanie prędkości kątowej wirnika, oraz obserwator Luenbergera [80] do estymacji wektora strumienia wirnika w drugim układzie współrzędnych $\alpha^{(2)}\text{-}\beta^{(2)}$. Odtwarzanie wektora trzeciej harmonicznej strumienia wirnika jest niezbędne do utworzenia zamkniętego układu regulacji, w którym regulowana będzie amplituda wektora strumienia wirnika oraz wymuszona zostanie odpowiednia jego pozycja względem pierwszego układu $\alpha^{(1)}\text{-}\beta^{(1)}$ (synchronizacja przedstawiona w podrozdziale 5.4).

6.2. Obserwator prędkości w pierwszym układzie współrzędnych $\alpha^{(1)}\text{-}\beta^{(1)}$

Do syntezy estymatora prędkości opartego o metodę backstepping, wykorzystano cztery równania z modelu matematycznego silnika (3.16) – (3.19) dla $i=1$. Mechaniczne równanie ruchu (3.20) pominięto, ponieważ prędkość kątowna wirnika traktowana jest w strukturze obserwatora jako parametr estymowany. Zastosowanie estymatora z integratorem backstepping pozwala na syntezę struktury obserwatora, w którym odtwarzane będą zmienne stanu wraz z prędkością kątowną wirnika. Wielkości estymowane oznaczono symbolem „ $\hat{\cdot}$ ”, a błędy odtwarzania symbolem „ \sim ”. Uwzględniając równania dla składowych $\alpha^{(1)}\text{-}\beta^{(1)}$ wektorów prądu stojana oraz strumienia wirnika maszyny indukcyjnej klatkowej, otrzymano równania estymujące:

$$\frac{d\hat{i}_{s\alpha}^{(1)}}{d\tau} = a_1^{(1)}i_{s\alpha}^{(1)} + a_2^{(1)}\hat{\Psi}_{r\alpha}^{(1)} + a_3^{(1)}\hat{Z}_\beta^{(1)} + a_4^{(1)}u_{s\alpha}^{(1)} + v_\alpha^{(1)}, \quad (6.1)$$

$$\frac{d\hat{i}_{s\beta}^{(1)}}{d\tau} = a_1^{(1)}i_{s\beta}^{(1)} + a_2^{(1)}\hat{\Psi}_{r\beta}^{(1)} - a_3^{(1)}\hat{Z}_\alpha^{(1)} + a_4^{(1)}u_{s\beta}^{(1)} + v_\beta^{(1)}, \quad (6.2)$$

$$\frac{d\hat{\Psi}_{r\alpha}^{(1)}}{d\tau} = a_6^{(1)}\hat{\Psi}_{r\alpha}^{(1)} - \hat{Z}_\beta^{(1)} + a_5^{(1)}i_{s\alpha}^{(1)} + v_{\Psi\alpha}^{(1)}, \quad (6.3)$$

$$\frac{d\hat{\Psi}_{r\beta}^{(1)}}{d\tau} = a_6^{(1)}\hat{\Psi}_{r\beta}^{(1)} + \hat{Z}_\alpha^{(1)} + a_5^{(1)}i_{s\beta}^{(1)} + v_{\Psi\beta}^{(1)}, \quad (6.4)$$

gdzie $v_\alpha^{(1)}, v_\beta^{(1)}, v_{\Psi\alpha}^{(1)}, v_{\Psi\beta}^{(1)}$ oznaczają funkcje stabilizujące, uzyskane na podstawie spełnienia warunku Lapunowa, i są one odpowiednim sprzężeniem zapewniającym stabilność struktury [94, 121]. Oznaczenia $a_{1,6}^{(1)}$ zdefiniowano w (3.21) – (3.26). Założono, że wartości składowych wektorów prądu i napięcia stojana są wielkościami mierzonymi. Nowa zmienna wektorowa $Z^{(1)}$ to iloczyn estymowanej prędkości kątownej wirnika i składowych wektora strumienia wirnika:

$$\hat{Z}_\alpha^{(1)} = \hat{\omega}_r^{(1)}\hat{\Psi}_{r\alpha}^{(1)}, \quad (6.5)$$

$$\hat{Z}_\beta^{(1)} = \hat{\omega}_r^{(1)}\hat{\Psi}_{r\beta}^{(1)}. \quad (6.6)$$

Po wyznaczeniu pochodnych zmiennej \mathbf{Z} otrzymano kolejne równania estymatora:

$$\frac{d\hat{Z}_\alpha^{(1)}}{d\tau} = -\hat{\omega}_r^{(1)} \left(\hat{Z}_\beta^{(1)} - a_5^{(1)} i_{s\alpha}^{(1)} \right) - a_6^{(1)} \hat{Z}_\alpha^{(1)} + v_{Z\alpha}^{(1)}, \quad (6.7)$$

$$\frac{d\hat{Z}_\beta^{(1)}}{d\tau} = \hat{\omega}_r^{(1)} \left(\hat{Z}_\alpha^{(1)} + a_5^{(1)} i_{s\beta}^{(1)} \right) - a_6^{(1)} \hat{Z}_\beta^{(1)} + v_{Z\beta}^{(1)}, \quad (6.8)$$

przy czym dla uproszczenia założono, że $\frac{d\hat{\omega}_r^{(1)}}{d\tau} = 0$. W metodzie backstepping konieczne jest określenie błędów estymat oraz wyznaczenie ich pochodnych. Błędy estymacji zmiennych stanu zdefiniowano następująco:

$$\tilde{i}_{s\alpha}^{(1)} = \hat{i}_{s\alpha}^{(1)} - i_{s\alpha}^{(1)}, \quad (6.9)$$

$$\tilde{i}_{s\beta}^{(1)} = \hat{i}_{s\beta}^{(1)} - i_{s\beta}^{(1)}, \quad (6.10)$$

$$\tilde{\Psi}_{r\alpha}^{(1)} = \hat{\Psi}_{r\alpha}^{(1)} - \Psi_{r\alpha}^{(1)}, \quad (6.11)$$

$$\tilde{\Psi}_{r\beta}^{(1)} = \hat{\Psi}_{r\beta}^{(1)} - \Psi_{r\beta}^{(1)}, \quad (6.12)$$

$$\tilde{Z}_\alpha^{(1)} = \hat{Z}_\alpha^{(1)} - Z_\alpha^{(1)}, \quad (6.13)$$

$$\tilde{Z}_\beta^{(1)} = \hat{Z}_\beta^{(1)} - Z_\beta^{(1)}, \quad (6.14)$$

$$\tilde{\omega}_r^{(1)} = \hat{\omega}_r^{(1)} - \omega_r^{(1)}. \quad (6.15)$$

Zgodnie z metodą backstepping, model obserwatora należy rozszerzyć o integrator związany z wielkością mierzalną, tj. składowymi wektora błędu odtwarzania prądu stojana:

$$\frac{d\tilde{\zeta}_\alpha^{(1)}}{d\tau} = \tilde{i}_{s\alpha}^{(1)}, \quad (6.16)$$

$$\frac{d\tilde{\zeta}_\beta^{(1)}}{d\tau} = \tilde{i}_{s\beta}^{(1)}. \quad (6.17)$$

Szczegółowy opis przekształceń przy zastosowaniu metody backstepping oraz analizę stabilności obserwatora typu Z, przy trzech różnych sposobach estymacji

prędkości kątowej wirnika przedstawiono w [94, 121]. W celu przeprowadzenia badań eksperymentalnych bezczujnikowego sterowania, wybrano nieadaptacyjny sposób estymacji prędkości kątowej. Po odpowiednim przekształceniu (6.5) – (6.6), otrzymuje się zależność na estymowaną prędkość kątową wirnika, która jest spełniona dla $(\hat{\Psi}_{ra}^{(1)})^2 + (\hat{\Psi}_{r\beta}^{(1)})^2 \neq 0$:

$$\hat{\omega}_r^{(1)} = \frac{\hat{Z}_\alpha^{(1)}\hat{\Psi}_{ra}^{(1)} + \hat{Z}_\beta^{(1)}\hat{\Psi}_{r\beta}^{(1)}}{(\hat{\Psi}_{ra}^{(1)})^2 + (\hat{\Psi}_{r\beta}^{(1)})^2}, \text{ dla } (\hat{\Psi}_{ra}^{(1)})^2 + (\hat{\Psi}_{r\beta}^{(1)})^2 \neq 0. \quad (6.18)$$

6.3. Obserwator prędkości w drugim układzie współrzędnych $\alpha^{(2)}$ - $\beta^{(2)}$

W celu odpowiednio kontrolowanej iniekcji trzeciej harmonicznej prądu, niezbędne jest zastosowanie dodatkowego obserwatora w drugim układzie współrzędnych $\alpha^{(2)}$ - $\beta^{(2)}$. Ze względu na to, że drugi układ współrzędnych wykorzystywany jest do zwiększenia momentu elektromagnetycznego, a nie do niezależnego sterowania dwoma pięciofazowymi maszynami w systemie wielosilnikowym [31], zastosowanie kompletnego obserwatora prędkości (dla $i=2$) nie jest konieczne. Pominięcie odtwarzania prędkości kątowej wirnika $\hat{\omega}_r^{(2)}$ jest korzystne w układzie prototypowym, ze względu na ograniczony czas obliczeń zastosowanego procesora, przy implementacji stosunkowo złożonych algorytmów sterowania, estymacji oraz modulacji szerokości impulsów, w podwójnym układzie współrzędnych.

Zastosowanie estymatora zmiennych w drugim układzie współrzędnych, w analizowanym przypadku, sprowadza się do odtwarzania wektora strumienia wirnika $\Psi_r^{(2)}$. Autor rozprawy wybrał w tym celu strukturę obserwatora Luenbergera przedstawioną w [80]:

$$\frac{d\hat{i}_{s\alpha}^{(2)}}{d\tau} = a_1^{(2)}\hat{i}_{s\alpha}^{(2)} + a_2^{(2)}\hat{\Psi}_{ra}^{(2)} + a_3^{(2)}\hat{\Psi}_{r\beta}^{(2)}\hat{\omega}_r^{(2)} + a_4^{(2)}u_{s\alpha}^{(2)} + k_1^{(2)} \cdot (\hat{i}_{s\alpha}^{(2)} - i_{s\alpha}^{(2)}), \quad (6.19)$$

$$\frac{d\hat{i}_{s\beta}^{(2)}}{d\tau} = a_1^{(2)}\hat{i}_{s\beta}^{(2)} + a_2^{(2)}\hat{\Psi}_{r\beta}^{(2)} - a_3^{(2)}\hat{\Psi}_{ra}^{(2)}\hat{\omega}_r^{(2)} + a_4^{(2)}u_{s\beta}^{(2)} + k_1^{(2)} \cdot (\hat{i}_{s\beta}^{(2)} - i_{s\beta}^{(2)}), \quad (6.20)$$

$$\frac{d\hat{\Psi}_{ra}^{(2)}}{d\tau} = a_6^{(2)}\hat{\Psi}_{ra}^{(2)} + a_5^{(2)}\hat{i}_{s\alpha}^{(2)} - \hat{\omega}_r^{(2)}\hat{\Psi}_{r\beta}^{(2)} + k_2^{(2)} \cdot (\hat{i}_{s\alpha}^{(2)} - i_{s\alpha}^{(2)}) - k_3^{(2)}\hat{\omega}_r^{(2)}(\hat{i}_{s\alpha}^{(2)} - i_{s\alpha}^{(2)}), \quad (6.21)$$

$$\frac{d\hat{\Psi}_{r\beta}^{(2)}}{d\tau} = a_6^{(2)}\hat{\Psi}_{r\beta}^{(2)} + a_5^{(2)}\hat{i}_{s\beta}^{(2)} + \hat{\omega}_r^{(2)}\hat{\Psi}_{r\alpha}^{(2)} + k_2^{(2)} \cdot \left(\hat{i}_{s\beta}^{(2)} - i_{s\beta}^{(2)}\right) + k_3^{(2)}\hat{\omega}_r^{(2)} \left(\hat{i}_{s\beta}^{(2)} - i_{s\beta}^{(2)}\right), \quad (6.22)$$

gdzie prędkość kątowna wirnika w drugim układzie współrzędnych wynosi: $\hat{\omega}_r^{(2)} = -3\hat{\omega}_r^{(1)}$, a $k_{1..3}^{(2)}$ to wzmocnienia obserwatora. Współczynniki $a_{1..6}^{(2)}$ zostały wyznaczone dla parametrów maszyny w układzie współrzędnych $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$ według zależności (3.22) - (3.27).

7. Wyniki badań symulacyjnych układów regulacji

W celu weryfikacji opracowanych układów sterowania dla analizowanego obiektu, wykonano badania symulacyjne w środowisku *Microsoft Visual Studio 2013*, w programie napisanym w języku C++. W symulacji komputerowej zaimplementowano wyłącznie układy sterowania, przedstawione w podrozdziale (5.3), przy założeniach:

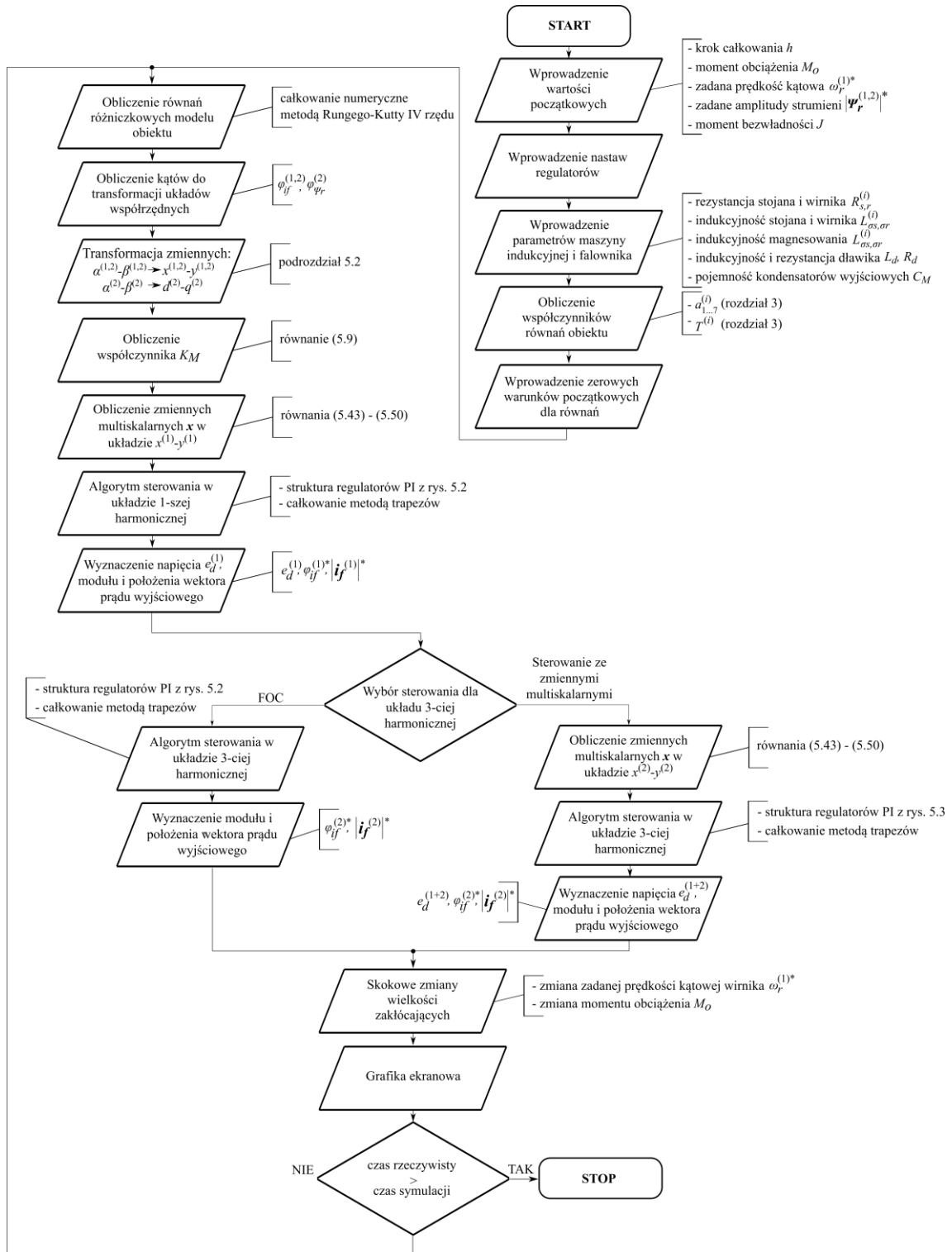
- przekształtnik sieciowy traktowany jest jako idealny sterowany prostownik, który generuje wartość napięcia dla obwodu pośredniczącego e_d (zmienna sterująca z układu regulacji maszyny pięciofazowej),
- pięciofazowy falownik prądu traktowany jest jako idealny komutator – w symulacji pominięto algorytm MSI.

W celu odtworzenia zmiennych stanu analizowanego układu napędowego wykorzystano model matematyczny we współrzędnych $\alpha^{(1)}-\beta^{(1)}$ i $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$ zapisanego równaniami (3.16) – (3.20). Równania różniczkowe modelu matematycznego obiektu całkowano metodą Rungego-Kutty IV rzędu, a człony całkujące regulatorów PI metodą trapezów. Przyjęto krok całkowania h równy $0,1 \mu\text{s}$. Algorytm programu symulacyjnego przedstawiono na rys. 7.1. Parametry modelu obwodowego pięciofazowej maszyny indukcyjnej oraz falownika prądu zestawiono w tabelach 1,2 w załączniku B. W symulacji numerycznej zaimplementowano dwie opracowane struktury sterowania (podrozdział 5.5), wykorzystujące drugi układ współrzędnych $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$ w celu iniekcji trzeciej harmonicznej prądu. Dla każdej struktury sterowania przedstawiono przebiegi wybranych, charakterystycznych zmiennych podczas stanów dynamicznych:

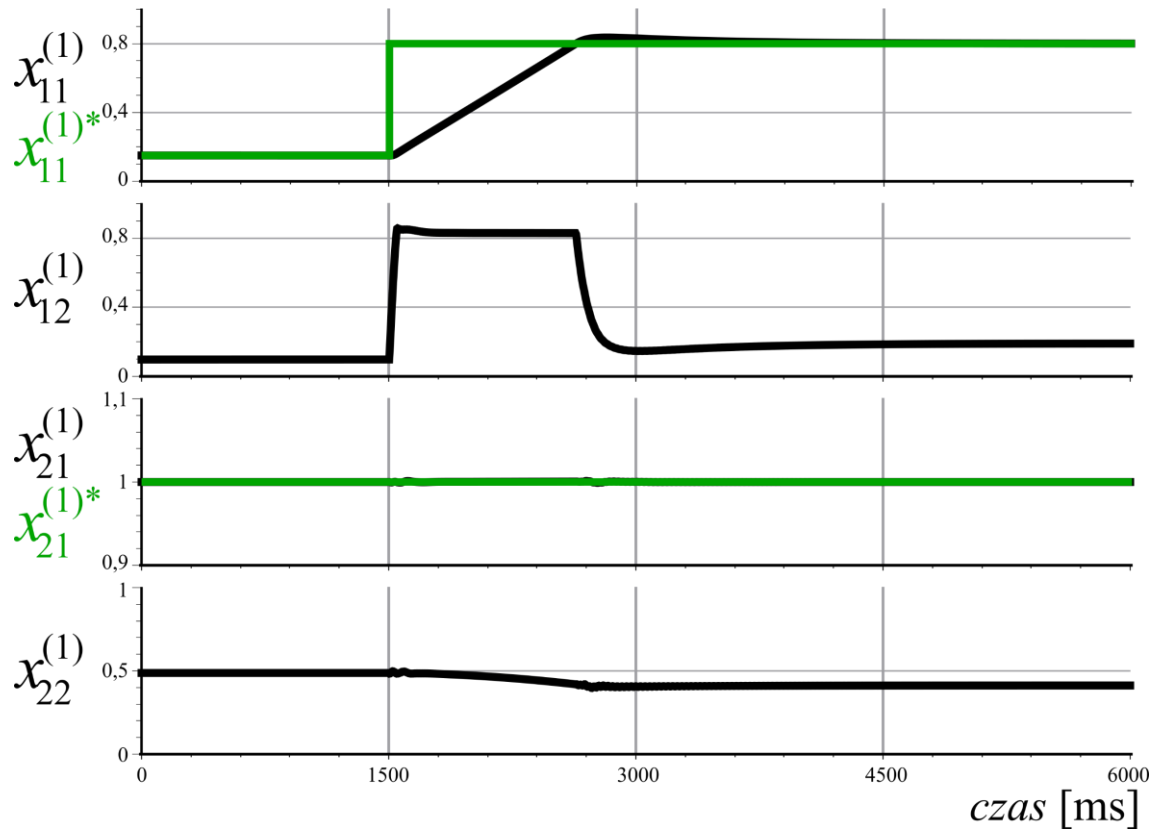
- zmiana prędkości kątowej wirnika z $0,15$ do $0,8$ j.w., przy $M_o = 0,2$ j.w.,
- nawrót silnika od $0,8$ do $-0,8$ j.w., przy $M_o = 0,2$ j.w.,
- zmiana momentu obciążenia M_o z $0,2$ do $0,7$ j.w..

Zadane amplitudy strumienia wirnika w obydwóch układach wynoszą odpowiednio: $|\Psi_r^{(1)*}| = 1,0$, $|\Psi_r^{(2)*}| = 0,12$ j.w. Ograniczenie dla zmiennej multiskalarnej proporcjonalnej do momentu elektromagnetycznego w układzie podstawowej harmonicznej wynosi: $x_{12\max}^{(1)} = 0,83$ j.w., a ograniczenie momentu trzeciej harmonicznej,

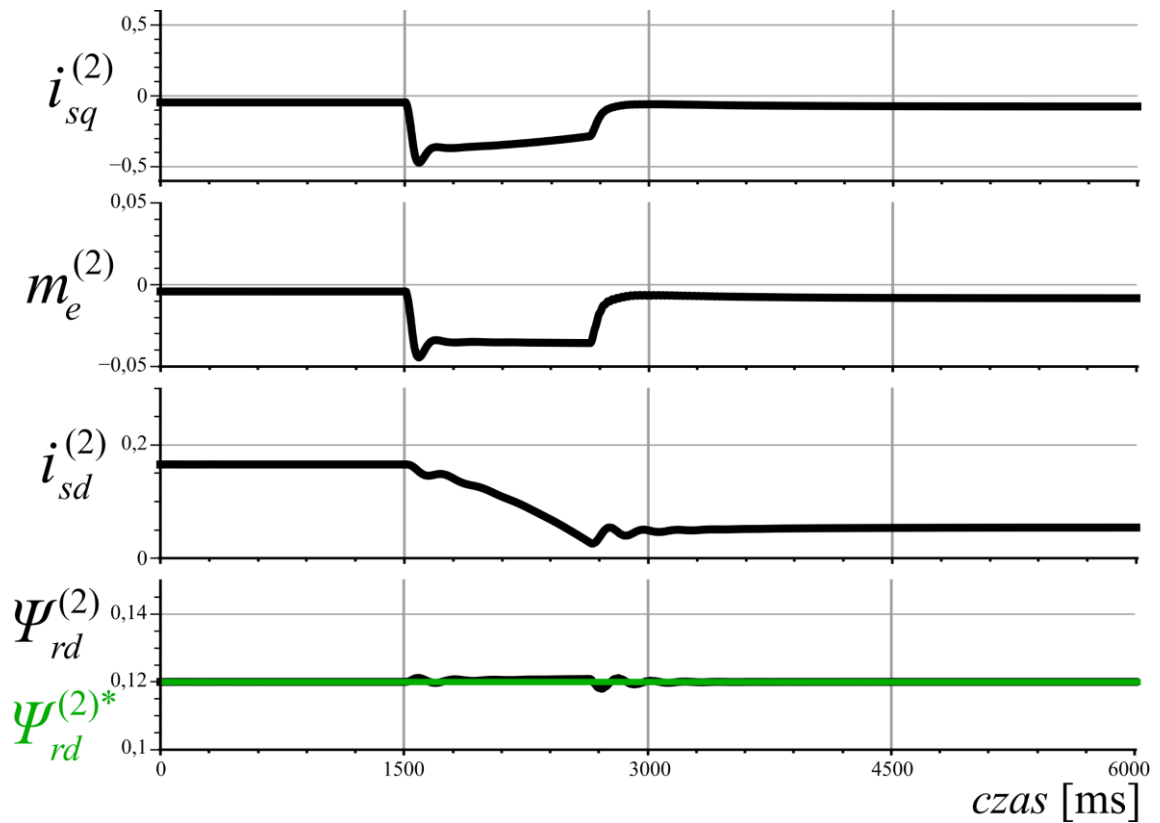
w strukturze sterowania przedstawionej na rys. 5.2., dotyczy ograniczenia składowej prądu stojana w osi $q^{(2)}$. W strukturze sterowania pokazanej na rys. 5.3., ograniczenie momentu elektromagnetycznego związane jest z ograniczeniem zmiennej $x_{12}^{(2)}$. Przyjęto następujące wartości dla ograniczeń: $i_{sq\max}^{(2)} = 0,5 \text{ j.w.}$, $x_{12\max}^{(2)} = 0,1 \text{ j.w.}$ W badaniach symulacyjnych układów regulacji nie zastosowano wektorowej modulacji szerokości impulsów, falownik prądu traktowano jako idealne źródło prądu.



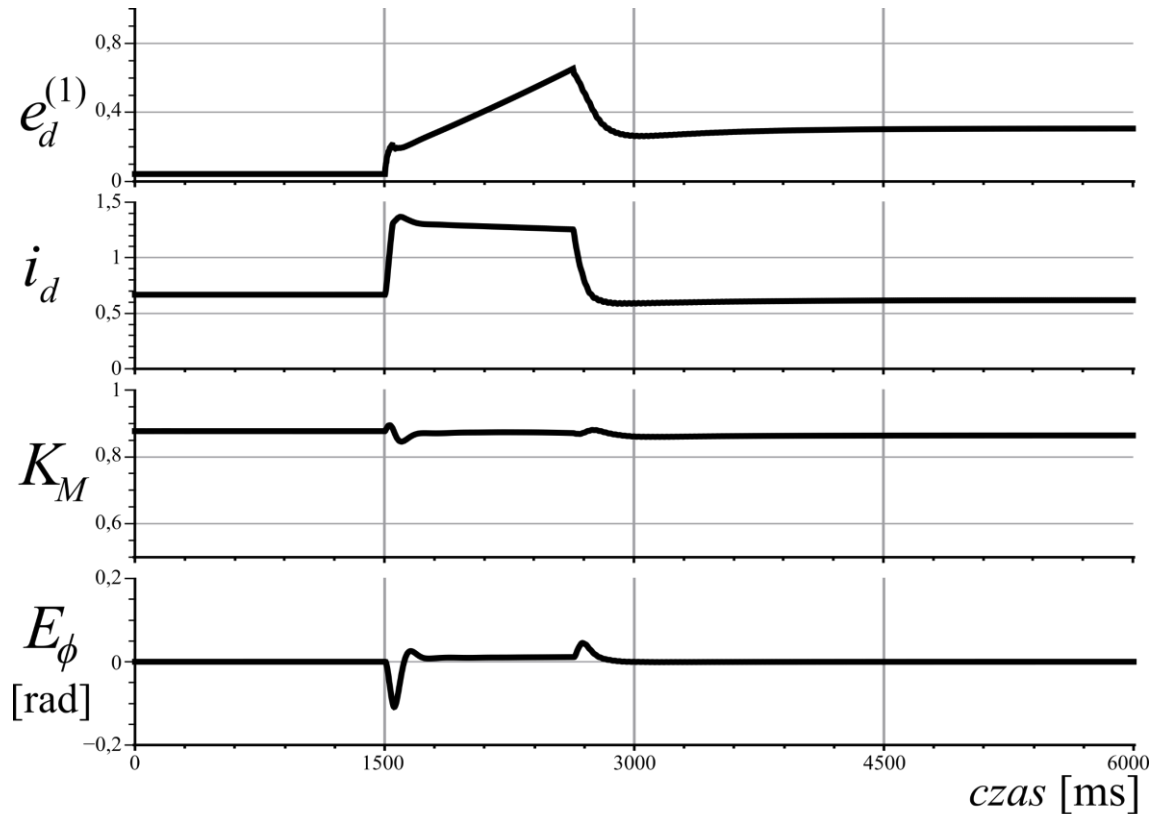
Rys. 7.1. Algorytm programu symulacyjnego



Rys. 7.2. Zmiana prędkości kątowej wirnika przy $M_o = 0,2$ j.w. – struktura regulacji I



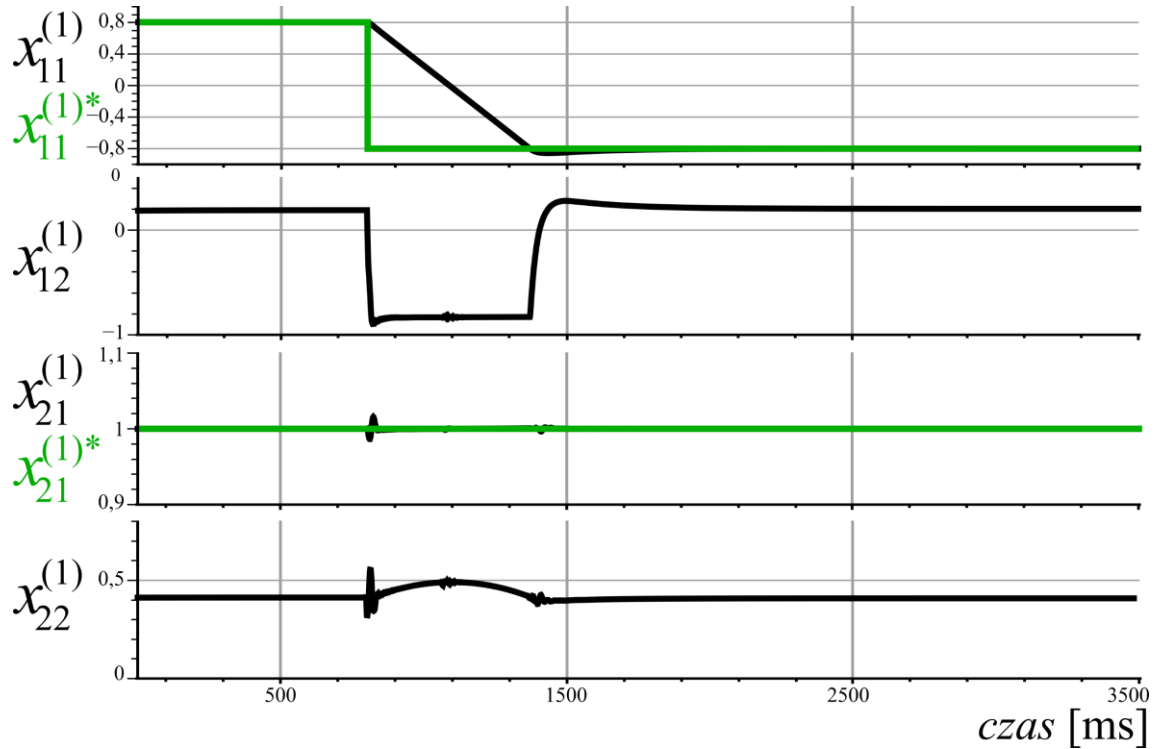
Rys. 7.3. Zmiana prędkości kątowej wirnika przy $M_o = 0,2$ j.w. – struktura regulacji I



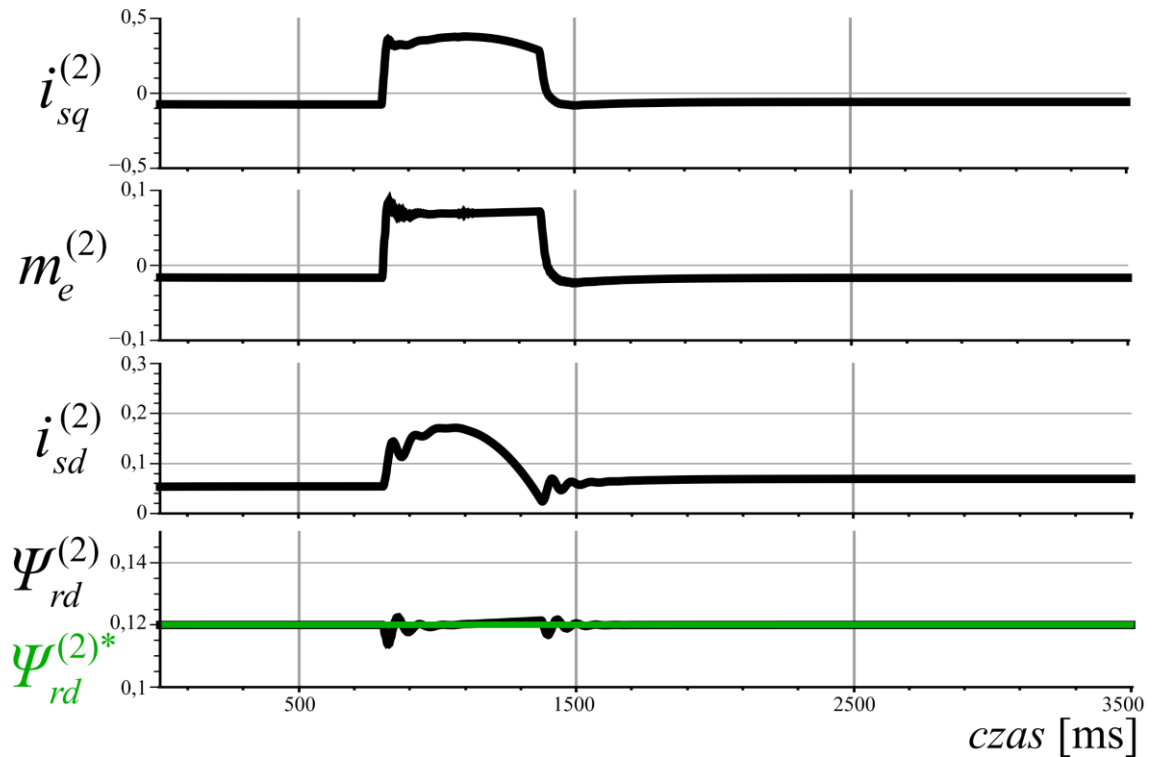
Rys. 7.4. Zmiana prędkości kątowej wirnika przy $M_o = 0,2$ j.w. – struktura regulacji I

Na rysunkach 7.2 – 7.4 przedstawiono przebiegi wybranych wielkości podczas zmiany prędkości silnika, przy zastosowaniu struktury sterowania przedstawionej na rys. 5.2. Po upływie 1,5 s, zmieniono wartość zadanej prędkości kątowej wirnika z 0,15 do 0,8 j.w. Na rys. 7.2 pokazano przebiegi zmiennych multiskalarnych zorientowanych w układzie współrzędnych $x^{(1)}$ - $y^{(1)}$. Zmienna $x_{11}^{(1)}$ odpowiada prędkości kątowej wirnika, zmienna $x_{12}^{(1)}$ jest proporcjonalna do momentu elektromagnetycznego, zmienna $x_{21}^{(1)}$ to kwadrat strumienia wirnika, natomiast zmienna $x_{22}^{(1)}$ jest wynikiem skalarnego iloczynu wektorów strumienia wirnika i prądu stojana. Rysunek 7.3 przedstawia przebiegi zmiennych zorientowanych w układzie współrzędnych $d^{(2)}$ - $q^{(2)}$. Zmienne te są charakterystyczne dla sterowania polowo zorientowanego. Pokazano przebiegi składowych prądu stojana w osiach $d^{(2)}$ i $q^{(2)}$, moment elektromagnetyczny $m_e^{(2)}$ oraz składową strumienia wirnika $\Psi_{rd}^{(2)}$. Na rys. 7.2 i 7.3 przedstawiono dodatkowo wielkości zadane dla: prędkości kątowej wirnika $x_{11}^{(1)*}$, kwadratu strumienia wirnika $x_{21}^{(1)*}$ oraz składowej strumienia wirnika $\Psi_{rd}^{(2)*}$. Na rys. 7.4 pokazano przebiegi napięcia $e_d^{(1)}$, prądu

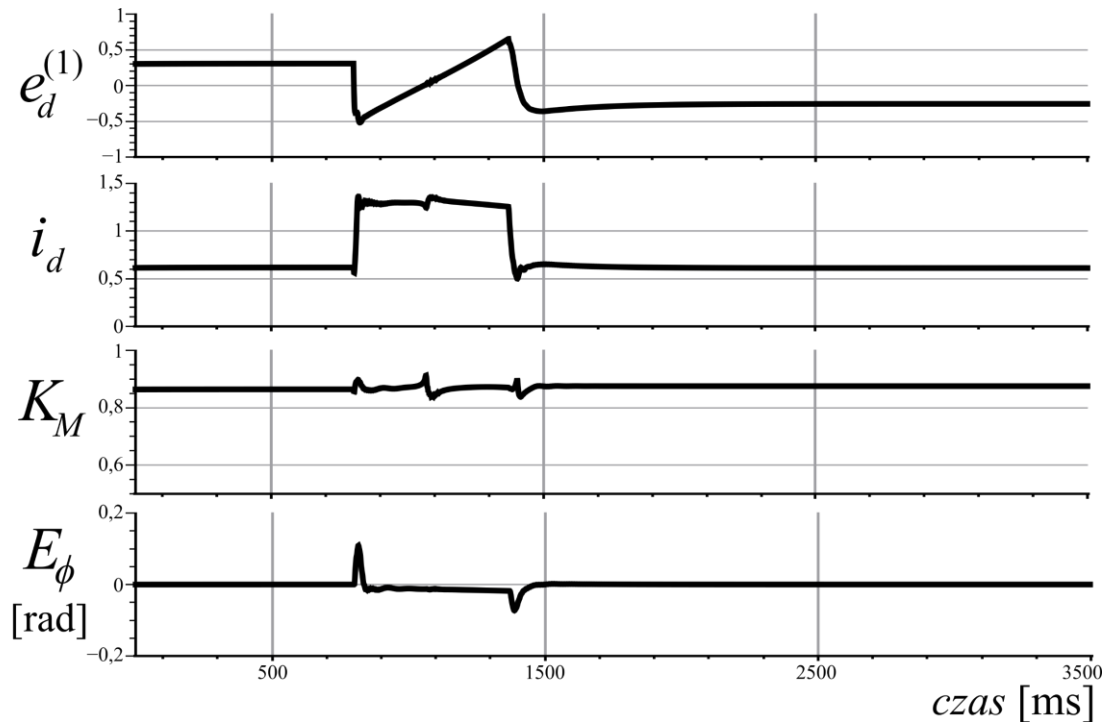
dławika i_d , współczynnika K_M sprzęgającego układ regulacji $\alpha^{(1)}-\beta^{(1)}$ z $d^{(2)}-q^{(2)}$, uchyb regulatora kąta E_φ związany z procesem synchronizacji wektora trzeciej harmonicznej strumienia wirnika.



Rys. 7.5. Nawrót silnika przy $M_o = 0,2$ j.w. – struktura regulacji I



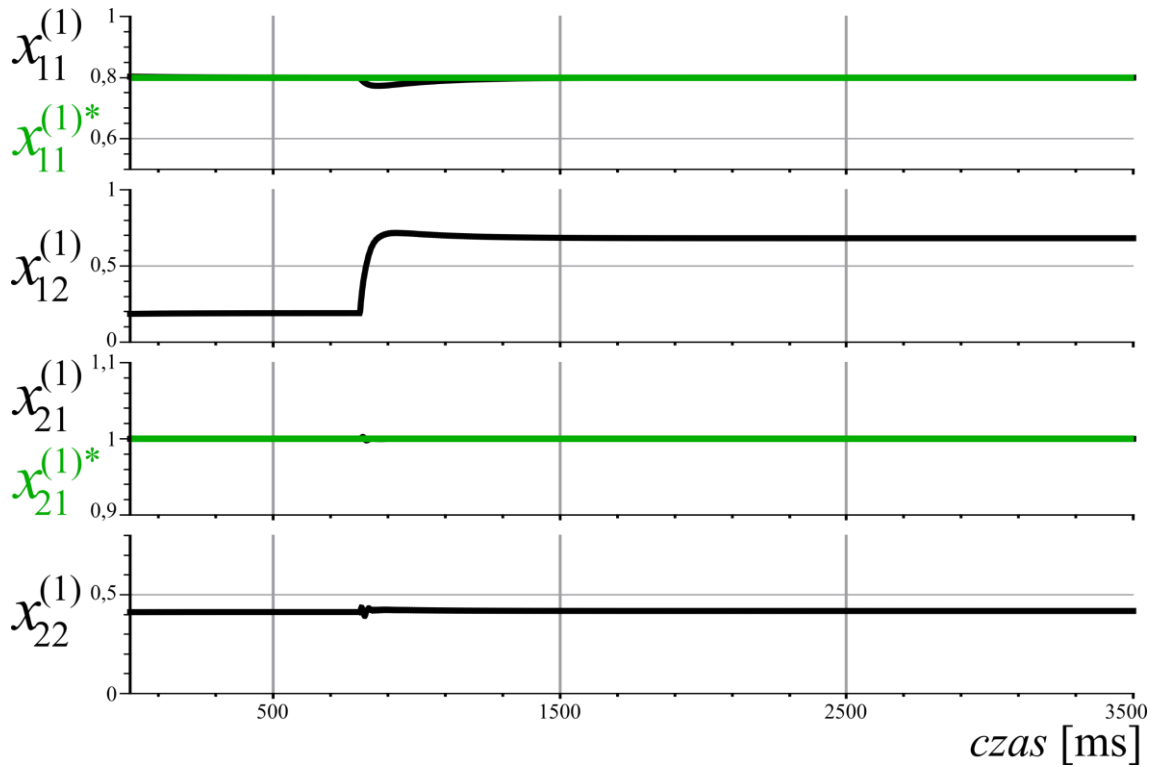
Rys. 7.6. Nawrót silnika przy $M_o = 0,2$ j.w. – struktura regulacji I



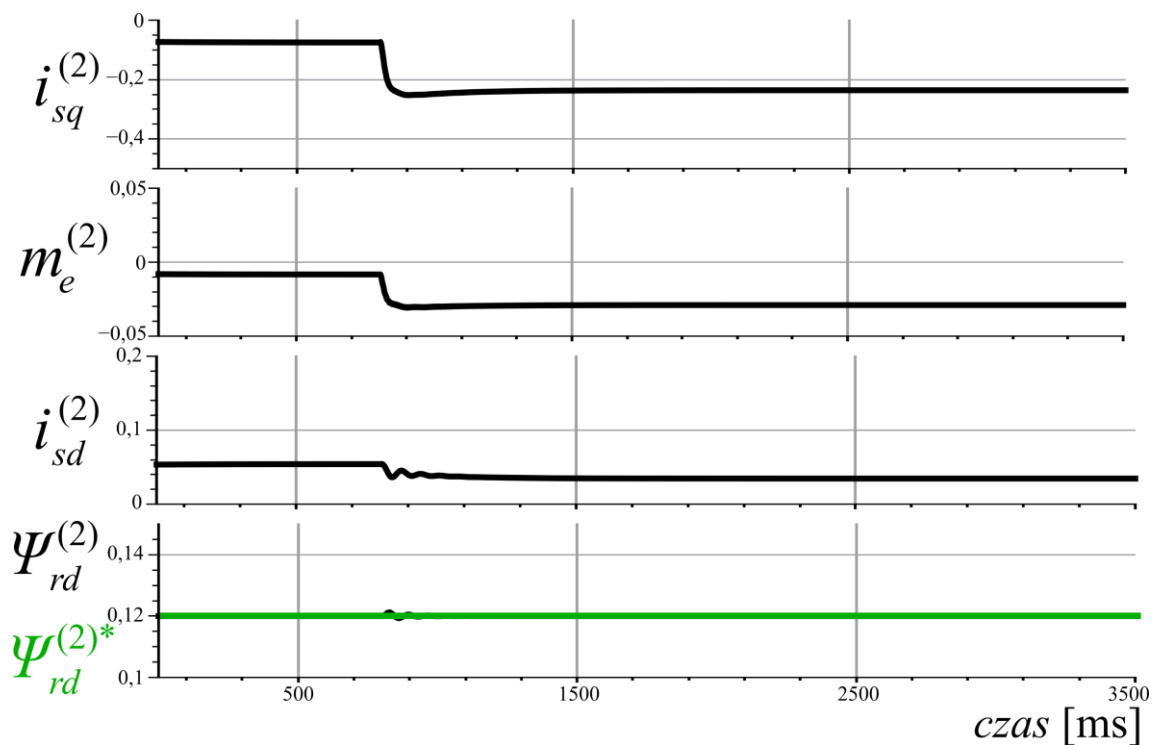
Rys. 7.7. Nawrót silnika przy $M_o = 0,2$ j.w. – struktura regulacji I

Na rys. 7.5 – 7.7 pokazano przebiegi wybranych zmiennych, podczas nawrotu silnika od 0,8 do -0,8 j.w. Prezentacja wybranych zmiennych została podzielona w analogiczny sposób jak dla przypadku zmiany prędkości silnika: rys. 7.5 – zmienne multiskalarne w układzie współrzędnych $x^{(1)}$ - $y^{(1)}$, rys. 7.6. – zmienne w układzie współrzędnych $d^{(2)}$ - $q^{(2)}$, rys. 7.7 – napięcie obwodu pośredniczącego $e_d^{(1)}$, prąd dławika i_d , współczynnik K_M , uchyb regulatora kąta E_ϕ . Znak zadanej prędkości kątowej wirnika zmieniono po upływie 750 ms.

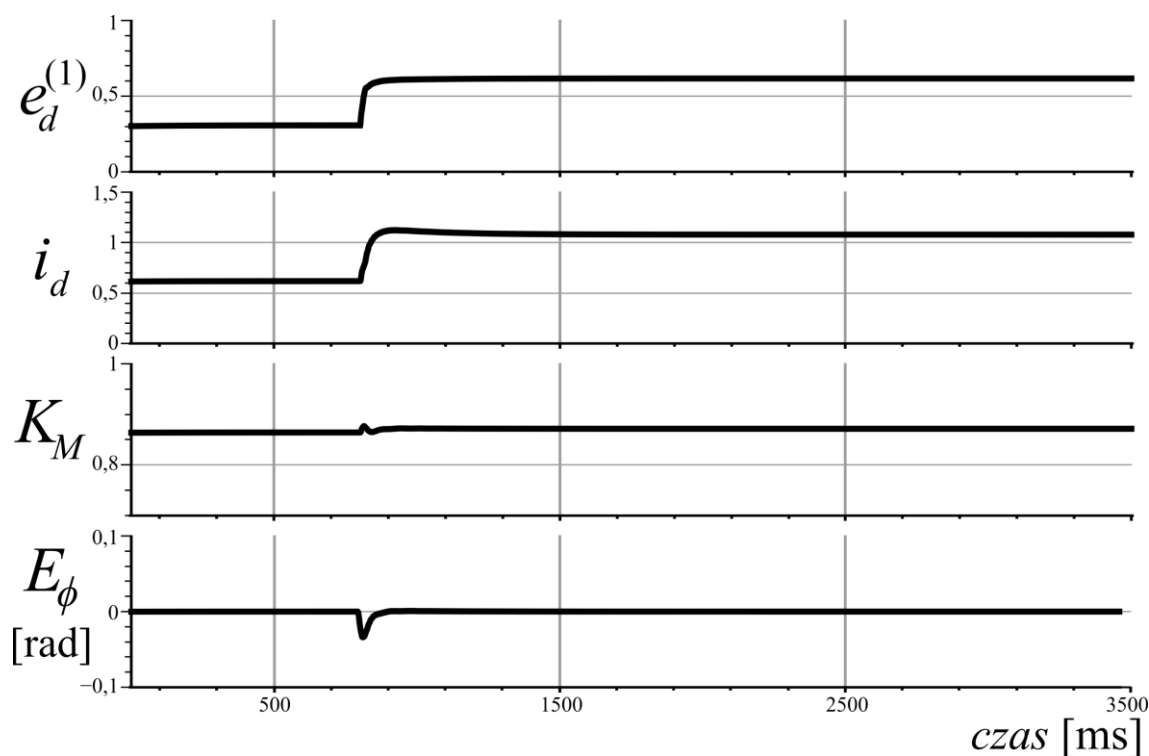
Rysunki 7.8 – 7.10 przedstawiają uzyskane przebiegi symulacyjne podczas skoku obciążenia z 0,2 do 0,7 j.w. Zmiana wartości momentu obciążenia nastąpiła w chwili 750 ms.



Rys. 7.8. Zmiana obciążenia z 0,2 do 0,7 j.w. – struktura regulacji I



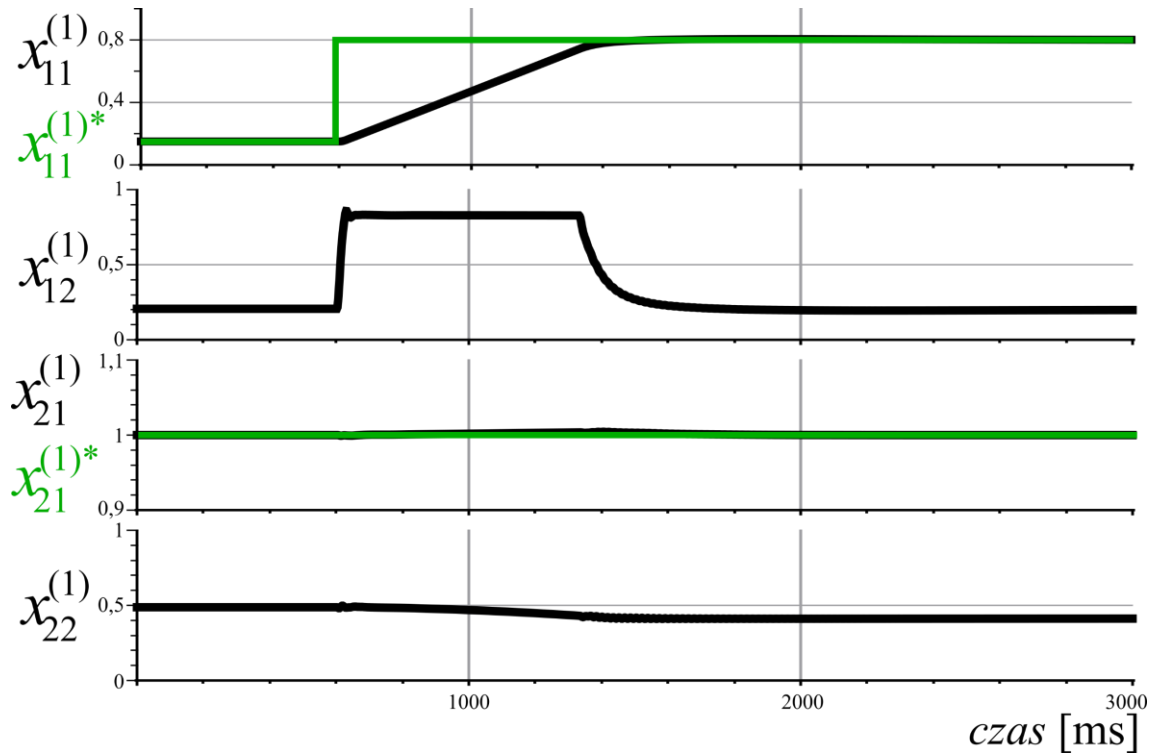
Rys. 7.9. Zmiana obciążenia z 0,2 do 0,7 j.w. – struktura regulacji I



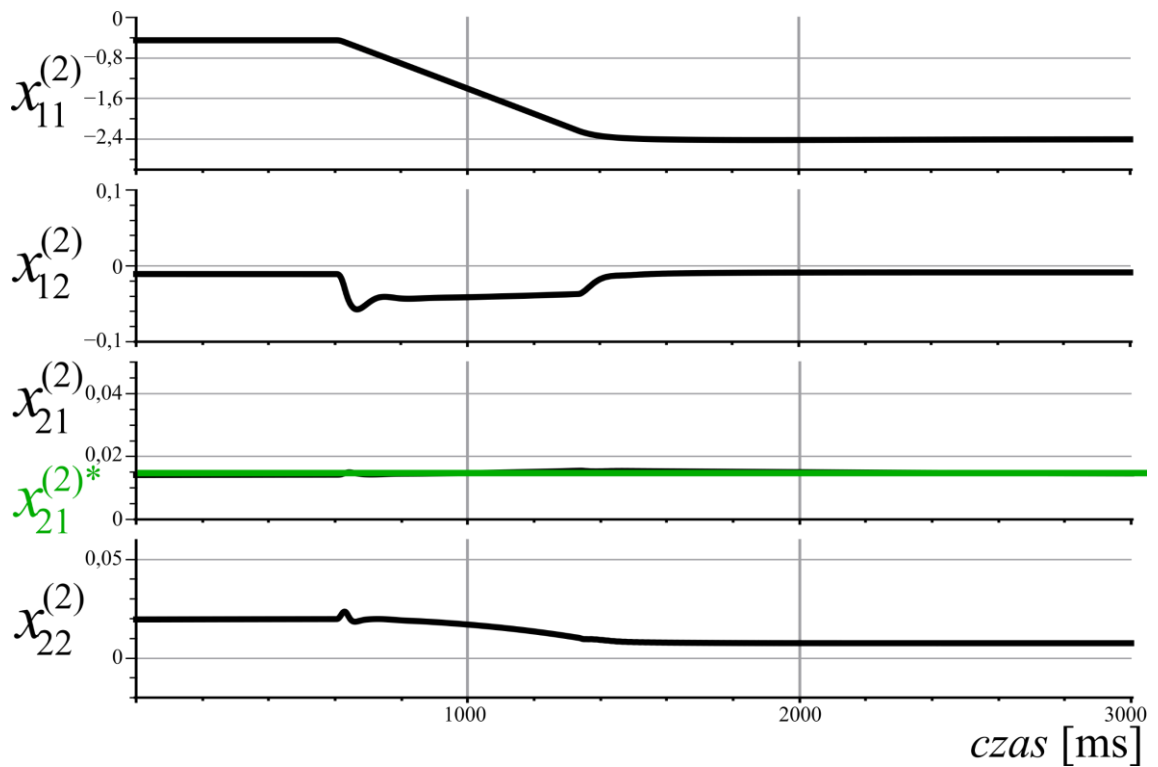
Rys. 7.10. Zmiana obciążenia z 0,2 do 0,7 j.w. – struktura regulacji I

Na rysunkach 7.2 – 7.10 przedstawiono przebiegi symulacyjne dla stanów dynamicznych, przy zastosowaniu I struktury regulacji (rys. 5.2), omówionej w podrozdziale 5.5. Przedstawione wyniki świadczą o dobrych właściwościach zaproponowanego, podwójnego układu regulacji. Uzyskano szybką odpowiedź układu napędowego na zadane skokowe zmiany wybranych wielkości. Nastawy regulatorów dobrano w taki sposób, aby uzyskać przeregulowanie prędkości $< 5\%$ wraz z tłumieniem około 0,7 wg. kryterium ITAE (ang. *Integral Time Absolute Error*). Wartość zmiennej $x_{21}^{(1)}$ utrzymywana jest na zadanym poziomie podczas zmiany prędkości silnika oraz skoku obciążenia, zaś w przypadku nawrotu silnika, zaobserwowano przeregulowanie tej zmiennej o ok. 2 %. Ponadto uzyskano regulację zmiennych w układzie współrzędnych $d^{(2)}$ - $q^{(2)}$ pozwalającą na prawidłowy proces synchronizacji strumienia wirnika, pokazany na rys. 7.4, 7.7, 7.10 ($E_\phi < 0,2$ rad). Amplituda trzeciej harmonicznej strumienia wirnika utrzymywana jest na zadanym poziomie, jednak podczas nawrotu, przeregulowanie tej zmiennej wyniosło ok. 8,3 %.

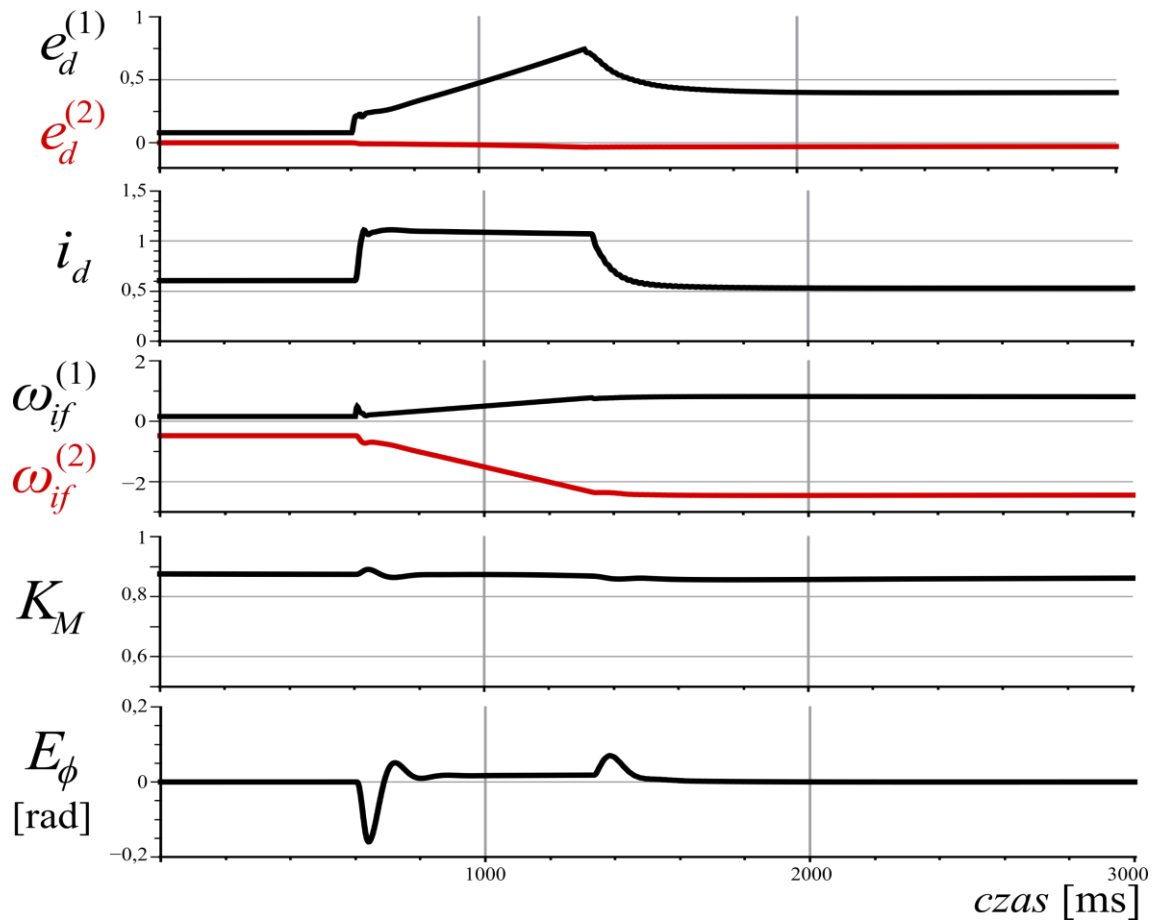
Kolejne wyniki symulacyjne będą dotyczyły II struktury regulacji (rys. 5.3) z wykorzystaniem zmiennych multiskalarnych w układzie $\alpha^{(2)}$ - $\beta^{(2)}$, przy odtworzeniu stanów dynamicznych przedstawionych na powyższych rysunkach.



Rys. 7.11. Zmiana prędkości kątowej wirnika przy $M_o = 0,2$ j.w. – struktura regulacji II

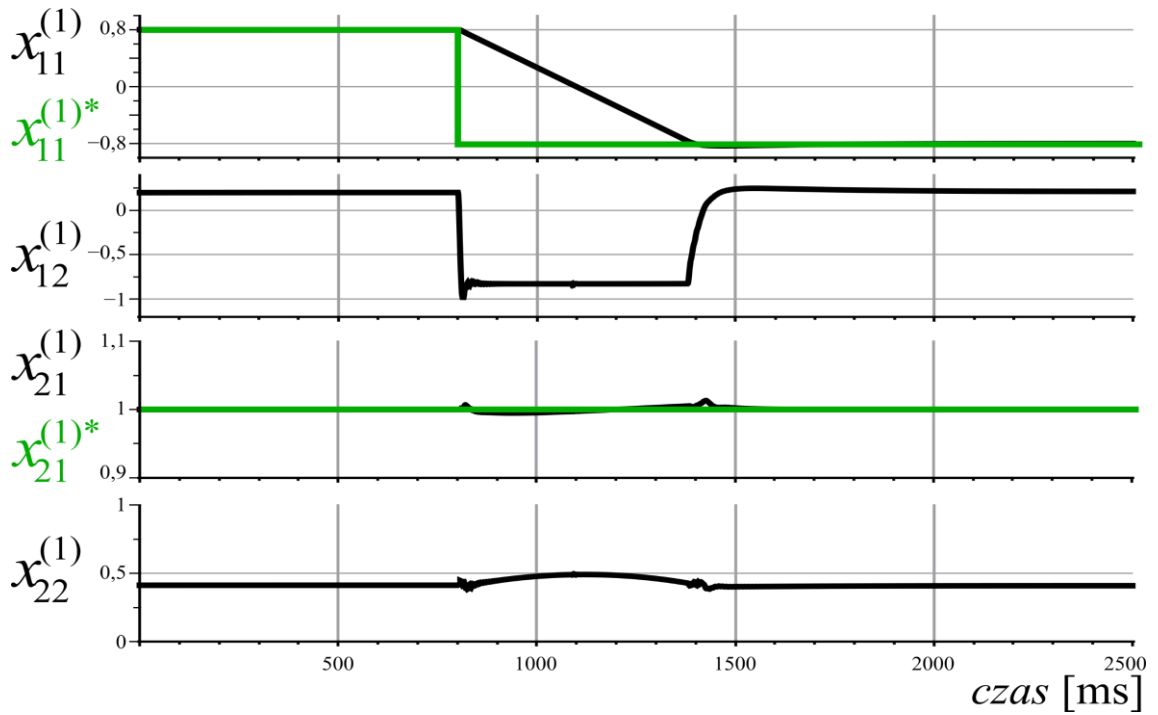


Rys. 7.12. Zmiana prędkości kątowej wirnika przy $M_o = 0,2$ j.w. – struktura regulacji II

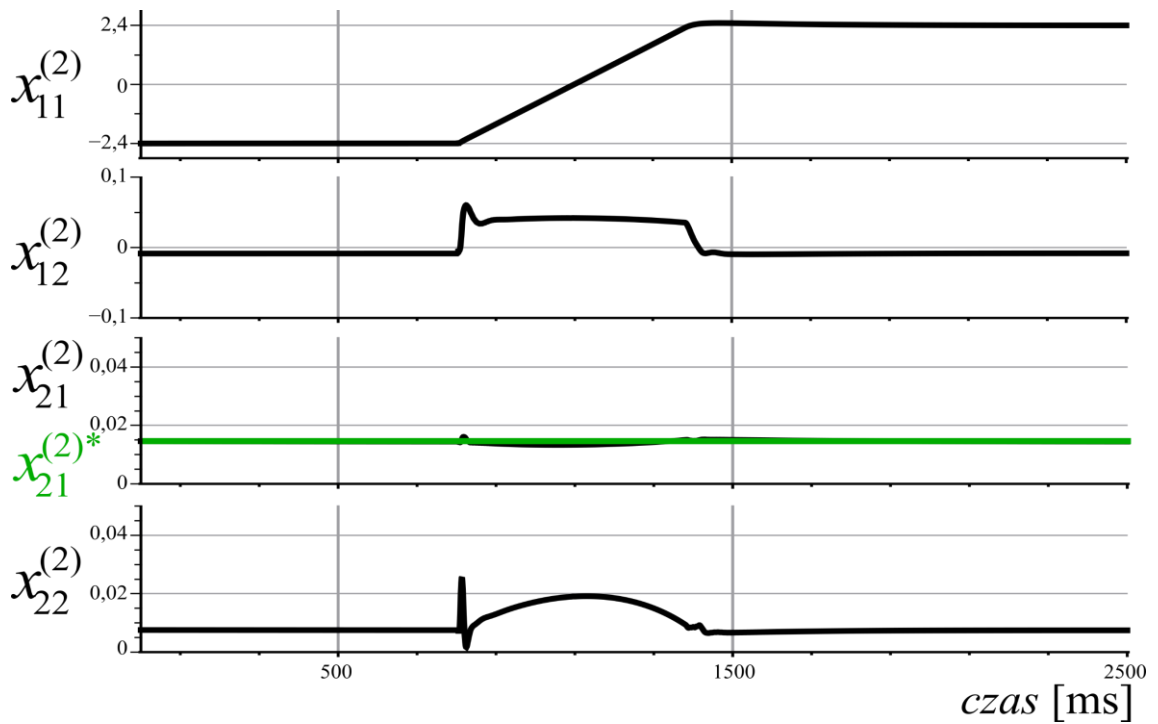


Rys. 7.13. Zmiana prędkości kątowej wirnika przy $M_o = 0,2$ j.w. – struktura regulacji II

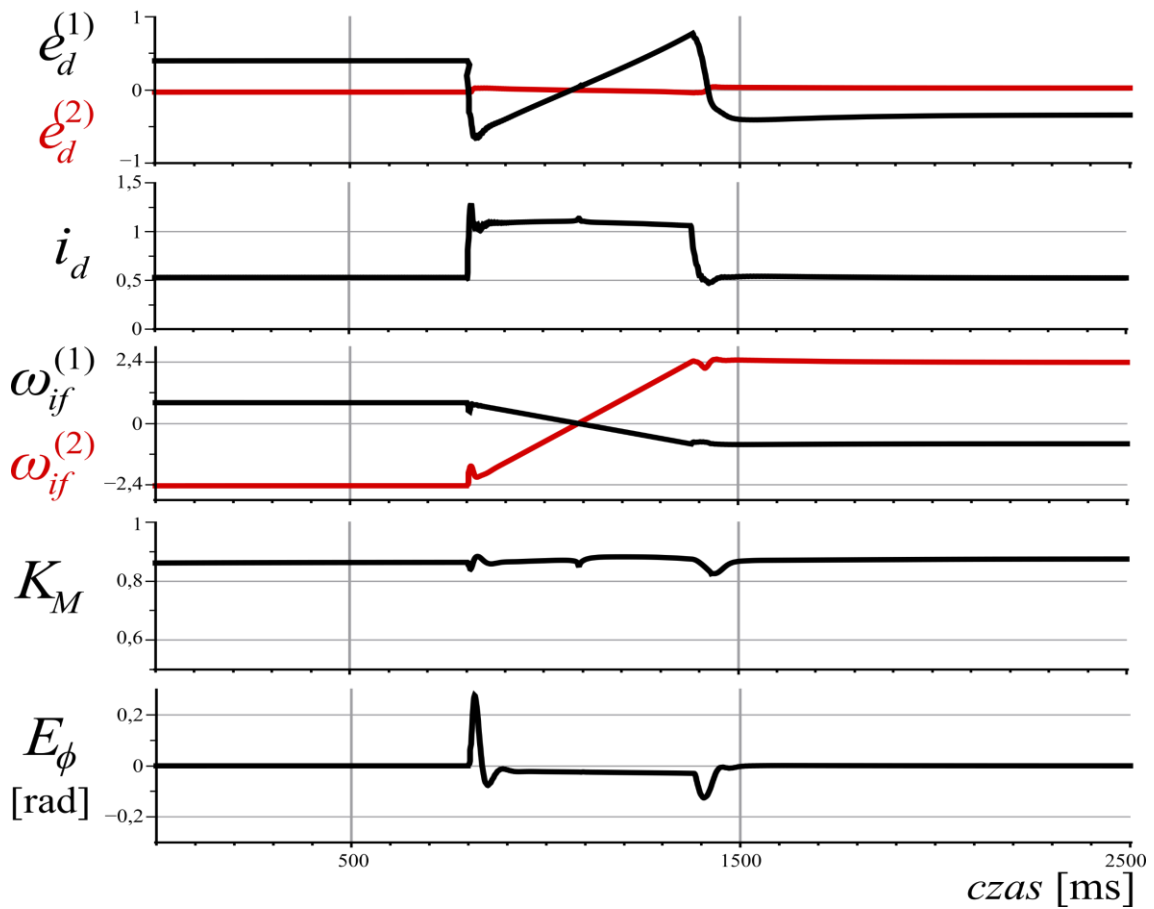
Na rysunkach 7.11 – 7.13 przedstawiono przebiegi wybranych zmiennych, podczas zmiany prędkości silnika, przy zastosowaniu II struktury sterowania przedstawionej na rys. 5.3. Po upływie 0,5 s, zmieniono wartość zadanej prędkości kątowej wirnika z 0,15 do 0,8 j.w. Na rys. 7.11 pokazano przebiegi zmiennych multiskalarnych zorientowanych w układzie współrzędnych $x^{(1)}-y^{(1)}$, a na rys. 7.12 przebiegi zmiennych multiskalarnych zorientowanych w układzie współrzędnych $x^{(2)}-y^{(2)}$. Przedstawiono zadane wartości dla prędkości kątowej wirnika $x_{11}^{(1)*}$ oraz kwadratów strumienia wirnika $x_{21}^{(1)*}, x_{21}^{(2)*}$. Na rys. 7.13 pokazano przebiegi następujących zmiennych: napięcie dla obwodu pośredniczącego $e_d^{(1)}, e_d^{(2)}$, prędkości kątowych wektorów prądu wyjściowego falownika $\omega_{if}^{(1)}, \omega_{if}^{(2)}$, prądu dławika i_d , współczynnika K_M , uchybu regulatora kąta E_ϕ .



Rys. 7.14. Nawrót silnika przy $M_o = 0,2$ j.w. – struktura regulacji II



Rys. 7.15. Nawrót silnika przy $M_o = 0,2$ j.w. – struktura regulacji II

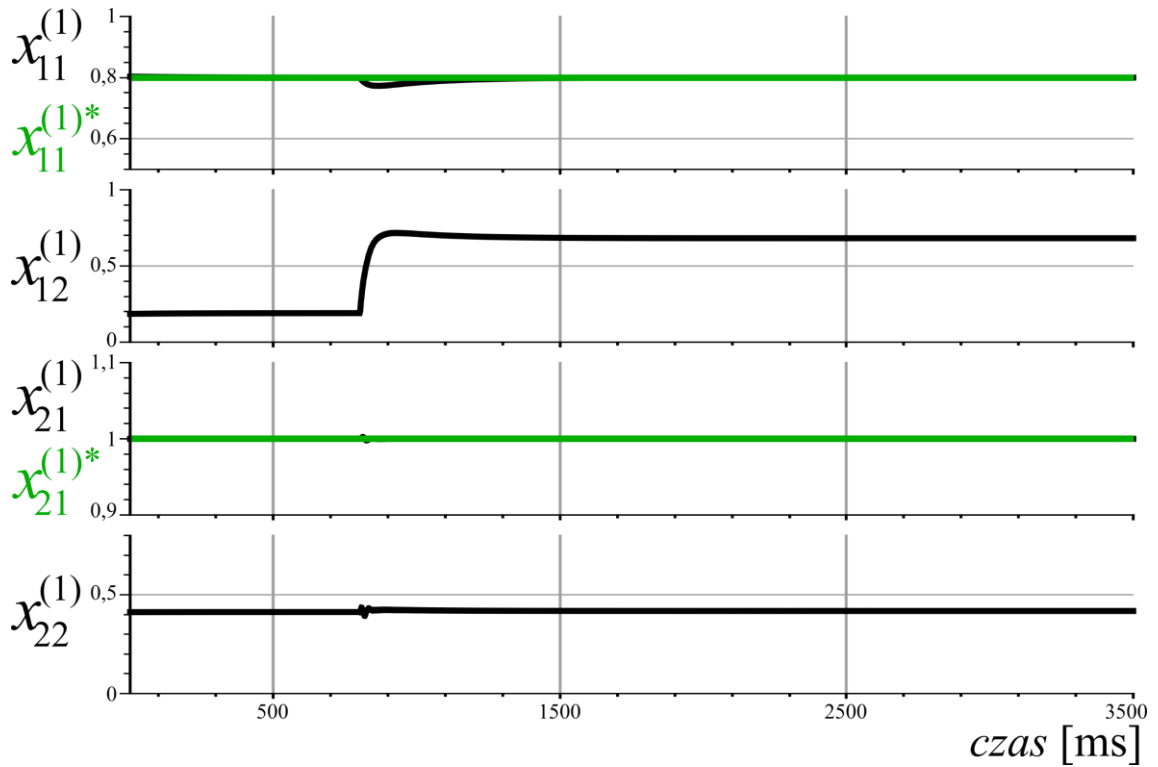


Rys. 7.16. Nawrót silnika przy $M_o = 0,2$ j.w. – struktura regulacji II

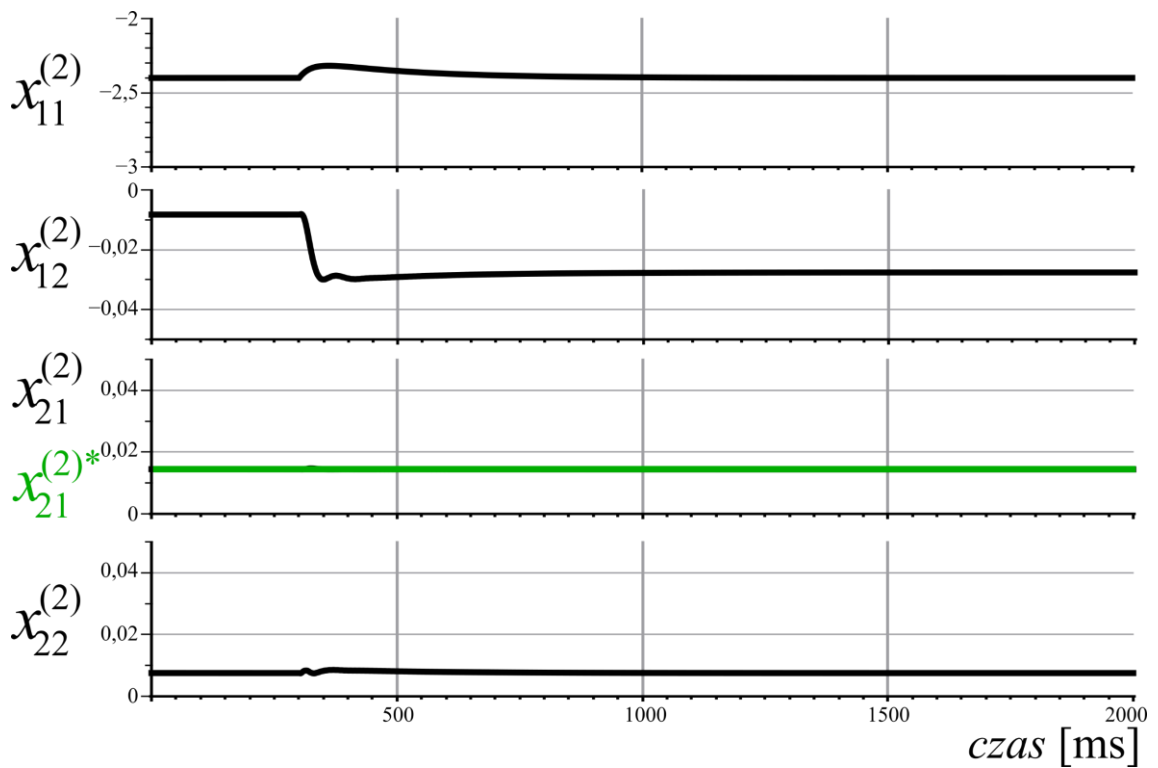
Na rys. 7.14 – 7.16 pokazano przebiegi wybranych zmiennych, podczas nawrotu silnika od 0,8 do -0,8 j.w. Zaprezentowano grupy tych samych zmiennych, jak dla przypadku zmiany prędkości silnika: rys. 7.14 – zmienne multiskalarne w układzie współrzędnych $x^{(1)}$ - $y^{(1)}$, rys. 7.15. – zmienne multiskalarne w układzie współrzędnych $x^{(2)}$ - $y^{(2)}$, rys. 7.16 – napięcia w obwodzie pośredniczącym, przy czym $e_d = e_d^{(1)} + e_d^{(2)}$, prędkości kątowe wektorów prądu wyjściowego falownika $\omega_{if}^{(1)}$, $\omega_{if}^{(2)}$, prąd dławika i_d , współczynnik K_M , uchybu regulatora kąta E_ϕ . Wartość zadaną prędkości kątowej wirnika zmieniono po upływie 800 ms.

Rysunki 7.17 – 7.19 przedstawiają uzyskane przebiegi symulacyjne podczas skoku obciążenia z 0,2 do 0,7 j.w. Zmiana wartości momentu obciążenia nastąpiła w chwili 800 ms.

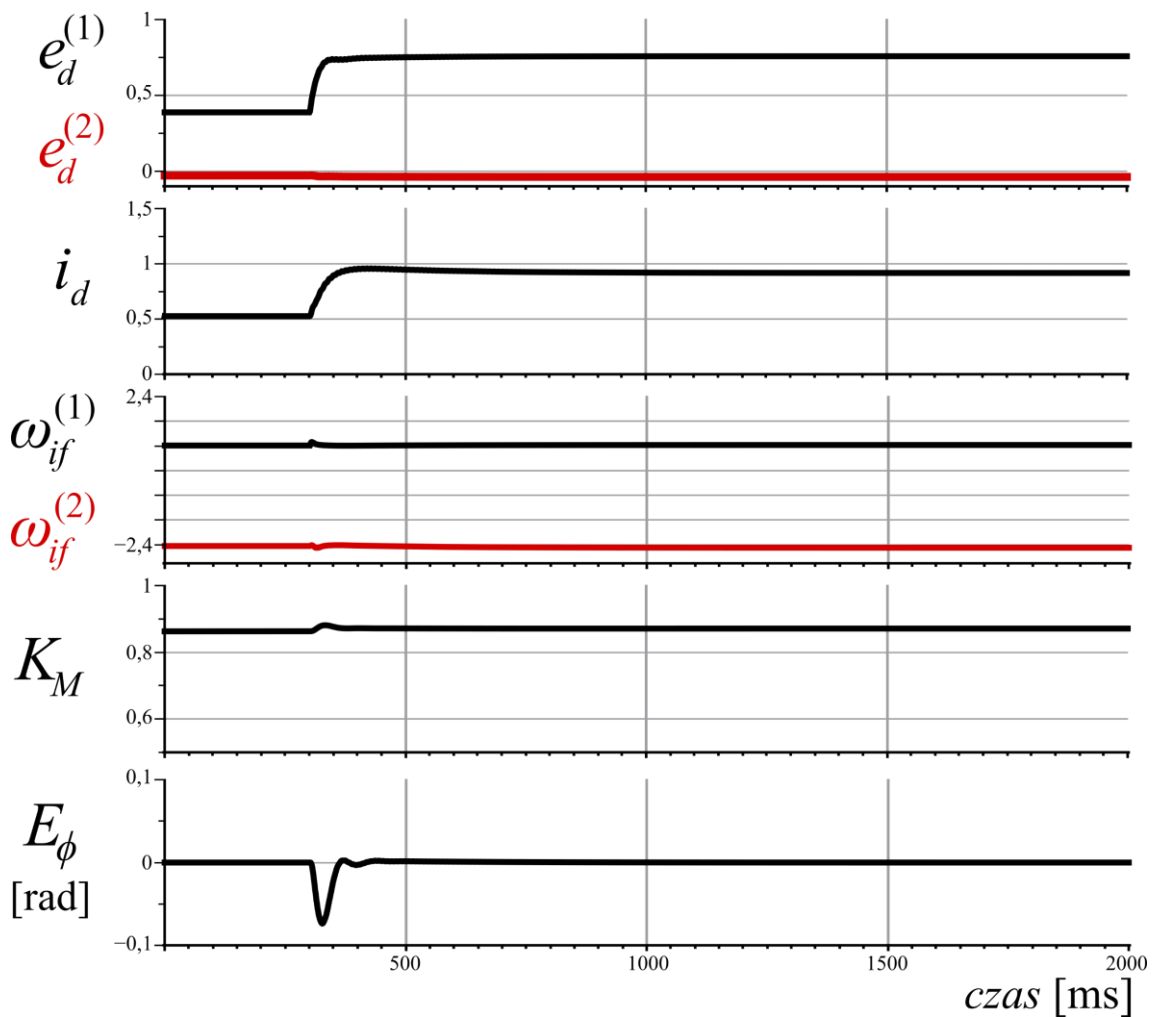




Rys. 7.17.. Zmiana obciążenia z 0,2 do 0,7 j.w. – struktura regulacji I



Rys. 7.18.. Zmiana obciążenia z 0,2 do 0,7 j.w. – struktura regulacji I



Rys. 7.19.. Zmiana obciążenia z 0,2 do 0,7 j.w.. – struktura regulacji I

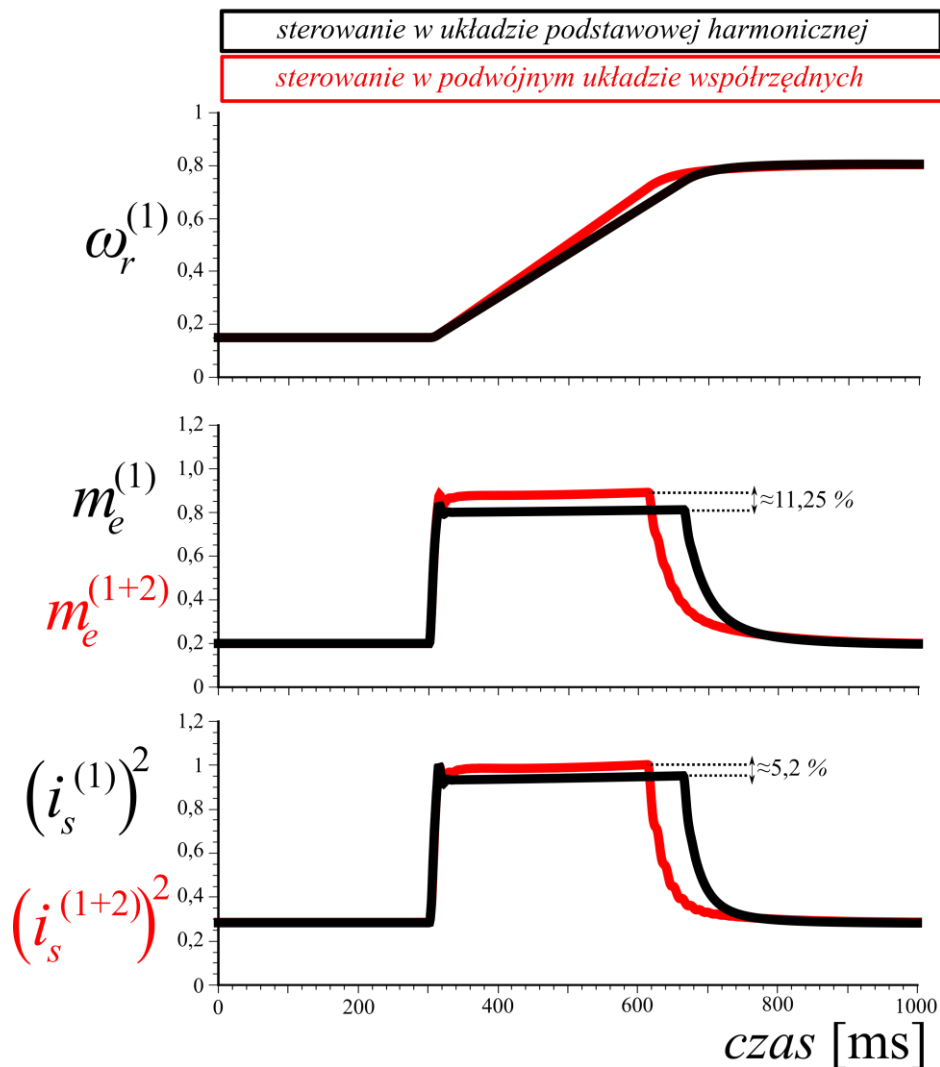
Na rysunkach 7.11 – 7.19 przedstawiono przebiegi symulacyjne dla stanów dynamicznych przy zastosowaniu II struktury regulacji (rys. 5.3), omówionej w podrozdziale 5.5. Zaproponowany układ regulacji pozwala na niezależne sterowanie momentem elektromagnetycznym i strumieniem wirnika w każdym z podukładów ($i=1,2$). Uzyskane wyniki są zbliżone do tych, które przedstawiono dla I struktury sterowania z rys. 5.2. Zastosowanie układu regulacji ze zmiennymi multiskalarnymi dla $i=2$, poprawiło jednak utrzymywanie zadanej amplitudy trzeciej harmonicznej strumienia wirnika, podczas zmian momentu elektromagnetycznego $x_{12}^{(2)}$ w stanach dynamicznych.

Na rysunku 7.20 przedstawiono porównanie rozruchów silnika przy kontrolowanej iniekcji ($i_{fx}^{(2)*} \neq 0$), oraz eliminacji ($i_{fx}^{(2)*} = 0$) wektora trzeciej

harmonicznego prądu. Pokazano przebieg prędkości kątovej wirnika, sumaryczny moment elektromagnetyczny $m_e^{(1+2)}$ oraz kwadrat prądu stojana zdefiniowany następująco:

$$i_s^2 = (i_s^{(1)})^2 + (i_s^{(2)})^2, \quad (7.1)$$

gdzie: $(i_s^{(i)})^2 = (i_{sa}^{(i)})^2 + (i_{s\beta}^{(i)})^2$. Dzięki kontrolowanej iniekcji trzeciej harmonicznej prądu stojana, w warunkach symulacyjnych, uzyskano ok. 11-procentowy wzrost momentu elektromagnetycznego przy jednoczesnym wzroście kwadratu prądu stojana o 5,2 %.



Rys. 7.20. Porównanie rozruchów silnika przy iniekcji oraz eliminacji wektora trzeciej harmonicznej prądu

8. Wektorowa modulacja szerokości impulsów dla pięciofazowego falownika prądu

8.1. Wprowadzenie

W [86] przedstawiono sposób wektorowej modulacji szerokości impulsów, natomiast w [142] sinusoidalną modulację szerokości impulsów dla pięciofazowego falownika prądu. Metody te prowadzą do uzyskania sinusoidalnego kształtu prądu wyjściowego falownika. Wektorowa metoda modulacji szerokości impulsów dla falownika prądu, bazuje na odwzorowaniu zmiennych w czasie prądów fazowych, przy pomocy wirującego wektora przestrzennego określonego w ortogonalnym, nieruchomym układzie współrzędnych α - β . W falowniku prądu, w którym wykorzystano modulację szerokości impulsów, średnią za okres impulsowania wartość prądu wyjściowego otrzymuje się przez cykliczną zmianę stanów łączników energoelektronicznych. Prąd wyjściowy formowany w przekształtniku określony jest przez aktualny stan łączników oraz wartość prądu dławika w obwodzie prądu stałego. Sterowanie tranzystorami w falowniku prądu powinno zapewnić ciągłość prądu w obwodzie pośredniczącym, w celu uniknięcia dużej wartości pochodnej $L \frac{di_d}{dt}$. W falowniku prądu, podczas generowania wektora aktywnego lub zerowego, zawsze przewodzą tylko dwa tranzystory i wyróżnia się dwie ogólne kombinacje ich załączeń:

- załączone dwa tranzystory w różnych fazach – wymiana energii pomiędzy falownikiem a silnikiem,
- załączone dwa tranzystory tej samej fazy (zwarcie) – energia nie jest dostarczana do silnika.

Wszystkie możliwe kombinacje stanów poszczególnych łączników przedstawiono na rys. 8.1, a wartości składowych wektorów aktywnych prądu wyjściowego zestawiono w tab. 8.1. Przyjęto konwencję kodowania wektorów aktywnych za pomocą symboli: „1”, „-1” i „0”, gdzie „1” oznacza załączenie górnego tranzystora w fazie, „-1” załączenie dolnego tranzystora w fazie, a „0”- brak załączenia tranzystora w fazie. Ciąg pięciu symboli odpowiada fazom, zaczynając od lewej: *abcde*, np. „1-1000”.

Pomimo analogii w konstrukcjach trójfazowych i pięciofazowych falowników, kształtowanie prądów wyjściowych w układach o większej liczbie faz niż trzy, stwarza problemy, które należy uwzględnić opracowując algorytm modulacji szerokości impulsów. Każdej kombinacji stanów łączników odpowiadają wektory aktywne, w czasie których następuje przepływ prądu do uzwojeń silnika, lub wektory zerowe, podczas których zwierany jest obwód DC falownika prądu. W falownikach pięciofazowych prąd wyjściowy może być kształtowany z wykorzystaniem 25 wektorów: 20 aktywnych i 5 zerowych. Wartość prądu wyjściowego w dowolnej fazie falownika ($k = a \dots e$) można wyznaczyć z poniższej zależności:

$$i_{f(k)} = i_d (T_{(k)g} - T_{(k)d}), \quad (8.1)$$

gdzie:

$T_{(k)g}, T_{(k)d}$ – sygnały bramkowe tranzystorów g - górnych i d - dolnych w fazie k , przyjmują wartości: (1 – załączenie, 0 - wyłączenie),

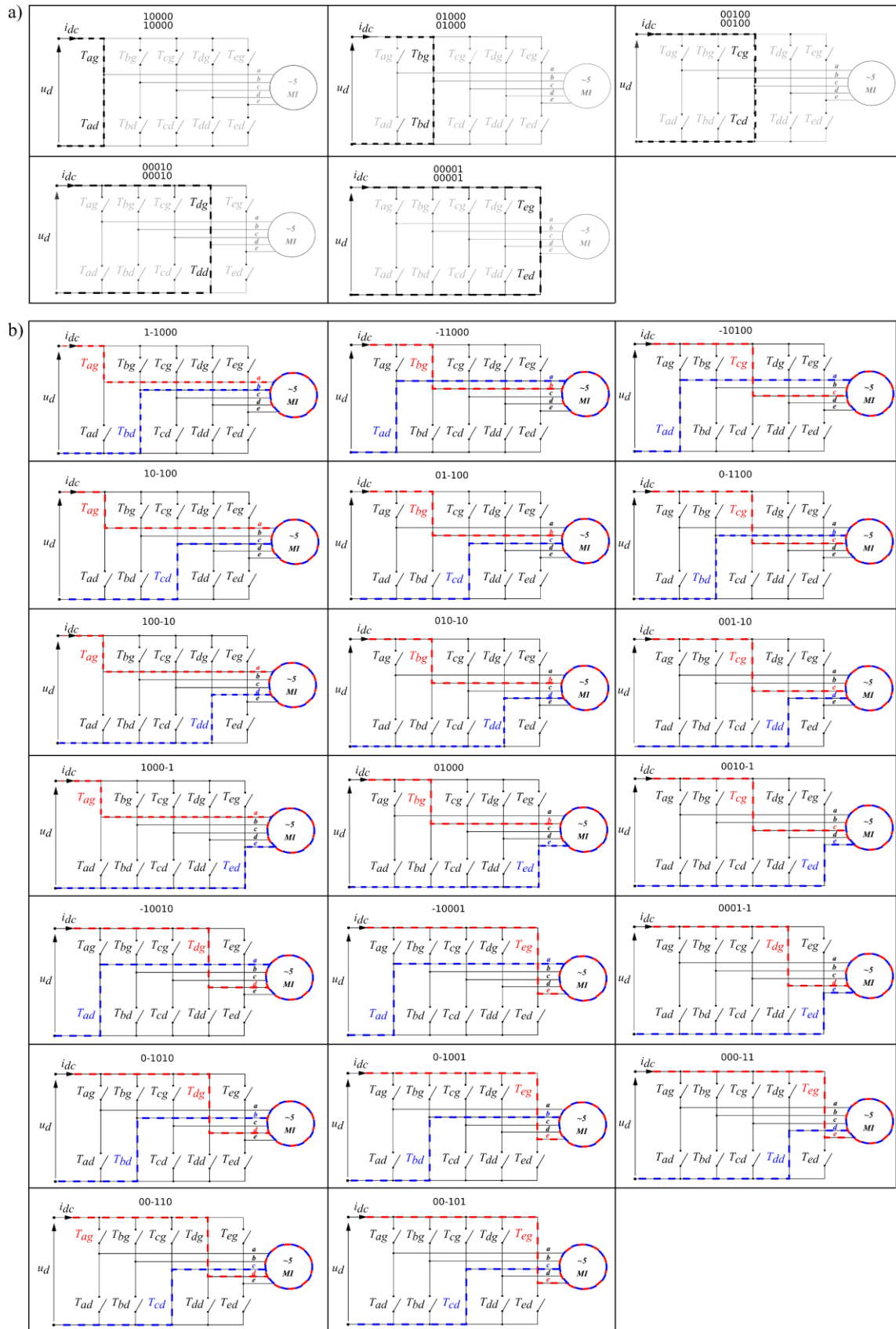
i_d – prąd dławika w obwodzie pośredniczącym.

Prąd wyjściowy w fazie $i_{f(k)}$ może przyjąć wartość: $i_d, -i_d, 0$. W układzie sterowania maszyną indukcyjną wyznaczany jest zadany prąd wyjściowy falownika, określony jako wektor przestrzenny w przyjętym nieruchomym układzie współrzędnych α - β . Wartości składowych α, β wektorów aktywnych, oraz wartość składowej zerowej prądu wyjściowego pięciofazowego falownika można wyznaczyć podstawiając wartości fazowe (8.1) (dla poszczególnych kombinacji stanów łączników generujących wektory aktywne) do macierzy transformacji (załącznik A):

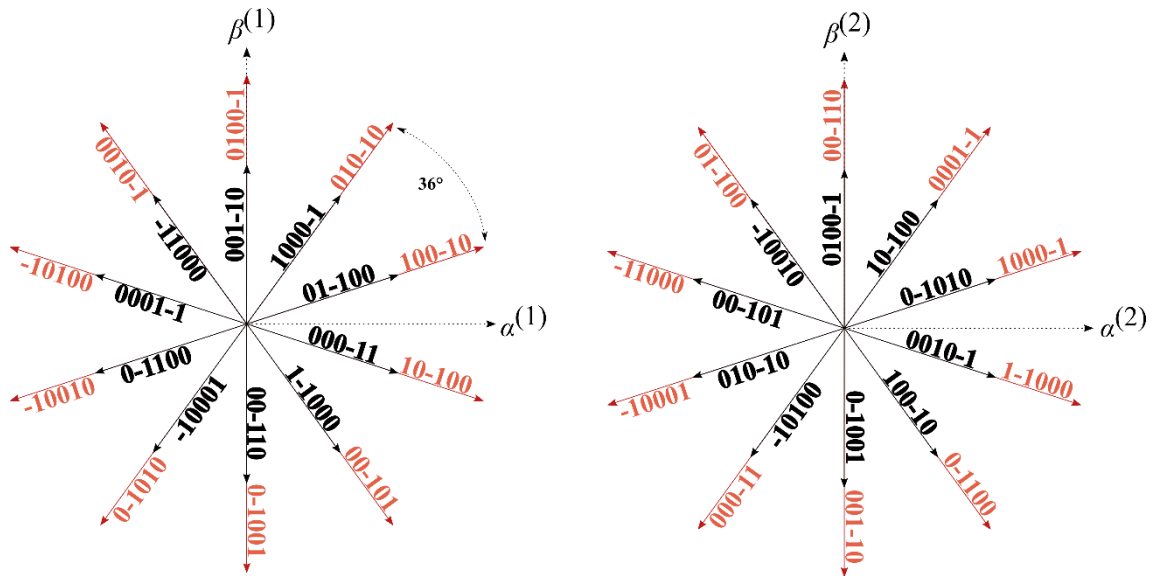
$$\begin{bmatrix} i_f^{(0)} \\ i_{fa}^{(1)} \\ i_{fb}^{(1)} \\ i_{fa}^{(2)} \\ i_{fb}^{(2)} \end{bmatrix} = i_d \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ 1 & \cos(\gamma) & \cos(2\gamma) & \cos(3\gamma) & \cos(4\gamma) \\ 0 & \sin(\gamma) & \sin(2\gamma) & \sin(3\gamma) & \sin(4\gamma) \\ 1 & \cos(2\gamma) & \cos(4\gamma) & \cos(6\gamma) & \cos(8\gamma) \\ 0 & \sin(2\gamma) & \sin(4\gamma) & \sin(6\gamma) & \sin(8\gamma) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \\ i_{fd} \\ i_{fe} \end{bmatrix}. \quad (8.2)$$

Tab. 8.1. Wartości składowych wektora prądu wyjściowego falownika w nieruchomych układach współrzędnych $\alpha^{(1)}-\beta^{(1)}$ i $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$

Kod ABCDE	Układ współrzędnych $\alpha^{(1)}-\beta^{(1)}$				Układ współrzędnych $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$			
	$i_{f\alpha}$	$i_{f\beta}$	$ i_f $	φ [°]	$i_{f\alpha}$	$i_{f\beta}$	$ i_f $	φ [°]
1-1000	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 0,69$	$-i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 0,95$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,18$	-54	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,81$	$-i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 0,59$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,9$	-18
-11000	$-i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 0,69$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 0,95$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,18$	126	$-i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,81$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 0,59$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,9$	162
10-100	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,81$	$-i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 0,59$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,9$	-18	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 0,69$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 0,95$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,18$	54
01-100	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,12$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 0,36$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,18$	18	$-i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,12$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,54$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,9$	126
-10100	$-i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,81$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 0,59$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,9$	162	$-i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 0,69$	$-i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 0,95$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,18$	-126
0-1100	$-i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,12$	$-i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 0,36$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,18$	-162	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,12$	$-i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,54$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,9$	-54
100-10	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,81$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 0,59$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,9$	18	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 0,69$	$-i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 0,95$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,18$	-54
010-10	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,12$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,54$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,9$	54	$-i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,12$	$-i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 0,36$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,18$	-162
001-10	0	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,18$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,18$	90	0	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,9$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,9$	-90
-10010	$-i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,81$	$-i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 0,59$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,9$	-162	$-i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 0,69$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 0,95$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,18$	126
0-1010	$-i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,12$	$-i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,54$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,9$	-126	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,12$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 0,36$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,18$	18
00-110	0	$-i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,18$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,18$	-90	0	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,9$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,9$	90
1000-1	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 0,69$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 0,95$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,18$	54	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,81$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 0,59$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,9$	18
0100-1	0	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,9$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,9$	90	0	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,18$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,18$	90
0010-1	$-i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,12$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,54$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,9$	126	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,12$	$-i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 0,36$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,18$	-18
0001-1	$-i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,12$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 0,36$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,18$	162	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,12$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,54$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,9$	54
-10001	$-i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 0,69$	$-i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 0,95$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,18$	-126	$-i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,81$	$-i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 0,59$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,9$	-162
0-1001	0	$-i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,9$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,9$	-90	0	$-i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,18$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,18$	-90
00-101	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,12$	$-i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,54$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,9$	-54	$-i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,12$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 0,36$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,18$	162
000-11	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,12$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 0,36$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,18$	-18	$-i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,12$	$-i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,54$	$i_d \sqrt{\frac{2}{5}} 1,9$	-126



Rys. 8.1. Stany łączników pięciofazowego falownika prądu generujące: a) wektory zerowe, b) wektory aktywne



Rys. 8.2. Położenia dostępnych wektorów aktywnych dla dwóch układów współrzędnych $\alpha^{(1)}-\beta^{(1)}$ i $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$

Prąd wyjściowy pięciofazowego falownika jest określony w dwóch ortogonalnych układach współrzędnych $\alpha^{(1)}-\beta^{(1)}$ i $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$. Każdy dozwolony stan łączników generuje jednocześnie wektory aktywne w dwóch układach współrzędnych. Wyznaczając składowe wektorów aktywnych dla każdej kombinacji stanów łączników (tab. 8.1 i rys. 8.2) należy zwrócić uwagę na występujące zależności pomiędzy wektorami aktywnymi powstałymi w obydwóch układach współrzędnych:

- załączenie wektora długiego $\mathbf{i}_{fD}^{(1)}$ w układzie $\alpha^{(1)}-\beta^{(1)}$ powoduje formowanie wektora krótkiego $\mathbf{i}_{fK}^{(2)}$ w układzie $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$, zaś załączenie wektora krótkiego $\mathbf{i}_{fK}^{(1)}$ w układzie $\alpha^{(1)}-\beta^{(1)}$ powoduje formowanie wektora długiego $\mathbf{i}_{fD}^{(2)}$ w układzie $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$,
- stosunek długości wektorów długiego i krótkiego w obydwóch układach wynosi:

$$\frac{|\mathbf{i}_{fD}|}{|\mathbf{i}_{fK}|} = \frac{|010-10|_D^{(1)}}{|1000-1|_K^{(1)}} = \frac{|1000-1|_D^{(2)}}{|010-10|_K^{(2)}} \approx \frac{\sqrt{\frac{2}{5}}i_d 1,9}{\sqrt{\frac{2}{5}}i_d 1,18} \approx 1,61, \quad (8.3)$$

- długie i krótkie wektory o tym samym położeniu w pierwszym układzie współrzędnych przyjmują przeciwne zwroty w drugim z układów,

- podczas formowania wektora prądu wyjściowego w układzie współrzędnych $\alpha^{(1)}-\beta^{(1)}$ o prędkości wirowania $\omega_{if}^{(1)}$, w układzie współrzędnych $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$ powstanie wektor prądu o prędkości wirowania $\omega_{if}^{(2)} = -3\omega_{if}^{(1)}$.

8.2. Metoda wektorowej modulacji szerokości impulsów dla pięciofazowego falownika prądu z wykorzystaniem ośmiu wektorów aktywnych

Głównym celem metody modulacji szerokości impulsów dla pięciofazowego falownika prądu, zasilającego maszynę z uzwojeniem skupionym, jest niezależne formowanie wektorów prądu wyjściowego w obydwóch układach współrzędnych $\alpha^{(i)}-\beta^{(i)}$, tak aby umożliwić wykorzystanie potencjalnej zalety pięciofazowego silnika indukcyjnego, tj. zwiększenie wartości momentu poprzez iniekcję trzeciej harmonicznej prądu. W [86, 142] przedstawiono metody modulacji szerokości impulsów dla pięciofazowego falownika prądu, umożliwiające wyłącznie kształtowanie podstawowej harmonicznej prądu wyjściowego, przy równoczesnej eliminacji wektora prądu powstającego w dodatkowym układzie współrzędnych (związany z przebiegiem trzeciej harmonicznej). Metoda opisana w niniejszym rozdziale pozwala na niezależne formowanie wektorów prądu wyjściowego falownika w obydwóch układach współrzędnych, z wykorzystaniem ośmiu wektorów aktywnych. Modulację szerokości impulsów dla pięciofazowych falowników prądu opracowano na podstawie pracy [143], w której przedstawiono algorytm sześć- i ośmio-wektorowy dla pięciofazowego falownika napięcia. Do kształtowania wektora prądu w układzie współrzędnych $\alpha^{(1)}-\beta^{(1)}$ można wykorzystać wektory wirtualne, które powstają poprzez połączenie wektorów, krótkiego i długiego, o tym samym zwrocie w układzie $\alpha^{(1)}-\beta^{(1)}$, które odpowiadają dodatkowej aktywacji wektora krótkiego i długiego o przeciwnych zwrotach w układzie $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$ (rys. 8.4). Zerową długość wektora wirtualnego powstałego dodatkowo w drugim układzie można uzyskać poprzez odpowiedni dobór stosunku czasów aktywacji wektorów długich i krótkich w pierwszym układzie. Warunek dla zerowej długości wektora wirtualnego w drugim układzie współrzędnych przedstawia zależność:

$$|\mathbf{i}_{fW}^{(1)}| = \frac{-|\mathbf{i}_{fK}^{(2)}| \cdot t_D^{(1)} + |\mathbf{i}_{fD}^{(2)}| \cdot t_K^{(1)}}{T_{imp}} = 0, \quad (8.4)$$

gdzie:

$t_D^{(1)}, t_K^{(1)}$ – czasy aktywacji długiego i krótkiego wektora w pierwszym układzie współrzędnych i jednocześnie wektora krótkiego i długiego w drugim układzie,

T_{imp} – okres impulsowania.

Korzystając z zależności (8.3 – 8.4) można wyznaczyć stosunek czasów załączenia wektorów długiego i krótkiego:

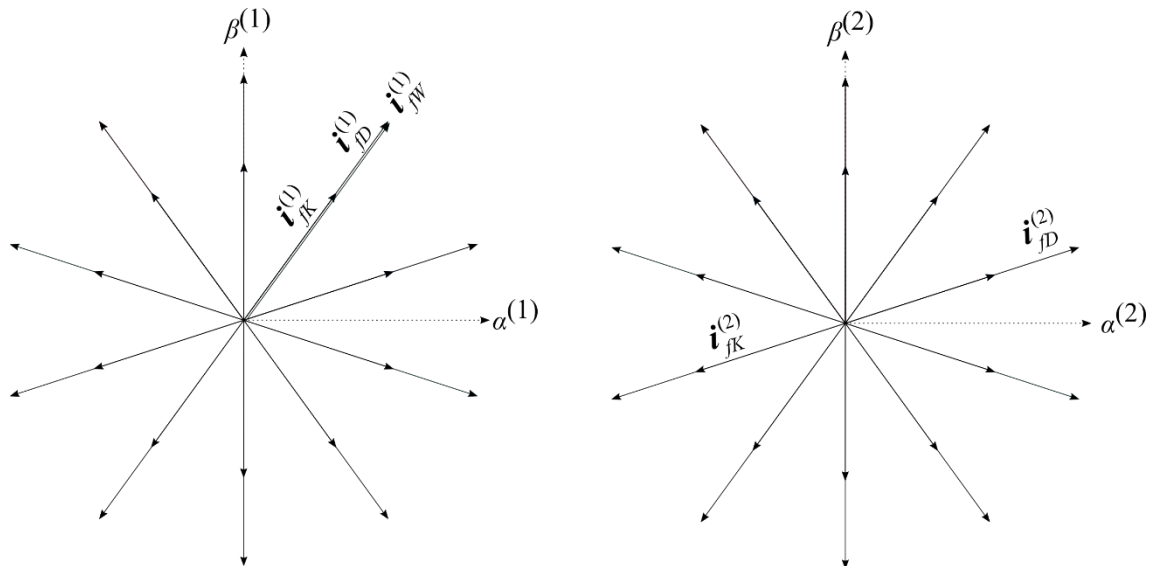
$$\frac{t_K}{t_D} = \frac{|\mathbf{i}_{fD}^{(2)}|}{|\mathbf{i}_{fK}^{(2)}|} \approx 0,617, \quad (8.5)$$

Dla układu $\alpha^{(1)}-\beta^{(1)}$ można zapisać:

$$\begin{cases} |\mathbf{i}_{fW}^{(1)}| \cdot T_{imp} = |\mathbf{i}_{fK}^{(1)}| \cdot t_K^{(1)} + |\mathbf{i}_{fD}^{(1)}| \cdot t_D^{(1)} \\ t_K^{(1)} + t_D^{(1)} = T_{imp} \end{cases}, \quad (8.6)$$

Do kształtowania wektora prądu w układzie $\alpha^{(1)}-\beta^{(1)}$ konieczna jest aktywacja dwóch wektorów wirtualnych (dwóch wektorów długich i dwóch wektorów krótkich), będących w tym samym sektorze. Do obliczenia czasów załączeń wektorów wirtualnych niezbędna jest znajomość długości wektora wirtualnego. Na podstawie (8.5) – (8.6) długość wektora wirtualnego wynosi:

$$|\mathbf{i}_{fW}^{(1)}| = \frac{|\mathbf{i}_{fK}^{(1)}| \cdot |\mathbf{i}_{fD}^{(2)}| + |\mathbf{i}_{fD}^{(1)}| \cdot |\mathbf{i}_{fK}^{(2)}|}{|\mathbf{i}_{fD}^{(2)}| + |\mathbf{i}_{fK}^{(2)}|} = \sqrt{\frac{2}{5}} \cdot i_d \cdot 1,624. \quad (8.7)$$



Rys. 8.4. Aktywacja dodatkowych wektorów w układzie $\alpha^{(2)}$ - $\beta^{(2)}$ podczas aktywacji wektora wirtualnego w układzie $\alpha^{(1)}$ - $\beta^{(1)}$

Czasy wektorów wirtualnych można obliczyć następująco:

$$t_{W1}^{(1)} = \frac{i_{o\alpha}^{(1)} \cdot i_{fW2\beta}^{(1)} - i_{o\beta}^{(1)} \cdot i_{fW2\alpha}^{(1)}}{i_{fW1\alpha}^{(1)} \cdot i_{fW2\beta}^{(1)} - i_{fW2\alpha}^{(1)} \cdot i_{fW1\beta}^{(1)}} \cdot T_{imp}, \quad (8.8)$$

$$t_{W2}^{(1)} = \frac{-i_{o\alpha}^{(1)} \cdot i_{fW1\beta}^{(1)} + i_{o\beta}^{(1)} \cdot i_{fW1\alpha}^{(1)}}{i_{fW1\alpha}^{(1)} \cdot i_{fW2\beta}^{(1)} - i_{fW2\alpha}^{(1)} \cdot i_{fW1\beta}^{(1)}} \cdot T_{imp}, \quad (8.9)$$

gdzie $i_{o\alpha}^{(1)}, i_{o\beta}^{(1)}$ to składowe danego wektora prądu wyjściowego w pierwszym układzie współrzędnych, a $i_{fW1\alpha}^{(1)}, i_{fW1\beta}^{(1)}, i_{fW2\alpha}^{(1)}, i_{fW2\beta}^{(1)}$ – to składowe dwóch wektorów wirtualnych tworzących wektor prądu wyjściowego falownika w pierwszym układzie.

Czasy aktywacji wektorów długich i krótkich można wyznaczyć z (8.5) oraz z zależności:

$$\begin{cases} t_{W1}^{(1)} = t_{K1}^{(1)} + t_{D1}^{(1)} \\ t_{W1}^{(2)} = t_{K2}^{(2)} + t_{D2}^{(2)} \end{cases}, \quad (8.10)$$

natomiast czas załączenia wektorów zerowych wyznacza się następująco:

$$t_0 = T_{imp} - (t_{K1}^{(1)} + t_{D1}^{(1)} + t_{K2}^{(2)} + t_{D2}^{(2)}). \quad (8.11)$$

W przypadku niezerowej wartości danego wektora prądu wyjściowego w drugim układzie współrzędnych, możliwe jest jego kształtowanie poprzez użycie wektorów wirtualnych z drugiego układu współrzędnych, przy zachowaniu stosunku

czasów załączenia wektorów długiego i krótkiego analogicznie jak w (8.5), uzyskując zerową długość wektora dodatkowo powstałego w pierwszym układzie. Czas aktywacji wektorów wirtualnych w układzie $\alpha^{(2)}\text{-}\beta^{(2)}$ nie może przekroczyć czasu pozostałego po aktywacji wektorów tworzących przebieg podstawowej harmonicznej:

$$t_{W1}^{(2)} + t_{W2}^{(2)} \leq t_0. \quad (8.12)$$

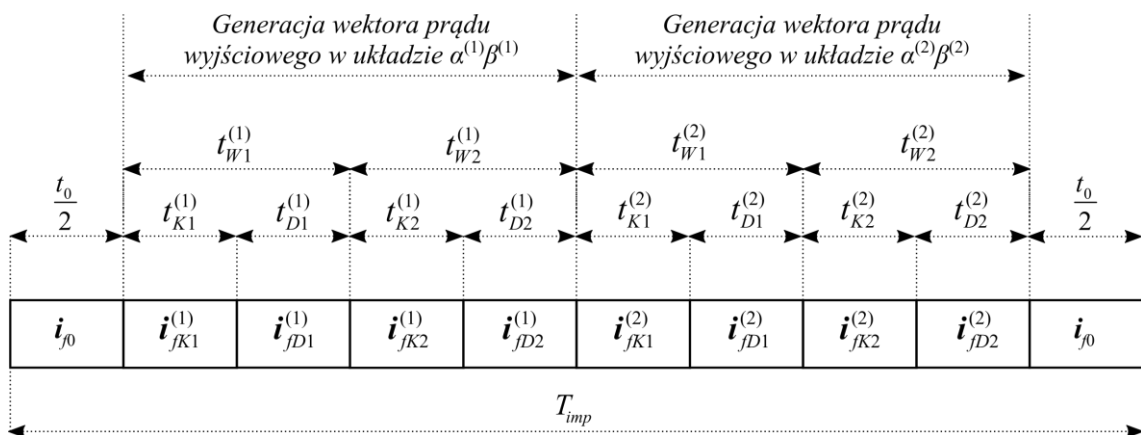
Dla niespełnionego warunku (8.12) należy odpowiednio ograniczyć długość wektora prądu w drugim układzie współrzędnych poprzez zmniejszenie czasów aktywacji wektorów wirtualnych:

$$t_{W1}^{(2)} + t_{W2}^{(2)} > t_0 \Rightarrow \begin{cases} t_{W1}^{(2)'} = \frac{t_{W1}^{(2)} \cdot t_0}{t_{W1}^{(2)} + t_{W2}^{(2)}} \\ t_{W2}^{(2)'} = \frac{t_{W2}^{(2)} \cdot t_0}{t_{W1}^{(2)} + t_{W2}^{(2)}} \end{cases} \quad (8.13)$$

Ograniczenie czasów aktywacji wektorów wirtualnych w drugim układzie współrzędnych wpłynie na zmniejszenie amplitudy przebiegu trzeciej harmonicznej, jednocześnie nie ingerując w kształtowanie wektora prądu w pierwszym układzie. Wartość czasu załączenia wektorów zerowych przy dodatkowym kształtowaniu przebiegu trzeciej harmonicznej przedstawia zależność:

$$t_0' = T_{imp} - (t_{W1}^{(1)} + t_{W2}^{(1)} + t_{W1}^{(2)} + t_{W2}^{(2)}). \quad (8.14)$$

Na rysunku 8.5. przedstawiono przykładową sekwencję aktywacji wektorów przy metodzie wykorzystującej osiem wektorów aktywnych.



Rys. 8.5. Przykładowa sekwencja aktywacji wektorów przy metodzie wykorzystującej osiem wektorów aktywnych

8.3. Metoda modulacji szerokości impulsów dla pięciofazowego falownika prądu z wykorzystaniem sześciu wektorów aktywnych

Zmniejszenie liczby wykorzystanych wektorów aktywnych do niezależnego kształtowania wektorów prądu wyjściowego w dwóch układach współrzędnych, pozwala na osiągnięcie większych amplitud przebiegów pierwszej i trzeciej harmonicznej prądu, przy zachowaniu tej samej wartości prądu dławika i_d . Największą długość wektora prądu wyjściowego w pierwszym układzie uzyska się poprzez kształtowanie tego wektora za pomocą dwóch sąsiadujących ze sobą długich wektorów. Czasy załączenia tych wektorów można obliczyć na podstawie zadanych składowych wektora prądu wyjściowego:

$$t_{D1}^{(1)} = \frac{i_{o\alpha}^{(1)} \cdot i_{fD2\beta}^{(1)} - i_{o\beta}^{(1)} \cdot i_{fD2\alpha}^{(1)}}{i_{fD1\alpha}^{(1)} \cdot i_{fD2\beta}^{(1)} - i_{fD2\alpha}^{(1)} \cdot i_{fD1\beta}^{(1)}} \cdot T_{imp}, \quad (8.15)$$

$$t_{D2}^{(1)} = \frac{-i_{o\alpha}^{(1)} \cdot i_{fD1\beta}^{(1)} + i_{o\beta}^{(1)} \cdot i_{fD1\alpha}^{(1)}}{i_{fD1\alpha}^{(1)} \cdot i_{fD2\beta}^{(1)} - i_{fD2\alpha}^{(1)} \cdot i_{fD1\beta}^{(1)}} \cdot T_{imp}, \quad (8.16)$$

gdzie:

$i_{fD1\alpha}^{(1)}, i_{fD1\beta}^{(1)}, i_{fD2\alpha}^{(1)}, i_{fD2\beta}^{(1)}$ – składowe dwóch długich wektorów aktywnych w pierwszym układzie współrzędnych.

Podczas kształtowania wektora prądu w układzie $\alpha^{(1)}-\beta^{(1)}$, jednocześnie w układzie $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$ pojawia się wektor prądu (rys. 8.6), którego składowe można wyznaczyć z zależności:

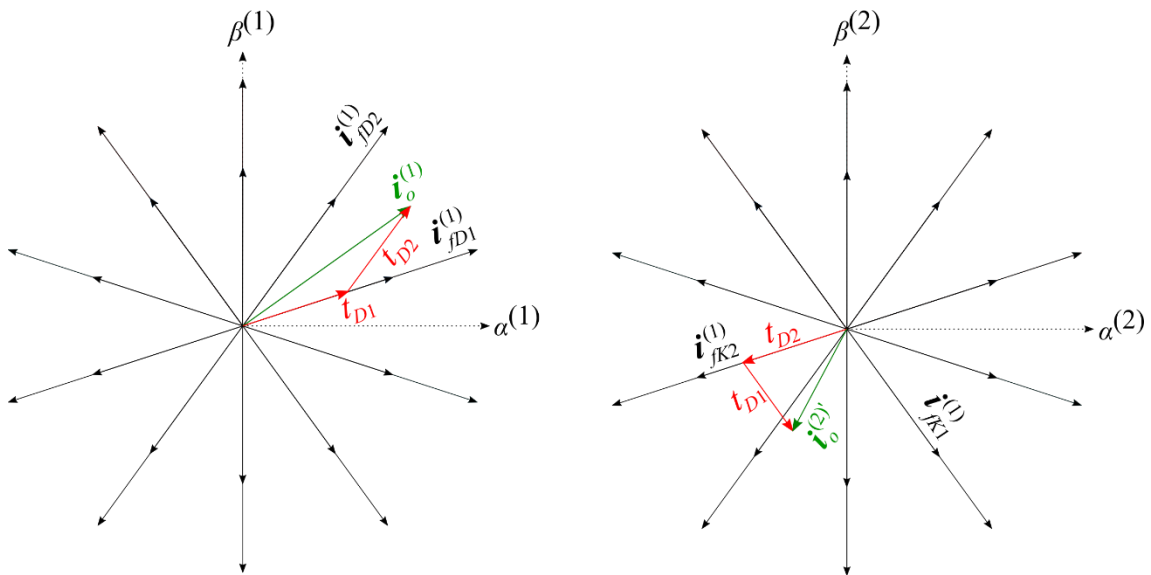
$$i_{o\alpha}^{(2)'} = \frac{t_{D1}^{(1)} \cdot i_{fK1\alpha}^{(2)} + t_{D2}^{(1)} \cdot i_{fK1\alpha}^{(2)}}{T_{imp}}, \quad (8.17)$$

$$i_{o\beta}^{(2)'} = \frac{t_{D1}^{(1)} \cdot i_{fK1\beta}^{(2)} + t_{D2}^{(1)} \cdot i_{fK2\beta}^{(2)}}{T_{imp}}, \quad (8.18)$$

gdzie:

$i_{fK1\alpha}^{(2)}, i_{fK1\beta}^{(2)}$ – składowe dwóch krótkich wektorów aktywnych w drugim układzie współrzędnych, które odpowiadają wektorom długim użytym do kształtowania wektora prądu w pierwszym układzie,

$i_{o\alpha}^{(2)'}, i_{o\beta}^{(2)'}$ – składowe wektora prądu wyjściowego uzyskanego w układzie $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$.



Rys. 8.6. Wektor prądu w układzie $\alpha^{(1)}-\beta^{(1)}$ formowany z wykorzystaniem dwóch wektorów długich oraz odpowiadający mu wektor prądu w układzie $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$

Wartości składowych prądu wyjściowego uzyskanego w układzie $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$ mogą różnić się od zadanych składowych wektora w tym układzie współrzędnych. Niezbędne jest formowanie dodatkowego wektora, który umożliwi kształtowanie przebiegu trzeciej harmonicznej prądu wyjściowego lub pozwoli na eliminację wektora powstałego w drugim układzie współrzędnych (brak iniekcji trzeciej harmonicznej prądu). Wartości składowych dodatkowego wektora w układzie $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$ przedstawia zależność:

$$i_{o\alpha}^{(2)''} = i_{o\alpha}^{(2)} - i_{o\alpha}^{(2)'}, \quad (8.19)$$

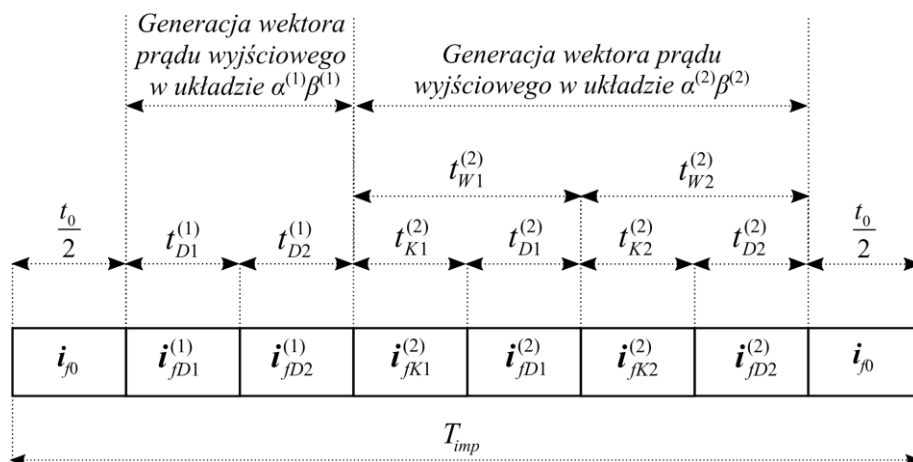
$$i_{o\beta}^{(2)''} = i_{o\beta}^{(2)} - i_{o\beta}^{(2)'}, \quad (8.20)$$

gdzie:

$i_{o\alpha}^{(2)}, i_{o\beta}^{(2)}$ – składowe wektora prądu wyjściowego kształtowanego w układzie $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$,

$i_{o\alpha}^{(2)}, i_{o\beta}^{(2)}$ – zadane składowe wektora prądu wyjściowego w układzie $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$ wyznaczone w układzie sterowania maszyną indukcyjną.

Kształtowanie dodatkowego wektora w drugim układzie współrzędnych nie powinno wpływać na wektor powstały wcześniej w pierwszym układzie. W tym celu można wykorzystać wektory wirtualne złożone z krótkich i długich wektorów w układzie $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$. Stosunek czasów aktywacji wektorów długich i krótkich powinien być tak dobrany, aby uzyskać zerową długość wektora w pierwszym układzie (podrozdział 8.2). Na rysunku 8.7 przedstawiono przykładową sekwencję aktywacji wektorów przy metodzie wykorzystującej sześć wektorów aktywnych.



Rys. 8.7. Przykładowa sekwencja aktywacji wektorów przy metodzie wykorzystującej sześć wektorów

8.4. Metoda modulacji szerokości impulsów dla pięciofazowego falownika prądu z wykorzystaniem czterech wektorów aktywnych

Modulację szerokości impulsów dla pięciofazowych falowników prądu opracowano na podstawie pracy [144], w której przedstawiono algorytm czterowektorowy dla pięciofazowych falowników napięcia.

W pięciofazowym falowniku prądu możliwe jest niezależne formowanie dwóch wektorów prądu wyjściowego wykorzystując cztery wektory aktywne, których czasy załączeń można wyznaczyć przekształcając równanie:

$$\mathbf{I}^* = \frac{i_d}{T_{imp}} (\mathbf{I} \cdot \mathbf{T}), \quad (8.21)$$

gdzie:

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} t_{a(1)} \\ t_{a(2)} \\ t_{a(3)} \\ t_{a(4)} \end{bmatrix}, \mathbf{I}^* = \begin{bmatrix} i_{o\alpha}^{(1)} \\ i_{o\beta}^{(1)} \\ i_{o\alpha}^{(2)} \\ i_{o\beta}^{(2)} \end{bmatrix}, \mathbf{I} = \begin{bmatrix} i_{\alpha(1)}^{(1)} & i_{\alpha(2)}^{(1)} & i_{\alpha(3)}^{(1)} & i_{\alpha(4)}^{(1)} \\ i_{\beta(1)}^{(1)} & i_{\beta(2)}^{(1)} & i_{\beta(3)}^{(1)} & i_{\beta(4)}^{(1)} \\ i_{\alpha(1)}^{(2)} & i_{\alpha(2)}^{(2)} & i_{\alpha(3)}^{(2)} & i_{\alpha(4)}^{(2)} \\ i_{\beta(1)}^{(2)} & i_{\beta(2)}^{(2)} & i_{\beta(3)}^{(2)} & i_{\beta(4)}^{(2)} \end{bmatrix}, \quad (8.22)$$

$t_{a(n)}$ – czasy załączeń czterech wektorów aktywnych,

$i_{\alpha(n)}^{(1)}, i_{\beta(n)}^{(1)}$ – wartości składowych czterech wybranych wektorów aktywnych w dwóch układach współrzędnych.

Obliczenie czasów załączeń wektorów aktywnych z (8.21) wymaga wyznaczenia macierzy odwrotnej do \mathbf{I} , czego realizacja, przy każdej zmianie sektora i wyborze nowych czterech wektorów aktywnych, może znacznie wydłużyć czas obliczeń procesora sterownika. W zaproponowanej metodzie MSI, odwrócenie macierzy \mathbf{I} wykonuje się jednokrotnie, przy przyjęciu czterech dowolnie wybranych wektorów aktywnych tworzących niezerową wartość wyznacznika macierzy \mathbf{I} . W przypadku uzyskania ujemnych czasów załączeń wektorów, zastępowane są one wektorami aktywnymi o tym samym kierunku, lecz przeciwnym zwrocie i dodatnim czasie trwania równym co do wartości bezwzględnej uzyskanego ujemnego czasu trwania:

$$\text{jeżeli } (t_{a(n)} < 0) \Rightarrow \begin{cases} t_{a(n)} = |t_{a(n)}|, \\ v = 25 - v \end{cases}, \quad (8.23)$$

gdzie: $n = 1 \dots 4$ – numer wektora, v – wektor aktywny o ujemnym czasie załączenia, $(25-v)$ jest wektorem aktywnym o tej samej długości i tym samym kierunku co wektor v , ale o przeciwnym zwrocie. Następnie, na podstawie dodatnich czasów trwania czterech wektorów aktywnych, ustala się całkowite czasy załączenia dla wszystkich tranzystorów

(górnym i dolnym) w poszczególnych gałęziach falownika w danym okresie impulsowania:

$$t_{G(k)} = \sum_{n=1}^4 S_{G(k)(n)} \cdot t_{a(n)}, \quad (8.24)$$

$$t_{D(k)} = \sum_{n=1}^4 S_{D(k)(n)} \cdot t_{a(n)}, \quad (8.25)$$

gdzie: $S_{G(k)(n)}$, $S_{D(k)(n)}$ przyjmują wartości 1 lub 0 w zależności od tego, czy do utworzenia danego wektora aktywnego n wykorzystuje się tranzystor górny G czy dolny D w fazie k . Obliczone w ten sposób czasy załączeń wszystkich tranzystorów $t_{G(k)}$, $t_{D(k)}$ modyfikowane są w celu eliminacji wektorów zerowych, poprzez odjęcie czasu wspólnego dla górnego i dolnego tranzystora w gałęzi k :

$$\text{jeżeli } (t_{G(k)} < t_{D(k)}) \Rightarrow \begin{cases} t_{D(k)} = t_{D(k)} - t_{G(k)} \\ t_{G(k)} = 0 \\ t_{(k)} = t_{D(k)} \end{cases}, \quad (8.26)$$

$$\text{jeżeli } (t_{D(k)} < t_{G(k)}) \Rightarrow \begin{cases} t_{G(k)} = t_{G(k)} - t_{D(k)} \\ t_{D(k)} = 0 \\ t_{(k)} = t_{G(k)} \end{cases}, \quad (8.27)$$

gdzie: $t_{(k)}$ – czasy załączeń dla poszczególnych gałęzi. Na podstawie uzyskanych czasów załączeń tranzystorów w poszczególnych fazach oraz informacji o tym, który tranzystor w gałęzi będzie wykorzystany do utworzenia wektora aktywnego w danym okresie impulsowania, można utworzyć sekwencję sygnałów bramkowych tranzystorów. Sekwencję załączeń tranzystorów należy uzupełnić o wektory pasywne, co jest niezbędne do zachowania równości okresu impulsowania i sumy czasów załączeń górnych (lub dolnych) tranzystorów we wszystkich gałęziach (zachowanie ciągłości prądu dławika). Do utworzenia dwóch wektorów pasywnych (początkowy i końcowy w okresie impulsowania), wybierane są dwie gałęzie z najkrótszymi czasami załączenia ($t_{min(1)}$, $t_{min(2)}$). Uzyskanie wektorów zerowych polega na wydłużeniu o $\frac{t_o}{2}$ niezerowego czasu

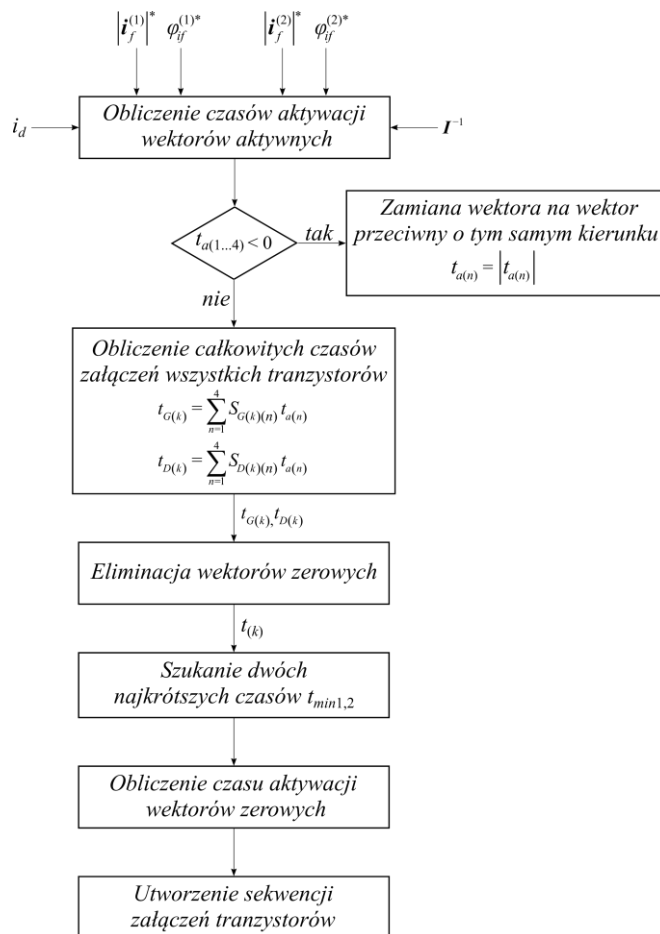
załączenia tranzystora w gałęzi oraz załączeniu drugiego tranzystora w tej samej gałęzi na czas $\frac{t_0}{2}$:

$$\text{jeżeli} \begin{pmatrix} t_{(k)} = t_{\min(1)} \\ \vee \\ t_{(k)} = t_{\min(2)} \end{pmatrix} \Rightarrow \begin{cases} t_{(k)} = t_{(k)} + \frac{t_0}{2} \\ \text{jeżeli} (t_{D(k)} = 0) \Rightarrow t_{D(k)} = 0 + \frac{t_0}{2}, \\ \text{jeżeli} (t_{G(k)} = 0) \Rightarrow t_{G(k)} = 0 + \frac{t_0}{2} \end{cases} \quad (8.28)$$

gdzie:

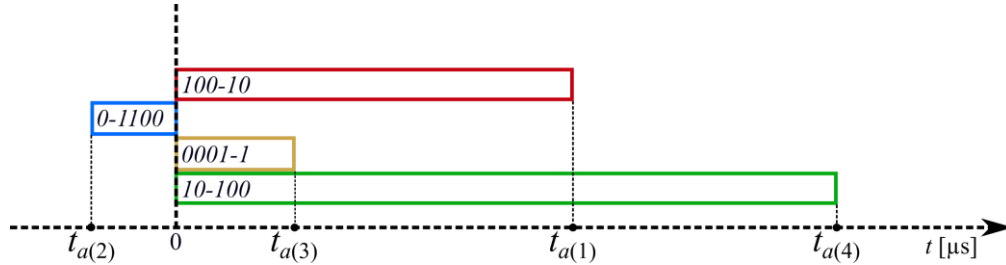
$$\frac{t_0}{2} = \frac{T_{imp} - \sum_{k=1}^5 t_{G(k)}}{2} = \frac{T_{imp} - \sum_{k=1}^5 t_{D(k)}}{2}. \quad (8.29)$$

Dla jasnego przedstawienia metody wykorzystującej cztery wektory aktywne, na rys. 8.8. pokazano jej algorytm, a na rys. 8.9 – 8.15 obrazową reprezentację głównych kroków.



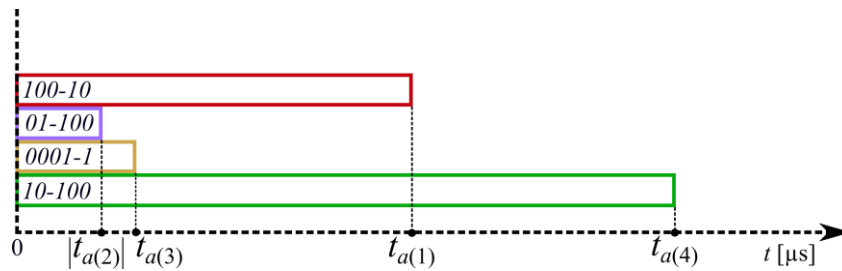
Rys. 8.8. Algorytm wektorowej modulacji szerokości impulsów z wykorzystaniem czterech wektorów aktywnych

Na rys. 8.9 przedstawiono przykładowe wyznaczenie czasów aktywacji czterech wektorów według zależności (8.21). Wektor aktywny „0-1100”, dla którego wyznaczono ujemny czas aktywacji $t_{a(2)}$, zostaje zamieniony na wektor aktywny o tym samym kierunku, lecz przeciwnym zwrocie, co pokazano na rys. 8.10.

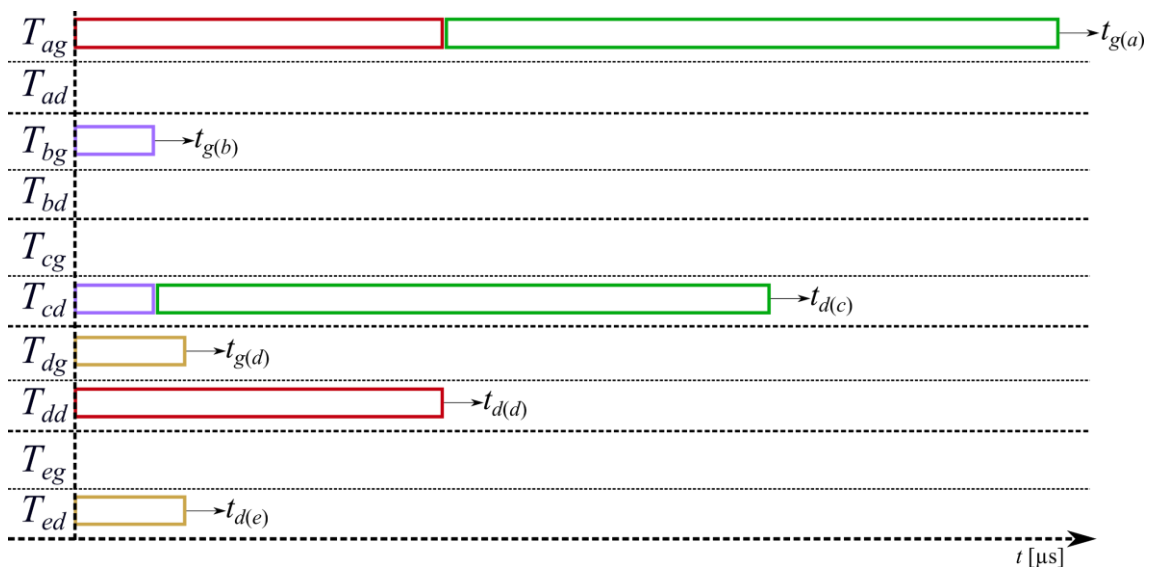


Rys. 8.9. Wyznaczenie czasów aktywacji czterech wektorów aktywnych

Czas aktywacji tego wektora jest równy modułowi $t_{a(2)}$. Na rys. 8.11 przedstawiono sumowanie całkowitych czasów załączeń dla poszczególnych tranzystorów na podstawie wcześniej wyznaczonych czasów aktywacji czterech wektorów aktywnych (8.24) –(8.25).

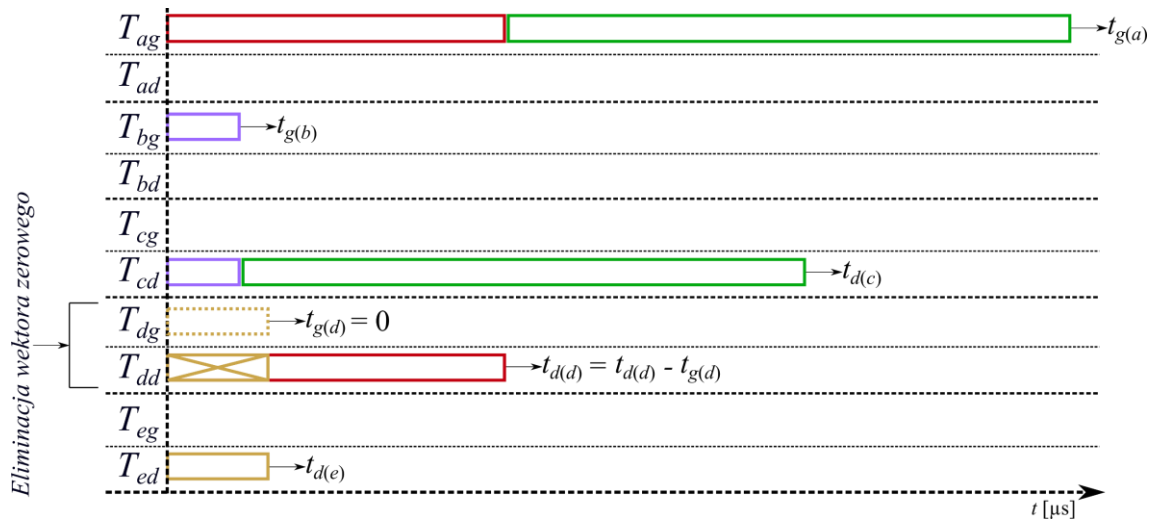


Rys. 8.10. Zamiana wektora aktywnego, z ujemnym czasem aktywacji, na przeciwny

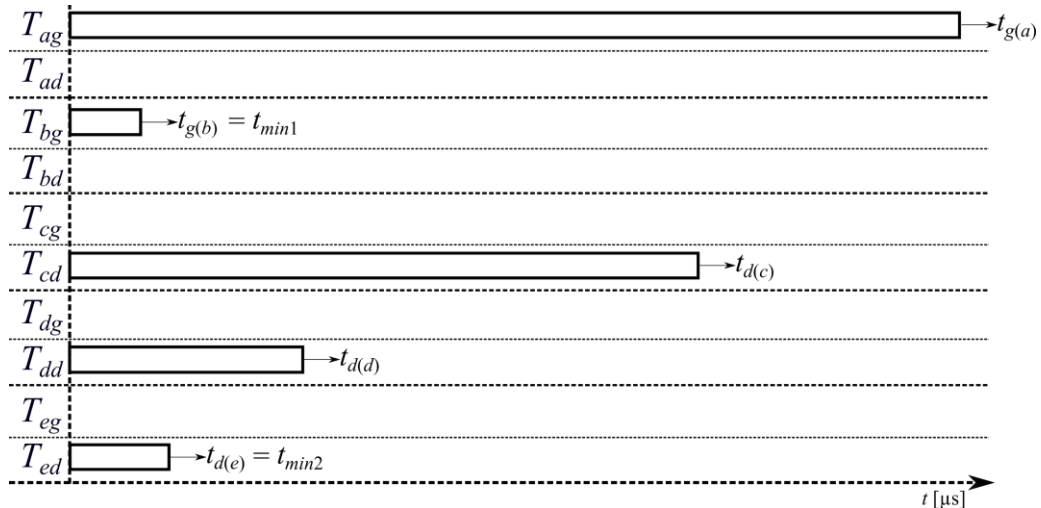


Rys. 8.11. Obliczenie całkowitych czasów załączeń dla wszystkich tranzystorów, na podstawie wcześniej wyznaczonych czasów aktywacji czterech wektorów aktywnych

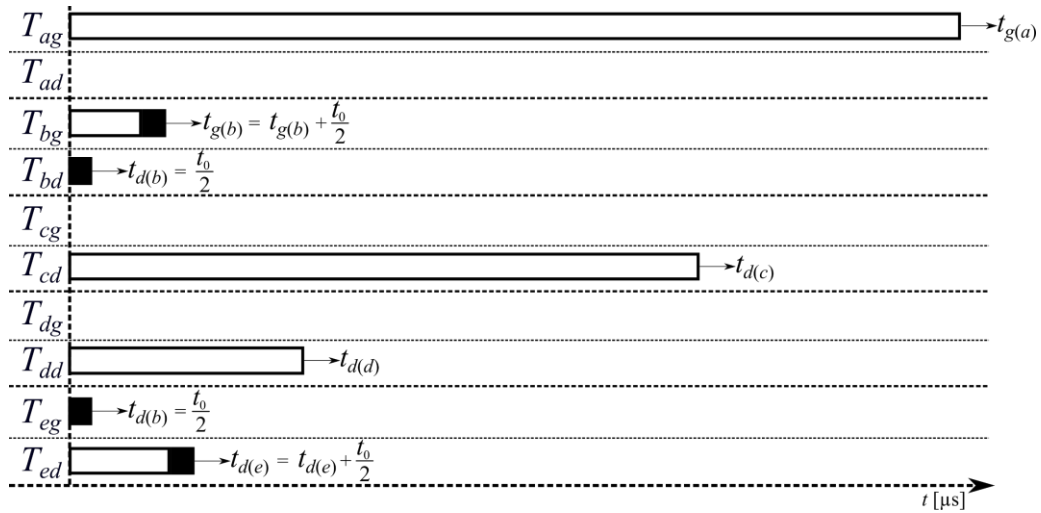
Na rys. 8.12 pokazano krok obejmujący eliminację wektorów zerowych, który dotyczy gałęzi falownika, w których uzyskano niezerowe wartości załączeń tranzystorów górnych i dolnych (faza d). Wyznaczenie dwóch najkrótszych czasów załączeń $t_{min(1)}$, $t_{min(2)}$ przedstawiono na rys. 8.13. Dodanie czasów aktywacji wektorów zerowych $\frac{t_o}{2}$ w gałęziach z najkrótszymi czasami $t_{min(1)}$, $t_{min(2)}$ przedstawiono na rys. 8.14. Ostatni etap w algorytmie MSI, dotyczący utworzenia sekwencji sygnałów bramkowych tranzystorów, pokazano na rys. 8.15.



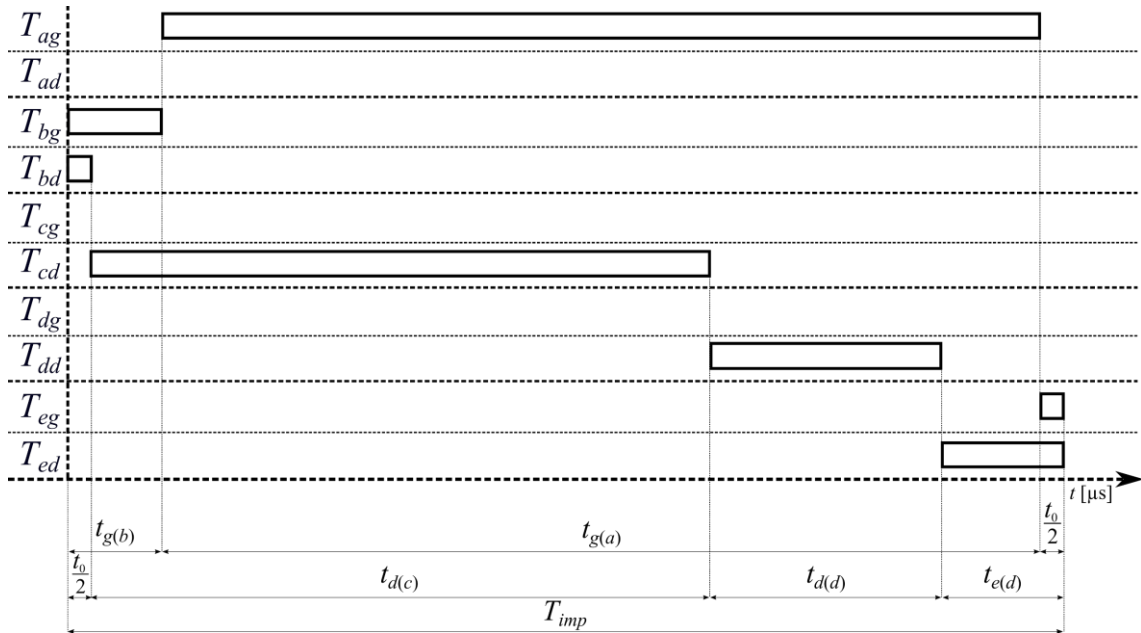
Rys. 8.12. Eliminacja wektorów zerowych



Rys. 8.13. Wyznaczenie dwóch najkrótszych czasów



Rys. 8.14. Dodanie czasu aktywacji wektorów zerowych w dwóch fazach z najkrótszymi czasami załączenia



Rys. 8.15. Utworzenie sekwencji sygnałów bramkowych tranzystorów

8.5. Wektorowa modulacja szerokości impulsów dla przekształtnika sieciowego

Układ przekształtnika prądu, w którym falownik sieciowy pełni funkcję regulowanego źródła napięcia, traktowany jest jako falownik dwukierunkowy. Zastosowanie takiego układu pozwala na przekaz energii z sieci zasilającej do maszyny oraz z maszyny do sieci. Modulacja szerokości impulsów dla przekształtnika sieciowego jest dobrze znana i przedstawiono ją m.in. w [1, 145]. W rozprawie krótko opisano

wektorową modulację szerokości impulsów dla przekształtnika sieciowego, w której zadaną zmienną jest napięcie dla obwodu pośredniczącego DC- e_d . W przypadku trójfazowej topologii przekształtnika sieciowego, wykorzystywane są dwa sąsiednie wektory aktywne, należące do tego samego sektora [81, 145]. Zależności dla czasów aktywacji tych wektorów przedstawiono poniżej:

$$t_{s1} = \frac{e_{d\alpha} \cdot i_{n\beta(i+1)} - e_{d\beta} \cdot i_{n\alpha(i+1)}}{i_{n\alpha(i)} \cdot i_{n\beta(i+1)} - i_{n\beta(i)} \cdot i_{n\alpha(i+1)}} \cdot |u_{siec}| \cdot T_{imp}, \quad (8.30)$$

$$t_{s2} = \frac{-e_{d\alpha} \cdot i_{n\beta(i)} + e_{d\beta} \cdot i_{n\alpha(i)}}{i_{n\alpha(i)} \cdot i_{n\beta(i+1)} - i_{n\beta(i)} \cdot i_{n\alpha(i+1)}} \cdot |u_{siec}| \cdot T_{imp}, \quad (8.31)$$

gdzie:

t_{s1} – czas aktywacji pierwszego wektora aktywnego,

t_{s2} – czas aktywacji drugiego wektora aktywnego,

$|u_{siec}|$ - moduł napięcia sieci zasilającej,

$I_{n\alpha,\beta}$ – składowe wektora aktywnego w układzie stacjonarnym α - β dla sektora n ,

i – numer wektora aktywnego,

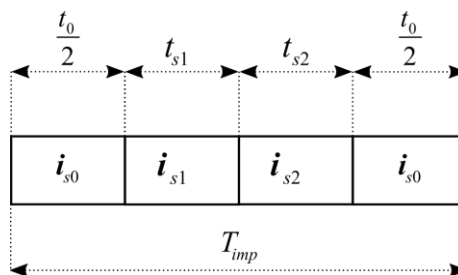
a zadane składowe napięcia e_d w układzie α - β można wyznaczyć następująco:

$$\begin{aligned} e_{d\alpha} &= e_d \cos(\varphi_u), \\ e_{d\beta} &= e_d \sin(\varphi_u), \end{aligned} \quad (8.32)$$

gdzie φ_u to kąt pomiędzy składowymi wektora napięcia trójfazowej sieci zasilającej. W celu zachowania ciągłości prądu w przekształtniku sieciowym należy wyznaczyć czasy aktywacji wektorów zerowych:

$$t_0 = T_{imp} - (t_{s1} + t_{s2}). \quad (8.33)$$

Rysunek 8.16 przedstawia sekwencję załączeń wektorów dla przekształtnika sieciowego.



Rys. 8.16. Sekwencja załączeń wektorów dla przekształtnika sieciowego

9. Wyniki symulacyjne wektorowych metod MSI dla pięciofazowego falownika prądu

Badania symulacyjne poszczególnych metod modulacji szerokości impulsów dla pięciofazowego falownika prądu wykonano w środowisku *Microsoft Visual Studio 2013*, w programie napisanym w języku C++. Przygotowanie opracowanych algorytmów w języku C++ pozwoliło na ich szybką implementację w procesorze sygnałowym falownika, będącego częścią stanowiska laboratoryjnego. Parametrami wejściowymi dla funkcji realizującej algorytm modulacji szerokości impulsów są:

- T_{imp} – okres impulsowania [μ s] (wartość przyjęta w funkcji inicjującej: 100),
- h – krok całkowania [μ s] (wartość przyjęta w funkcji inicjującej: 0,1),
- i_d – wartość prądu dławika w obwodzie pośredniczącym [p.u.] (wartość zmieniana w zależności od wybranej metody MSI),
- $\varphi_{if}^{(1)*}$ – zadany kąt położenia wektora prądu wyjściowego w pierwszym układzie współrzędnych $\alpha^{(1)}-\beta^{(1)}$ [rad],
- $\varphi_{if}^{(2)*}$ – zadany kąt położenia wektora prądu wyjściowego w drugim układzie współrzędnych $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$ [rad],
- $|\dot{i}_f^{(1)*}|$ – zadany moduł wektora prądu wyjściowego w pierwszym układzie współrzędnych $\alpha^{(1)}-\beta^{(1)}$ [j.w.] (przyjęto stałą zadaną wartość równą 1,0),
- $|\dot{i}_f^{(2)*}|$ – zadany moduł wektora prądu wyjściowego w drugim układzie współrzędnych $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$ [j.w.] (przyjęto stałą zadaną wartość równą 0,33).

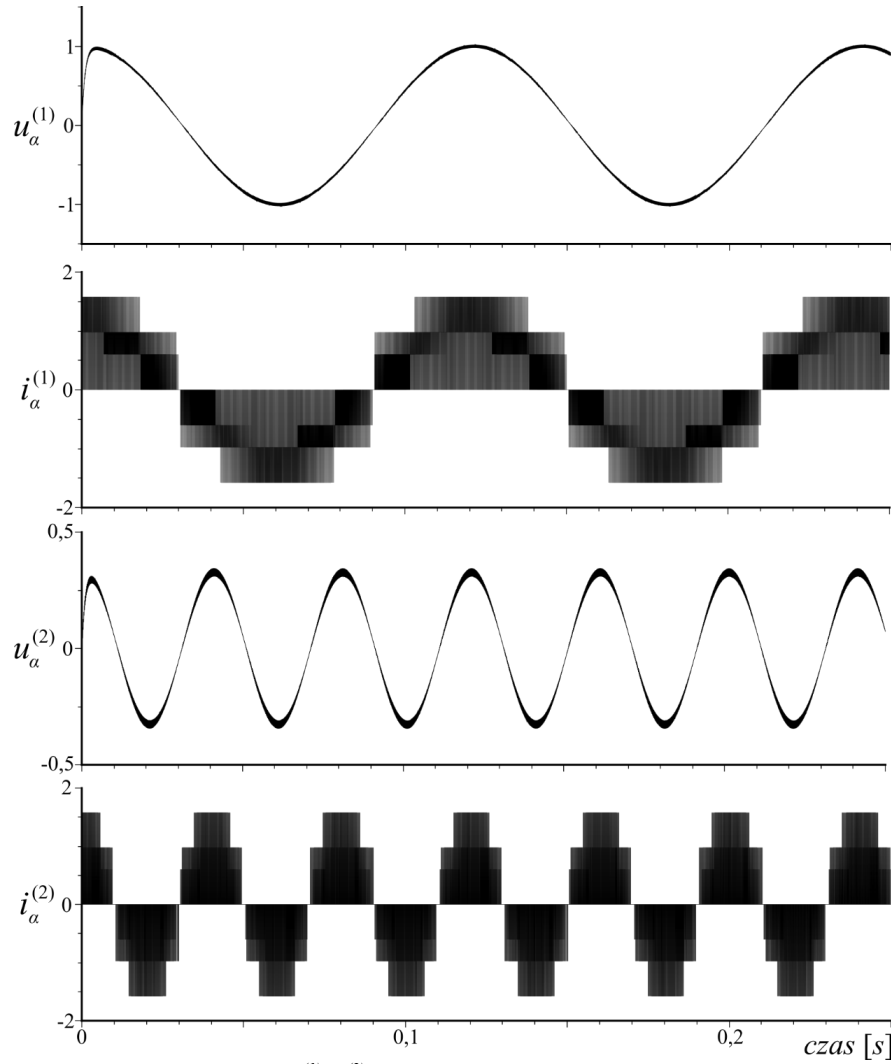
Funkcja realizująca MSI zwraca wartości wygenerowanych składowych wektorów prądu wyjściowego w dwóch układach współrzędnych: $\dot{i}_{fa,\beta}^{(1)}$, $\dot{i}_{fa,\beta}^{(2)}$, które przekazywane są do funkcji modelującej obciążenie. W celu weryfikacji opracowanych algorytmów MSI zastosowano jednostkowy model obciążenia typu RC (rezystancyjno-pojemnościowy). Funkcja modelująca obciążenie zwraca składowe wektorów napięcia obciążenia: $u_{a,\beta}^{(1)}$, $u_{a,\beta}^{(2)}$.

W trakcie badań symulacyjnych, wartość prądu i_d w obwodzie pośredniczącym dobierano w taki sposób, aby umożliwić prawidłowe kształtowanie przebiegów w obydwóch układach współrzędnych, przy równoczesnym zachowaniu minimalnej wartości czasu załączenia wektorów zerowych ($t_0 \geq 0$). Pozwoliło to na porównanie opracowanych metod MSI pod względem wykorzystania prądu w obwodzie DC do kształtowania zadanych amplitud przebiegów prądu wyjściowego falownika w obydwóch układach współrzędnych $\alpha^{(1)}-\beta^{(1)}$, $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$. Jako znamionową wartość prądu dławika przyjęto: $i_{dN}=1,0$ [j.w].

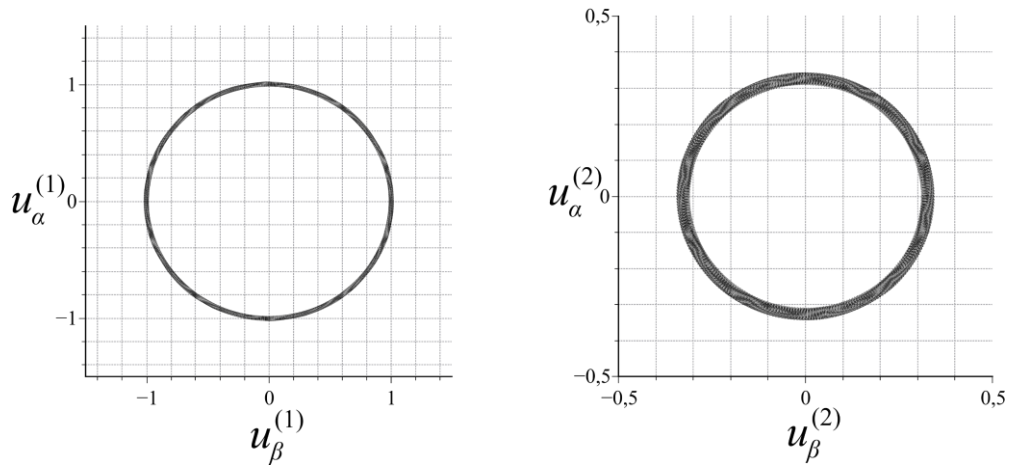
Na podstawie uzyskanych wyników, dla każdej z analizowanych metod wektorowej MSI, obliczono współczynnik zawartości harmonicznych THD (ang. *Total Harmonic Distortion*) według zależności (9.1). Należy zwrócić uwagę na modyfikację w powszechnie znanej zależności dotyczącej obliczania współczynnika THD. W przypadku układu pięciofazowego, w którym dodatkowo kształtowany jest zadany wektor prądu w drugim układzie współrzędnych, zawartość trzeciej harmonicznej nie powinna być traktowana jako zniekształcenie.

$$THD [\%] = \frac{\sqrt{\sum_{n=2,4,5,6,\dots}^{40} U_n^2}}{\sqrt{U_1^2 + U_3^2}} \cdot 100. \quad (9.1)$$

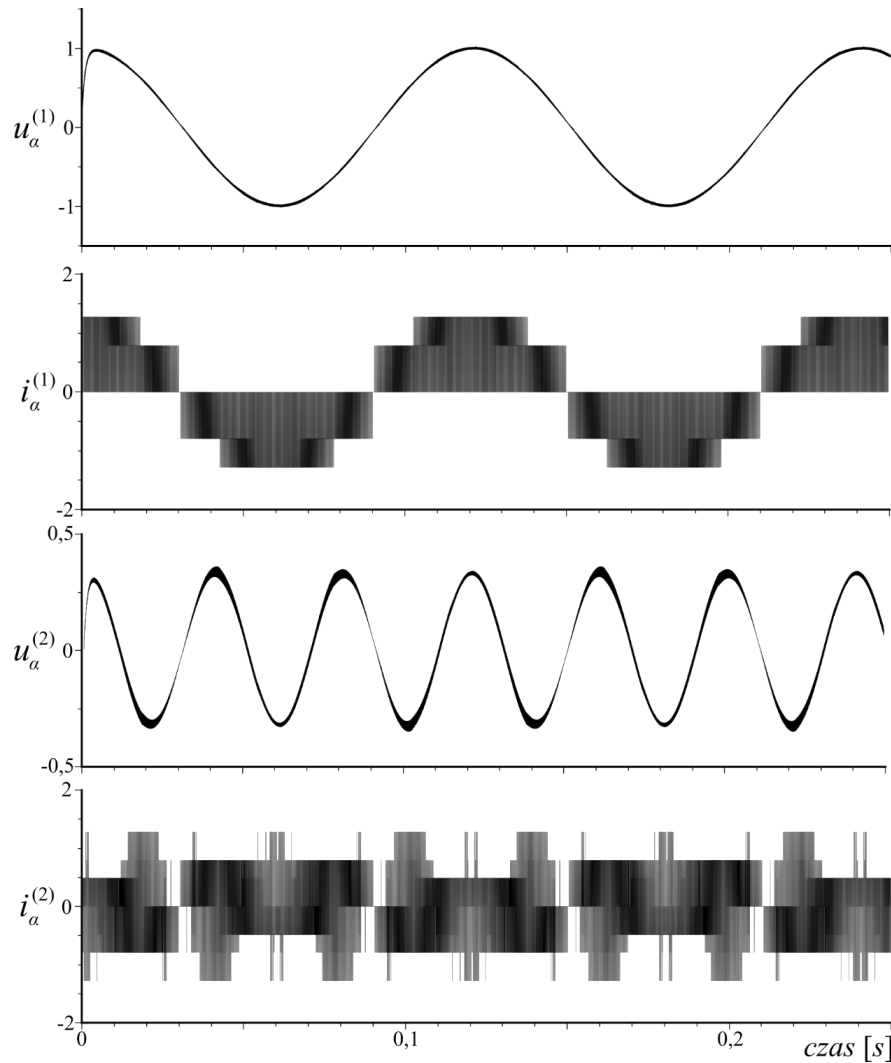
Na rysunkach 6.1, 6.3, 6,5 przedstawiono składowe w osi α przebiegów napięć na obciążeniu oraz prądów wyjściowych w obydwóch układach współrzędnych dla poszczególnych metod. Zmniejszanie ilości wykorzystywanych wektorów aktywnych do kształtowania przebiegów w obydwóch układach współrzędnych, pozwoliło na redukcję wartości prądu dławika i_d , co jest widoczne w zmianach wartości prądów wyjściowych $i_{f\alpha}^{(i)}$ dla poszczególnych metod. Rysunki 9.2, 9.4, 9.6 przedstawiają hodograpy wektorów przestrzennych napięcia obciążenia w układach współrzędnych $\alpha^{(1)}-\beta^{(1)}$ i $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$ dla trzech opracowanych metod. Na rys. 9.7 – 9.9 pokazano rozkład harmonicznych dla napięcia obciążenia przy wykorzystaniu poszczególnych metod. Uzyskane wartości współczynnika THD dla poszczególnych metod są do siebie zbliżone. Współczynnik THD nieznacznie się zwiększa dla metod bazujących na sześciu i czterech wektorach aktywnych, ze względu na kształtowanie wektora prądu wyjściowego przy pomocy mniejszej liczby wektorów aktywnych.



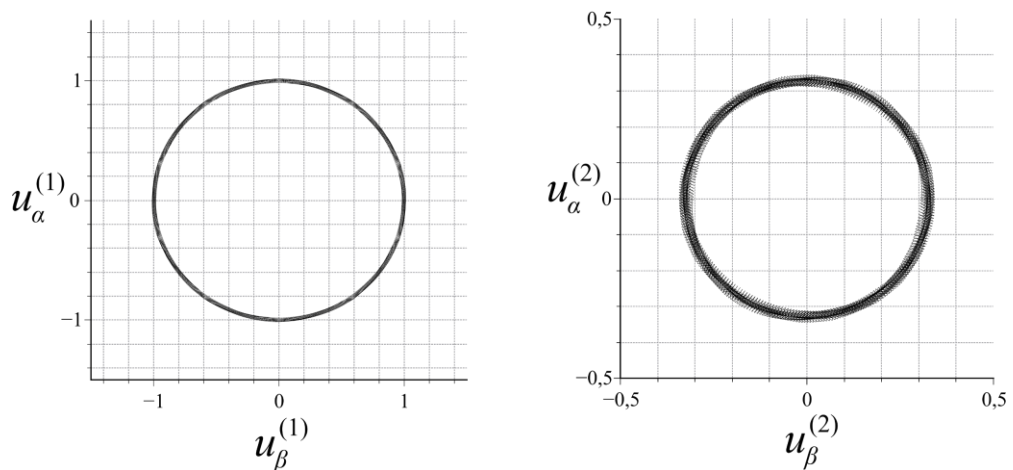
Rys. 9.1. Przebiegi składowych w osiach $\alpha^{(1)}$ i $\alpha^{(2)}$ napięć obciążenia oraz prądów wyjściowych falownika dla metody wykorzystującej osiem wektorów aktywnych ($i_a=1,38 i_{aN}$)



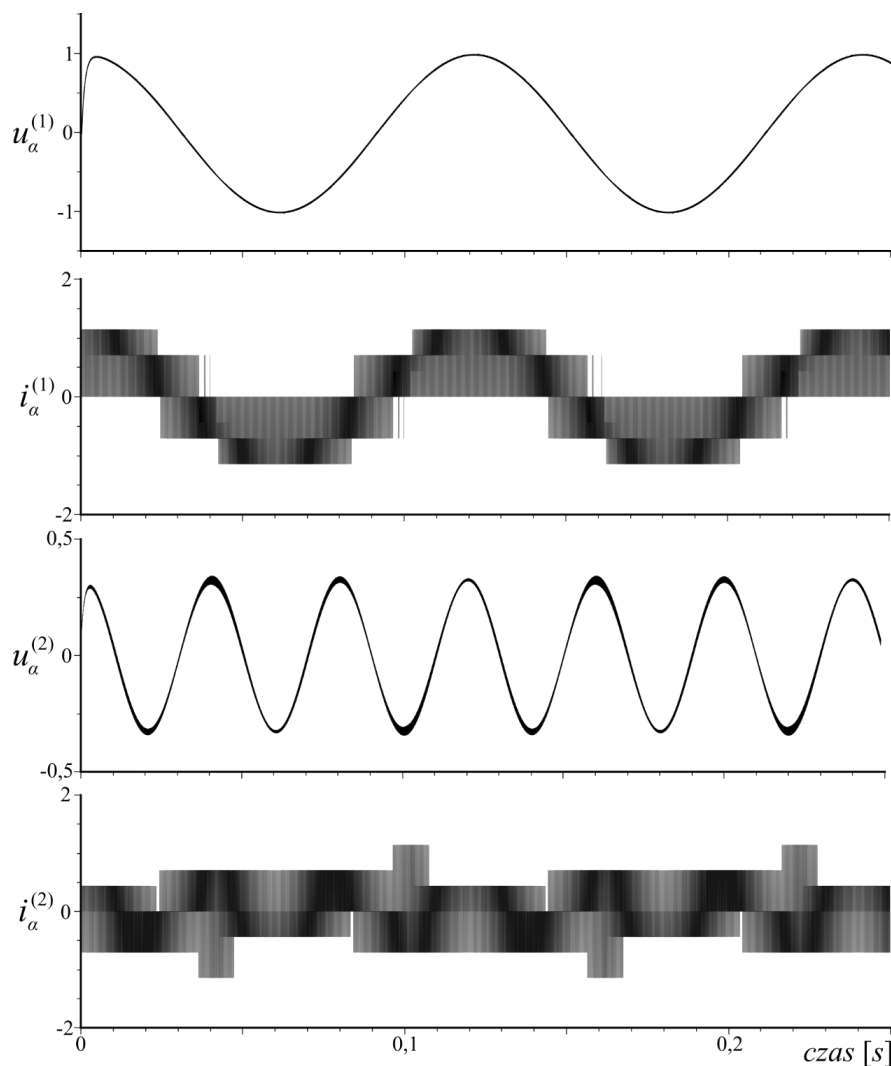
Rys. 9.2. Hodografy wektorów przestrzennych napięcia obciążenia w układach współrzędnych $\alpha^{(1)}$ - $\beta^{(1)}$ i $\alpha^{(2)}$ - $\beta^{(2)}$ dla metody wykorzystującej osiem wektorów aktywnych



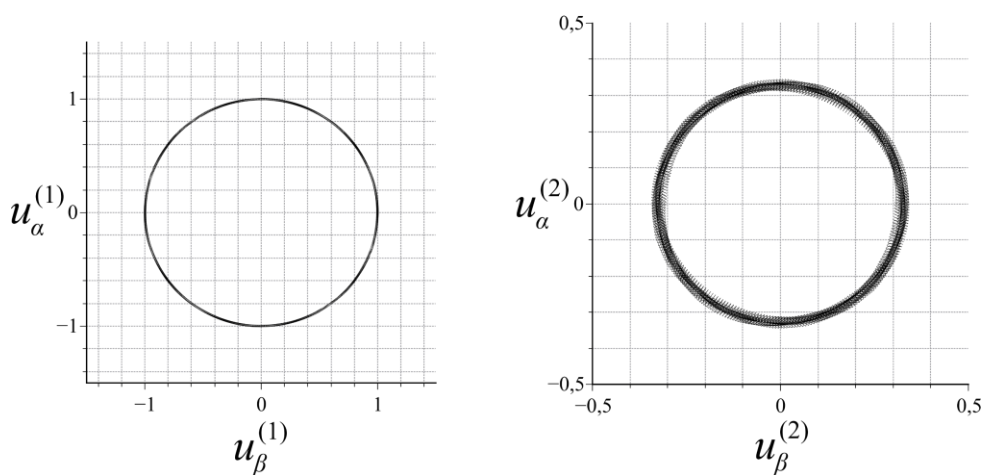
Rys. 9.3. Przebiegi składowych w osiach $\alpha^{(1)}$ i $\alpha^{(2)}$ napięć obciążenia oraz prądów wyjściowych falownika dla metody wykorzystującej sześć wektorów aktywnych ($i_d=1,12 i_{dN}$)



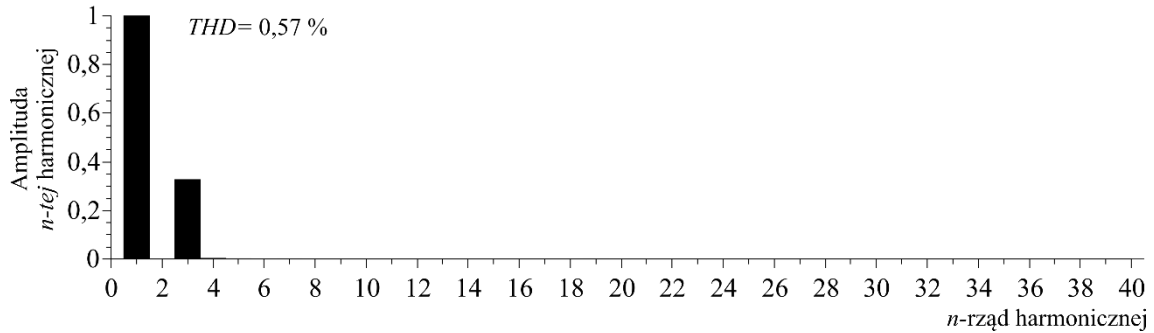
Rys. 9.4. Hodograpy wektorów przestrzennych napięcia obciążenia w układach współrzędnych $\alpha^{(1)}$ - $\beta^{(1)}$ i $\alpha^{(2)}$ - $\beta^{(2)}$ dla metody wykorzystującej sześć wektorów aktywnych



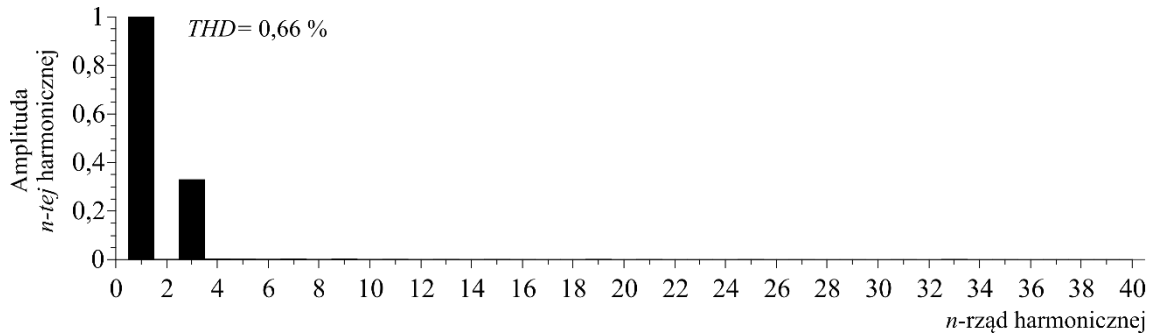
Rys. 9.5. Przebiegi składowych w osiach $\alpha^{(1)}$ i $\alpha^{(2)}$ napięć obciążenia oraz prądów wyjściowych falownika dla metody wykorzystującej cztery wektory aktywne ($i_a=1,0$ i aN)



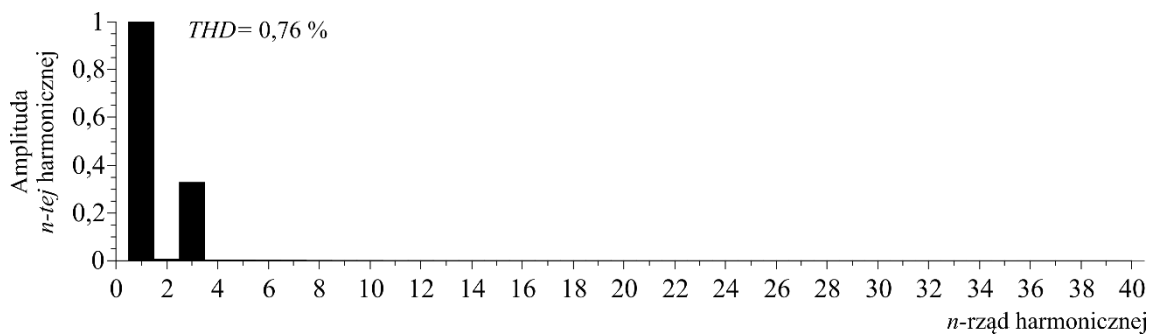
Rys. 9.6. Hodografy wektorów przestrzennych napięcia obciążenia w układach współrzędnych $\alpha^{(1)}$ - $\beta^{(1)}$ i $\alpha^{(2)}$ - $\beta^{(2)}$ dla metody wykorzystującej cztery wektory aktywne



Rys. 9.7. Analiza FFT napięcia obciążenia przy wykorzystaniu ośmiu wektorów aktywnych



Rys. 9.8. Analiza FFT napięcia obciążenia przy wykorzystaniu sześciu wektorów aktywnych



Rys. 9.9. Analiza FFT napięcia obciążenia przy wykorzystaniu czterech wektorów aktywnych

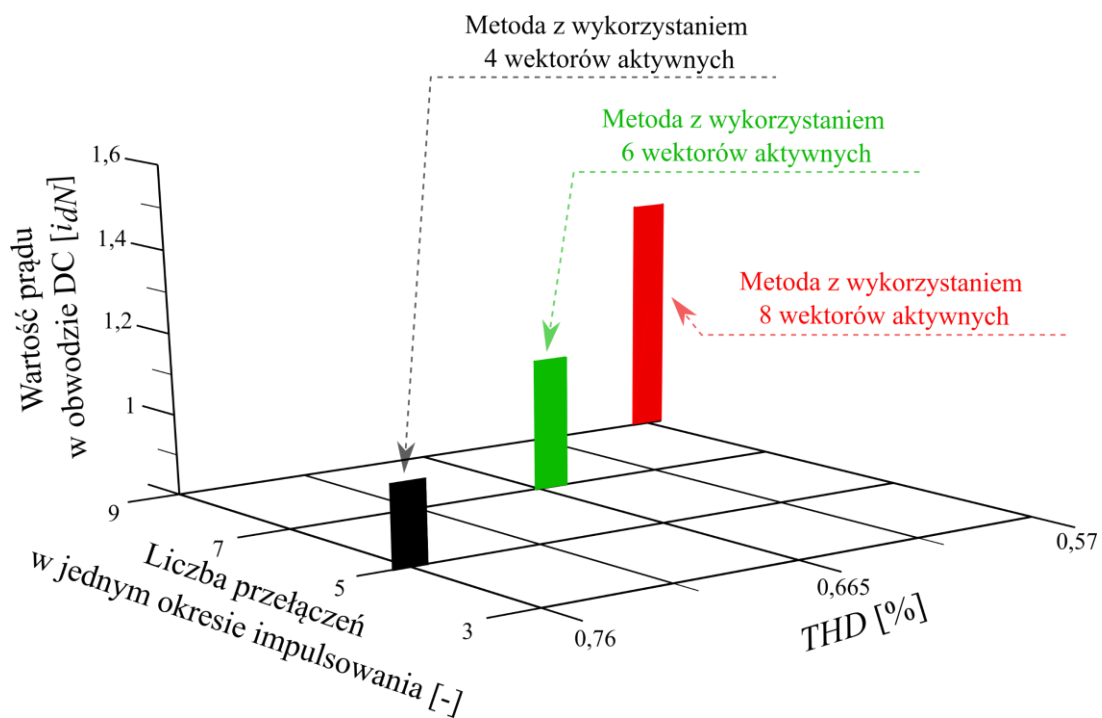
Uzyskane wyniki badań symulacyjnych świadczą o możliwości niezależnego formowania wektorów prądu wyjściowego w obydwóch układach współrzędnych $\alpha^{(1)}-\beta^{(1)}$ i $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$, niezależnie od wybranej wektorowej metody MSI. W tab. 9.1 oraz na rys. 9.10 przedstawiono porównanie opracowanych wektorowych metod MSI dla pięciofazowego falownika prądu. Dla ich porównania przyjęto trzy parametry: współczynnik THD, liczba przełączeń tranzystorów w jednym okresie impulsowania T_{imp} oraz wartość prądu dławika i_d , przy której kształtowano stałe wartości amplitud przebiegów pierwszej i trzeciej harmonicznej prądu dla każdej z metod: $|i_f^{(1)*}| = 1,0$, $|i_f^{(2)*}| = 0,33$ [j.w.]. Ze względu na najlepsze wykorzystanie prądu w obwodzie DC, wartość współczynnika THD $< 2\%$ oraz najmniejsze straty łączeniowe, metodę MSI z wykorzystaniem czterech wektorów

aktywnych uznano jako zoptymalizowaną oraz wybrano ją do implementacji w stanowisku laboratoryjnym. Dla przypadku, w którym dodatkowy układ współrzędnych $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$ nie jest wykorzystywany (w celu zwiększenia momentu wyjściowego, niezależnego sterowania dwoma silnikami z jednego przekształtnika lub sterowania przy uszkodzeniu fazy stojana), pozostałe dwie metody bazujące na ośmiu i sześciu wektorach aktywnych, zapewnią prawidłowe kształtowanie podstawowej harmonicznej, wraz z jednoczesną eliminacją trzeciej harmonicznej prądu wyjściowego falownika. Wektorowa metoda MSI z wykorzystaniem 8 wektorów aktywnych, przy zadanej zerowej wartości amplitudy wektora prądu wyjściowego w drugim układzie współrzędnych, upraszcza się do aktywacji 4 wektorów aktywnych z zachowaniem odpowiedniego stosunku czasów załączeń wektora długiego i krótkiego (8.5). Takie podejście przedstawiono również w [86]. Metoda MSI z wykorzystaniem 6 wektorów aktywnych, przy wyłącznym formowaniu wektora podstawowej harmonicznej prądu, nadal będzie korzystać z tej samej liczby wektorów aktywnych, ze względu na niezbędną eliminację wektora prądu, powstałego jednocześnie w drugim układzie współrzędnych (8.19) – (8.20). W przypadku sinusoidalnego wymuszenia, metoda bazująca na 6 wektorach aktywnych nie jest rekomendowana, ze względu na większą liczbę przełączeń tranzystorów w jednym okresie impulsowania.

Tab. 9.1. Porównanie opracowanych wektorowych metod MSI dla pięciofazowego falownika prądu

Metoda MSI z wykorzystaniem:	THD [%]	Liczba przełączeń w jednym okresie impulsowania T_{imp} [-]	* Wartość prądu i_d w obwodzie DC [j.w.]
8 wektorów aktywnych	0,57	9	1,38 i_{dN}
6 wektorów aktywnych	0,66	7	1,12 i_{dN}
4 wektorów aktywnych	0,76	5	1,00 i_{dN}

* wartość prądu i_d podczas kształtowania stałych amplitud przebiegów 1-szej i 3-ciej harmonicznej prądu wyjściowego: $|i_f^{(1)*}|=1,0$, $|i_f^{(2)*}|=0,33$ [j.w.].

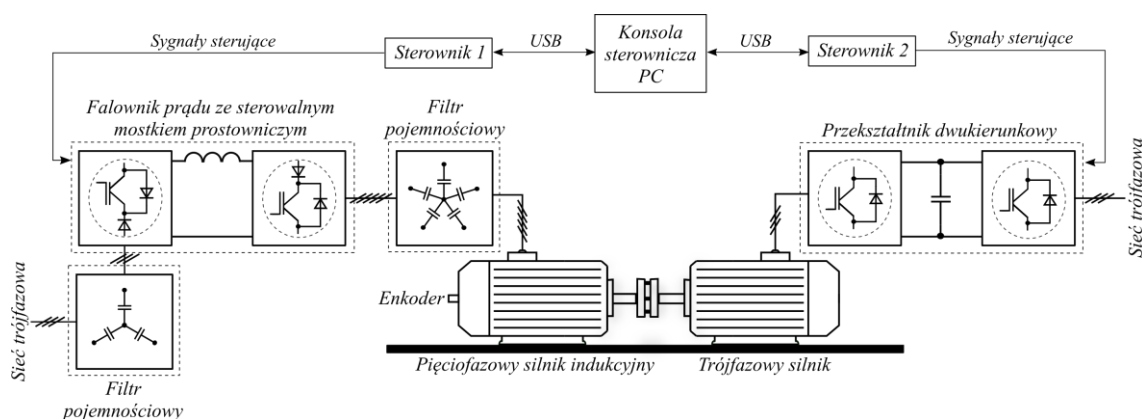


Rys. 9.10. Porównanie opracowanych wektorowych metod MSI dla pięciofazowego falownika prądu

10. Wyniki eksperymentalne opracowanych struktur sterowania

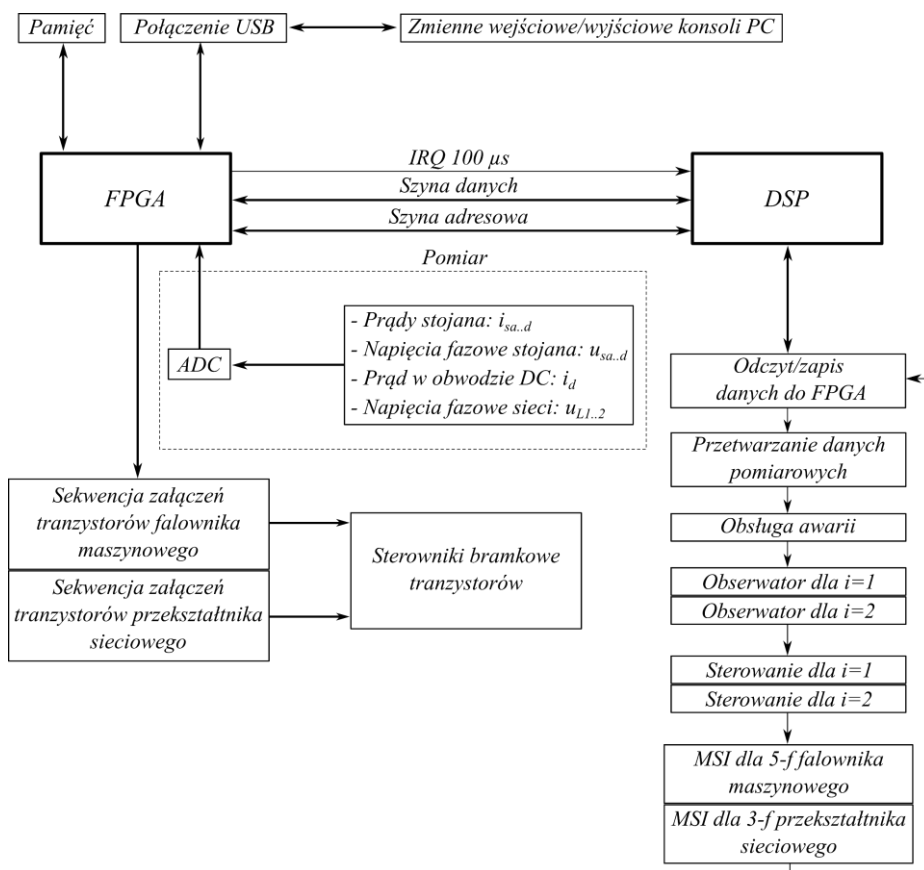
10.1. Stanowisko laboratoryjne

W celu weryfikacji zaproponowanego układu sterowania i metody MSI w podwójnym układzie współrzędnych, zbudowano stanowisko laboratoryjne z pięciofazowym silnikiem indukcyjnym klatkowym o mocy 5,5 kW. Dokładny opis prototypu pięciofazowego silnika wykonanego na Wydziale Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej przedstawiono w [146].



Rys. 10.1. Schemat stanowiska laboratoryjnego z pięciofazowym silnikiem indukcyjnym zasilanym z falownika prądu

Rysunek 10.1 przedstawia ogólny schemat stanowiska laboratoryjnego. Pięciofazowa maszyna indukcyjna została sprzęgnięta mechanicznie z silnikiem trójfazowym, w celu wymuszenia skoku obciążenia dla badanego silnika. Do weryfikacji bezczujnikowego pomiaru prędkości kątowej wirnika wykorzystano enkoder. Pięciofazowy silnik zasilano z falownika prądu, którego integralną częścią jest filtr pojemnościowy, znajdujący się również pomiędzy siecią zasilającą, a sterowalnym mostkiem prostowniczym. Dane silnika i przekształtnika prądu zostały zamieszczone w załączniku B.



Rys. 10.2. Schemat przetwarzania sygnałów w sterowniku pięciofazowego przekształtnika prądu

Sterowanie napędem z poziomu użytkownika odbywa się poprzez konsolę PC, umożliwiającą programowanie procesora sygnałowego, odczyt/zapis danych procesora i rejestrację przebiegów zmiennych. Schemat przetwarzania sygnałów w sterowniku pokazano na rys. 10.2. Zastosowany sterownik zawiera zmiennoprzecinkowy procesor sygnałowy ADSP 21363 firmy *Analog Devices* oraz układ logiki programowalnej FPGA Cyclon II firmy *Altera*. Oba układy są połączone poprzez szynę adresową oraz szynę danych. Układ FPGA pełni funkcję komunikacyjną pomiędzy konsolą a pamięcią, oraz przetwarza sygnały z przetworników analogowo-cyfrowych. Ponadto, układ FPGA wykorzystuje liczniki do odmierzania czasów sygnałów bramkowych dla sterowników tranzystorów oraz wyzwała sygnał przerwania *IRQ* dla pętli wykonywania programu głównego w procesorze sygnałowym. Początek programu głównego to odczyt/zapis danych do FPGA oraz przetworzenie danych pomiarowych. Kolejna funkcja dotyczy obsługi awarii, która monitoruje wartości prądów fazowych silnika, sieci, prądu w obwodzie DC oraz napięć stojana i sieci. Następnie wywoływane są funkcje odpowiedzialne za struktury obserwatorów, dla pierwszego układu współrzędnych $\alpha^{(1)}-\beta^{(1)}$ oraz drugiego $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$. Jako ostatnie wykonywane są obliczenia dla dwóch

układów regulacji ($i=1, 2$) oraz obliczenia związane z algorytmem modulacji szerokości impulsów dla pięciofazowego falownika prądu oraz przekształtnika sieciowego.

Następne podrozdziały przedstawiają wyniki eksperymentalne dla dwóch zaproponowanych struktur sterowań, które wykorzystują drugi układ współrzędnych ($i=2$) w celu iniekcji trzeciej harmonicznej prądu i lepszego wykorzystania obwodu magnetycznego pięciofazowej maszyny indukcyjnej. Przeprowadzone testy dotyczą wyłącznie pracy silnikowej pięciofazowej maszyny indukcyjnej. Dla każdej struktury sterowania przedstawiono przebiegi wybranych zmiennych podczas stanów dynamicznych:

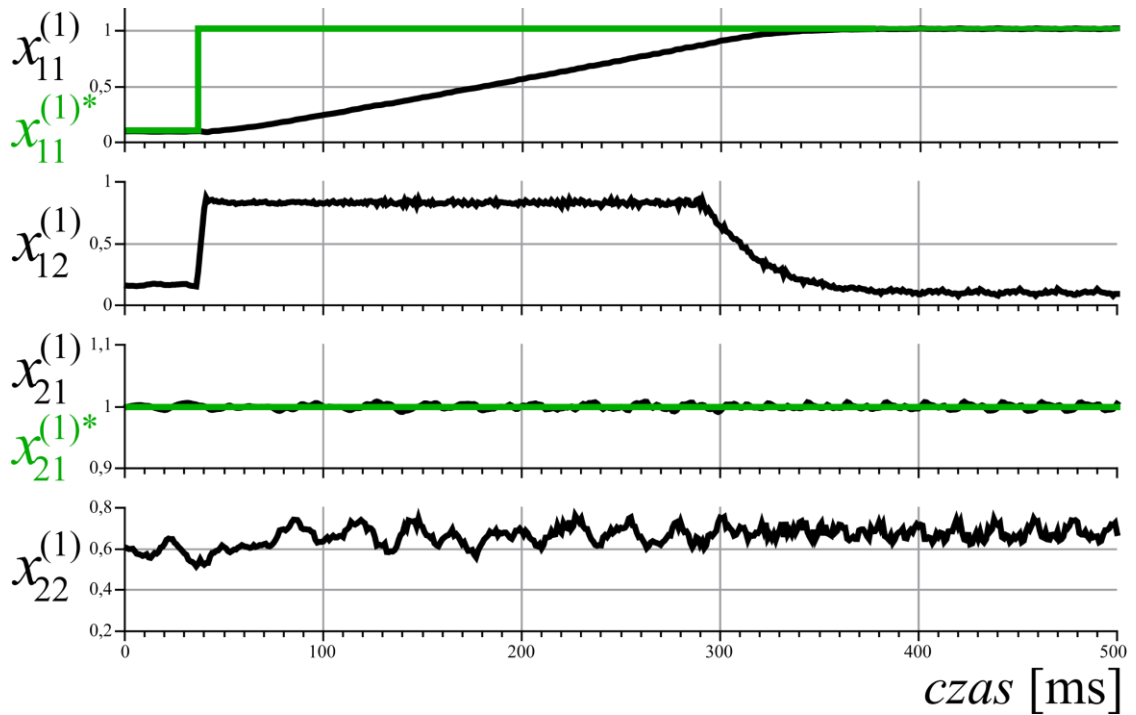
- zmiana prędkości kątowej wirnika z 0,1 do 1,0 j.w.,
- nawrót silnika od 1,0 do -1,0 j.w.,
- skokowa zmiana obciążenia do ok. 0,7 j.w..

W zależności od zastosowanej struktury sterowania, przedstawiono przebiegi następujących zmiennych:

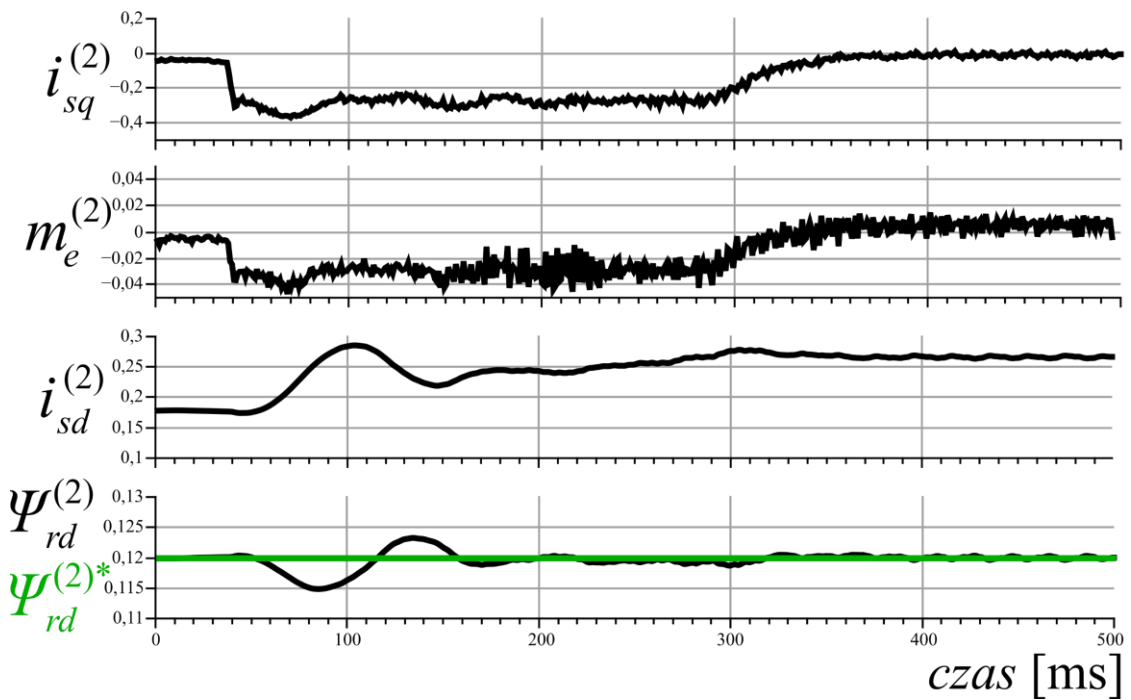
- struktura regulacji z wykorzystaniem zmiennych multiskalarnych w układzie współrzędnych $\alpha^{(1)}-\beta^{(1)}$ oraz sterowaniem polowo zorientowanym (FOC) w układzie współrzędnych $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$:
 - zmienne multiskalarnie: $x_{11}^{(i)}, x_{12}^{(i)}, x_{21}^{(i)}, x_{22}^{(i)}$ dla $i=1$,
 - zmienne: $i_{sq}^{(i)}, m_e^{(i)}, i_{sd}^{(i)}, \Psi_{rd}^{(i)}$ dla $i=2$,
 - zmienne: e_d, i_d, K_M, E_ϕ ,
- struktura regulacji z wykorzystaniem zmiennych multiskalarnych w układach współrzędnych $\alpha^{(1)}-\beta^{(1)}$ i $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$:
 - zmienne multiskalarnie: $x_{11}^{(i)}, x_{12}^{(i)}, x_{21}^{(i)}, x_{22}^{(i)}$ dla $i=1$,
 - zmienne multiskalarnie: $x_{11}^{(i)}, x_{12}^{(i)}, x_{21}^{(i)}, x_{22}^{(i)}$ dla $i=2$,
 - zmienne: $e_d^{(i)}, \omega_{if}^{(i)}$, dla $i=1,2$ oraz i_d, K_M, E_ϕ .

10.2. Wyniki badań eksperymentalnych – struktura regulacji I

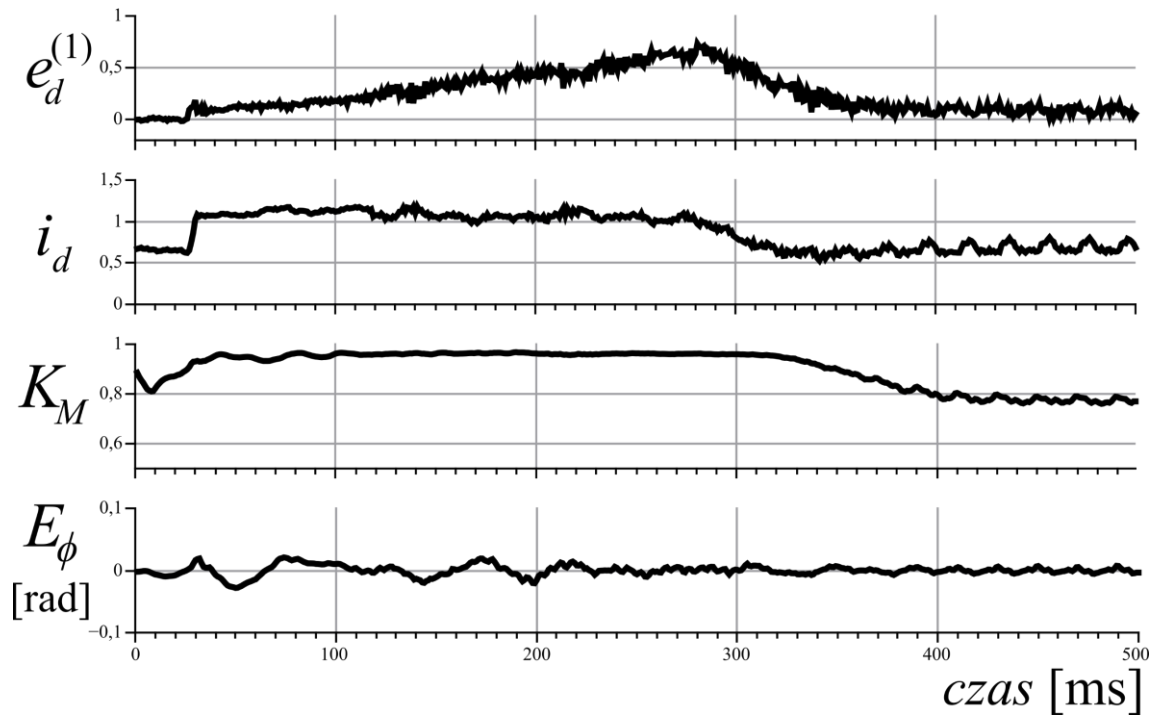
Na rysunkach 10.3 – 10.11 zaprezentowano uzyskane przebiegi w układzie eksperymentalnym z pięciofazowym silnikiem indukcyjnym zasilanym z falownika prądu z zastosowaniem I struktury sterowania. Rysunki 10.3 – 10.5 przedstawiają zmianę prędkości silnika, rys. 10.6 – 10.8 nawrót silnika, rys. 10.9 – 10.11 skokową zmianę obciążenia. Na uzyskanych przebiegach można zauważyć prawidłową pracę napędu elektrycznego. Maszyna indukcyjna osiąga zadany moment elektromagnetyczny $x_{12}^{(1)}$, (po czasie 40 ms – rys. 10.3, po czasie 80 ms – rys. 10.6, po czasie 700 ms – rys. 10.9) oraz zadaną prędkość kątową $\omega_r^{(1)*}$, co potwierdza dobre właściwości zastosowanego sterowania napięciowego dla falownika prądu. Zmienne multiskalarne $x_{12}^{(1)}, x_{22}^{(1)}$ związane są z prądem dławika, tak więc występujące oscylacje w tych zmiennych wynikają z oscylacji prądu w obwodzie pośredniczącym. W stanie ustalonym oscylacje prądu dławika nie przekraczają 0,07 j.w. W każdym analizowanym stanie dynamicznym, kwadrat strumienia wirnika podstawowej harmonicznej $x_{21}^{(1)}$ zostaje utrzymywany na referencyjnym poziomie i wykazuje niewielkie oscylacje. I struktura regulacji charakteryzuje się zastosowaniem sterowania połowo zorientowanym w drugim układzie współrzędnych. Przedstawione przebiegi zmiennych dla sterowania FOC w drugim układzie współrzędnych $i_{sq}^{(2)}, m_e^{(2)}, i_{sd}^{(2)}, \Psi_{rd}^{(2)}$ świadczą o prawidłowej pracy podwójnego układu sterowania. Prawidłowe sterowanie w drugim układzie współrzędnych powinno zapewnić możliwie najszybszą synchronizację strumienia wirnika. Podczas zmiany prędkości i nawrotu silnika, uchyb regulatora kąta nie przekracza 0,05 rad (2,9 °). Pomimo szybkiej synchronizacji wektora strumienia wirnika zorientowanego w drugim układzie współrzędnych, widoczne jest sprzężenie w dwóch torach regulacji odpowiedzialnych za moment elektromagnetyczny $m_e^{(2)}$ i amplitudę strumienia wirnika $\Psi_{rd}^{(2)}$. Podczas zmiany momentu elektromagnetycznego $m_e^{(2)}$, występują oscylacje zmiennej $\Psi_{rd}^{(2)}$ - ok. 4,2 % podczas zmiany prędkości oraz ok. 8,3 % podczas nawrotu silnika.



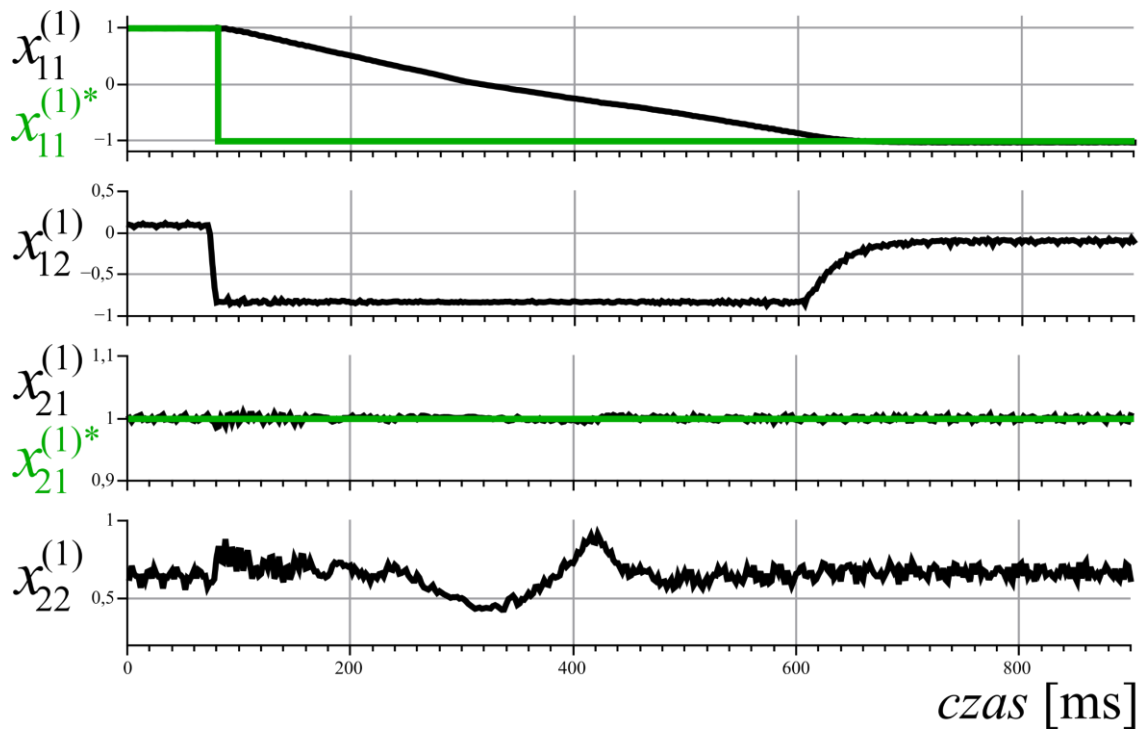
Rys. 10.3. Zmiana prędkości kątowej wirnika do 1,0 j.w. przy braku obciążenia – struktura regulacji I



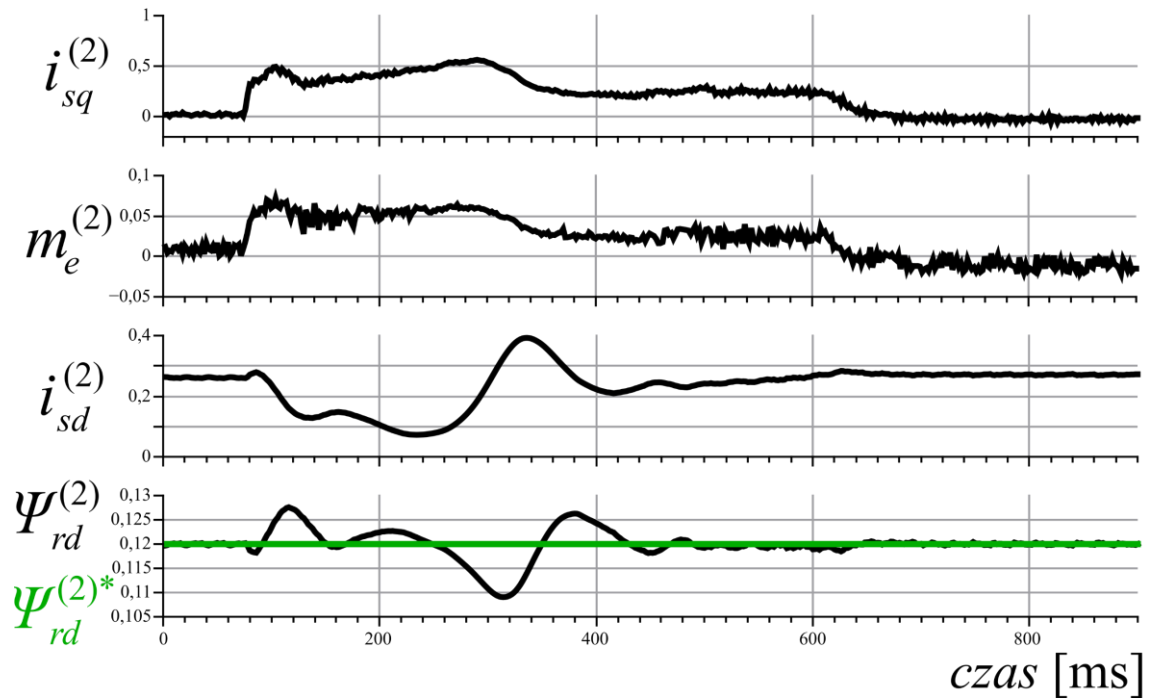
Rys. 10.4. Zmiana prędkości kątowej wirnika do 1,0 j.w. przy braku obciążenia – struktura regulacji I



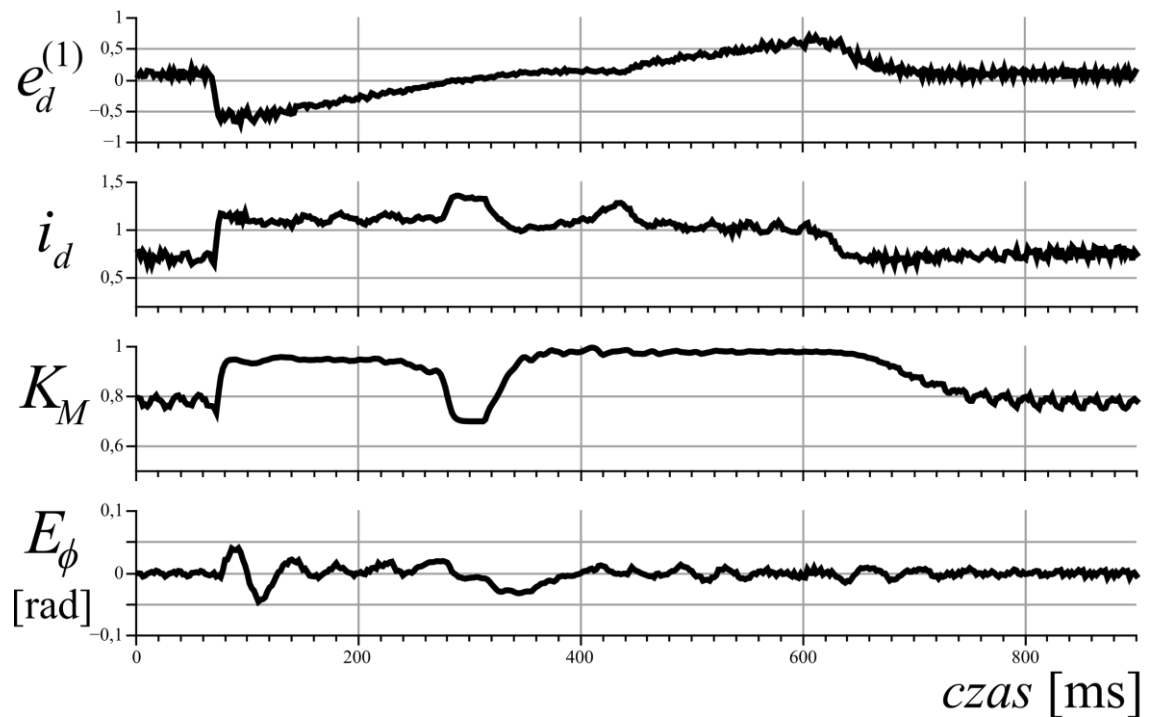
Rys. 10.5. Zmiana prędkości kątowej wirnika do 1,0 j.w. przy braku obciążenia – struktura regulacji I



Rys. 10.6. Nawrót silnika od 1,0 do -1,0 j.w. przy braku obciążenia – struktura regulacji I

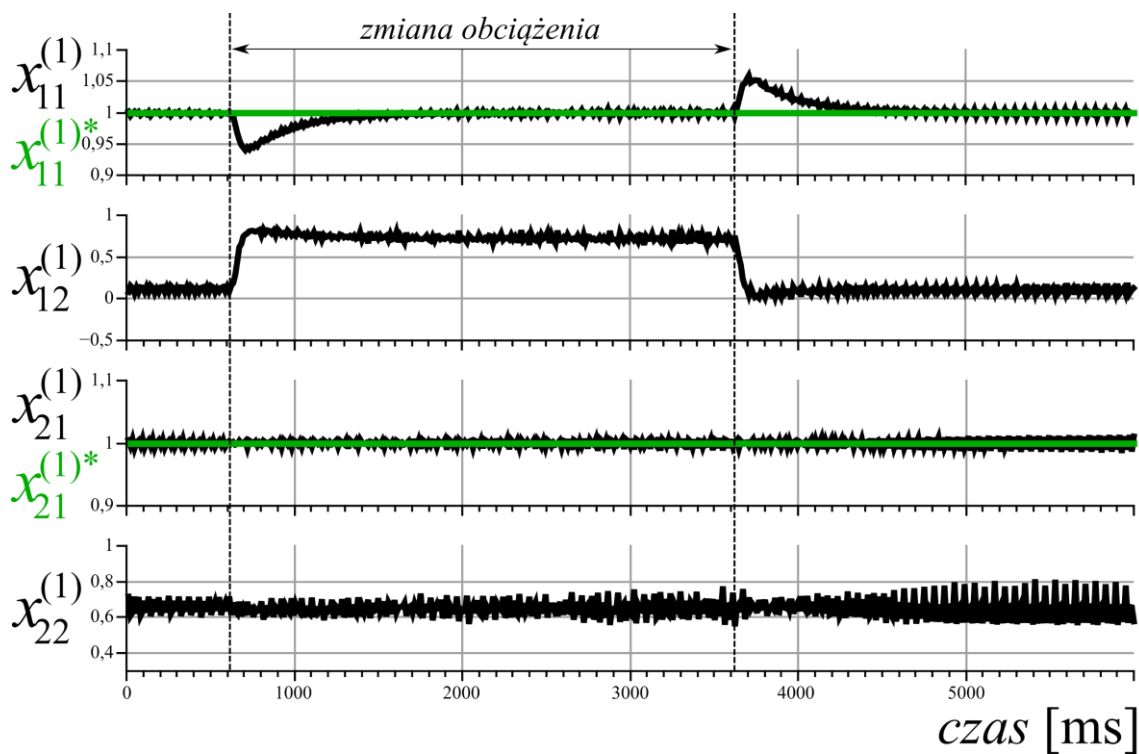


Rys. 10.7. Nawrót silnika od 1,0 do -1,0 j.w. przy braku obciążenia – struktura regulacji I

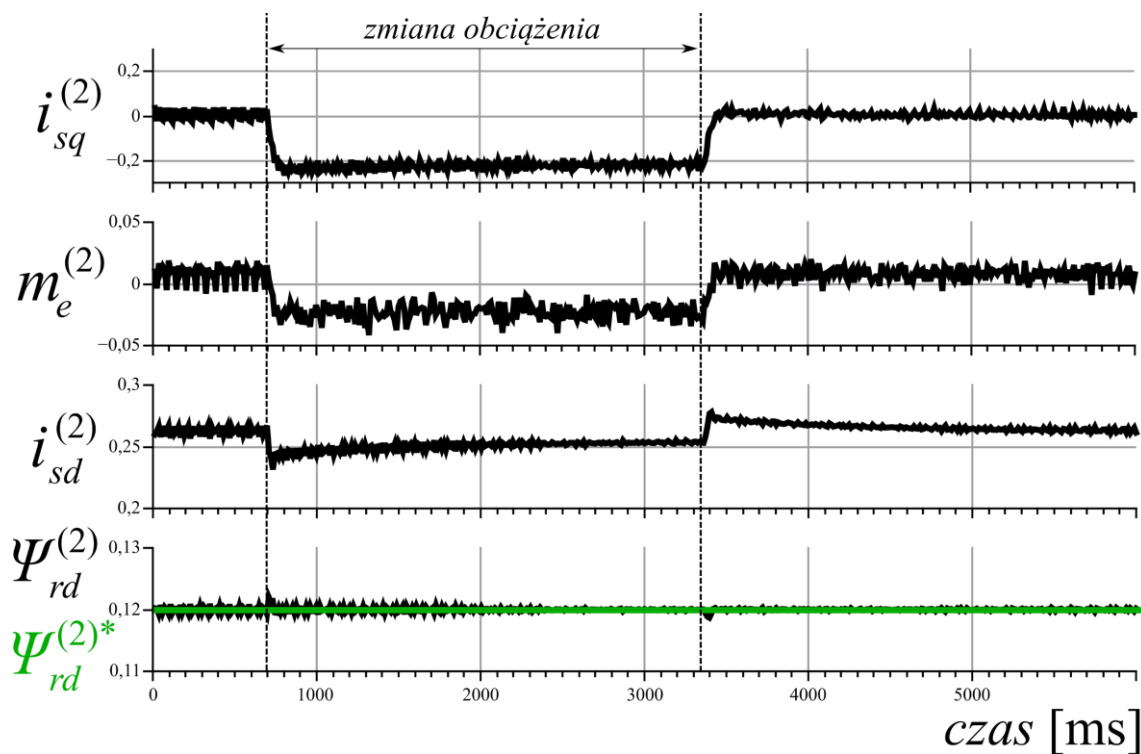


Rys. 10.8. Nawrót silnika od 1,0 do -1,0 j.w. przy braku obciążenia – struktura regulacji I

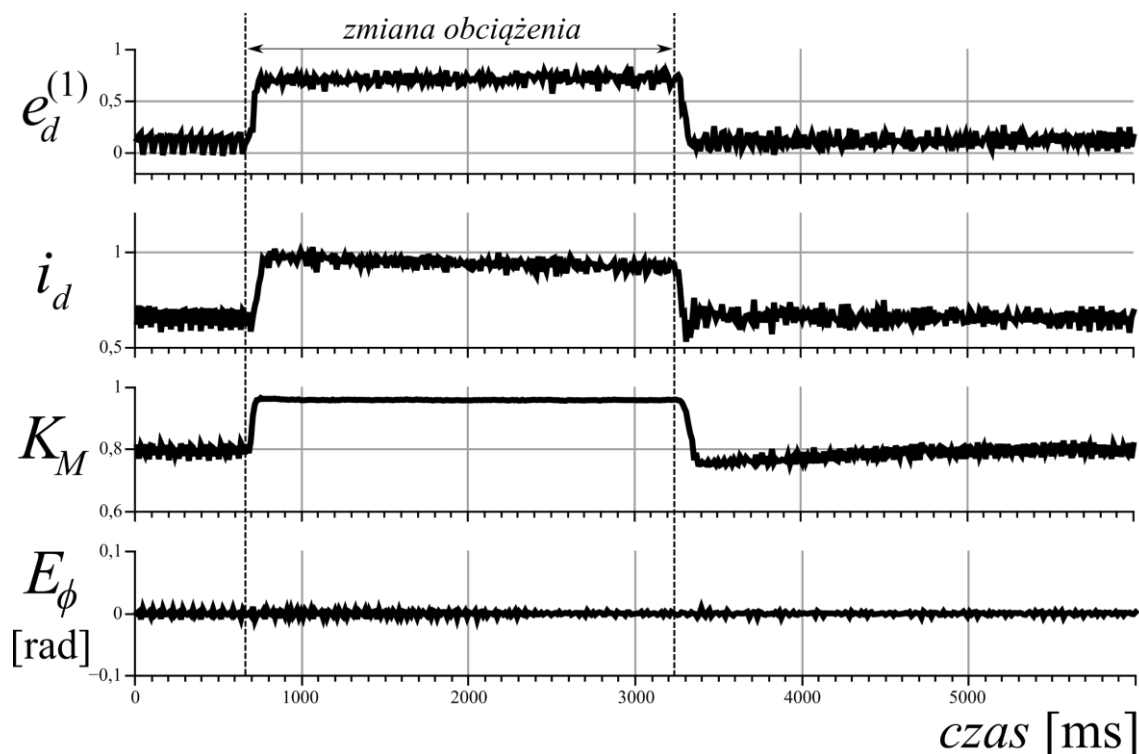
Na rys. 10.8 można zauważyć, że podczas nawrotu silnika, współczynnik K_M osiąga dolne ograniczenie, czyli K_{Mmin} określone zależnością (5.81), przez co prąd i_d ma ograniczoną wartość do ok. 1,25 j.w.



Rys. 10.9. Zmiana obciążenia silnika, $M_o \approx 0,7$ j.w. – struktura regulacji I



Rys. 10.10. Zmiana obciążenia silnika, $M_o \approx 0,7$ j.w. – struktura regulacji I



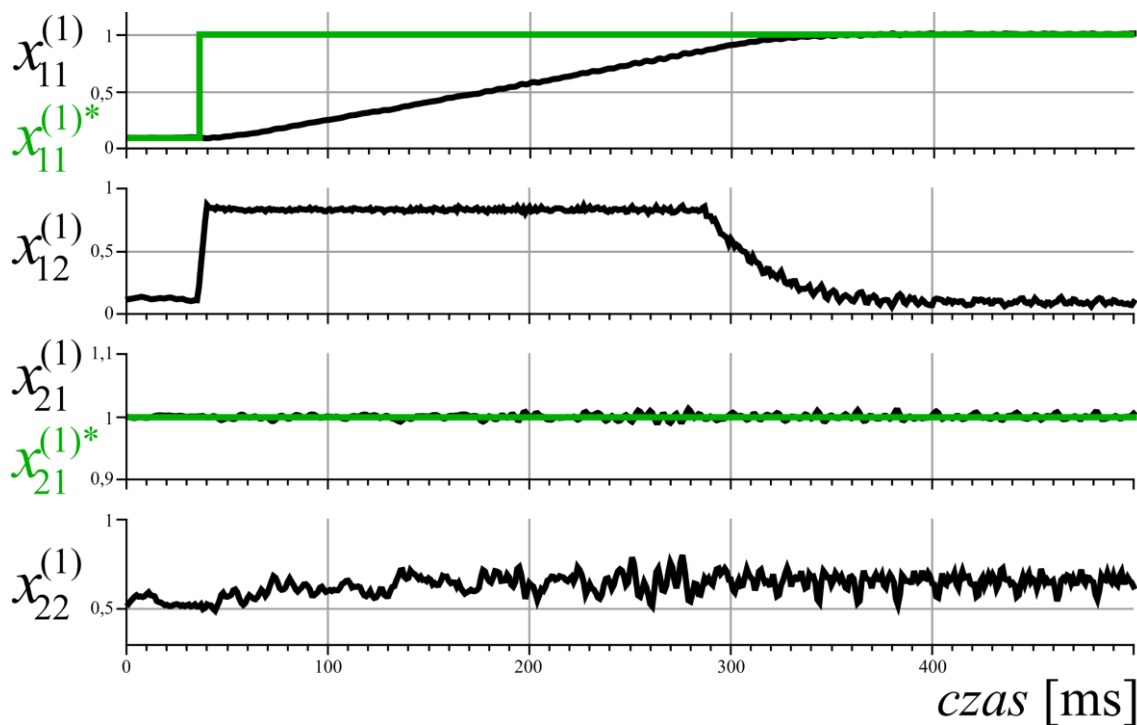
Rys. 10.11. Zmiana obciążenia silnika, $M_o \approx 0,7$ j.w. – struktura regulacji I

Na rys. 10.9 – 10.11 przedstawiono przebiegi podczas zmiany obciążenia silnika. W chwili 0,6 s zmieniono wartość obciążenia M_o z ok. 0,1 na 0,7 j.w., natomiast po czasie 3 s zmniejszono obciążenie do ok. 0,1 j.w. Podczas zmiany obciążenia uchyb prędkości wirnika wyniósł ok. 7 %. Zadane amplitudy wektorów strumienia wirnika w obydwóch układach współrzędnych, utrzymywane są na zadanym poziomie podczas zmian obciążenia silnika. Nieznaczny uchyb regulatora kąta (ok. 0,02 rad) świadczy o utrzymywaniu synchronizacji wektora strumienia wirnika zorientowanego w drugim układzie współrzędnych.

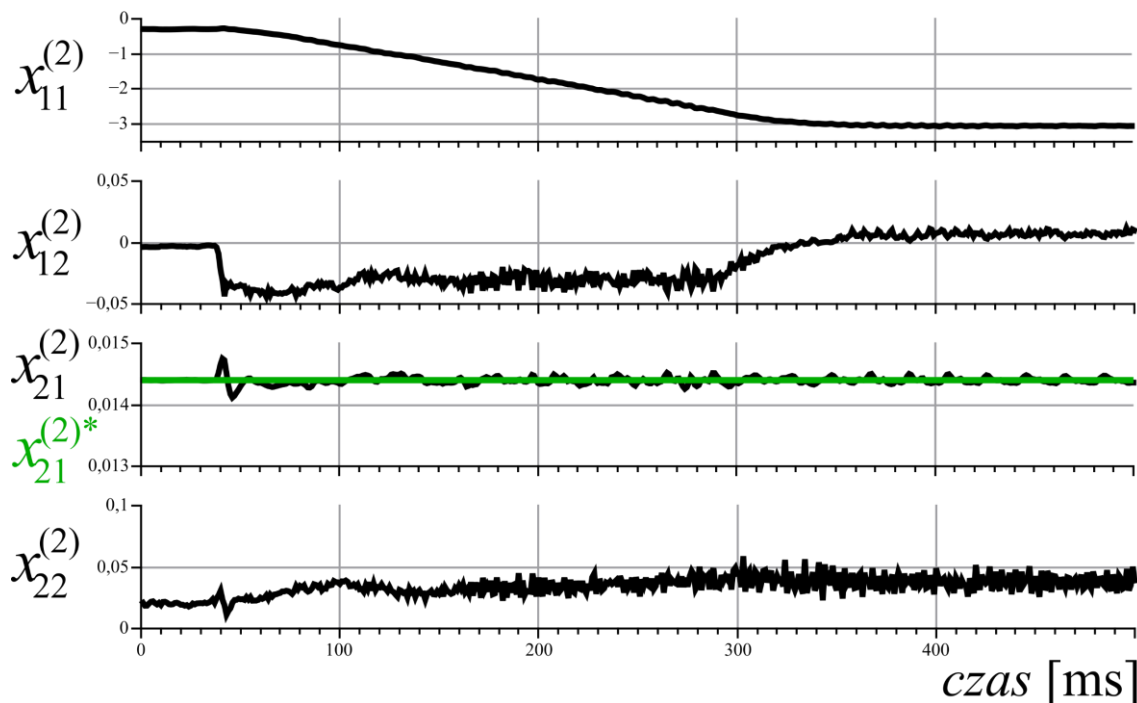
10.3. Wyniki badań eksperymentalnych – struktura regulacji II

Na rysunkach 10.12 – 10.20 zaprezentowano uzyskane przebiegi w układzie eksperymentalnym z pięciofazowym silnikiem indukcyjnym zasilanym z falownika prądu z zastosowaniem II struktury sterowania. Rysunki 10.12 – 10.14 przedstawiają zmianę prędkości silnika, rys. 10.15 – 10.17 nawrót silnika, rys. 10.18 – 10.20 skokową zmianę obciążenia. Uzyskane przebiegi zmiennych multiskalarnych w układzie $\alpha^{(1)}-\beta^{(1)}$ nie różnią się znacząco od tych, które uzyskano przy zastosowaniu I struktury sterowania.

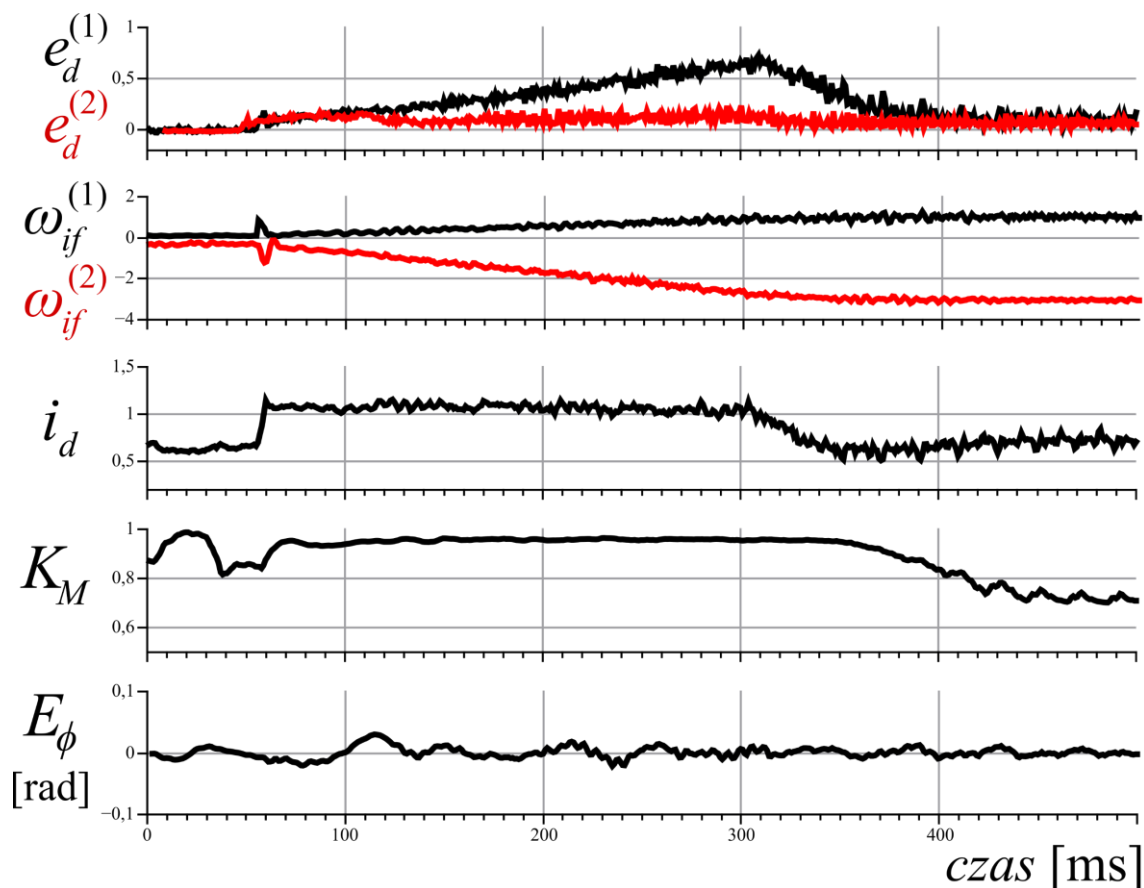
Główne różnice występują w przebiegach zmiennych z drugiego układu współrzędnych $\alpha^{(2)}$ - $\beta^{(2)}$.



Rys. 10.12. Zmiana prędkości kątowej wirnika do 1,0 j.w. przy braku obciążenia – struktura regulacji II

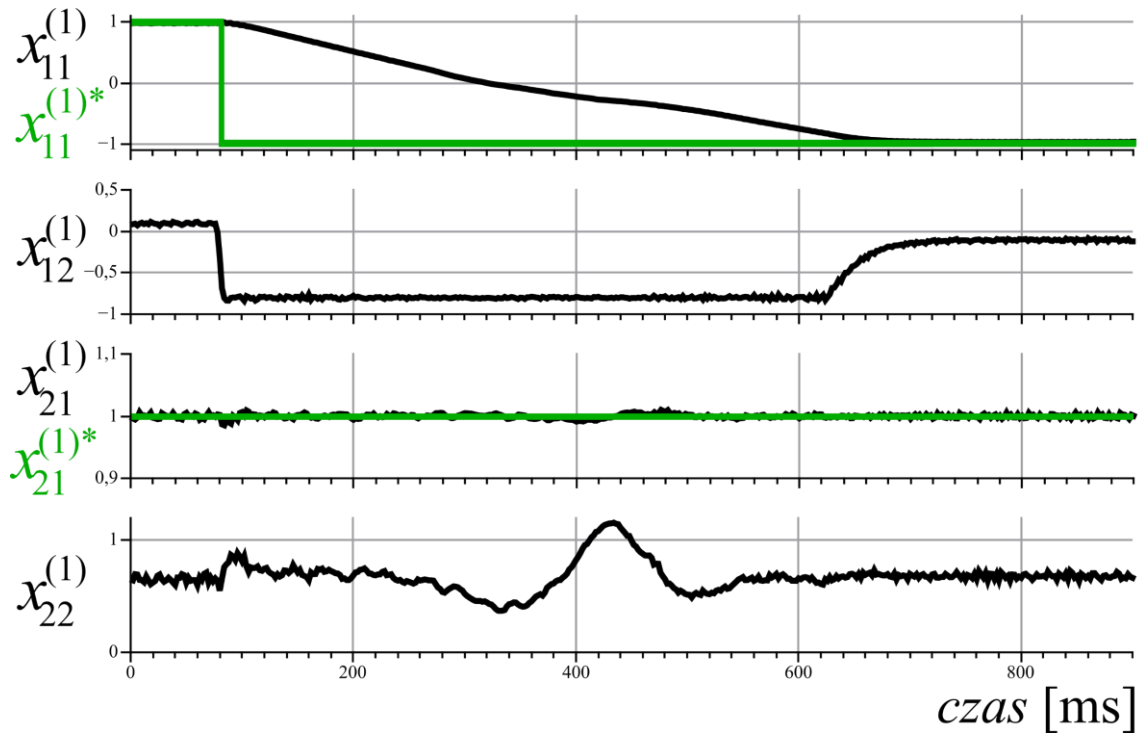


Rys. 10.13. Zmiana prędkości kątowej wirnika do 1,0 j.w. przy braku obciążenia – struktura regulacji II

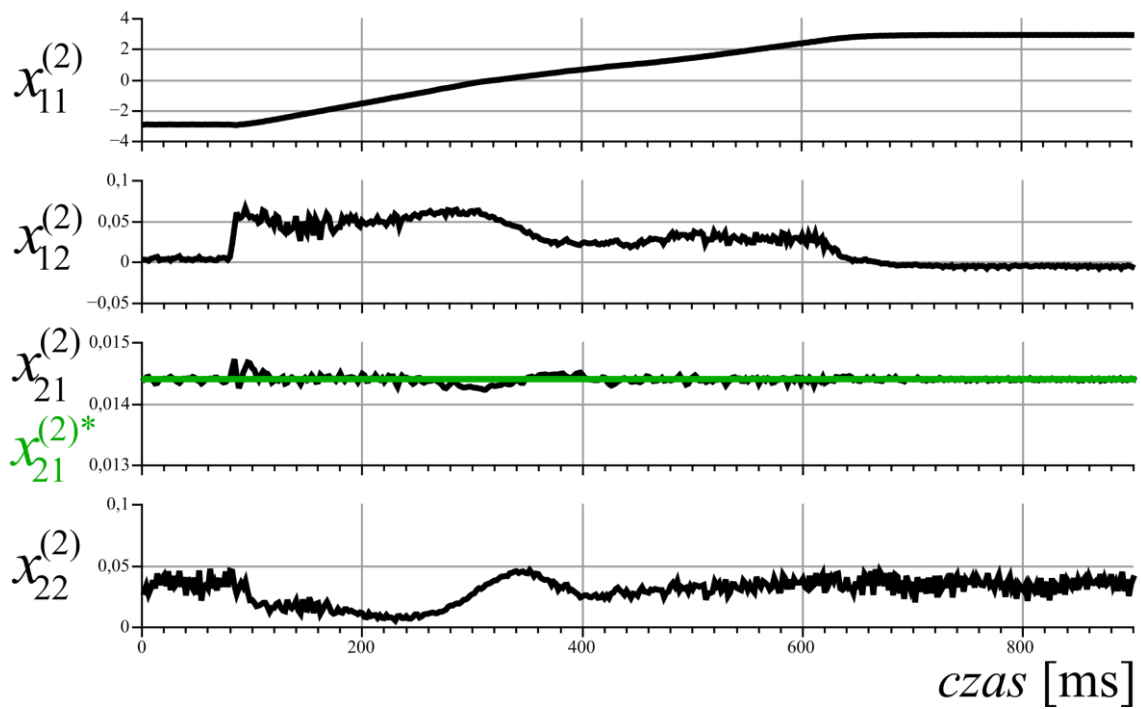


Rys. 10.14. Zmiana prędkości kątowej wirnika do 1,0 j.w. przy braku obciążenia – struktura regulacji II

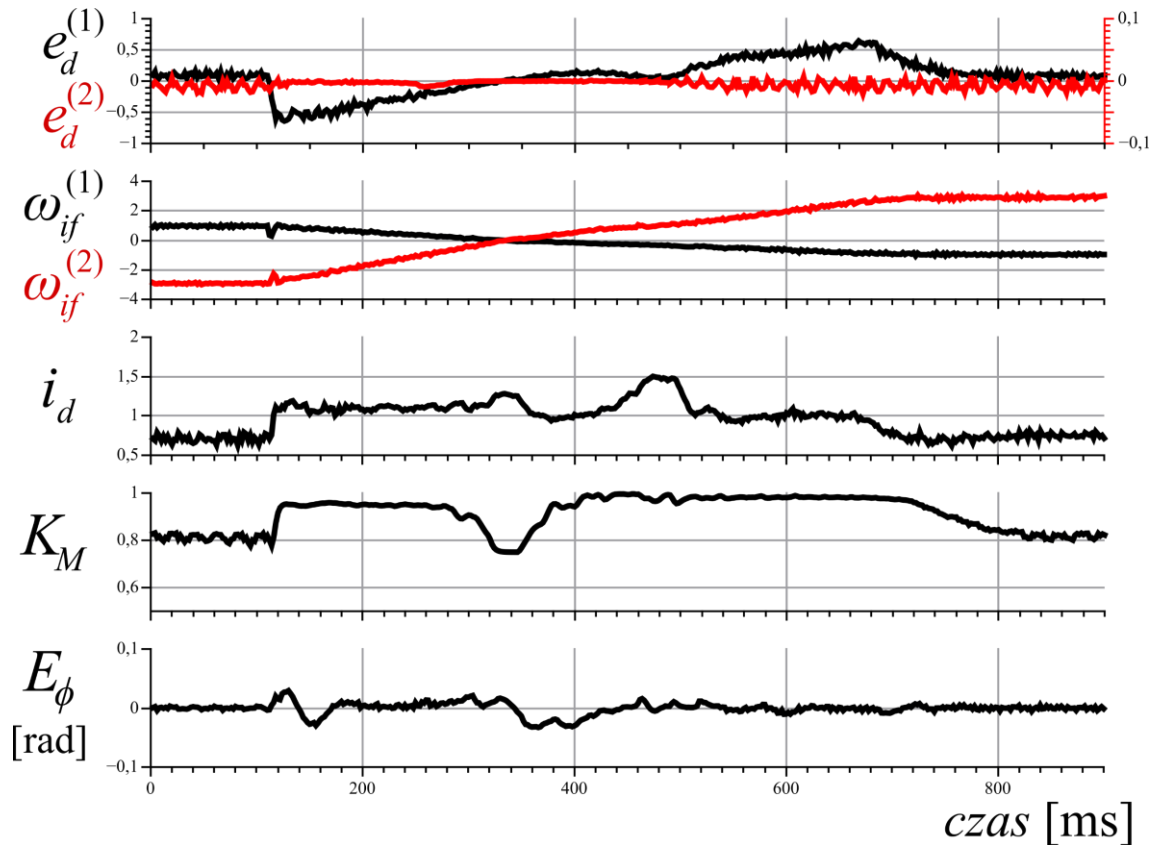
Sterowanie ze zmiennymi multiskalarnymi w drugim układzie współrzędnych, pozwala na odsprężone sterowanie momentem i strumieniem trzeciej harmonicznej. Przebieg kwadratu strumienia wirnika $x_{21}^{(2)}$ wykazuje mniejsze oscylacje (ok. 2 % podczas zmiany prędkości silnika, ok. 2,8 % podczas nawrotu silnika), niż w przypadku zastosowania I struktury sterowania. Zastosowanie nieliniowego sterowania ze zmiennymi multiskalarnymi w układzie trzeciej harmonicznej poprawiło również synchronizację strumienia wirnika, co odzwierciedla jeszcze mniejszy błąd regulatora kąta podczas stanów dynamicznych, ok. 0,03 rad (1,7 °).



Rys. 10.15. Nawrót silnika od 1,0 do -1,0 j.w. przy braku obciążenia – struktura regulacji II

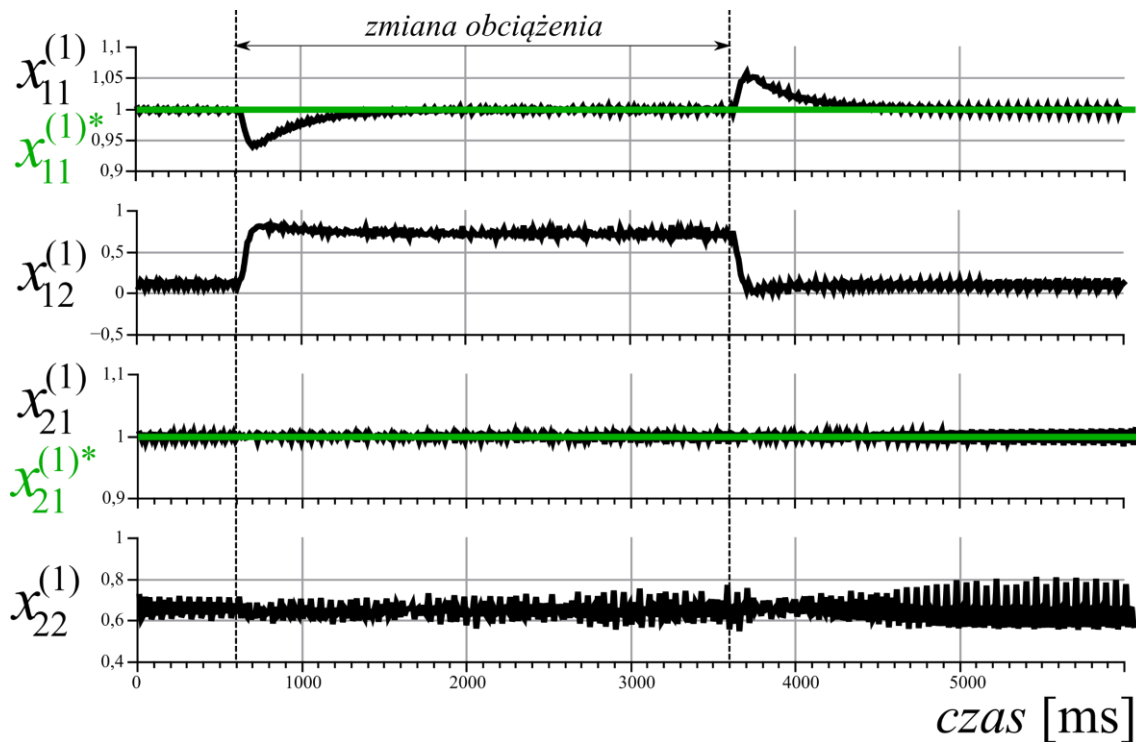


Rys. 10.16. Nawrót silnika od 1,0 do -1,0 j.w. przy braku obciążenia – struktura regulacji II

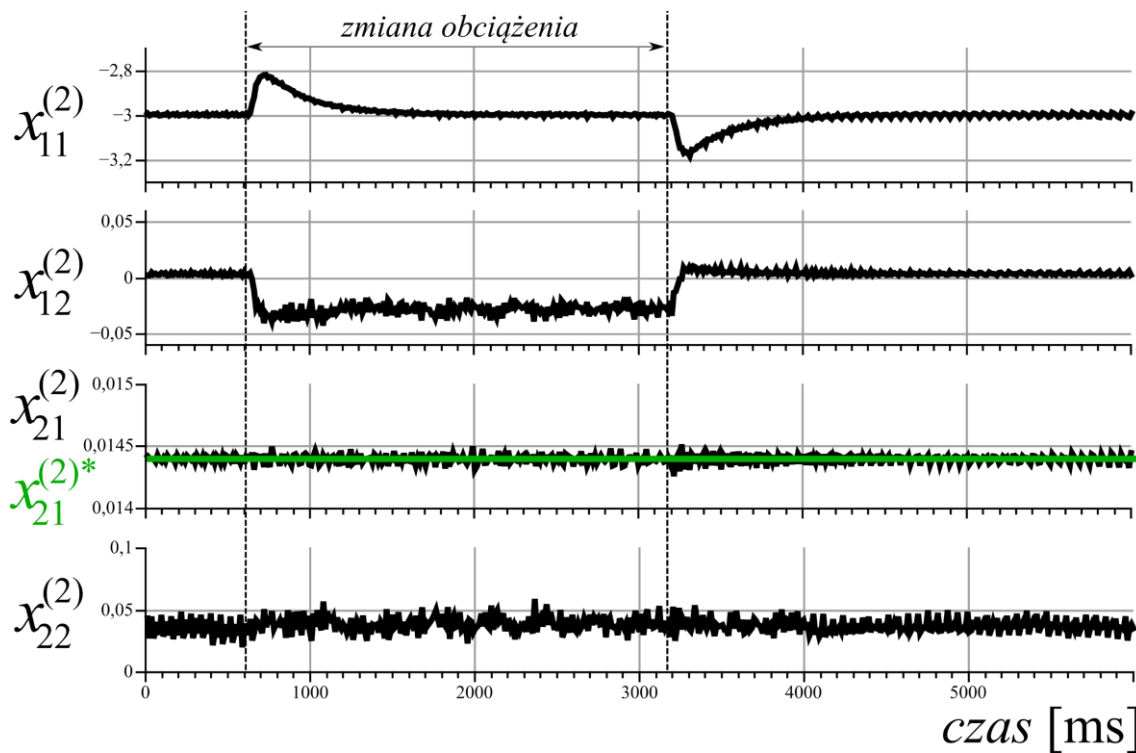


Rys. 10.17. Nawrót silnika od 1,0 do -1,0 j.w. przy braku obciążenia – struktura regulacji II

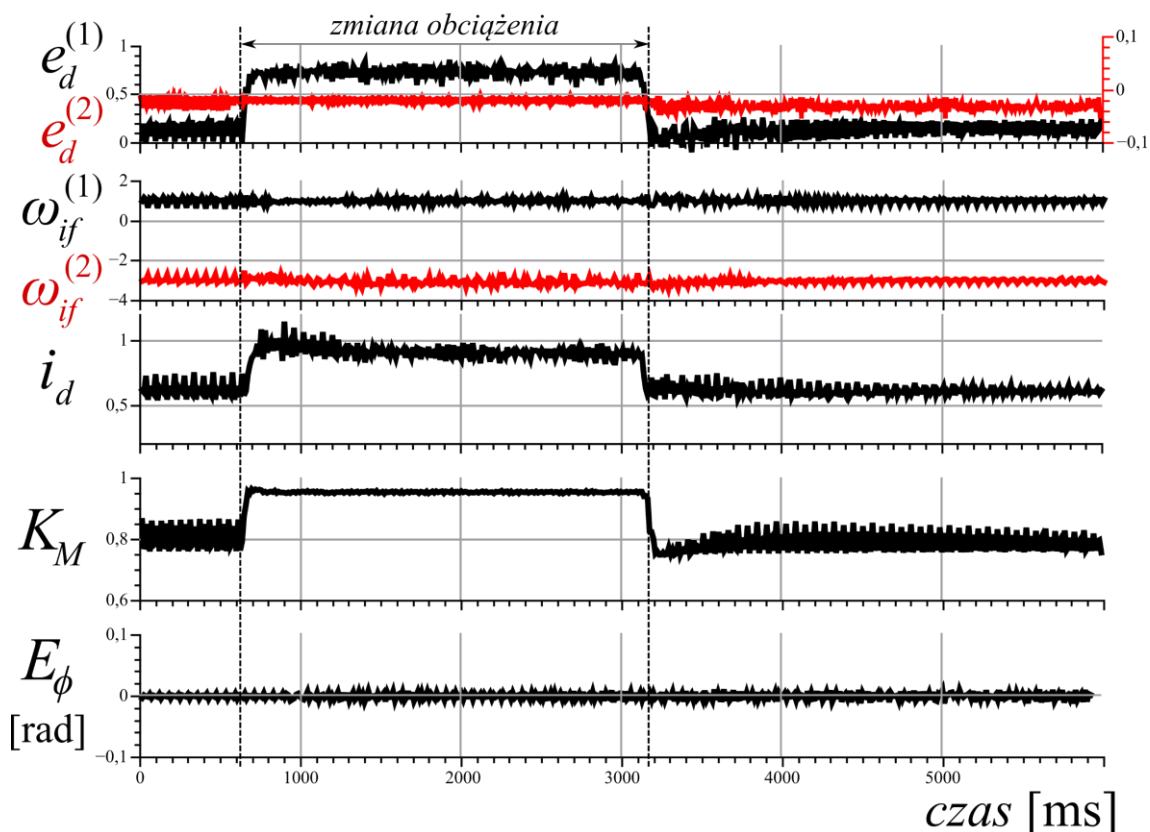
Na rys. 10.8 i 10.17 można zauważyć znaczne oscylacje prądu dławika i_d występujące podczas nawrotu silnika. Związane są one ze zmianą współczynnika K_M , który określa udział trzeciej harmonicznej i zapewnia odpowiedni „zapas” prądu w obwodzie prądu stałego, celem prawidłowego kształtowania przebiegu trzeciej harmonicznej prądu wyjściowego falownika. Uzyskane przebiegi potwierdzają dobre właściwości układu napędowego złożonego z pięciofazowego falownika prądu i maszyny klatkowej. Zmiana prędkości silnika do wartości znamionowej trwała ok. 290 ms, a nawrót ok. 460 ms. Dokładniejszą analizę przebiegów prądu i napięcia obciążenia przedstawiono w rozdziale 12.



Rys. 10.18. Zmiana obciążenia silnika, $M_o \approx 0,7$ j.w. – struktura regulacji II



Rys. 10.19. Zmiana obciążenia silnika, $M_o \approx 0,7$ j.w. – struktura regulacji II

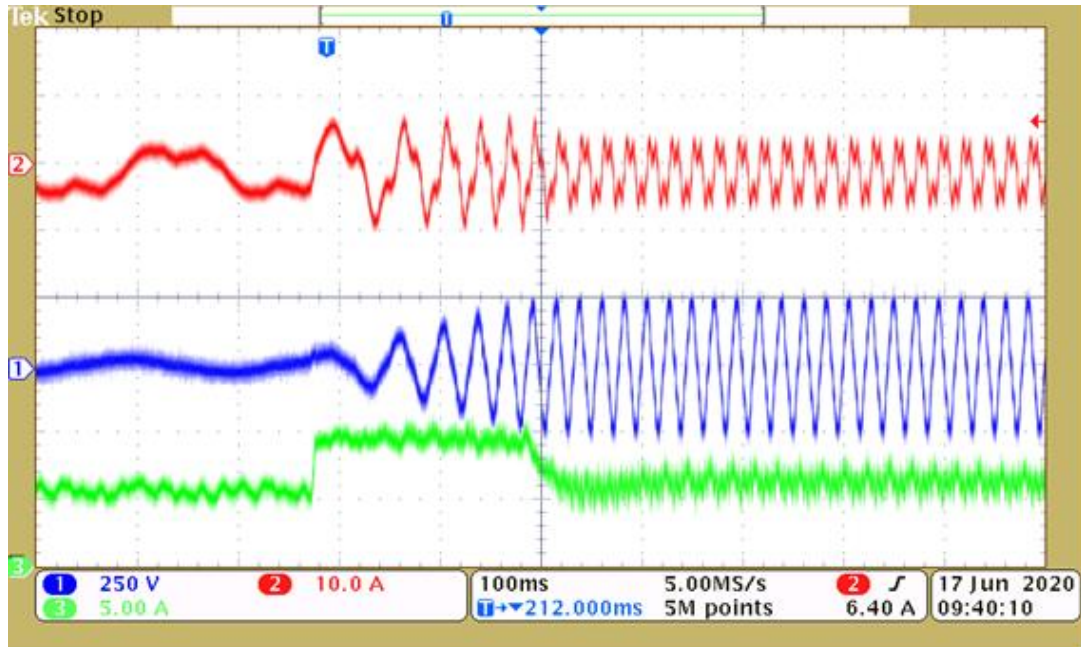
Rys. 10.20. Zmiana obciążenia silnika, $M_o \approx 0,7$ j.w. – struktura regulacji II

Na rys. 10.18 – 10.20 przedstawiono przebiegi podczas zmiany obciążenia silnika. W chwili 0,6 s zmieniono wartość obciążenia M_o z ok. 0,1 na 0,7 j.w., natomiast po czasie 3 s zmniejszono obciążenie do ok. 0,1 j.w. Podczas zmian obciążenia silnika, uzyskano zbliżone wyniki w porównaniu do wyników uzyskanych przy zastosowaniu I struktury sterowania. Porównanie dwóch struktur sterowania pod względem oscylacji amplitudy trzeciej harmonicznej strumienia wirnika oraz procesu synchronizacji strumienia zestawiono w tab. 10.1.

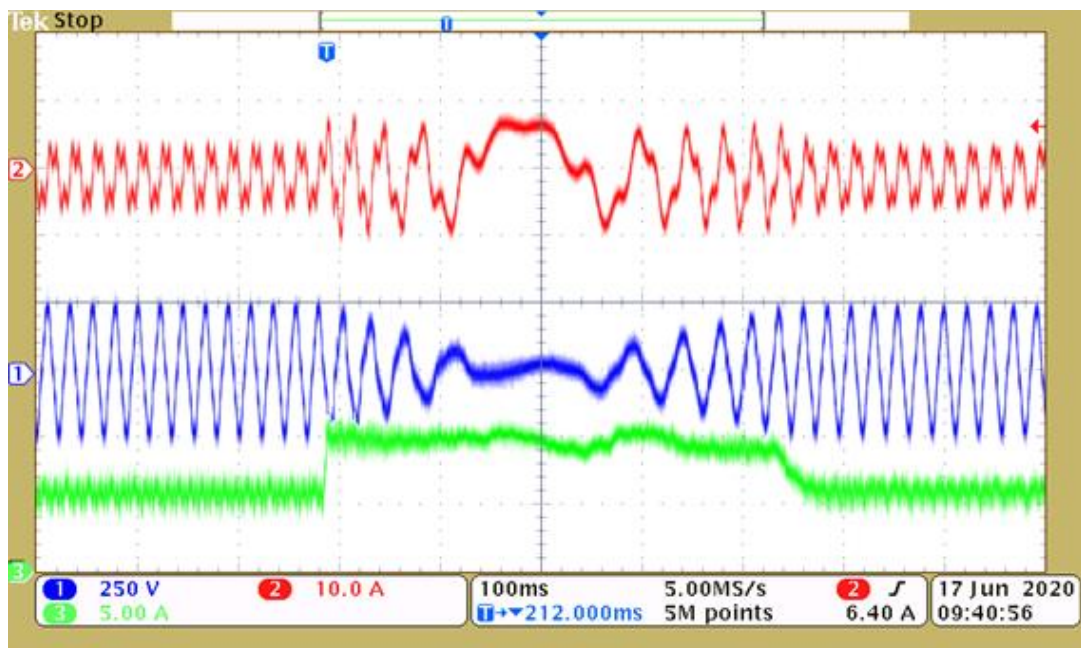
Tabela 10.1. Porównanie dwóch struktur regulacji

Opis	Struktura regulacji I	Struktura regulacji II
Oscylacje amplitudy 3-ciej harmonicznej strumienia wirnika	< 8,3 %	< 2,8 %
Uchyb regulatora kąta strumienia	< 0,05 rad	< 0,03 rad
Niezależne sterowanie momentem elektromagnetycznym i strumieniem w drugim układzie $\alpha^{(2)}$ - $\beta^{(2)}$	nie	tak

Na rysunkach 10.21 – 10.22 pokazano zarejestrowane oscyloskopem (Tektronix MSO3034) przebiegi prądu i napięcia stojana w fazie a , oraz prądu dławika, podczas zmiany prędkości i nawrotu nieobciążonego silnika przy wykorzystaniu struktury sterowania II.

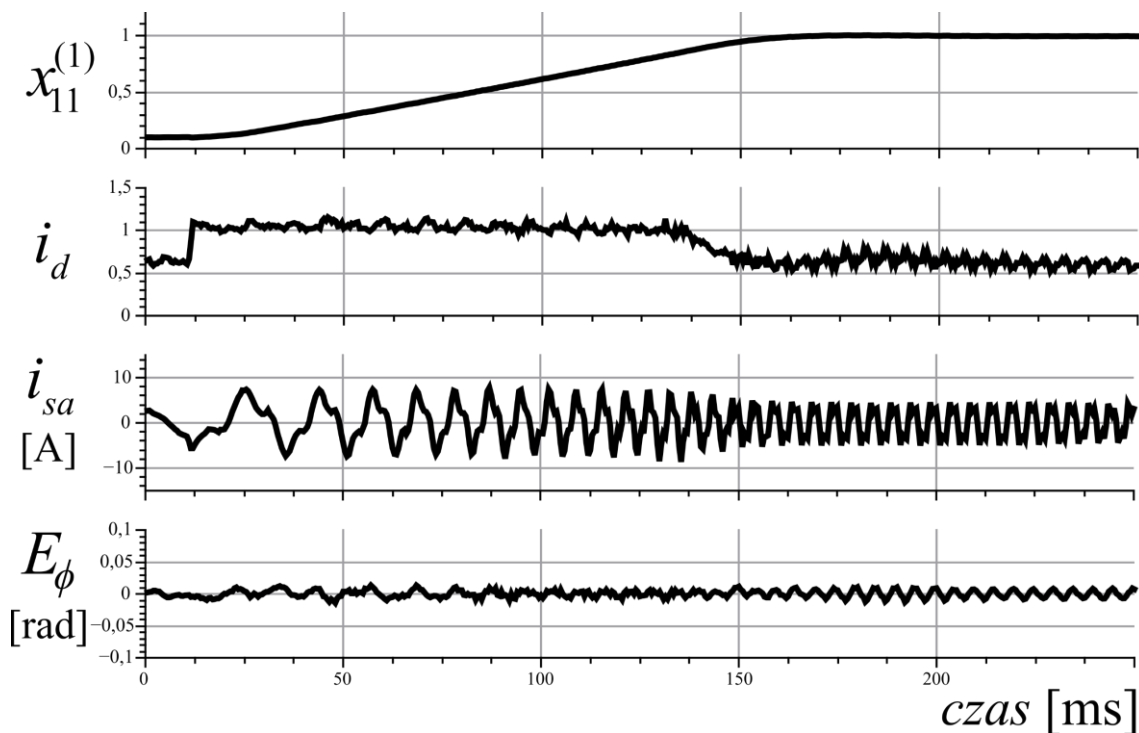


Rys. 10.21. Zarejestrowane oscyloskopem przebiegi prądu (kanal 2), napięcia (kanal 1) stojana i prądu dławika (kanal 3) podczas zmiany prędkości silnika od 0,1 do 1,0 j.w. – brak obciążenia



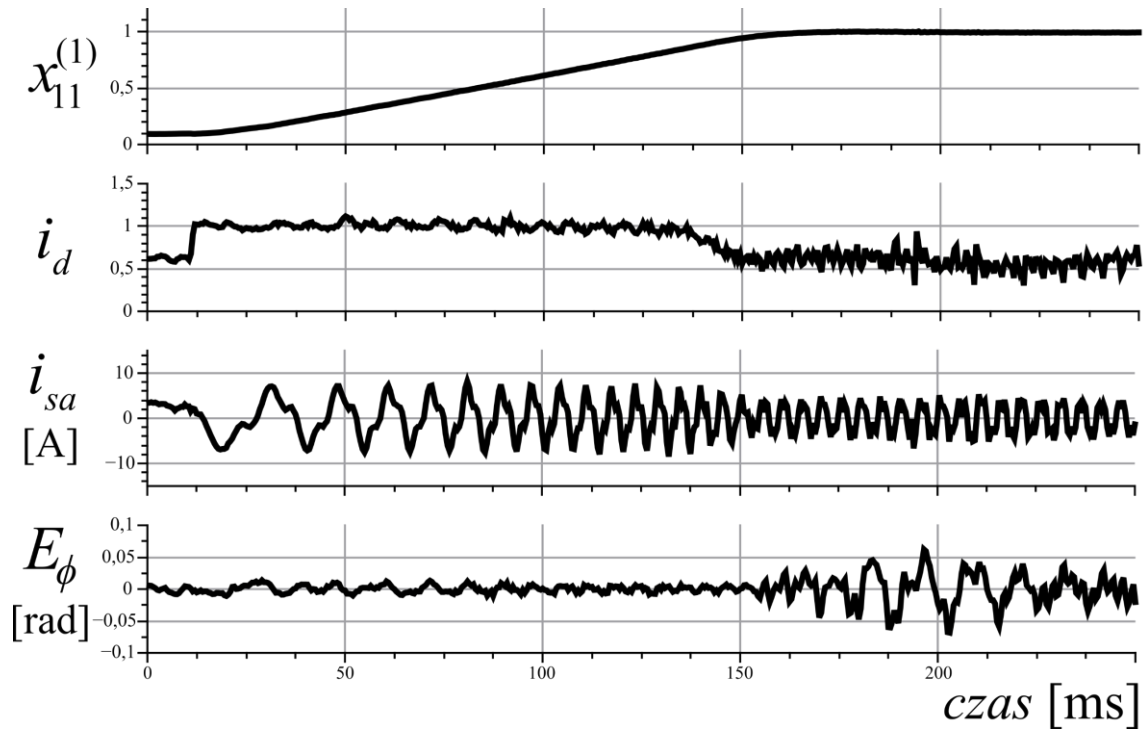
Rys. 10.22. Zarejestrowane oscyloskopem przebiegi prądu (kanal 2), napięcia (kanal 1) stojana i prądu dławika (kanal 3) podczas nawrotu silnika od 1,0 do -1,0 j.w. – brak obciążenia

Rysunki 10.23 – 10.24 przedstawiają przebiegi wybranych zmiennych podczas zmiany prędkości silnika z 0,1 do 1,0 j.w., przy wykorzystaniu I struktury sterowania, dla przypadku, w którym obliczany i uwzględniany jest współczynnik K_M oraz dla przypadku, w którym wartość K_M ustawiona jest na wartość 1. Na podstawie uzyskanych wyników, można stwierdzić różnice w przebiegach z rys. 10.23 w porównaniu do przebiegów z rys. 10.24.



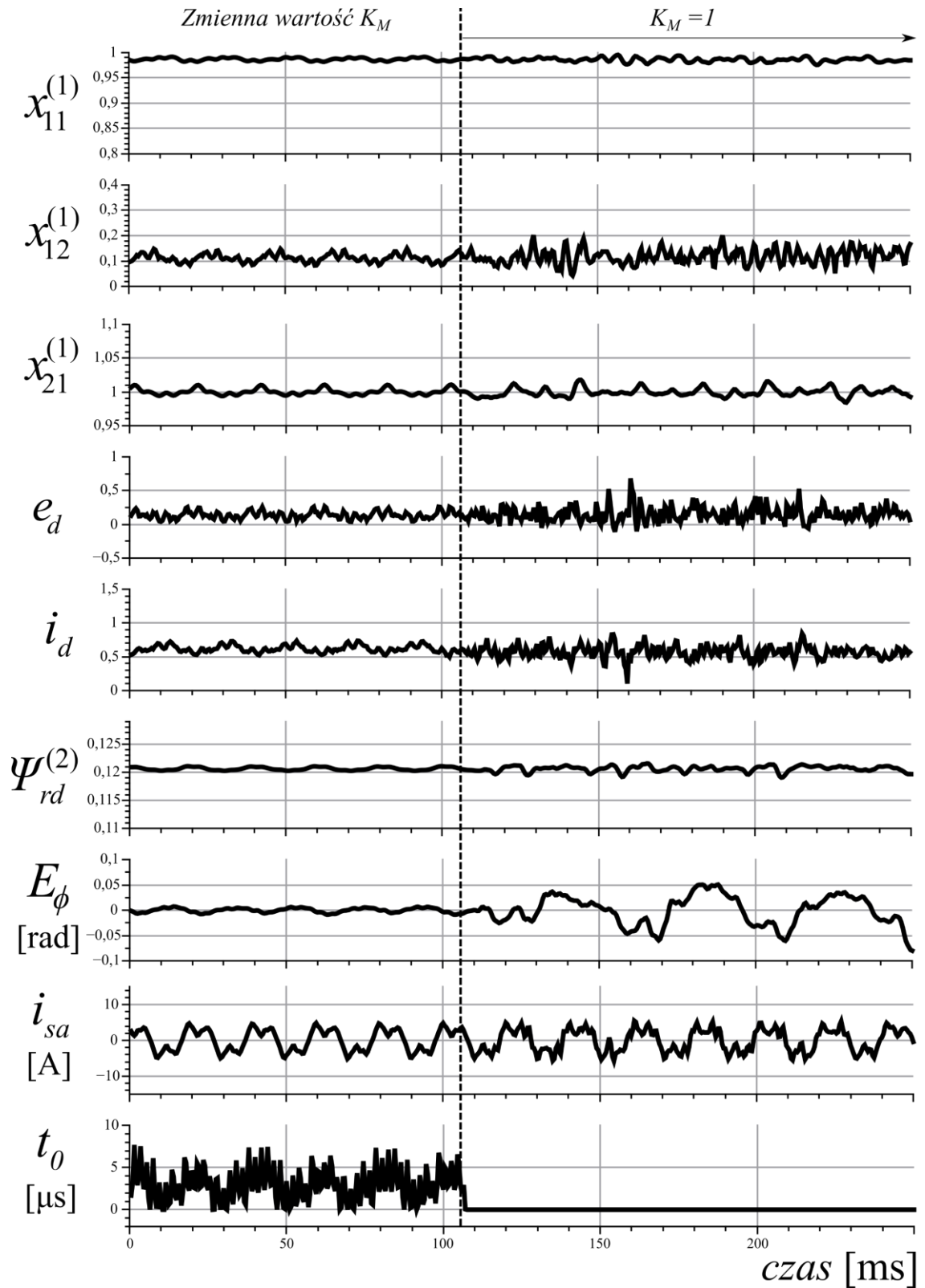
Rys. 10.23. Zmiana prędkości kątowej wirnika do 1,0 j.w. przy włączonym sprzężeniu ze współczynnikiem K_M

Dla obszaru prędkości bliskiej znamionowej, podczas iniekcji trzeciej harmonicznej prądu i jednoczesnym nieuwzględnieniu współczynnika K_M (rys. 10.24) występuje zakłócone formowanie prądu wyjściowego falownika, co jest widocznie w przebiegach prądu stojana w fazie a i uchybu regulatora kąta strumienia. W przebiegach z rys. 10.24 występują niegasnące oscylacje zmiennych, szczególnie prądu dławika i_d .



Rys. 10.24. Zmiana prędkości kątowej wirnika do 1,0 j.w. przy wyłączonym sprzężeniu ze współczynnikiem K_M

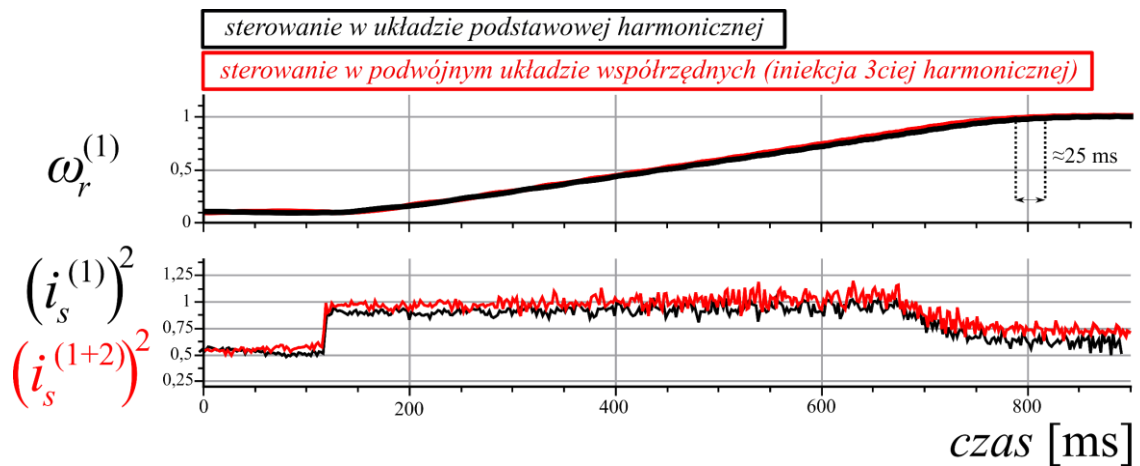
Na rysunku 10.25 pokazano przebiegi wybranych zmiennych podczas wyłączenia sprzężenia ze współczynnikiem K_M ($K_M=1$) dla stanu ustalonego, przy prędkości bliskiej znamionowej ($x_{11}^{(1)*} = 0,98$ j.w.). Po wyłączeniu sprzężenia ze współczynnikiem K_M , pojawiają się oscylacje w każdej z przedstawionych zmiennych. Zmienna t_0 to czas aktywacji wektorów zerowych, który obliczany jest w bloku modulacji szerokości impulsów (8.29). Wartość zmiennej t_0 osiąga ograniczenie w zerze, po wymuszeniu stałej wartości współczynnika K_M , co świadczy o zbyt niskiej wartości prądu w obwodzie DC, aby zapewnić poprawne kształtowanie zadanych amplitud wektorów prądu wyjściowego falownika (dla $i=1,2$). Przedstawienie rysunków 10.23 – 10.25 pozwala na lepsze zrozumienie istoty wprowadzenia sprzężenia (K_M) pomiędzy dwoma układami $\alpha^{(1)}\text{-}\beta^{(1)}$, $\alpha^{(2)}\text{-}\beta^{(2)}$, a jednym obwodem DC pięciofazowego falownika prądu.



Rys. 10.25. Wylączenie sprzężenia ze współczynnikiem K_M w stanie ustalonym – brak obciążenia

Rysunek 10.27 przedstawia podobne porównanie, które pokazano w wynikach badań symulacyjnych (rys. 7.20). Uzyskane przebiegi potwierdzają wzrost momentu

elektromagnetycznego (ok. 4 %) przy niewielkim wzroście kwadratu prądu stojana podczas kontrolowanej iniekcji trzeciej harmonicznej prądu.



Rys. 10.26. Porównanie przebiegów prędkości kątowej wirnika i kwadratu prądu stojana podczas zmiany prędkości silnika do 1,0 j.w. Kolor czarny – sterowanie wyłącznie w układzie podstawowej harmonicznej, kolor czerwony – iniekcja trzeciej harmonicznej

Podsumowując, w układzie napędowym z pięciofazowym silnikiem zasilanym z falownika prądu, konieczne jest zastosowanie sprzężenia K_M pomiędzy dwoma układami regulacji (we współrzędnych $\alpha^{(1)}-\beta^{(1)}$ i $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$) ze względu na brak możliwości kształtowania odpowiednich wartości amplitud prądu wyjściowego $|\dot{i}_f^{(1)}|, |\dot{i}_f^{(2)}|$.

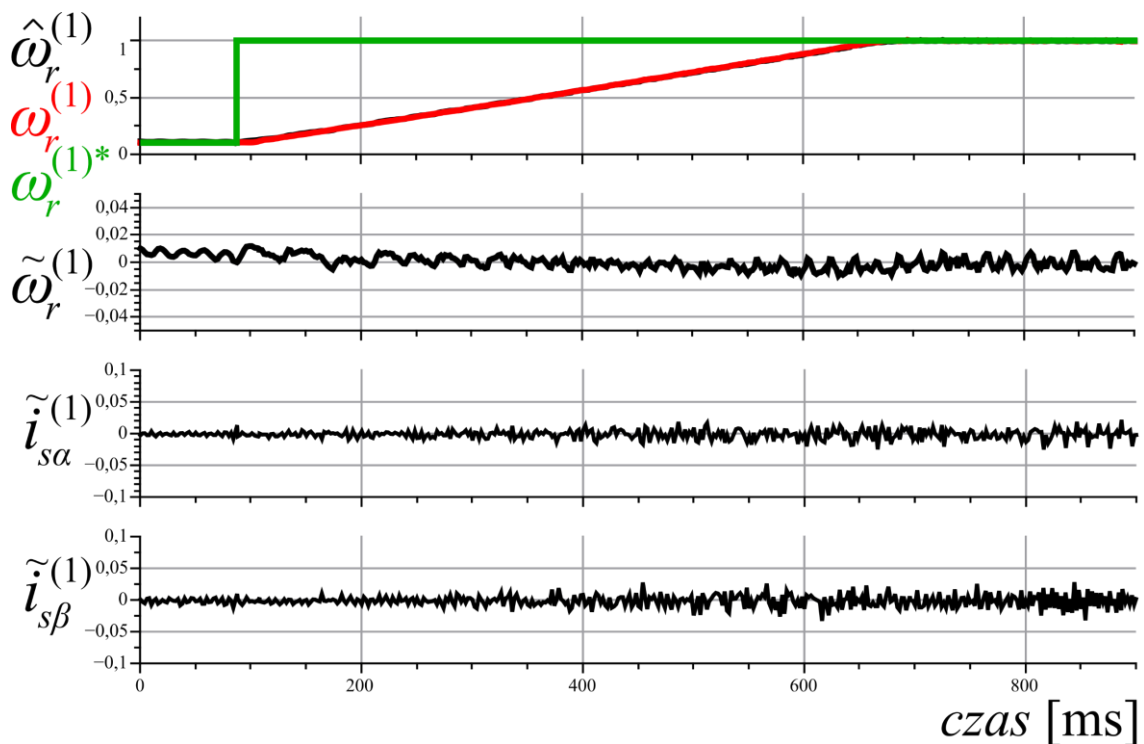
11. Bezczujnikowa praca badanego układu napędowego

Na rysunkach 11.1 – 11.2 pokazano przebiegi odtwarzanej prędkości kątowej wirnika $\hat{\omega}_r^{(1)}$, mierzonej prędkości $\omega_r^{(1)}$, błędu odtwarzania zdefiniowanego jako różnica pomiędzy sygnałem mierzonym prędkości, a prędkością estymowaną w obserwatorze przedstawionym w podrozdziale 6.2. Zadaną prędkość kątową wirnika oznaczono jako $\omega_r^{(1)*}$, a mierzoną prędkość jako $\omega_r^{(1)}$. Pokazano również przebiegi błędów odtwarzania składowych prądu stojana. Błędy estymowanych wielkości zdefiniowano następująco:

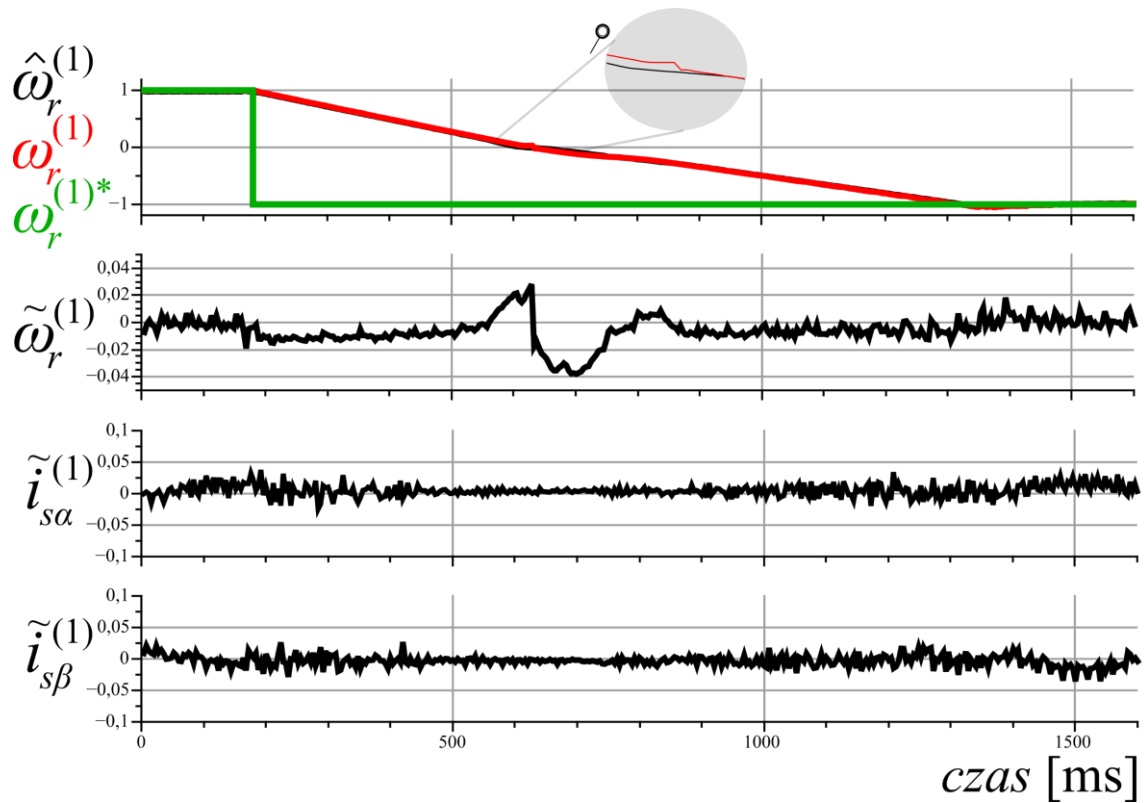
$$\tilde{\omega}_r^{(1)} = \hat{\omega}_r^{(1)} - \omega_r^{(1)}, \quad (10.1)$$

$$\tilde{i}_{sa}^{(1)} = \hat{i}_{sa}^{(1)} - i_{sa}^{(1)}, \quad (10.2)$$

$$\tilde{i}_{s\beta}^{(1)} = \hat{i}_{s\beta}^{(1)} - i_{s\beta}^{(1)}. \quad (10.3)$$

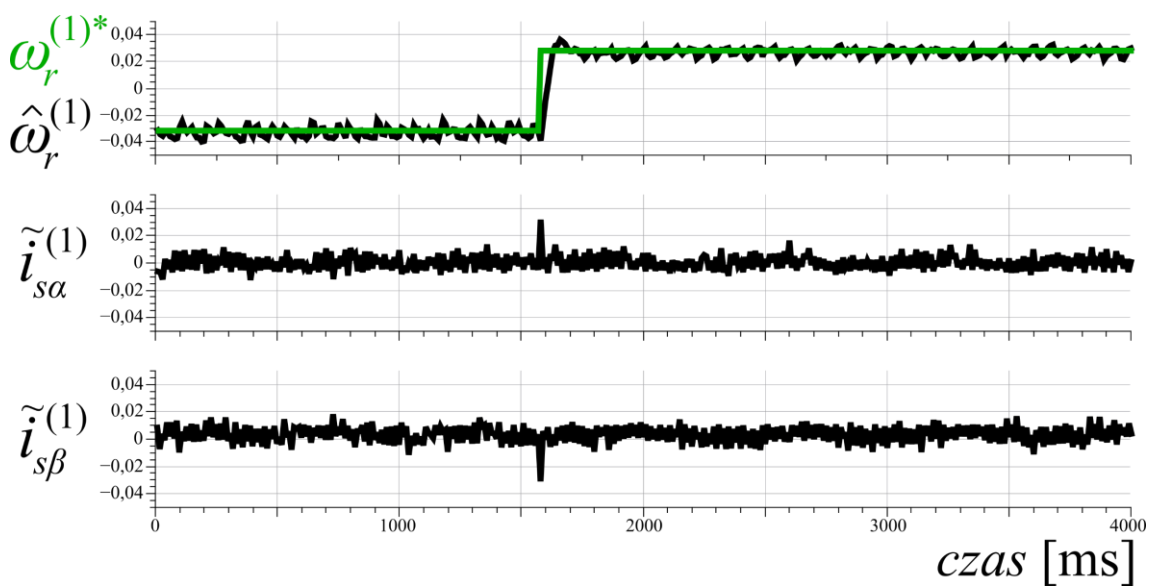


Rys. 11.1. Zmiana prędkości kątowej wirnika do 1,0 j.w.– brak obciążenia



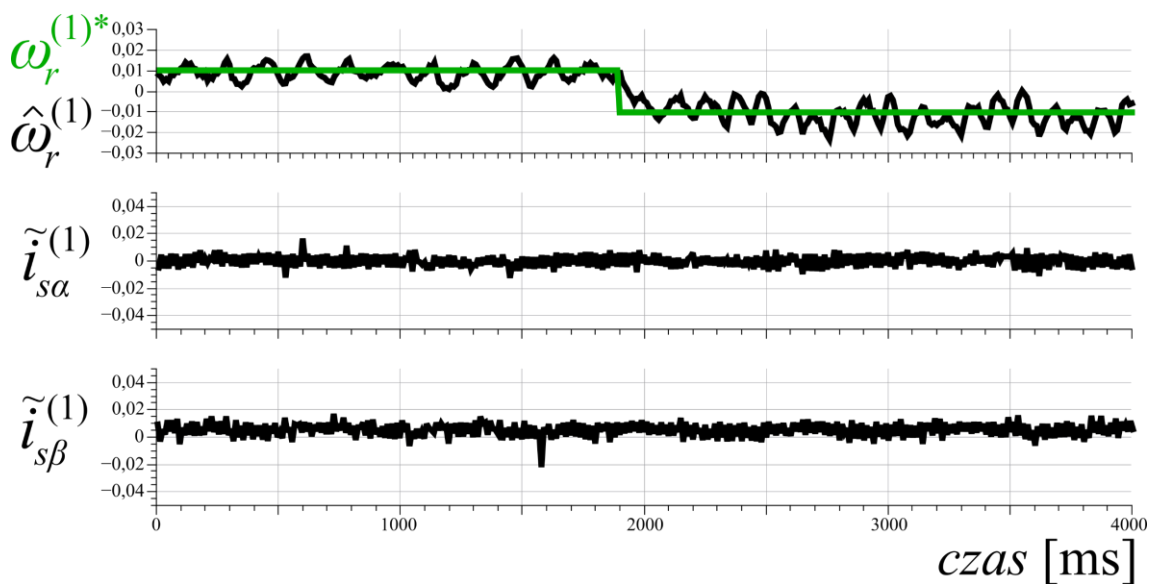
Rys. 11.2. Nawrót silnika od 1,0 do -1,0 j.w.– brak obciążenia

Podczas zmiany prędkości silnika z 0,1 do 1,0 j.w. (rys. 11.1) błąd odtwarzania prędkości nie przekracza 2 %, a w stanie ustalonym zmniejsza się do wartości < 1 %. W trakcie nawrotu silnika (rys. 11.2) błąd odtwarzania prędkości wzrasta do 4 % przy obszarze zerowej prędkości obrotowej, co wynika z niedokładnego pomiaru przez enkoder w zakresie bardzo niskich prędkości.



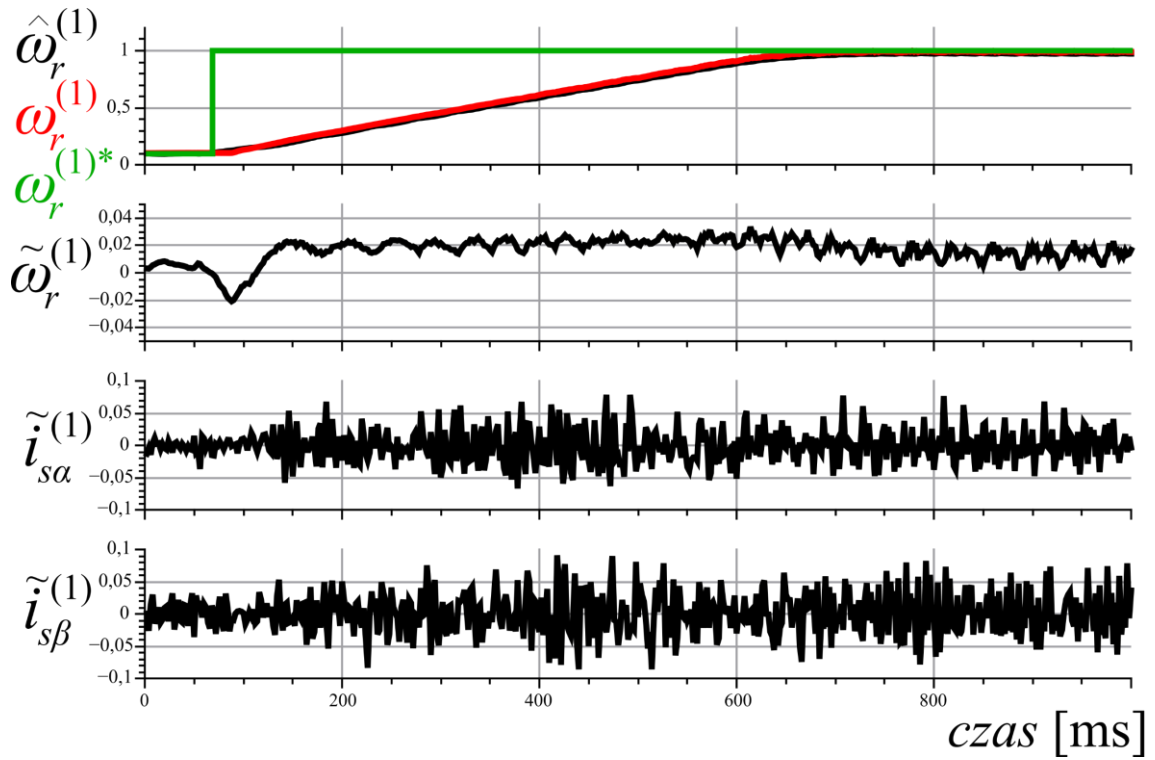
Rys. 11.3. Nawrót silnika od -0,03 do 0,03 j.w.– brak obciążenia

Rysunki 11.3 - 11.4. przedstawiają przebiegi prędkości estymowanej oraz błędów odtwarzania składowych prądu stojana podczas nawrotów silnika przy bardzo niskich prędkościach ($< 0,05$ j.w.). Na rysunku 11.3 pokazano nawrót nieobciążonego silnika od $-0,03$ do $0,03$ j.w., a na rys. 11.4. od $0,01$ do $-0,01$ j.w. Można zauważyć dynamiczne i płynne przejście prędkości wirnika przez zero, jednak przy zadanej wartości prędkości silnika $0,01$ j.w., ruch obrotowy wirnika zmienił się w ruch „pełzający”. Uzyskane przebiegi potwierdzają stabilność obserwatora oraz możliwą pracę pięciofazowego napędu z falownikiem prądu w zakresie bardzo niskich prędkości obrotowych.

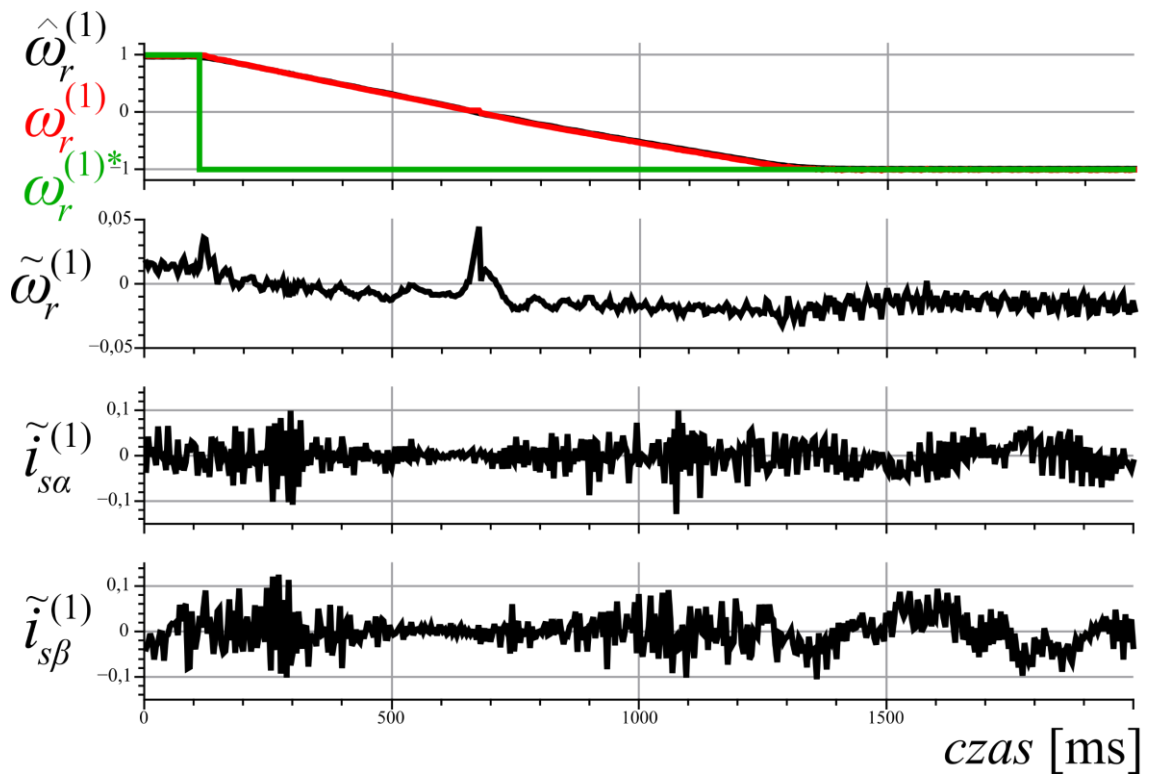


Rys. 11.4. Nawrót silnika od $-0,01$ do $0,01$ j.w. – brak obciążenia

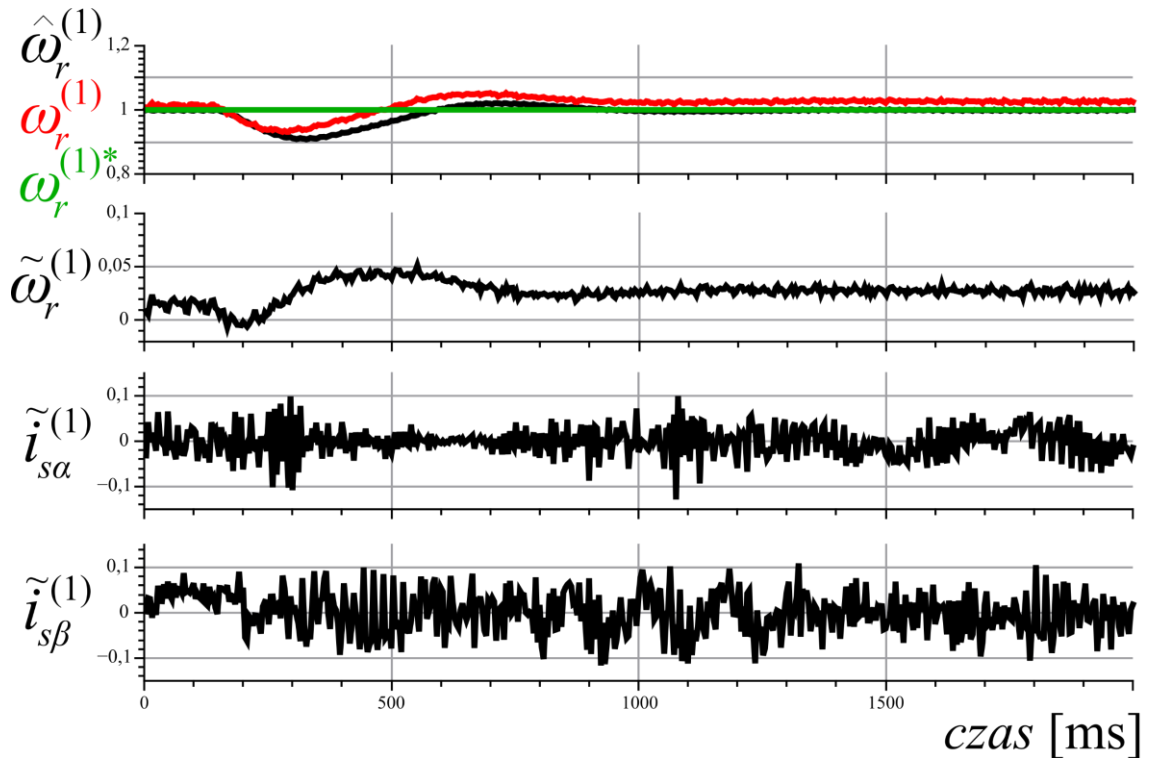
Na rysunkach 11.5 – 11.7 pokazano przebiegi podczas zmiany prędkości silnika z $0,1$ do $1,0$ j.w. (rys. 11.5), nawrotu silnika z $1,0$ do $-1,0$ j.w. (rys. 11.6) oraz skoku obciążenia silnika do ok. $0,7$ j.w. (rys. 11.7) przy zmianie parametrów obwodowych maszyny.



Rys. 11.5. Zmiana prędkości kątowej wirnika do 1,0 j.w. przy zmianie parametrów obwodowych maszyny



Rys. 11.6. Nawrót silnika od 1,0 do -1,0 j.w. przy zmianie parametrów obwodowych maszyny

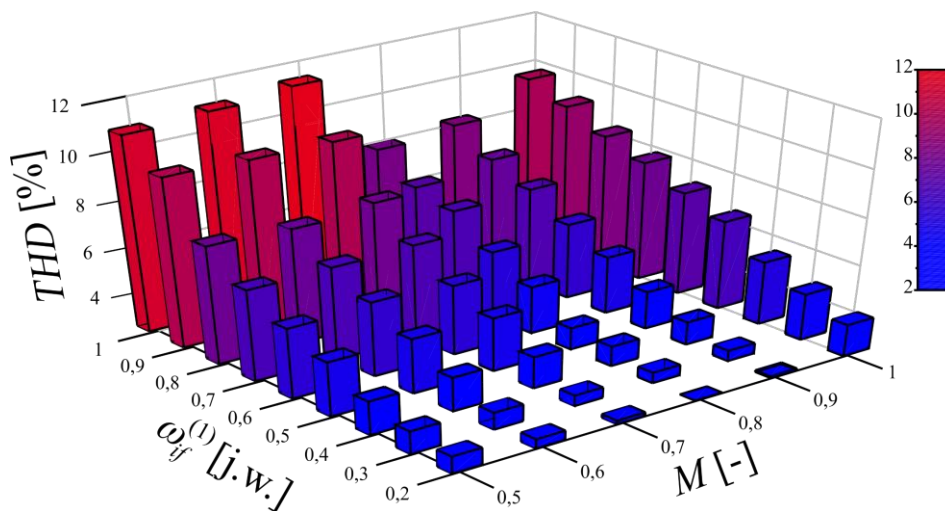


Rys. 11.7. Zmiana obciążenia silnika, $M_o \approx 0,7$ j.w. przy zmianie parametrów obwodowych maszyny

Przed wykonaniem testów zwiększono, zapisane w pamięci procesora, wartości rezystancji uzwojenia stojana i wirnika podstawowej harmonicznej ($R_s^{(1)}, R_r^{(1)}$) o 50 %, a wartość indukcyjności wzajemnej ($L_m^{(1)}$) zmieniono o 20 %. Uzyskane przebiegi dowodzą o odporności zastosowanego obserwatora i układu sterowania na zmiany parametrów obwodowych maszyny (w przyjętym zakresie). Podczas zmiany prędkości silnika (rys. 11.5), błąd odtwarzania prędkości kątowej wirnika nie przekroczył 4 %, a błąd w stanie ustalonym wyniósł ok. 2 %. Podobne wartości błędów uzyskano w trakcie nawrotu silnika (rys. 11.6). Podczas zmiany obciążenia silnika (rys. 11.7), błąd odtwarzania prędkości w stanie przejściowym wyniósł ok. 5 %, zaś w stanie ustalonym ok. 2,5 %.

12. Analiza przebiegów prądu i napięcia obciążenia w układzie napędowym z pięcioletowym falownikiem prądu z wektorową MSI

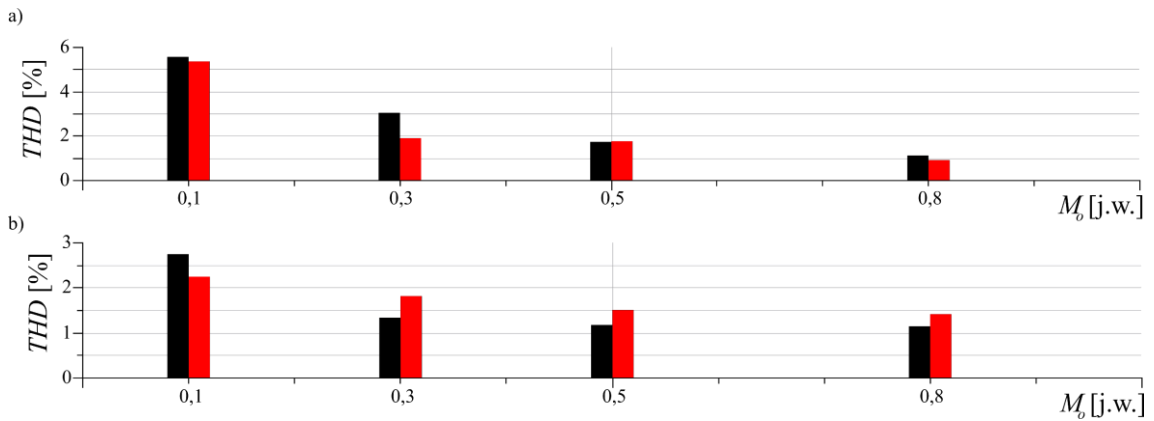
Na rys. 12.1. przedstawiono wartości współczynnika THD dla prądu stojana nieobciążonego silnika, w zależności od pulsacji wektora prądu wyjściowego $\omega_{if}^{(1)}$ i współczynnika modulacji M , przy wykorzystaniu sterowania ze zmiennymi multiskalarnymi, bez iniekcji trzeciej harmonicznej prądu wyjściowego ($|i_f^{(2)*}|=0$). Można zauważyć znaczny wpływ współczynnika modulacji na wartość współczynnika THD. Dla współczynnika modulacji $M < 0,7$ wartość THD prądu stojana wzrasta, co wynika z większych oscylacji prądu dławika [65]. Dla $M = 1$ odkształcenia prądu stojana również się zwiększają, ze względu na zbyt krótkie czasy aktywacji wektorów zerowych. W takim przypadku, czas aktywacji wektora zerowego może być krótszy od czasu potrzebnego do załączenia tranzystora. Na podstawie uzyskanych wyników, przyjęto optymalną wartość współczynnika $M = 0,9$, którą ustawiono w sterowniku przekształtnika podczas dokonywania testów układu napędowego.



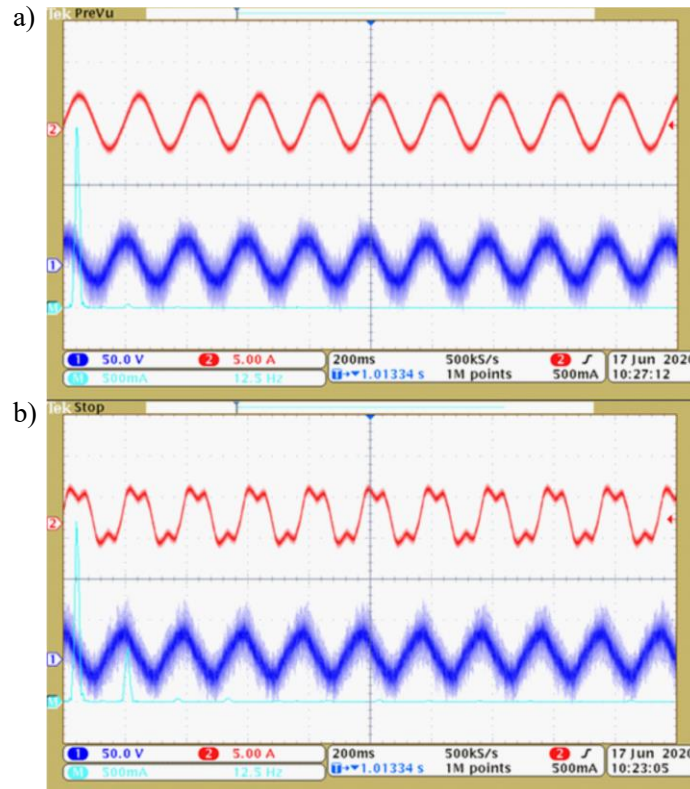
Rys. 12.1. Wartości współczynnika THD dla prądu stojana w zależności od pulsacji prądu wyjściowego $\omega_{if}^{(1)}$ i współczynnika modulacji M (wykonano przy braku obciążenia silnika bez iniekcji trzeciej harmonicznej prądu)

Rysunek 12.2 przedstawia wartości współczynnika THD dla napięcia i prądu stojana w zależności od obciążenia silnika, przy prędkości kątowej wirnika 0,5 j.w. Badania wykonano dla dwóch przypadków: wyłącznego formowania wektora podstawowej harmonicznej prądu wyjściowego oraz dodatkowego kształtowania przebiegu trzeciej harmonicznej prądu wyjściowego falownika. W przypadku

formowania dwóch zadanych wektorów prądu wyjściowego, współczynnik THD obliczano według zależności (9.1). Uzyskane wyniki świadczą o stosunkowo niedużym wpływie formowania dodatkowego wektora prądu wyjściowego na współczynnik THD w przebiegach prądu i napięcia stojana przy wykorzystaniu zaproponowanej metody MSI (podrozdział 8.4). Przy obciążeniu silnika większym momentem $M_o \approx 0,8$ uzyskano wartość współczynnika THD dla prądu i napięcia stojana poniżej 2 %.



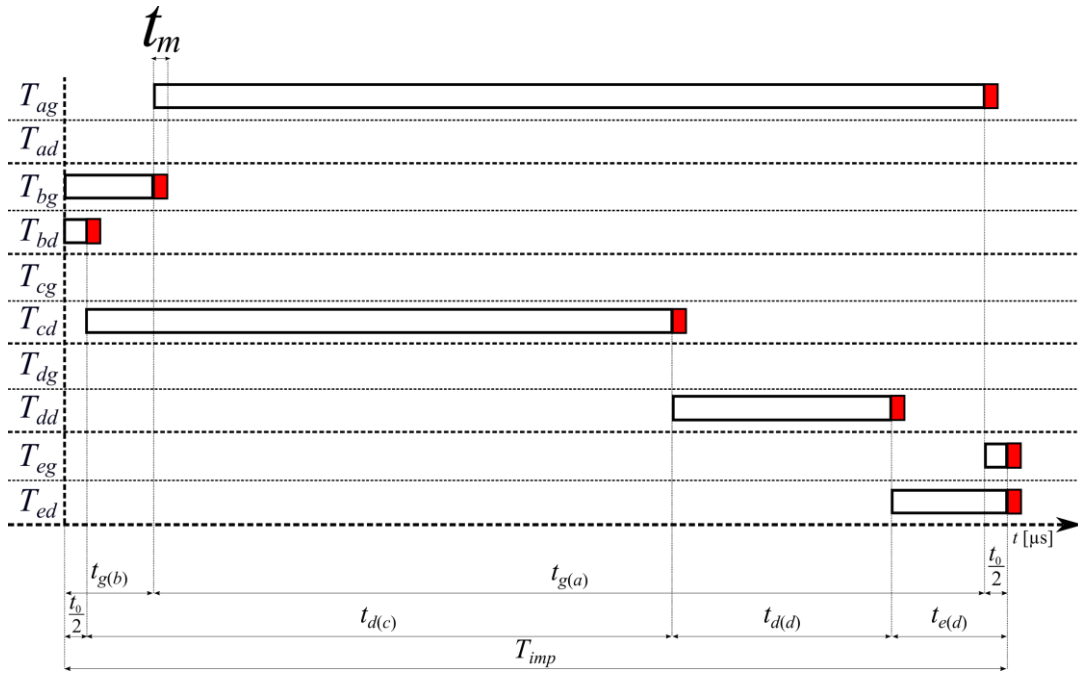
Rys. 12.2. Wartości współczynnika THD dla napięcia (a) i prądu (b) stojana w zależności od obciążenia M_o . Kolor czarny- brak iniekcji trzeciej harmonicznej, kolor czerwony- iniekcja trzeciej harmonicznej prądu



Rys. 12.3. Przebiegi prądu (kanał 2), napięcia (kanał 1) stojana w fazie a i analizy FFT prądu stojana (kanał M) przy a) wymuszeniu sinusoidalnym i b) iniekcji trzeciej harmonicznej – brak obciążenia

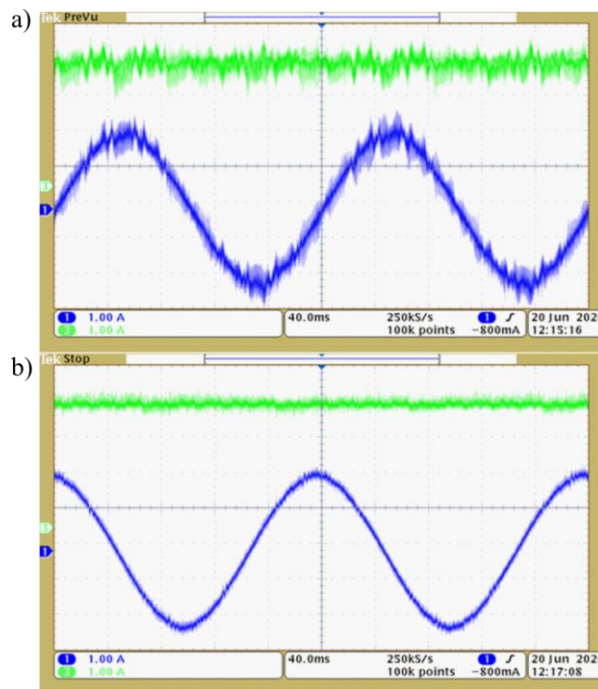
Na rysunku 12.3 pokazano przebiegi prądu i napięcia stojana zarejestrowane oscyloskopem, przy wymuszeniu sinusoidalnym oraz przy iniekcji trzeciej harmonicznej prądu. Uzyskanie prawie sinusoidalnego przebiegu napięcia stojana wpływa korzystnie na izolację uzwojeń stojana silnika i zmniejsza zakłócenia elektromagnetyczne EMI (ang. *Electromagnetic Interference*) w układzie napędowym [147]. Mniejsza wartość $\frac{du}{dt}$ w przebiegu napięcia stojana to główna zaleta falownika prądu, który można stosować w przypadku długich połączeń kablowych, łączących silnik z przekształtnikiem. W takiej aplikacji można zastosować również falownik napięcia z dodatkowym, wyjściowym filtrem indukcyjno-pojemnościowym (LC).

Przy sprzętowej implementacji algorytmu modulacji szerokości impulsów dla falownika prądu, należy uwzględnić czasy martwe podczas tworzenia sekwencji załączeń tranzystorów. W przypadku falownika napięcia, czasy martwe wprowadzane są w celu uniknięcia zwarcia w obwodzie DC. Analogicznie w falowniku prądu, czasy martwe dobierane są w taki sposób, aby uniknąć przerwania prądu w obwodzie pośredniczącym ograniczając wartość pochodnej $L\frac{di_d}{dt}$. Zastosowanie czasów martwych w falowniku prądu, sprowadza się do wydłużenia każdego sygnału bramkowego o odpowiednią wartość, zależną od realizacji sprzętowej przekształtnika, częstotliwości impulsowania i zastosowanych tranzystorów. Wydłużenie sygnałów bramkowych o czas martwy powinno zapewnić ciągłość prądu w obwodzie pośredniczącym, w czasie potrzebnym do załączenia kolejnego, górnego lub dolnego tranzystora. Przykładową sekwencję sygnałów bramkowych tranzystorów w pięciofazowym falowniku prądu, z uwzględnieniem czasów martwych przedstawiono na rys. 12.4. Czas martwy oznaczono jako t_m (stosunek długości tego czasu do czasów załączeń tranzystorów nie został zachowany na rysunku 12.5).



Rys. 12.5. Przykładowa sekwencja sygnałów bramkowych tranzystorów w pięciofazowym falowniku prądu z uwzględnieniem czasów martwych

Na rys. 12.6 pokazano przebiegi prądu stojana i prądu dławika dla niewystarczająco długiego, oraz dla prawidłowo dobranego czasu martwego. Na przedstawionym rysunku można zauważyć znaczne oscylacje w prądzie dławika i zniekształcenia w kształtowaniu przebiegu prądu wyjściowego falownika, przy zastosowaniu zbyt krótkiego czasu martwego.



Rys. 12.6. Przebiegi prądu stojana w fazie a i prądu dławika, przy czasie martwym równym: a) $0,5 \mu\text{s}$, b) $1,5 \mu\text{s}$

13. Podsumowanie i wnioski

W rozprawie przedstawiono bezczujnikowe sterowanie pięciofazową maszyną indukcyjną zasilaną z falownika prądu. Zaproponowane układy regulacji pozwalają na lepsze wykorzystanie obwodu magnetycznego pięciofazowego silnika indukcyjnego o uzwojeniu skupionym, poprzez kontrolowaną iniekcję trzeciej harmonicznej prądu. Uzyskanie większej od znamionowej wartości momentu elektromagnetycznego w pięciofazowym silniku indukcyjnym, poprzez iniekcję trzeciej harmonicznej, potwierdzono w układach z falownikiem napięcia [42], [47], [52], [53], natomiast temat ten nie jest znany dla układów z pięciofazowym falownikiem prądu. Kontrolowana iniekcja trzeciej harmonicznej prądu wymaga zastosowania dodatkowej struktury sterowania, odpowiedniego formowania prądu wyjściowego falownika oraz estymacji strumienia wirnika w układzie współrzędnych $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$. Autor przedstawił dwie struktury regulacji, które umożliwiają sterowanie momentem elektromagnetycznym i strumieniem w drugim układzie współrzędnych. Obie struktury regulacji bazują na sterowaniu napięciowym w falowniku prądu i różnią się sterowaniem w drugim układzie współrzędnych $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$. W układzie współrzędnych $\alpha^{(1)}-\beta^{(1)}$ zastosowano strukturę regulacji ze zmiennymi multiskalarnymi, niezależnie od struktury regulacji. Do syntezy układu regulacji wykorzystano linearyzację do zmiennych multiskalarnych, a następnie zastosowano prawo regulacji ze sprzężeniem zwrotnym w celu uzyskania linearyzujących sterowań (zmiennych sterujących). I struktura regulacji wykorzystuje sterowanie połowo-zorientowane, natomiast II struktura, sterowanie z wykorzystaniem zmiennych multiskalarnych, w układzie współrzędnych $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$. W celu zachowania równości mocy po stronach obwodów DC i AC oraz zapewnienia odpowiedniej wartości prądu w obwodzie pośredniczącym, podczas formowania dodatkowego wektora prądu wyjściowego w układzie $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$, wprowadzono współczynnik K_M , który uwzględnia zmianę stosunku generowanych mocy w obydwóch układach współrzędnych $\alpha^{(1)}-\beta^{(1)}$ i $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$.

Niezależne kształtowanie dwóch wektorów prądu wyjściowego (podstawowej i trzeciej harmonicznej) wymaga zastosowania odpowiedniej metody modulacji szerokości impulsów w pięciofazowym falowniku prądu. W [86] przedstawiono sposób wektorowej modulacji szerokości impulsów, natomiast w [142] sinusoidalną modulację

szerokości impulsów dla pięciofazowego falownika prądu. Metody te prowadzą do uzyskania sinusoidalnego kształtu prądu wyjściowego falownika z jednoczesną eliminacją wektora prądu powstałego w układzie współrzędnych $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$. Ze względu na to, autor opracował zoptymalizowaną metodę wektorowej modulacji szerokości impulsów dla pięciofazowego prądu, umożliwiającą niezależne formowanie wektorów prądu wyjściowego falownika w układach współrzędnych $\alpha^{(1)}-\beta^{(1)}$ i $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$.

W rozprawie zamieszczono wyniki badań symulacyjnych i eksperymentalnych układu z pięciofazowym silnikiem indukcyjnym zasilanym z falownika prądu, przy zastosowaniu układów regulacji przedstawionych w podrozdziale 5.3. Na podstawie uzyskanych wyników, można stwierdzić podobną pracę napędu przy zastosowaniu dwóch struktur sterowania, jednak nieliniowe sterowanie z wykorzystaniem zmiennych multiskalarnych w układzie $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$ ograniczyło oscylacje amplitudy strumienia wirnika trzeciej harmonicznej w stanach przejściowych i pozwoliło na niezależne sterowanie momentem elektromagnetycznym i strumieniem.

Wprowadzenie współczynnika K_M do matematycznej analizy modelu obiektu pozwoliło na „wirtualny” podział jednego obwodu DC falownika prądu pomiędzy dwa układy współrzędnych $\alpha^{(1)}-\beta^{(1)}$ i $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$ i zapewnia odpowiedni „zapas” prądu w obwodzie prądu stałego celem prawidłowego kształtowania przebiegu trzeciej harmonicznej prądu wyjściowego falownika.

Do estymacji zmiennych stanu maszyny indukcyjnej w układzie współrzędnych $\alpha^{(1)}-\beta^{(1)}$ wykorzystano strukturę obserwatora *backstepping* typu Z [121]. Prędkość kątową wirnika estymowano wyłącznie w układzie $\alpha^{(1)}-\beta^{(1)}$. Do estymacji strumienia wirnika w drugim układzie współrzędnych $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$ zastosowano strukturę obserwatora Luenbergera przedstawioną w [80].

Na podstawie uzyskanych wyników eksperymentalnych, można stwierdzić, że przedstawione układy regulacji zapewniają dobre właściwości układu napędowego, w analizowanym zakresie prędkości, oraz pozwalają na optymalizację rozkładu strumienia wirnika poprzez kontrolowaną iniekcję trzeciej harmonicznej prądu (stabilizacja zmiennych w układzie współrzędnych $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$). Ponadto, stosując przedstawioną metodę wektorowej modulacji szerokości impulsów, uzyskano przebiegi

prądu i napięcia stojana o niskiej zawartości wyższych harmonicznych ($\text{THD} < 2\%$), niezależnie od tego czy kształtowano wektor prądu wyjściowego wyłącznie w układzie $\alpha^{(1)}-\beta^{(1)}$, czy kształtowano dodatkowo wektor w układzie współrzędnych $\alpha^{(2)}-\beta^{(2)}$.

W rozprawie nie rozpatrywano awaryjnej pracy pięciofazowego układu napędowego. Dalsze prace autora będą dotyczyć:

- sterowania odpornego na utratę zasilania w jednej z faz pięciofazowego silnika indukcyjnego zasilanego z falownika prądu,
- systemów wielosilnikowych zasilanych z jednego falownika.

BIBLIOGRAFIA

- [1] M. Morawiec, *Napędy z maszynami indukcyjnymi zasilanymi z przekształtnika prądu*, Wydawnictwo Politechniki Gdańskiej. Gdańsk, 2010.
- [2] F. Filsecker, R. Álvarez, i S. Bernet, „Design and losses of PWM current source converters”, w *2010 IEEE International Conference on Industrial Technology*, mar. 2010, s. 737–744, doi: 10.1109/ICIT.2010.5472712.
- [3] A. Lewicki i M. Głąb, „Modulacja szerokości impulsów w falownikach prądu”, *Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym SENE 2007: VIII Krajowa Konferencja Naukowa*, Łódź, s. 273–278, 2007.
- [4] R. Barlik i M. Nowak, *Poradnik inżyniera energoelektronika*. Warszawa: WNT, 1998.
- [5] M. Morawiec, *Bezczujnikowe sterowanie maszynami elektrycznymi zasilanymi przekształtnikowo*. Gdańsk: Wydawnictwa Politechniki Gdańskiej, 2013.
- [6] E. E. Ward i H. Härer, „Preliminary investigation of an inverter-fed 5-phase induction motor”, *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, t. 116, nr 6, s. 980–984, cze. 1969, doi: 10.1049/piee.1969.0182.
- [7] F. Terrien, „Multiphase induction motor sensorless control for electric ship propulsion”, w *Second IEE International Conference on Power Electronics, Machines and Drives*, Edinburgh, UK, 2004, t. 2004, s. v2-556-v2-556, doi: 10.1049/cp:20040348.
- [8] M. Benatmane i M. McCoy, „The All Electric Warship: An Overview of the US Navy’s Integrated Power System Development Programme”, *International Conference on Electric Machines / ElecShip ’98, Istanbul, Turkey, September 1998*.
- [9] M. Steiner, R. Deplazes, i H. Stemmler, „A New Transformerless Topology for AC-Fed Traction Vehicles Using Multi-Star Induction Motors”, *EPE Journal*, t. 10, nr 3–4, s. 45–53, paź. 2000, doi: 10.1080/09398368.2000.11463469.
- [10] S. Mantero, E. De Paola, i G. Marina, „An optimised control strategy for double star motors configuration in redundancy operation mode”, t. CD-ROM, 1999.
- [11] M. G. Simoes i P. Vieira, „A high-torque low-speed multiphase brushless machine—a perspective application for electric vehicles”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, t. 49, nr 5, s. 1154–1164, paź. 2002, doi: 10.1109/TIE.2002.803241.
- [12] R. Bojoi, A. Tenconi, F. Profumo, i F. Farina, „Dual-Source Fed Multi-phase Induction Motor Drive for Fuel Cell Vehicles: Topology and Control”, w *IEEE 36th Conference on Power Electronics Specialists, 2005.*, Aachen, Germany, 2005, s. 2676–2683, doi: 10.1109/PESC.2005.1582011.
- [13] S. Z. Jiang, K. T. Chau, i C. C. Chan, „Spectral analysis of a new six-phase pole-changing induction motor drive for electric vehicles”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, t. 50, nr 1, s. 123–131, luty 2003, doi: 10.1109/TIE.2002.807662.
- [14] C. C. Chan, J. Z. Jiang, G. H. Chen, X. Y. Wang, i K. T. Chau, „A novel polyphase multipole square-wave permanent magnet motor drive for electric vehicles”, *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, t. 30, nr 5, s. 1258–1266, paź. 1994, doi: 10.1109/28.315237.
- [15] J. M. Miller, V. Stefanovic, V. Ostovic, i J. Kelly, „Design considerations for an automotive integrated starter-generator with pole-phase modulation”, w *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No.01CH37248)*, Chicago, IL, USA, 2001, t. 4, s. 2366–2373, doi: 10.1109/IAS.2001.955953.
- [16] J. S. Edelson, I. W. Cox, i J. S. Wagdych, „The Chorus Meshcon Solution for Starter-

- Generators”, w *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, 2005.*, San Antonio, TX, USA, 2005, s. 1720–1724, doi: 10.1109/IEMDC.2005.195952.
- [17] D. Zdenek, „25 MW high-speed electric drive with thyristor speed control”, *Czechoslov. Heavy Ind.*, nr 4, s. 5–9, 1986.
- [18] B. C. Mecrow *i in.*, „Design and Testing of a Four-Phase Fault-Tolerant Permanent-Magnet Machine for an Engine Fuel Pump”, *IEEE Trans. On Energy Conversion*, t. 19, nr 4, s. 671–678, grudz. 2004, doi: 10.1109/TEC.2004.832074.
- [19] G. J. Atkinson, B. C. Mecrow, A. G. Jack, D. J. Atkinson, P. Sangha, i M. Benarous, „The design of fault tolerant machines for aerospace applications”, w *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, 2005.*, San Antonio, TX, USA, 2005, s. 1863–1869, doi: 10.1109/IEMDC.2005.195974.
- [20] J. W. Bennett, „Choice of drive topologies for electrical actuation of aircraft flaps and slats”, w *Second IEE International Conference on Power Electronics, Machines and Drives*, Edinburgh, UK, 2004, t. 2004, s. v1-332-v1-332, doi: 10.1049/cp:20040308.
- [21] E. Levi, „Multiphase Electric Machines for Variable-Speed Applications”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, t. 55, nr 5, s. 1893–1909, maj 2008, doi: 10.1109/TIE.2008.918488.
- [22] E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H. A. Toliyat, i S. Williamson, „Politecnico di Torino Porto Institutional Repository [Article] Multiphase induction motor drives - a technology status review Multiphase induction motor drives – a technology status review”, t. 1, nr 4, s. 489–516, 2007, doi: 10.1049/iet-epa:20060342.
- [23] M. Bermudez, I. Gonzalez-Prieto, F. Barrero, H. Guzman, M. J. Duran, i X. Kestelyn, „Open-Phase Fault-Tolerant Direct Torque Control Technique for Five-Phase Induction Motor Drives”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, t. 64, nr 2, s. 902–911, luty 2017, doi: 10.1109/TIE.2016.2610941.
- [24] M. Bermudez, I. Gonzalez-Prieto, F. Barrero, H. Guzman, X. Kestelyn, i M. J. Duran, „An Experimental Assessment of Open-Phase Fault-Tolerant Virtual-Vector-Based Direct Torque Control in Five-Phase Induction Motor Drives”, *IEEE Trans. Power Electron.*, t. 33, nr 3, s. 2774–2784, mar. 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2711531.
- [25] M. Bermudez, H. Guzman, I. Gonzalez-Prieto, F. Barrero, M. J. Duran, i X. Kestelyn, „Comparative study of DTC and RFOC methods for the open-phase fault operation of a 5-phase induction motor drive”, w *IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Yokohama, lis. 2015, s. 002702–002707, doi: 10.1109/IECON.2015.7392509.
- [26] H. Guzman, M. J. Duran, F. Barrero, B. Bogado, i S. Toral, „Speed Control of Five-Phase Induction Motors With Integrated Open-Phase Fault Operation Using Model-Based Predictive Current Control Techniques”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, t. 61, nr 9, s. 4474–4484, wrz. 2014, doi: 10.1109/TIE.2013.2289882.
- [27] Jen-Ren Fu i T. A. Lipo, „Disturbance-free operation of a multiphase current-regulated motor drive with an opened phase”, *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, t. 30, nr 5, s. 1267–1274, paź. 1994, doi: 10.1109/28.315238.
- [28] F. Wilczyński, P. Strankowski, J. Guziński, M. Morawiec, i A. Lewicki, „Sensorless field oriented control for five-phase induction motors with third harmonic injection and fault insensitive feature”, kwi. 2019, doi: 10.24425/bpas.2019.128598.
- [29] F. Wilczyński, P. Strankowski, J. Guziński, M. Morawiec, i A. Lewicki, „Sterowanie wektorowe pięciofazowym silnikiem indukcyjnym z optymalizacją rozkładu strumienia wirnika”, *ELECTROTECHNICAL NEWS*, t. 1, nr 11, s. 25–30, lis. 2017,

- doi: 10.15199/74.2017.11.4.
- [30] F. Wilczyński, P. Strankowski, J. Guziński, M. Morawiec, A. Lewicki, i G. Kostro, „Five-Phase Induction Motor Drive Operation During Stator Phase Fault”, *AEZ*, t. 8, nr 4(30)2017, s. 18–26, grudz. 2017, doi: 10.17274/AEZ.2017.30.02.
- [31] E. Levi, M. Jones, S. Vukosavic, i H. A. Toliyat, „A novel concept of a multiphase, multimotor vector controlled drive system supplied from a single voltage source inverter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2004, doi: 10.1109/TPEL.2003.823241.
- [32] E. Levi, „Advances in Converter Control and Innovative Exploitation of Additional Degrees of Freedom for Multiphase Machines”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, t. 63, nr 1, s. 433–448, sty. 2016, doi: 10.1109/TIE.2015.2434999.
- [33] A. Iqbal, „Decoupled dynamic control of series-connected five-phase and six-phase two-motor drive systems”, w *IET Chennai 3rd International on Sustainable Energy and Intelligent Systems (SEISCON 2012)*, grudz. 2012, s. 1–1, doi: 10.1049/cp.2012.2257.
- [34] E. Levi, M. Jones, S. N. Vukosavic, i H. A. Toliyat, „Steady-State Modeling of Series-Connected Five-Phase and Six-Phase Two-Motor Drives”, *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, t. 44, nr 5, s. 1559–1568, wrz. 2008, doi: 10.1109/TIA.2008.2002268.
- [35] A. Iqbal, S. Vukosavic, E. Levi, M. Jones, i H. A. Toliyat, „Dynamics of a series-connected two-motor five-phase drive system with a single-inverter supply”, w *Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference, 2005.*, Hong Kong, China, 2005, t. 2, s. 1081–1088, doi: 10.1109/IAS.2005.1518491.
- [36] M. Jones, E. Levi, i A. Iqbal, „A five-phase series-connected two-motor drive with current control in the rotating frame”, w *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*, Aachen, Germany, 2004, s. 3278–3284, doi: 10.1109/PESC.2004.1355054.
- [37] A. S. Abdel-Khalik, M. I. Masoud, i B. W. Williams, „Improved Flux Pattern With Third Harmonic Injection for Multiphase Induction Machines”, *IEEE Trans. Power Electron.*, t. 27, nr 3, s. 1563–1578, mar. 2012, doi: 10.1109/TPEL.2011.2163320.
- [38] M. Adamowicz, J. Guziński, i Z. Krzeminski, „Nonlinear control of five phase induction motor with synchronized third harmonic flux injection”, w *2015 First Workshop on Smart Grid and Renewable Energy (SGRE)*, mar. 2015, s. 1–6, doi: 10.1109/SGRE.2015.7208727.
- [39] M. J. Duran, F. Salas, i M. R. Arahal, „Bifurcation analysis of five-phase induction motor drives with third harmonic injection”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2008, doi: 10.1109/TIE.2008.918470.
- [40] R. O. C. Lyra i T. A. Lipo, „Torque density improvement in a six-phase induction motor with third harmonic current injection”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2002, doi: 10.1109/TIA.2002.802938.
- [41] P. Strankowski, J. Guziński, M. Morawiec, A. Lewicki, i F. Wilczyński, „Sensorless disturbance detection for five phase induction motor with third harmonic injection”, w *2017 11th IEEE International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)*, kwi. 2017, s. 387–391, doi: 10.1109/CPE.2017.7915202.
- [42] F. Wilczyński, M. Morawiec, P. Strankowski, J. Guziński, i A. Lewicki, „Sensorless field oriented control of five phase induction motor with third harmonic injection”, w *2017 11th IEEE International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)*, kwi. 2017, s. 392–397, doi:

- 10.1109/CPE.2017.7915203.
- [43] H. Xu, H. A. Toliyat, i L. J. Petersen, „Rotor Field Oriented Control of Five-Phase Induction Motor with the Combined Fundamental and Third Harmonic Currents”.
- [44] Libo Zheng, J. E. Fletcher, B. W. Williams, i Xiangning He, „Dual-Plane Vector Control of a Five-Phase Induction Machine for an Improved Flux Pattern”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, t. 55, nr 5, s. 1996–2005, maj 2008, doi: 10.1109/TIE.2008.918464.
- [45] A. S. Abdel-Khalik, S. M. Gadoue, M. I. Masoud, i B. W. Williams, „Optimum Flux Distribution With Harmonic Injection for a Multiphase Induction Machine Using Genetic Algorithms”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, t. 26, nr 2, s. 501–512, cze. 2011, doi: 10.1109/TEC.2010.2093139.
- [46] P. S. N. De Silva, J. E. Fletcher, i B. W. Williams, „Design of a five-phase induction motor using flux distribution optimisation”, *3rd IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2006)*, 2006, doi: 10.1049/cp:20060126.
- [47] Cé. C. Scharlau, L. F. A. Pereira, L. A. Pereira, i Sé. Haffner, „Performance of a Five-Phase Induction Machine With Optimized Air Gap Field Under Open Loop V/f Control”, *IEEE Trans. On Energy Conversion*, t. 23, nr 4, s. 1046–1056, grudz. 2008, doi: 10.1109/TEC.2008.2001437.
- [48] L. A. Pereira, C. C. Scharlau, L. F. A. Pereira, i J. F. Haffner, „Model of a five-phase induction machine allowing for harmonics in the air-gap field part I: Parameter determination and general equations”, 2004, doi: 10.1109/IECON.2004.1433291.
- [49] J. A. Riveros *i in.*, „Parameter Identification of Multiphase Induction Machines With Distributed Windings—Part 2: Time-Domain Techniques”, *IEEE Trans. Energy Convers.*, t. 27, nr 4, s. 1067–1077, grudz. 2012, doi: 10.1109/TEC.2012.2219862.
- [50] A. G. Yepes *i in.*, „Parameter Identification of Multiphase Induction Machines With Distributed Windings—Part 1: Sinusoidal Excitation Methods”, *IEEE Trans. Energy Convers.*, t. 27, nr 4, s. 1056–1066, grudz. 2012, doi: 10.1109/TEC.2012.2220967.
- [51] K. N. Pavithran, R. Parimelalagan, i M. R. Krishnamurthy, „STUDIES ON INVERTER-FED FIVE-PHASE INDUCTION MOTOR DRIVE.”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1988, doi: 10.1109/63.4353.
- [52] M. Kim, N. Kim, i W. Baik, „A five-phase IM vector control system including 3rd current harmonics component”, w *8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia*, maj 2011, s. 2519–2524, doi: 10.1109/ICPE.2011.5944731.
- [53] P. Strankowski, *Sensorless Five-Phase Induction Motor Drive with Inverter Output Filter and Fault Detection Possibility*, *Rozprawa doktorska*. Gdańsk, 2019.
- [54] A. S. Morsy, A. S. Abdel-khalik, S. Ahmed, i A. Massoud, „Sensorless V/f control with MRAS speed estimator for a five-phase induction machine under open-circuit phase faults”, w *2013 7th IEEE GCC Conference and Exhibition (GCC)*, Doha, Qatar, lis. 2013, s. 268–273, doi: 10.1109/IEEEGCC.2013.6705788.
- [55] M. A. Elgenedy, A. S. Abdel-Khalik, A. M. Massoud, i S. Ahmed, „Indirect field oriented control of five-phase induction motor based on SPWM-CSI”, w *2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Berlin, Germany, wrz. 2014, s. 2101–2106, doi: 10.1109/ICELMACH.2014.6960474.
- [56] F. Wilczynski i M. Morawiec, „Sterowanie maszyną pięciofazową zasilaną z falownika prądu z wykorzystaniem zmiennych multiskalarnych”, *SENE 2019*, d 2019.
- [57] M. Morawiec, P. Strankowski, A. Lewicki, J. Guzinski, i F. Wilczynski, „Feedback

- Control of Multiphase Induction Machines with Backstepping Technique”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, s. 1–1, 2019, doi: 10.1109/TIE.2019.2931236.
- [58] A. R. Beig i V. T. Ranganathan, „A novel CSI-fed induction motor drive”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, t. 21, nr 4, s. 1073–1082, 2006, doi: 10.1109/TPEL.2006.876826.
- [59] Bin Wu, S. B. Dewan, i G. R. Slemon, „PWM-CSI inverter for induction motor drives”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, t. 28, nr 1, s. 64–71, sty. 1992, doi: 10.1109/28.120202.
- [60] G. Joos i J. Espinoza, „A high performance voltage-regulated CSI AC induction motor drive”, w *Proceedings of 1994 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - ASPEC'94*, luty 1994, s. 501–506 t.1, doi: 10.1109/APEC.1994.316357.
- [61] J. R. Espinoza i G. Joos, „State variable decoupling and power flow control in PWM current-source rectifiers”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, t. 45, nr 1, s. 78–87, luty 1998, doi: 10.1109/41.661308.
- [62] V. J. Gosbell i P. M. Dalton, „Current control of induction motors at low speeds”, *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, t. 28, nr 2, s. 482–489, kwi. 1992, doi: 10.1109/28.126759.
- [63] M. Kaźmierkowski, R. Barlik, i M. Nowak, „Układ napędowy z silnikiem klatkowym sterowanym przez przemiennik częstotliwości z falownikiem prądu”, *Przegląd Elektrotechniczny*, 1977.
- [64] H. Tunia i M. Kaźmierkowski, *Automatyka napędu przekształtnikowego*. Warszawa: PWN, 1987.
- [65] Dong-Choon Lee, Dong-Hee Kim, i Dae-Woong Chung, „Control of PWM current source converter and inverter system for high performance induction motor drives”, w *22nd International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation Proceedings of the 1996 IEEE IECON*, sie. 1996, t. 2, s. 1100–1105 t.2, doi: 10.1109/IECON.1996.566032.
- [66] A. Nikolic i B. Jęftenic, „Speed sensorless direct torque control implementation in a current source inverter fed induction motor drive”, w *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*, Aachen, Germany, 2004, s. 2843–2848, doi: 10.1109/PESC.2004.1355284.
- [67] S. H. Shahalami, Saadate S., i A. Cherifi, „New control strategy of current source inverter asynchronous drives”, *EPE 2003, Toulouse*.
- [68] K. J. Talbot, C. E. Kleinhans, G. Diana, i R. G. Harley, „Speed sensorless field oriented control of a CSI-fed induction motor by transputer based digital controller”, *PESC '95 Record., 26th Annual IEEE*, 1995.
- [69] M. I. Masoud i A. S. Abdel-Khalik, „Vector controlled five-phase PWM-CSI induction motor drive”, *International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*, t. 5, s. 258–264, 2013, doi: 10.1109/PowerEng.2013.6635616.
- [70] A. K. Srivastava i S. M. Tripathi, „Current Source Inverter fed Induction Motor Drives: A Survey A. K. Srivastava*, S. M. Tripathi”, *International Journal of Electrical Systems (IJES)*, 2011, 2011.
- [71] T. Orłowska-Kowalska, *Bezczujnikowe układy napędowe z silnikami indukcyjnymi*, t. 48. Wrocław: Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Seria Wydawnicza Komitetu Elektrotechniki PAN Postępy Napędu Elektrycznego i Energoelektroniki, 2003.
- [72] M. Kaźmierkowski, R. Barlik, i M. Nowak, „Układy napędowe z silnikiem

- klatkowym pracującym ze stałą częstotliwością poślizgu”, *PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY*, nr 3, s. 102–106, 1980.
- [73] Joong-Ho Song, Kwang-Bae Kim, i Myung-Joong Youn, „Control of stator voltage-controlled current source induction motor drive”, w *[1992] Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Xian, China, 1992, s. 653–657, doi: 10.1109/ISIE.1992.279683.
- [74] Joong-Ho Song, Kwang-Bae Kim, i Myung-Joong Youn, „Electrical instability of induction motor driven by CSI with output capacitors”, w *Conference Record of the Power Conversion Conference - Yokohama 1993*, Yokohama, Japan, 1993, s. 538–543, doi: 10.1109/PCCON.1993.264198.
- [75] F. W. Fuchs i A. Kloenne, „DC link and dynamic performance features of PWM IGBT current source converter induction machine drives with respect to industrial requirements”, w *The 4th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPEMC 2004.*, sie. 2004, t. 3, s. 1393-1398 Vol.3.
- [76] F. Control, C. Liu, i Y. Feng, „Modeling and Implementation of a Induction Motor Drive Using”, t. 25, nr 4, s. 588–597, 1989.
- [77] S. Rees i U. Ammann, „New stator voltage controller for high speed induction machines fed by current-source inverters”, w *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*, Aachen, Germany, 2004, s. 541–547, doi: 10.1109/PESC.2004.1355805.
- [78] Z. Krzeminski, *Badania właściwości i synteza układu regulacji prędkości obrotowej silnika asynchronicznego zasilanego z falownika prądu*. Łódź: Rozprawa doktorska, 1983.
- [79] Z. Krzeminski, „Multiscalar model based control system for induction motor fed by current source inverter”, *The 2-nd International Conference on Electrical Drives, Poiana Brasov, Romania*, 1988.
- [80] Z. Krzemiński, „Cyfrowe sterowanie maszynami asynchronicznymi”, 2000.
- [81] M. Morawiec, *Bezczujnikowe sterowanie maszyną indukcyjną zasilaną z falownika prądu*. Politechnika Gdańska, 2007.
- [82] Z. Krzemiński, „Nonlinear Control of Induction Motor”, *IFAC Proceedings Volumes*, t. 20, nr 5, s. 357–362, lip. 1987, doi: 10.1016/S1474-6670(17)55396-3.
- [83] L. Zheng, J. E. Fletcher, B. W. Williams, i X. He, „A Novel Direct Torque Control Scheme for a Sensorless Five-Phase Induction Motor Drive”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, t. 58, nr 2, s. 503–513, luty 2011, doi: 10.1109/TIE.2010.2047830.
- [84] S. M. Dabour i M. I. Masoud, „Open-circuit fault detection of five-phase voltage source inverters”, w *2015 IEEE 8th GCC Conference & Exhibition*, Muscat, Oman, luty 2015, s. 1–6, doi: 10.1109/IEEEGCC.2015.7060049.
- [85] H. M. Eldeeb, A. S. Abdel-Khalik, i C. M. Hackl, „Postfault Full Torque–Speed Exploitation of Dual Three-Phase IPMSM Drives”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, t. 66, nr 9, s. 6746–6756, wrz. 2019, doi: 10.1109/TIE.2018.2880698.
- [86] M. A. Elgenedy, A. A. Elserougi, A. S. Abdel-Khalik, A. M. Massoud, i S. Ahmed, „A Space Vector PWM Scheme for Five-Phase Current-Source Converters”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, t. 63, nr 1, s. 562–573, sty. 2016, doi: 10.1109/TIE.2015.2493514.
- [87] Z. Krzemiński, „Obserwatory prędkości dla bezczujnikowego sterowania maszynami prądu przemiennego”, *PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY*, nr 5, 2014.
- [88] K. Kovacs i I. Racz, „Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen”, *Akademiai Kiado, Budapest*, 1959.

- [89] J. Kabziński, Red., *Advanced Control of Electrical Drives and Power Electronic Converters*, t. 75. Cham: Springer International Publishing, 2017.
- [90] A. Lewicki, *Wybrane problemy cyfrowego sterowania pośrednimi przekształtnikami napięcia i prądu*. Gdańsk: Wydawnictwa Politechniki Gdańskiej, 2013.
- [91] R. H. Park, „Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I”, *Trans. Am. Inst. Electr. Eng.*, t. 48, nr 3, s. 716–727, lip. 1929, doi: 10.1109/T-AIEE.1929.5055275.
- [92] J. Chiasson, „Dynamic feedback linearization of the induction motor”, *IEEE Trans. Automat. Contr.*, t. 38, nr 10, s. 1588–1594, paź. 1993, doi: 10.1109/9.241583.
- [93] R. Marino, P. Tomei, i C. M. Verrelli, *Induction Motor Control Design*, t. 0. London: Springer London, 2010.
- [94] M. Morawiec, *Synteza bezczujnikowego sterowania maszyną indukcyjną klatkową zasilaną z falownika prądu*. Gdańsk: Wydawnictwa Politechniki Gdańskiej, 2016.
- [95] R. Marino, S. Peresada, i P. Valigi, „Adaptive partial feedback linearization of induction motors”, w *29th IEEE Conference on Decision and Control*, Honolulu, HI, USA, 1990, s. 3313–3318 t.6, doi: 10.1109/CDC.1990.203408.
- [96] R. Marino, S. Peresada, i P. Valigi, „Adaptive input-output linearizing control of induction motors”, *IEEE Trans. Automat. Contr.*, t. 38, nr 2, s. 208–221, luty 1993, doi: 10.1109/9.250510.
- [97] Z. Krzemiński, „Observer of induction motor speed based on exact disturbance model”, 2008, doi: 10.1109/EPEPEMC.2008.4635605.
- [98] Z. Krzeminski, „Speed observers based on extended models of induction motor”, *Przegląd Elektrotechniczny*, t. 85, nr 7, s. 141–147, 2009.
- [99] Z. Krzeminski, A. Lewicki, i M. Morawiec, „Speed observer based on extended model of induction machine”, w *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Bari, Italy, lip. 2010, s. 3107–3112, doi: 10.1109/ISIE.2010.5637685.
- [100] H. Rehman, A. Derdiyok, M. K. Guven, i Longya Xu, „A new current model flux observer for wide speed range sensorless control of an induction machine”, *IEEE Trans. Power Electron.*, t. 17, nr 6, s. 1041–1048, lis. 2002, doi: 10.1109/TPEL.2002.805579.
- [101] F.-J. Lin, D.-H. Wang, i P.-K. Huang, „RFNN controlled sensorless induction spindle motor drive”, *Electric Power Systems Research*, t. 70, nr 3, s. 211–222, sie. 2004, doi: 10.1016/j.epsr.2003.12.010.
- [102] M. Elloumi, L. Ben-Brahim, i M. A. Al-Hamadi, „Survey of speed sensorless controls for IM drives”, w *IECON '98. Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (Cat. No.98CH36200)*, Aachen, Germany, 1998, t. 2, s. 1018–1023, doi: 10.1109/IECON.1998.724234.
- [103] J. Holtz, „Sensorless position control of induction motors-an emerging technology”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, t. 45, nr 6, s. 840–851, grudz. 1998, doi: 10.1109/41.735327.
- [104] T.-S. Kwon, M.-H. Shin, i D.-S. Hyun, „Speed Sensorless Stator Flux-Oriented Control of Induction Motor in the Field Weakening Region Using Luenberger Observer”, *IEEE Trans. Power Electron.*, t. 20, nr 4, s. 864–869, lip. 2005, doi: 10.1109/TPEL.2005.850939.
- [105] S. Bogosyan, M. Barut, i M. Gokasan, „Braided extended Kalman filters for sensorless estimation in induction motors at high-low/zero speed”, *IET Control Theory & Applications*, t. 1, nr 4, s. 987–998, lip. 2007, doi: 10.1049/iet-cta:20060329.
- [106] Minchul Shin i Dongsoo Kwon, „Implementation of extended Kalman filter with

- PI control and modeling effect reduction for precise motor speed estimation in disturbance”, w *2015 12th International Conference on Ubiquitous Robots and Ambient Intelligence (URAI)*, Goyang, South Korea, paź. 2015, s. 72–76, doi: 10.1109/URAI.2015.7358931.
- [107] B. Akin, U. Orguner, A. Ersak, i M. Ehsani, „Simple Derivative-Free Nonlinear State Observer for Sensorless AC Drives”, *IEEE/ASME Trans. Mechatron.*, t. 11, nr 5, s. 634–643, paź. 2006, doi: 10.1109/TMECH.2006.882996.
- [108] M. Barut, S. Bogosyan, i M. Gokasan, „Speed-Sensorless Estimation for Induction Motors Using Extended Kalman Filters”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, t. 54, nr 1, s. 272–280, luty 2007, doi: 10.1109/TIE.2006.885123.
- [109] Young-Real Kim, Seung-Ki Sul, i Min-Ho Park, „Speed sensorless vector control of induction motor using extended Kalman filter”, *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, t. 30, nr 5, s. 1225–1233, paź. 1994, doi: 10.1109/28.315233.
- [110] M. Dybkowski i T. Orłowska-Kowalska, „Speed Sensorless Induction Motor Drive System with MRAS type Speed and Flux Estimator and Additional Parameter Identification”, *IFAC Proceedings Volumes*, t. 46, nr 11, s. 33–38, 2013, doi: 10.3182/20130703-3-FR-4038.00149.
- [111] A. Accetta, M. Cirrincione, M. Pucci, i G. Vitale, „Closed-Loop MRAS Speed Observer for Linear Induction Motor Drives”, *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, t. 51, nr 3, s. 2279–2290, maj 2015, doi: 10.1109/TIA.2014.2375377.
- [112] I. Benlaloui, S. Drid, L. Chrifi-Alaoui, i M. Ouriagli, „Implementation of a New MRAS Speed Sensorless Vector Control of Induction Machine”, *IEEE Trans. Energy Convers.*, t. 30, nr 2, s. 588–595, cze. 2015, doi: 10.1109/TEC.2014.2366473.
- [113] A. N. Smith, S. M. Gadoue, i J. W. Finch, „Improved Rotor Flux Estimation at Low Speeds for Torque MRAS-Based Sensorless Induction Motor Drives”, *IEEE Trans. Energy Convers.*, t. 31, nr 1, s. 270–282, mar. 2016, doi: 10.1109/TEC.2015.2480961.
- [114] H. Abu-Rub, J. Guzinski, Z. Krzeminski, i H. A. Toliyat, „Speed observer system for advanced sensorless control of induction motor”, *IEEE Trans. On Energy Conversion*, t. 18, nr 2, s. 219–224, cze. 2003, doi: 10.1109/TEC.2003.811735.
- [115] M. Cirrincione, A. Accetta, M. Pucci, i G. Vitale, „MRAS Speed Observer for High-Performance Linear Induction Motor Drives Based on Linear Neural Networks”, *IEEE Trans. Power Electron.*, t. 28, nr 1, s. 123–134, sty. 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2200506.
- [116] H. Wang, X. Ge, i Y.-C. Liu, „Second-Order Sliding-Mode MRAS Observer-Based Sensorless Vector Control of Linear Induction Motor Drives for Medium-Low Speed Maglev Applications”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, t. 65, nr 12, s. 9938–9952, grudz. 2018, doi: 10.1109/TIE.2018.2818664.
- [117] M. Comanescu, „Design and Implementation of a Highly Robust Sensorless Sliding Mode Observer for the Flux Magnitude of the Induction Motor”, *IEEE Trans. Energy Convers.*, t. 31, nr 2, s. 649–657, cze. 2016, doi: 10.1109/TEC.2016.2516951.
- [118] T. Orłowska-Kowalska, G. Tarchala, i M. Dybkowski, „Sliding-mode direct torque control and sliding-mode observer with a magnetizing reactance estimator for the field-weakening of the induction motor drive”, *Mathematics and Computers in Simulation*, t. 98, s. 31–45, kwi. 2014, doi: 10.1016/j.matcom.2013.05.012.
- [119] Y. B. Zbede, S. M. Gadoue, i D. J. Atkinson, „Model Predictive MRAS Estimator for Sensorless Induction Motor Drives”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, t. 63, nr 6, s. 3511–3521, cze. 2016, doi: 10.1109/TIE.2016.2521721.
- [120] M. Jalalifar, A. F. Payam, B. Mirzaeian, i S. M. S. nezhad, „Dynamic Modeling

- and Simulation of an Induction Motor with Adaptive Backstepping Design of an Input-Output Feedback Linearization Controller in Series Hybrid Electric Vehicle”, w *2006 International Conference on Power Electronic, Drives and Energy Systems*, grudz. 2006, s. 1–6, doi: 10.1109/PEDES.2006.344375.
- [121] M. Morawiec, „Z-Type Observer Backstepping for Induction Machines”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, t. 62, nr 4, s. 2090–2102, kwi. 2015, doi: 10.1109/TIE.2014.2355417.
- [122] M. Morawiec, A. Lewicki, i F. Wilczyński, „Speed observer of induction machine based on backstepping and sliding mode for low-speed operation”, *Asian J Control*, s. asjc.2244, sty. 2020, doi: 10.1002/asjc.2244.
- [123] H. Rasmussen, P. Vadstrup, i H. Borsting, „Full adaptive backstepping design of a speed sensorless field oriented controller for an induction motor”, w *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No.01CH37248)*, Chicago, IL, USA, 2001, t. 4, s. 2601–2606, doi: 10.1109/IAS.2001.955986.
- [124] R. Trabelsi, A. Kheder, M. F. Mimouni, i F. M’sahli, „Backstepping control for an induction motor with an adaptive Backstepping rotor flux observer”, w *18th Mediterranean Conference on Control and Automation, MED’10*, Marrakech, Morocco, cze. 2010, s. 5–10, doi: 10.1109/MED.2010.5547625.
- [125] M. Morawiec i A. Lewicki, „Speed Observer Structure of Induction Machine Based on Sliding Super-Twisting and Backstepping Techniques”, *IEEE Trans. Ind. Inf.*, s. 1–1, 2020, doi: 10.1109/TII.2020.2974507.
- [126] L. Ben-Brahim, „Motor speed identification via neural networks”, *IEEE Ind. Appl. Mag.*, t. 1, nr 1, s. 28–32, luty 1995, doi: 10.1109/2943.378053.
- [127] S. Abedi, S. Buyamin, M. Tousizadeh, i N. A. Rahim, „Sensorless speed estimation of induction motor based on feed-forward neural network algorithm”, w *2013 IEEE Conference on Clean Energy and Technology (CEAT)*, Lankgwawi, Malaysia, lis. 2013, s. 71–75, doi: 10.1109/CEAT.2013.6775602.
- [128] M. Wlas, Z. Krzeminski, J. Guzinski, H. Abu-Rub, i H. A. Toliyat, „Artificial-Neural-Network-Based Sensorless Nonlinear Control of Induction Motors”, *IEEE Trans. On Energy Conversion*, t. 20, nr 3, s. 520–528, wrz. 2005, doi: 10.1109/TEC.2005.847984.
- [129] S. M. Gadoue, D. Giaouris, i J. W. Finch, „Sensorless Control of Induction Motor Drives at Very Low and Zero Speeds Using Neural Network Flux Observers”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, t. 56, nr 8, s. 3029–3039, sie. 2009, doi: 10.1109/TIE.2009.2024665.
- [130] S. Maiti, V. Verma, C. Chakraborty, i Y. Hori, „An Adaptive Speed Sensorless Induction Motor Drive With Artificial Neural Network for Stability Enhancement”, *IEEE Trans. Ind. Inf.*, t. 8, nr 4, s. 757–766, lis. 2012, doi: 10.1109/TII.2012.2210229.
- [131] Cheng-Yao Hung, P. Liu, i Kuang-Yow Lian, „Fuzzy Virtual Reference Model Sensorless Tracking Control for Linear Induction Motors”, *IEEE Trans. Cybern.*, t. 43, nr 3, s. 970–981, cze. 2013, doi: 10.1109/TSMCB.2012.2220347.
- [132] T. Orłowska-Kowalska, M. Dybkowski, i K. Szabat, „Adaptive Neuro-Fuzzy Control of the Sensorless Induction Motor Drive System”, w *2006 12th International Power Electronics and Motion Control Conference*, Portoroz, sie. 2006, s. 1836–1841, doi: 10.1109/EPEPEMC.2006.4778672.
- [133] J. R. Heredia, F. Perez Hidalgo, i J. L. Duran Paz, „Sensorless control of induction motors by artificial neural networks”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, t. 48, nr 5, s.

- 1038–1040, paź. 2001, doi: 10.1109/41.954569.
- [134] C. Martín, M. R. Arahal, F. Barrero, i M. J. Durán, „Multiphase rotor current observers for current predictive control: A five-phase case study”, *Control Engineering Practice*, t. 49, s. 101–111, kwi. 2016, doi: 10.1016/j.conengprac.2016.01.011.
- [135] B. S. Khaldi, H. Abu-Rub, A. Iqbal, R. Kennel, M. O. Mahmoudi, i D. Boukhetala, „Comparison study between a simple sensorless method and adaptive observer for DTC-SVM five-phase induction motor drive”, w *2012 IEEE International Conference on Industrial Technology*, Athens, mar. 2012, s. 743–748, doi: 10.1109/ICIT.2012.6210027.
- [136] Wubin Kong, Jin Huang, Bingnan Li, Min Kang, i Lihang Zhao, „Improved Sliding-Mode Observer for sensorless control of five-phase induction motor”, w *2013 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Busan, paź. 2013, s. 2024–2027, doi: 10.1109/ICEMS.2013.6713163.
- [137] H. Echeikh, R. Trabelsi, A. Iqbal, i M. F. Mimouni, „Real time implementation of indirect rotor flux oriented control of a five-phase induction motor with novel rotor resistance adaption using sliding mode observer”, *Journal of the Franklin Institute*, t. 355, nr 5, s. 2112–2141, mar. 2018, doi: 10.1016/j.jfranklin.2017.12.022.
- [138] Z. Peng, Z. Zheng, Y. Li, i Z. Liu, „Sensorless fault-tolerant control of multiphase induction machine using virtual winding and adaptive observer”, w *2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*, Harbin, China, sie. 2017, s. 1–7, doi: 10.1109/ITEC-AP.2017.8080900.
- [139] Zhong Peng, Z. Zheng, Y. Li, i Zicheng Liu, „Sensorless vector control of multiphase induction machine based on full-order observer and harmonic suppression”, w *2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEC 2017 - ECCE Asia)*, Kaohsiung, Taiwan, cze. 2017, s. 2153–2160, doi: 10.1109/IFEEC.2017.7992385.
- [140] H. Echeikh, R. Trabelsi, A. Iqbal, R. Alammari, i M. F. Mimouni, „Sensorless indirect rotor flux oriented control of a five-phase induction motor based on sliding mode observer”, w *2015 16th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA)*, Monastir, Tunisia, grudz. 2015, s. 471–479, doi: 10.1109/STA.2015.7505158.
- [141] J. Guzinski i in., „Sensorless multiscalar control of five-phase induction machine with inverter output filter”, w *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*, Warsaw, wrz. 2017, s. P.1-P.10, doi: 10.23919/EPE17ECCEEurope.2017.8099186.
- [142] M. A. Elgenedy, A. Abdel-Khalik, A. Elserougi, S. Ahmed, i A. M. Massoud, „Sinusoidal PWM modulation technique of five-phase current-source-converters with controlled modulation index”, *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, s. 655–660, 2014, doi: 10.1109/ISIE.2014.6864689.
- [143] A. Lewicki, J. Guzinski, i P. Strankowski, „Wektorowa modulacja szerokości impulsów w pięciofazowych falownikach napięcia”, *Sterowanie W Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym (SENE)*, 2015.
- [144] A. Lewicki, P. Strankowski, M. Morawiec, i J. Guziński, „Optimized Space Vector Modulation strategy for five phase voltage source inverter with third harmonic injection”, w *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*, wrz. 2017, s. P.1-P.10, doi: 10.23919/EPE17ECCEEurope.2017.8098982.
- [145] A. Lewicki, M. Morawiec, i Z. Krzeminski, „Reactive power control in CSC

-
- voltage controlled”, *Przegląd Elektrotechniczny*, nr 11, 2008.
- [146] J. Guzinski, G. Kostro, P. Strankowski, M. Morawiec, i A. Iqbal, „Five-Phase Squirrel-Cage Motor. Construction and Drive Properties”, *AEZ*, t. 7, nr 4(26)2016, s. 110–122, grudz. 2016, doi: 10.17274/AEZ.2016.26.07.
- [147] H. Dai, T. M. Jahns, R. A. Torres, D. Han, i B. Sarlioglu, „Comparative Evaluation of Conducted Common-Mode EMI in Voltage-Source and Current-Source Inverters using Wide-Bandgap Switches”, w *2018 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, Long Beach, CA, USA, cze. 2018, s. 788–794, doi: 10.1109/ITEC.2018.8450157.

ZAŁĄCZNIKI

A. Macierz transformacji $a - b - c - d - e \rightarrow x_0 - x_\alpha^{(i)} - x_\beta^{(i)}$

Model matematyczny opisany we współrzędnych $a-b-c-d-e$ naturalnego pięciofazowego układu odniesienia nie może być bezpośrednio użyty w systemie sterowania. Składniki macierzy indukcyjności wzajemnej we współrzędnych $a-b-c-d-e$ są zależne od chwilowej pozycji osi magnetycznej [33, 47]. Podstawowym blokiem w układzie sterowania pięciofazową maszyną indukcyjną jest blok transformujący układ pięciofazowy na ortogonalny dwufazowy.

Zmodyfikowane przekształcenie Fortescue dla układu wielofazowego określone jest następującym wyrażeniem:

$$x^{(i)} = x_\alpha^{(i)} + jx_\beta^{(i)} = N \sum_{k=1}^m x_k(t) e^{\frac{j2\pi n}{m}(k-1)}, \quad (\text{A.1})$$

gdzie:

x_k - zmienna fazowa,

$x^{(i)}$ - przekształcona zmienna zespolona,

$x_\alpha^{(i)}$ - składowa rzeczywista zmiennej zespolonej,

$x_\beta^{(i)}$ - składowa urojona zmiennej zespolonej,

i - numer przekształconej współrzędnej,

N - współczynnik skali dla transformacji zachowującej długość wektora,

m - liczba faz.

Dla układu pięciofazowego współczynnik skali N przyjmuje wartości:

$$N_0 = \frac{1}{5} \text{ dla } i = 0, \quad (\text{A.2})$$

$$N_1 = \frac{2}{5} \text{ dla } i = 1, 2. \quad (\text{A.3})$$

Na podstawie powyższych zależności (A.1) – (A.3) otrzymuje się współrzędne zespolone i składową zerową:

$$x^0 = \frac{1}{5}(x_1 + x_2 + x_3 + x_4 + x_5), \quad (\text{A.4})$$

$$x_\alpha^{(1)} = \frac{2}{5} \left(x_1 + x_2 \cos\left(\frac{2}{5}\pi\right) + x_3 \cos\left(\frac{4}{5}\pi\right) + x_4 \cos\left(\frac{6}{5}\pi\right) + x_5 \cos\left(\frac{8}{5}\pi\right) \right), \quad (\text{A.5})$$

$$x_\beta^{(1)} = \frac{2}{5} \left(x_2 \sin\left(\frac{2}{5}\pi\right) + x_3 \sin\left(\frac{4}{5}\pi\right) + x_4 \sin\left(\frac{6}{5}\pi\right) + x_5 \sin\left(\frac{8}{5}\pi\right) \right), \quad (\text{A.6})$$

$$x_\alpha^{(2)} = \frac{2}{5} \left(x_1 + x_2 \cos\left(\frac{4}{5}\pi\right) + x_3 \cos\left(\frac{8}{5}\pi\right) + x_4 \cos\left(\frac{12}{5}\pi\right) + x_5 \cos\left(\frac{16}{5}\pi\right) \right), \quad (\text{A.7})$$

$$x_\beta^{(2)} = \frac{2}{5} \left(x_2 \sin\left(\frac{2}{5}\pi\right) + x_3 \sin\left(\frac{4}{5}\pi\right) + x_4 \sin\left(\frac{6}{5}\pi\right) + x_5 \sin\left(\frac{8}{5}\pi\right) \right). \quad (\text{A.8})$$

W zapisie macierzowym:

$$\begin{bmatrix} x^0 \\ x_\alpha^{(1)} \\ x_\beta^{(1)} \\ x_\alpha^{(2)} \\ x_\beta^{(2)} \end{bmatrix} = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 1 & \cos\left(\frac{2}{5}\pi\right) & \cos\left(\frac{4}{5}\pi\right) & \cos\left(\frac{6}{5}\pi\right) & \cos\left(\frac{8}{5}\pi\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{2}{5}\pi\right) & \sin\left(\frac{4}{5}\pi\right) & \sin\left(\frac{6}{5}\pi\right) & \sin\left(\frac{8}{5}\pi\right) \\ 1 & \cos\left(\frac{4}{5}\pi\right) & \cos\left(\frac{8}{5}\pi\right) & \cos\left(\frac{12}{5}\pi\right) & \cos\left(\frac{16}{5}\pi\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{4}{5}\pi\right) & \sin\left(\frac{8}{5}\pi\right) & \sin\left(\frac{12}{5}\pi\right) & \sin\left(\frac{16}{5}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{bmatrix}. \quad (\text{A.9})$$

Transformacja (A.9) zachowuje długość wektora lecz nie zachowuje inwariantności mocy tzn. moc chwilowa układu pięciofazowego obliczona jako suma mocy chwilowych pięciu faz nie jest równa mocy obliczonej jako sumy mocy pięciu przekształconych składowych. Warunek niezmienności mocy: $P_{12345} = P_{0\alpha\beta^{(1)}\alpha\beta^{(2)}}$, gdzie P_{12345} jest mocą układu pięciofazowego, a $P_{0\alpha\beta^{(1)}\alpha\beta^{(2)}}$ mocą układu przekształconego.

Moce układu pięciofazowego i układu przekształconego w zapisie macierzowym:

$$P_{12345} = \mathbf{u}_{12345}^T \cdot \mathbf{i}_{12345}, \quad (\text{A.10})$$

$$P_{0\alpha\beta^{(1)}\alpha\beta^{(2)}} = \mathbf{u}_{0\alpha\beta^{(1)}\alpha\beta^{(2)}}^T \cdot \mathbf{i}_{0\alpha\beta^{(1)}\alpha\beta^{(2)}}, \quad (\text{A.11})$$

Warunek inwariantności mocy zostanie zachowany, jeśli po zastąpieniu w zmiennych transformowanych zmiennymi układu naturalnego moc układu nie zmieni się:

$$\mathbf{A}^T \mathbf{A} = \begin{bmatrix} N_0 & N_1 & 0 & N_1 & 0 \\ N_0 & N_1 \cos\left(\frac{2}{5}\pi\right) & N_1 \sin\left(\frac{2}{5}\pi\right) & N_1 \cos\left(\frac{4}{5}\pi\right) & N_1 \sin\left(\frac{4}{5}\pi\right) \\ N_0 & N_1 \cos\left(\frac{4}{5}\pi\right) & N_1 \sin\left(\frac{4}{5}\pi\right) & N_1 \cos\left(\frac{8}{5}\pi\right) & N_1 \sin\left(\frac{8}{5}\pi\right) \\ N_0 & N_1 \cos\left(\frac{6}{5}\pi\right) & N_1 \sin\left(\frac{6}{5}\pi\right) & N_1 \cos\left(\frac{12}{5}\pi\right) & N_1 \sin\left(\frac{12}{5}\pi\right) \\ N_0 & N_1 \cos\left(\frac{8}{5}\pi\right) & N_1 \sin\left(\frac{8}{5}\pi\right) & N_1 \cos\left(\frac{16}{5}\pi\right) & N_1 \sin\left(\frac{16}{5}\pi\right) \end{bmatrix} \quad (\text{A.12})$$

$$\begin{bmatrix} N_0 & N_1 & 0 & N_1 & 0 \\ N_1 & N_1 \cos\left(\frac{2}{5}\pi\right) & N_1 \cos\left(\frac{4}{5}\pi\right) & N_1 \cos\left(\frac{6}{5}\pi\right) & N_1 \cos\left(\frac{8}{5}\pi\right) \\ 0 & N_1 \sin\left(\frac{2}{5}\pi\right) & N_1 \sin\left(\frac{4}{5}\pi\right) & N_1 \sin\left(\frac{6}{5}\pi\right) & N_1 \sin\left(\frac{8}{5}\pi\right) \\ N_1 & N_1 \cos\left(\frac{4}{5}\pi\right) & N_1 \cos\left(\frac{8}{5}\pi\right) & N_1 \cos\left(\frac{12}{5}\pi\right) & N_1 \cos\left(\frac{16}{5}\pi\right) \\ 0 & N_1 \sin\left(\frac{4}{5}\pi\right) & N_1 \sin\left(\frac{8}{5}\pi\right) & N_1 \sin\left(\frac{12}{5}\pi\right) & N_1 \sin\left(\frac{16}{5}\pi\right) \end{bmatrix}.$$

Warunek inwariantności mocy przedstawia poniższa zależność:

$$\mathbf{A}^T \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (\text{A.13})$$

Na podstawie (A.9) – (A.13) można wyznaczyć współczynniki skali dla macierzy zachowującej długość wektora i inwariantność mocy :

$$\begin{cases} N_0^2 + 2N_1^2 = 1 \\ N_0^2 + N_1^2 \left(\cos\left(\frac{2}{5}\pi\right) + \cos\left(\frac{4}{5}\pi\right) \right) = 0 \end{cases} \quad (\text{A.14})$$

$$\begin{cases} N_0 = \sqrt{\frac{1}{5}} \\ N_1 = \sqrt{\frac{2}{5}} \end{cases} \quad (\text{A.15})$$

Macierz transformacji z układu pięciofazowego do układu ortogonalnego zachowująca długość wektora i inwariantność mocy została przedstawiona poniżej:

$$\mathbf{A} = N_1 \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ 1 & \cos\left(\frac{2}{5}\pi\right) & \cos\left(\frac{4}{5}\pi\right) & \cos\left(\frac{6}{5}\pi\right) & \cos\left(\frac{8}{5}\pi\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{2}{5}\pi\right) & \sin\left(\frac{4}{5}\pi\right) & \sin\left(\frac{6}{5}\pi\right) & \sin\left(\frac{8}{5}\pi\right) \\ 1 & \cos\left(\frac{4}{5}\pi\right) & \cos\left(\frac{8}{5}\pi\right) & \cos\left(\frac{12}{5}\pi\right) & \cos\left(\frac{16}{5}\pi\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{4}{5}\pi\right) & \sin\left(\frac{8}{5}\pi\right) & \sin\left(\frac{12}{5}\pi\right) & \sin\left(\frac{16}{5}\pi\right) \end{bmatrix}. \quad (\text{A.16})$$

B. Parametry pięcioletowej maszyny indukcyjnej i przekształtnika prądu

Tabela B.1. Dane znamionowe pięcioletowego silnika indukcyjnego

Opis	Wartość	Jednostka
Moc znamionowa P_n	5,5	kW
Napięcie fazowe U_n	173	V
Prąd znamionowy I_n	8,8	A
Częstotliwość znamionowa f_n	50	Hz
Liczba par biegunów p	2	-
Prędkość obrotowa n_n	1423	obr/min
Moment znamionowy M_n	36,7	Nm
Współczynnik mocy $\cos\varphi_n$	0,84	-
Liczba zębów na biegun i fazę q_s	1	-

Tabela B.2. Parametry obwodowe pięcioletowego silnika indukcyjnego

Opis	$i=1$	$i=2$	Jednostka
Rezystancja uzwojenia stojana R_s	1,04	1,04	Ω
Rezystancja klatki wirnika R_r	1,69	1,69	Ω
Indukcyjność rozproszenia uzwojenia stojana L_{σ_s}	11	9	mH
Indukcyjność rozproszenia klatki wirnika L_{σ_r}	11	9	mH
Indukcyjność wzajemna L_m	286	48	mH

Tabela B.3. Parametry przekształtnika prądu

Opis	Wartość	Jednostka
Indukcyjność dławika L_d	10	mH
Pojemność kondensatorów wyjściowych C_M	5	μF
Rezystancja dławika R_d	0,1	Ω
Pojemność kondensatorów wejściowych od strony sieci zasilającej C_S	10	μF
Znamionowy prąd dławika i_{dN}	12	A
Prąd nasycenia dławika i_{dS}	20	A
Częstotliwość impulsowania	10	kHz

C. Zdjęcia prototypowego pięciofazowego silnika indukcyjnego oraz przekształtnika prądu