POLITECHNIKA WARSZAWSKA

WYDZIAŁ ELEKTRYCZNY

Rozprawa doktorska

mgr inż. Paweł Maciejewski

Praca maszyny indukcyjnej dwustronnie zasilanej z bezpośrednią regulacją momentu w układzie wytwarzania napięcia stałego

Promotor
prof. dr hab. inż. Włodzimierz Koczara

Promotor pomocniczy
dr hab. inż. Grzegorz Iwański

WARSZAWA 2019

Streszczenie

W niniejszej rozprawie przedstawiono układ wytwarzania napięcia stałego z maszyną dwustronnie zasilaną MDZ, na który składa się maszyna indukcyjna pierścieniowa zasilana od strony wirnika z przekształtnika tranzystorowego, podłączony od strony stojana prostownik diodowy oraz układ sterowania dla tej prądnicy.

W pracy przedstawiono dwa rozwiązania układu wytwarzania napięcia stałego, jedno z wykorzystaniem maszyny trójfazowej z prostownikiem sześciopulsowym oraz drugi z maszyną o sześciofazowym stojanie i trójfazowym wirniku z prostownikiem dwunastopulsowym. Zaprezentowano modele matematyczne, wyniki symulacyjne oraz wyniki eksperymentalne. Zwrócono uwagę na porównanie tętnień momentu dla obu układów wytwarzania energii tj. z maszyną trójfazową i sześciofazową.

Zaprezentowano trzy warianty algorytmu bezpośredniego sterowania momentem dla badanego układu z maszyną trójfazową wraz z syntezą sterowania. W dwóch z prezentowanych metod sterowanie częstotliwością napięcia stojana odbywa się wprost poprzez arbitralne zadawanie kąta transformacji powiązanego z pulsacją napięcia stojana. W trzeciej zaś częstotliwość napięcia stojana sterowana przez zadanie amplitudy strumienia stojana odpowiedniej do napięcia DC oraz do pożądanej pulsacji. Dokonano porównania proponowanych metod z najczęściej stosowaną w literaturze metodą sterowania polowo zorientowanego pod względem tętnień momentu w stanach ustalonych oraz w stanach przejściowych przy skoku obciążenia oraz przy zmiennej prędkości. Zweryfikowano również poprawność działania analizowanego układu wytwarzania energii w szczególnych przypadkach jakimi są przeciążenie układu oraz całkowite odłączenie obciążenia.

Zaproponowano także algorytmy estymacji położenia wirnika w celu implementacji bezczujnikowych wariantów metod sterowania.

Opracowane algorytmy sterowania zostały zweryfikowane w symulacji oraz na stanowisku laboratoryjnym z maszyną trójfazową oraz sześciofazową.

Słowa kluczowe: maszyna dwustronnie zasilana, maszyna wielofazowa, bezpośrednie sterowanie momentem

Abstract

This dissertation describes dc voltage generation system using a doubly fed induction generator DFIG, which is composed of doubly fed induction machine fed from the rotor side by a voltage source converter, diode rectifier connected to the stator side and a control system for this generator.

In the dissertation two power generation systems are described, the first one using a three-phase machine and a six-pulse diode rectifier and a second one employing a machine with six-phase stator and three phase rotor and a twelve-pulse diode rectifier connected to the stator, along with mathematical models and simulation and experimental results. Comparison of torque oscillations for both power generation systems i.e. with three phase and six phase machine has been made.

Three variants of direct torque control systems for the investigated system with control system synthesis were described. In two of the presented methods, stator voltage frequency is controlled by direct setting a of stator voltage pulsation. In the third one, stator voltage frequency is controlled by setting the amplitude of stator flux adequate for the dc bus voltage and expected stator voltage pulsation. Comparison of proposed control methods with the most frequently described in literature field oriented control method for torque oscillations was performed. Steady state operation, as well as transient stated caused by step loading and variable speed operation has been shown. Proper operation of analyzed power generation system in the case of overload as well as in case of no load operation conditions was verified.

Rotor position estimation algorithm for sensorless control implementation was proposed.

Developed algorithms were verified in simulation and in laboratory stand using three-phase and six-phase machine.

Key words: doubly fed induction machine, multiphase machine, direct torque control

Spis treści

1 Wprowadzenie 9

2 Model układu wytwarzania napięcia stałego z maszyną dwustronnie zasilaną 13

2.1 Model matematyczny maszyny dwustronnie zasilanej 13

2.2 Model prostownika diodowego sześciopulsowego 17

2.3 Analiza tętnień momentu w układzie MDZ-DC 22

3 Sterowanie maszyną dwustronnie zasilaną 25

3.1 Metody sterowania MDZ w układach sieciowych 25

3.2 Metody sterowania MDZ w układach autonomicznych 28

3.3 Sterowanie polowo zorientowane w układach autonomicznych 29

4 Sterowanie bezpośrednie momentem DTC w układzie MDZ-DC 33

4.1 Sterowanie bezpośrednie momentem w układzie MDZ-DC z bezpośrednim zadawaniem częstotliwości napięcia stojana 33

4.1.1 Opis metod bezpośredniego sterowania momentem DTC 33

4.1.2 Synteza sterowania dla metody DTΨ_dC 35

4.1.3 Synteza układu sterowania dla metody DTIC 37

4.1.4 Wyniki symulacyjne metod DTΨ_dC oraz DTIC 38

4.1.5 Praca układu MDZ-DC bez obciążenia 40

4.2 Bezpośrednie sterowanie momentem w układzie MDZ-DC z pośrednim zadawaniem częstotliwości napięcia stojana 42

4.2.1 Opis metody sterowania DT|Ψ|C 42

4.2.2 Ograniczenia prądu wirnika w metodzie DT|Ψ|C 46

5 Bezczujnikowe sterowanie momentem MDZ 49

5.1 Sterowanie bezczujnikowe MDZ w układach autonomicznych 49

5.1.1 Metody sterowania MDZ oparte na pomiarze napięcia stojana 49

5.1.2 Estymacja strumienia stojana maszyny indukcyjnej 51

5.1.3 Estymacja prędkości i położenia metodą MRAS 52

5.2 Bezczujnikowe sterowanie MDZ-DC metodami DTC 54
5.3 Bezczujnikowe sterowanie układem MDZ-DC metodą FOC 57
6 Wykorzystanie wielofazowej MDZ w układach wytwarzania napięcia stałego 59
6.1 Charakterystyka maszyn wielofazowych 59
6.2 Model maszyny pierścieniowej o sześciofazowym stojanie 60
6.3 Porównanie MDZ sześciofazowej i trójfazowej 67
6.4 Metody sterowania MDZ sześciofazowej z czujnikiem położenia 69
6.4.1 Sterowanie FOC maszyną MDZ o sześciofazowym stojanie 69
6.4.2 Sterowanie DTIC maszyną MDZ o sześciofazowym stojanie 70
6.5 Bezczujnikowe sterowanie FOC dla MDZ sześciofazowej 73
7 Badania laboratoryjne opracowanych metod sterowania dla układu MDZ-DC 75
7.1 Budowa stanowiska laboratoryjnego 75
7.2 Weryfikacja laboratoryjna układu MDZ-DC z czujnikami położenia wirnika 79
7.2.1 Stany ustalone pracy MDZ-DC dla proponowanych metod 79
7.2.2 Działanie metody DT|Ψ|C w warunkach przeciążenia 83
7.2.3 Start nieobciążonego układu MDZ-DC 84
7.2.4 Włączenie i wyłączenie obciążenia z obwodu prądu stałego 86
7.2.5 Działanie układu MDZ-DC przy zmiennej prędkości obrotowej 90
7.3 Weryfikacja laboratoryjna układu MDZ-DC bez czujników położenia wirnika 92
7.3.1 Start bezczujnikowego układu MDZ-DC z użyciem metody FOC 92
7.3.2 Praca bezczujnikowego układu MDZ-DC z użyciem metody DTIC 93
7.4 Weryfikacja laboratoryjna sterowania maszyną sześciofazową 96
8 Podsumowanie 99
Literatura 101
Lista symboli i skrótów 108
Spis rysunków 112
Załącznik 120

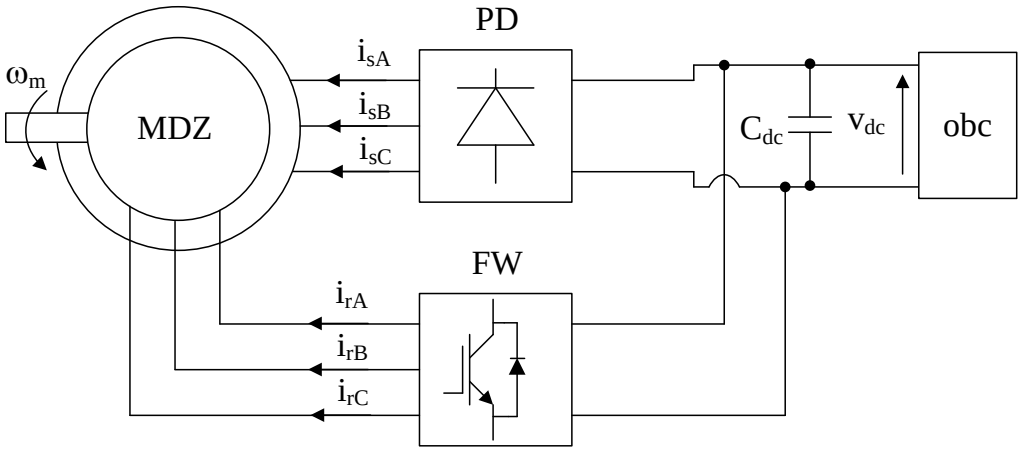
1 Wprowadzenie

Maszyna indukcyjna dwustronnie zasilana (pierścieniowa) jest rozwiązaniem konstrukcyjnym znanym od ponad stu lat. Początkowo była stosowana w napędach o zmiennej prędkości z podłączanymi od strony wirnika rezystorami zmieniającymi wartość poślizgu maszyny dla danego momentu obciążenia, a więc umożliwiającymi zmianę prędkości kątowej. Wraz z rozwojem elementów półprzewodnikowych tyrystorowych pojawiła się możliwość płynnej regulacji prędkości maszyny w tzw. układzie kaskady zaworowej stałego momentu lub stałej mocy [1].

Pojawienie się w pełni sterowanych tranzystorów dużej mocy umożliwiło szersze zastosowanie maszyny indukcyjnej dwustronnie zasilanej w układach generacyjnych. Znalazły one zastosowanie głównie w układach energetyki wiatrowej, jak również w elektrowniach wodnych szczytowo-pompowych. W związku z dynamicznym rozwojem energetyki wiatrowej na przełomie XX i XXI wieku, w latach dwutysięcznych maszyna indukcyjna dwustronnie zasilana była dominującym typem generatora w tych układach wytwarzania energii [2]. Spowodowane to było mniejszą mocą przekształtnika sterującego maszyną [3][4]. Główną wadą tego rozwiązania jest problematyczna praca przy znaczącej asymetrii sieci, co wraz z zaostrzaniem wymagań stawianych układom generacyjnym podłączonym do sieci (tzw. „grid codes") sprawia, że rozwiązanie to traci na znaczeniu w układach wytwarzania prądu przemiennego na rzecz topologii szeregowo połączonych przekształtników z generatorami indukcyjnymi i synchronicznymi. Zainteresowanie badaczy przykuwa również wykorzystanie tego rodzaju maszyny w układach autonomicznych jak i pracujących w mikrosieciach energetycznych [5][6][7], gdzie potencjalne wystąpienie asymetrii w napięciu mikrosieci spowodowane nierównomiernym obciążeniem może być kompensowane przez pracę generatorów.

Główną przewagą maszyny indukcyjnej pierścieniowej nad układami o topologiach szeregowych jest zredukowana moc przekształtnika energoelektronicznego podłączonego do wirnika maszyny pierścieniowej, wymiarowanego na moc poślizgu [8]. Wykorzystując tą zaletę w literaturze zaproponowano układ wytwarzania napięcia stałego, w którym stojan maszyny podłączony jest do prostownika diodowego [9] (Rys. 1.1). Rozwiązanie takie jest atrakcyjne ze względu na możliwość regulacji napięcia wyjściowego dc przy utrzymywaniu częstotliwości podstawowej harmonicznej napięcia stojana niezależnie od zmiennej prędkości generatora, a jednocześnie przy niskiej mocy przekształtnika sterującego pracą układu jeśli

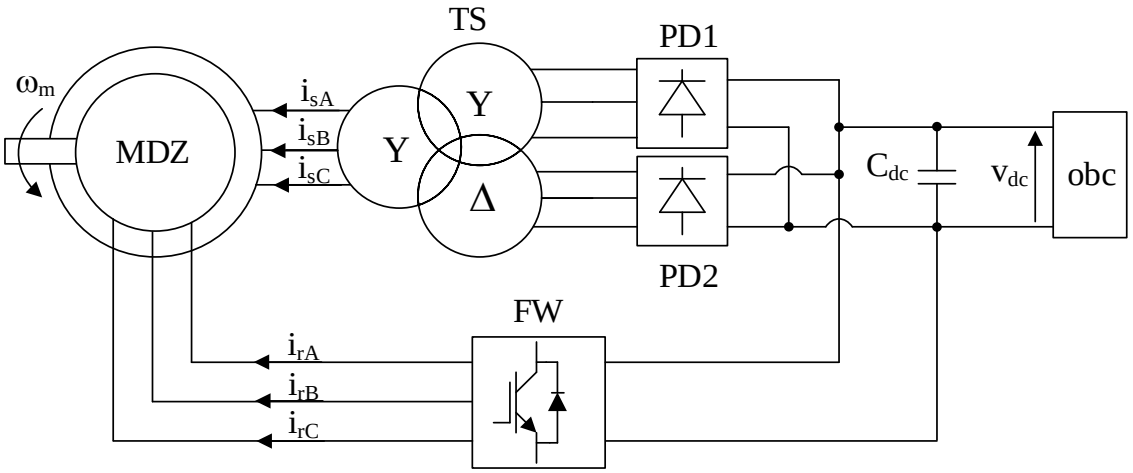
prędkość kątowa źródła energii pierwotnej jest ograniczona do pewnego zakresu względem prędkości synchronicznej.



Rys. 1.1. Schemat układu prądnicy dwustronnie zasilanej pracującej jako generator napięcia stałego MDZ-DC.

Jednakże, ze względu na nieliniowy charakter komutacji diod stojanowego prostownika diodowego PD pojawiają się odkształcenia prądów i napięć stojana. Skutkuje to tętnieniami momentu elektrycznego maszyny [10], co ma niekorzystny wpływ na łożyska maszyny, przekładnię mechaniczną, jak również zwiększa to poziom hałasu.

Jednym z możliwych rozwiązań w celu zmniejszenia wpływu harmonicznych prądu stojana na tętnienia momentu elektrycznego jest zastosowanie stojanowego prostownika diodowego o większej liczbie pulsów z wykorzystaniem transformatora wielofazowego z odpowiednimi odczepami. To rozwiązanie znane jest z układów prostowników wielopulsowych stosowanych powszechnie w trakcji elektrycznej. Przykładowe rozwiązanie układu generacyjnego MDZ-DC z prostownikiem wielopulsowym przedstawiono na Rys. 1.2.



Rys. 1.2. Schemat układu prądnicy dwustronnie zasilanej z transformatorem wielofazowym po stronie stojana pracującej jako generator napięcia stałego MDZ-DC.

Podobne cechy układu można uzyskać stosując maszynę pierścieniową o wielofazowym stojanie i trójfazowym wirniku. Rozwiązanie maszyny pierścieniowej z wielofazowym stojanem i trójfazowym wirnikiem oraz rozwiązania układów wytwarzania energii z wykorzystaniem tych maszyn zostały zgłoszone przez autora rozprawy w Urzędzie Patentowym RP. Uzyskano prawa wyłączne o numerach 225985, 227123 oraz 228467 [11][12][13]. Uzwojenie stojana składa się z dwóch trójfazowych sekcji przesuniętych między sobą o 30^0 stopni elektrycznych. Wyprowadzania sekcji podłączone są do sześciopulsowych prostowników diodowych, połączonych wraz z przekształtnikiem wirnikowym w jeden obwód napięcia stałego. Maszyna pierścieniowa wielofazowa (tj. o wielofazowym stojanie) nie była dotąd rozważana w literaturze w związku ze stosowaniem tego typu maszyn głównie w układach sieciowych trójfazowych.

Analizując przedstawione problemy związane z pracą układu wytwarzania napięcia stałego z wykorzystaniem maszyny dwustronnie zasilanej można postawić następujące tezy:

Bezpośrednia regulacja momentu elektrycznego pozwala na zmniejszenie tętnień momentu elektrycznego prądnicy indukcyjnej dwustronnie zasilanej pracującej w układzie wytwarzania napięcia stałego w stosunku do polowo zorientowanej metody regulacji prądu wirnika.

Zastosowanie sześciofazowego stojana zmniejsza tętnienia momentu elektrycznego w prądnicy indukcyjnej dwustronnie zasilanej pracującej w układzie wytwarzania napięcia stałego w stosunku do maszyny o trójfazowym stojanie.

Cel pracy realizowany jest przez opracowanie i porównanie wariantów sterowania przekształtnikiem wirnikowym metodą bezpośredniego sterowania momentem (DTC) zarówno z wykorzystaniem czujnika położenia wirnika jak i w wariancie bezczujnikowym, oraz analizę układu prądnicy z sześciofazowym stojanem.

Rozprawa składa się z ośmiu rozdziałów i podsumowania, z czego pierwszy rozdział to wprowadzenie omawiające cel pracy, przedstawiające tezy oraz zakres pracy.

W rozdziale drugim przedstawiono model matematyczny maszyny dwustronnie zasilanej w układzie wytwarzania napięcia stałego wykorzystanego do badań symulacyjnych układu. W związku z brakiem modeli matematycznych maszyn wielofazowych w dostępnych pakietach symulacyjnych dla analizowanego układu konieczne było opracowanie modelu matematycznego maszyny sześciofazowej oraz połączenie go z opracowanym również modelem prostownika diodowego podłączonego do stojana maszyny.

W rozdziale trzecim opisano metody sterowania maszyną dwustronnie zasilaną w układach sieciowych oraz autonomicznych. Opisana w tym rozdziale metoda sterowania polowo zorientowanego dla autonomicznego układu wytwarzania napięcia stałego z prądnicą dwustronnie zasilaną zostanie wykorzystywana w celach porównawczych z innymi proponowanymi metodami.

W rozdziale czwartym przedstawiono trzy metody bezpośredniego sterowania momentem oraz ich porównanie. Zaprezentowano dwie metody z bezpośrednim zadawaniem częstotliwości napięcia stojana tj. takie, w której kąt transformacji układu współrzędnych jest bezpośrednio zadawany oraz jedna metoda z pośrednim zadawaniem częstotliwości, czyli taka, w której częstotliwość napięcia stojana jest pośrednio wynikiem regulacji amplitudy strumienia stojana.

W rozdziale piątym przedstawiono metody bezczujnikowe sterowania dla maszyny trójfazowej. Zaproponowano warianty bezczujnikowe dla sterownia polowo zorientowanego jak i dla bezpośredniego sterowania momentem.

W rozdziale szóstym przedstawiono model matematyczny maszyny pierścieniowej o sześciofazowym stojanie. Dokonano także porównania maszyny trójfazowej jak i sześciofazowej pod względem tętnień momentu występujących na skutek nieliniowości prostownika podłączonego do strony stojana. Przedstawiono również metody sterowania dla maszyny sześciofazowej zarówno w wersji z wykorzystaniem czujnika położenia jak i wariancie bezczujnikowym. Porównano także metodę sterowania polowo zorientowanego z metodą bezpośredniego sterowania momentem dla maszyny sześciofazowej o asymetrycznym rozłożeniu faz stojana.

W rozdziale siódmym przedstawiano wyniki testów laboratoryjnych dla maszyny trójfazowej oraz sześciofazowej pracujących w układzie generatora napięcia stałego.

2 Model układu wytwarzania napięcia stałego z maszyną dwustronnie zasilaną

2.1 Model matematyczny maszyny dwustronnie zasilanej

Maszyna indukcyjna pierścieniowa posiada uzwojenia wirnika, które poprzez pierścienie ślizgowe wyprowadzone są na tablicę zaciskową maszyny. Pozwala to na zasilanie maszyny zarówno poprzez uzwojenia stojana jak i wirnika.

Przy zasilaniu maszyny pierścieniowej wyłącznie od strony wirnika, pulsacja napięcia stojana jest wynikiem pulsacji prądu wirnika oraz pulsacji mechanicznej wirnika (2.1).

$$\omega_s = \omega_r + \omega_m \tag{2.1}$$

przy czym:

ω_s – pulsacja napięcia stojana

ω_r – pulsacja prądu wirnika

ω_m – pulsacja mechaniczna

Pulsacja mechaniczna związana jest z prędkością mechaniczną i liczbą par biegunów maszyny według zależności (2.2).

$$\omega_m = \Omega_m p_b \tag{2.2}$$

przy czym:

Ω_m – prędkość mechaniczna

p_b – liczba par biegunów

W celu określenia relacji między prędkością wirowania pola i prędkością wirnika stosuje się pojęcie poślizgu s_ω wyrażone (2.3).

$$s_\omega = \frac{\omega_r}{\omega_s} \tag{2.3}$$

Sterowanie częstotliwością prądu wirnika daje możliwość sterowania pulsacją napięcia stojana niezależnie od prędkości obrotowej. Wymagana jest do tego znajomość aktualnej częstotliwości napięcia stojana, bądź prędkości mechanicznej poprzez pomiar bądź estymację tych wielkości.

Maszyny indukcyjne pierścieniowe wykorzystywane w układach generacyjnych charakteryzują się większą liczbą zwojów wirnika niż stojana. Jest to spowodowane koniecznością dopasowania poziomu indukowanych napięć wirnika zależnego od zakresu pracy maszyny wokół prędkości synchronicznej do poziomu napięcia sieciowego (stojana). Dzięki temu otrzymujemy również mniejsze prądy wirnika. Tylko dzięki takiemu rozwiązaniu moc zainstalowana przekształtnika wirnikowego jest znacznie mniejsza od mocy całego układu i stosowanie prądnicy dwustronnie zasilanej ma uzasadnienie. Przekładnię zwojową, określa się zależnością (2.4).

$$n = \frac{N_s}{N_r} \tag{2.4}$$

przy czym:

n – przekładnia zwojowa

N_s – liczba zwojów uzwojenia stojana

N_r – liczba zwojów uzwojenia wirnika

Moc mechaniczna maszyny indukcyjnej jest sumą mocy generowanej przez wirnik i stojan powiększoną o moc strat

$$P_{mech} = P_s + P_r \mp P_{strat} \tag{2.5}$$

przy czym:

$P_{mech} = \Omega_m T_m$ – moc mechaniczna

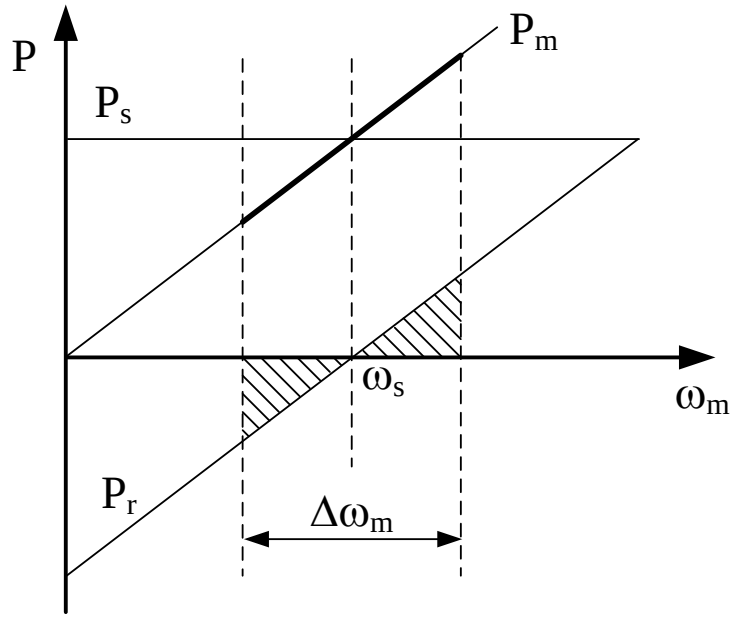
T_m – moment mechaniczny

P_s – moc czynna stojana

P_r – moc czynna wirnika (moc poślizgu)

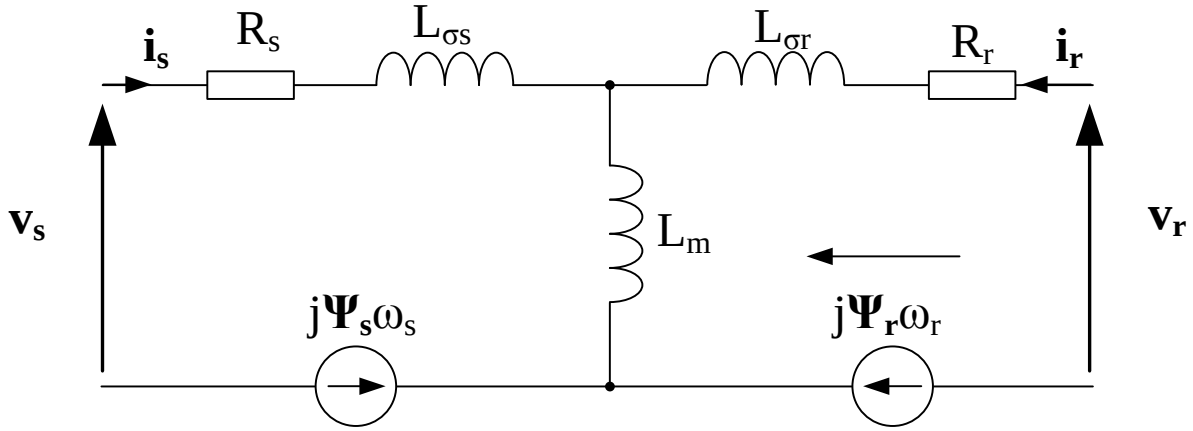
P_{strat} – moc strat w maszynie

Charakterystykę mocy czynnej wirnika i stojana z pominięciem strat, jako zależności od pulsacji mechanicznej przedstawiono na Rys. 2.1. Wynika z niej, że moc wirnika dla danej mocy stojana jest zależna od prędkości obrotowej. W przypadku pracy przy prędkości synchronicznej moc nie jest pobierana z wirnika. Przy prędkości nadsynchronicznej i pracy prądnicowej moc czynna jest pobierana z wirnika, natomiast w przypadku prędkości podsynchronicznej moc czynna dostarczana jest do wirnika. W związku z zastosowaniem przekładni zwojowej n w maszynach indukcyjnych pierścieniowych prędkość obrotowa jest ograniczona w określonym zakresie wokół prędkości synchronicznej.



Rys. 2.1. Wykresy maksymalnych mocy mechanicznej P_m, mocy czynnej stojana P_s i mocy czynnej wirnika P_r maszyny indukcyjnej pierścieniowej pracującej generatorowo.

Maszyna dwustronnie zasilana może być przedstawiona z użyciem zmiennych w postaci wektorów przestrzennych, jako obwód elektryczny z Rys. 2.2, który opisują równania (2.6) - (2.9).



Rys. 2.2. Schemat zastępczy modelu dynamicznego maszyny dwustronnie zasilanej w wirującym układzie współrzędnych.

$$\mathbf{v_s} = R_s\mathbf{i_s} + \frac{d}{dt}\boldsymbol{\Psi_s} + j\omega_s\boldsymbol{\Psi_s} \tag{2.6}$$

$$\mathbf{v_r} = R_r\mathbf{i_r} + \frac{d}{dt}\boldsymbol{\Psi_r} + j\omega_r\boldsymbol{\Psi_r} \tag{2.7}$$

$$\boldsymbol{\Psi_s} = L_r\mathbf{i_s} + L_m\mathbf{i_r} \tag{2.8}$$

$$\boldsymbol{\Psi_r} = L_r\mathbf{i_r} + L_m\mathbf{i_s} \tag{2.9}$$

Strumień stojana może być także obliczony z zależności

$$\boldsymbol{\Psi_s} = \int_0^t (\mathbf{v_s} - R_s \mathbf{i_s}) dt - \boldsymbol{\Psi_{s0}} \tag{2.10}$$

gdzie wektorami przestrzennymi są:

$\mathbf{v_s}$, $\mathbf{v_r}$ – wektor napięcia stojana oraz napięcia wirnika

$\mathbf{i_s}$, $\mathbf{i_r}$– wektor prądu stojana oraz prądu wirnika

$\boldsymbol{\Psi_s}$, $\boldsymbol{\Psi_r}$ – wektor strumienia stojana oraz strumienia wirnika

$\boldsymbol{\Psi_{s0}}$ – wektor wartości początkowych strumienia stojana

a parametrami maszyny są:

R_s, R_r – rezystancja stojana, rezystancja wirnika

L_s, L_r, L_m – indukcyjność stojana, indukcyjność wirnika, indukcyjność magnesowania

ω_s, ω_r – pulsacja stojana, pulsacja poślizgu

σ – współczynnik rozproszenia opisany równaniem

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \tag{2.11}$$

Przedstawiony za pomocą równań (2.6)-(2.9) model maszyny indukcyjnej dwustronnie zasilanej może być rozwinięty do postaci składowych ortogonalnych (2.12) - (2.19):

Równania napięciowe

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\Psi_{sd}}{dt} - \omega_s \Psi_{sq} \tag{2.12}$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\Psi_{sq}}{dt} + \omega_s \Psi_{sd} \tag{2.13}$$

$$v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\Psi_{rd}}{dt} - \omega_r \Psi_{rq} \tag{2.14}$$

$$v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\Psi_{rq}}{dt} + \omega_r \Psi_{rd} \tag{2.15}$$

Równania strumieniowe

$$\Psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \tag{2.16}$$

$$\Psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \tag{2.17}$$

$$\Psi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \tag{2.18}$$

$$\Psi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \tag{2.19}$$

Równanie momentu elektrycznego z użyciem zmiennych wektorowych opisane jest równaniem (2.20) równoważnym wyrażeniom (2.21) - (2.25):

$$T_e = \frac{3}{2} p_b \mathrm{Im}\{\boldsymbol{\Psi_r} \mathbf{i_r^{conj}}\} = \frac{3}{2} p_b \left(i_{rd} \Psi_{rq} - \Psi_{rd} i_{rq}\right) \tag{2.20}$$

$$T_e = \frac{3}{2} p_b (\Psi_{sd} i_{sq} - i_{sd} \Psi_{sq}) \tag{2.21}$$

$$T_e = \frac{3}{2} p_b \frac{L_m}{L_s} \left(i_{rd} \Psi_{sq} - \Psi_{sd} i_{rq}\right) \tag{2.22}$$

$$T_e = \frac{3}{2} p_b \frac{L_m}{L_r} \left(\Psi_{rd} i_{sq} - i_{sd} \Psi_{rq}\right) \tag{2.23}$$

$$T_e = \frac{3}{2} L_m p_b \left(i_{rd} i_{sq} - i_{sd} i_{rq}\right) \tag{2.24}$$

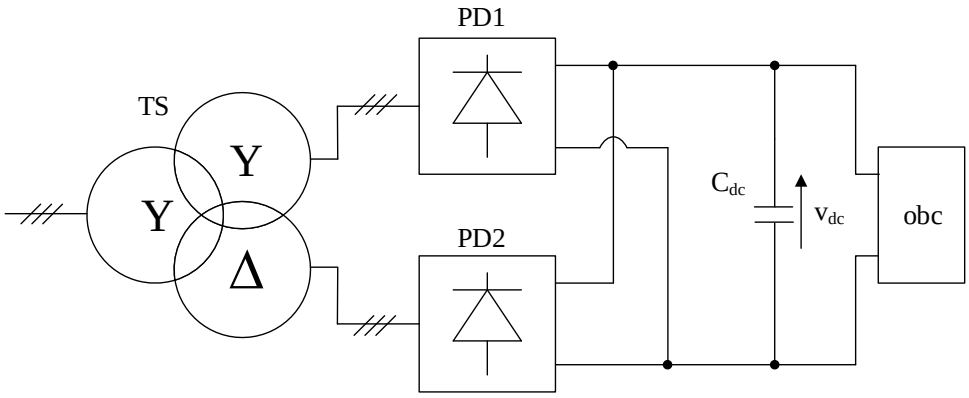
$$T_e = \frac{3}{2} p_b \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} (\Psi_{rd} \Psi_{sq} - \Psi_{sd} \Psi_{rq}) \tag{2.25}$$

2.2 Model prostownika diodowego sześciopulsowego

Podstawowy układ prostowniczy jakim jest prostownik diodowy jest rozwiązaniem popularnym w aplikacjach, w których zapewnienie jednokierunkowego przepływu energii jest wystarczające, ze względu na prostą budowę układu, niski koszt oraz odporność na przeciążenia. Jednak, ze względu na nieliniowy charakter diod, prostownik wprowadza znaczną ilość harmonicznych prądu pobieranego od strony napięcia przemiennego. Aby spełnić normy zawartości harmonicznych wymagane jest zastosowanie filtrów, które zwiększają koszt układu. Sposobem na zmniejszenie ilości harmonicznych pobieranych w prądzie przez układ prostownikowy jest zastosowanie układów o zwiększonej liczbie pulsów.

Przebieg czasowy napięcia wyjściowego prostownika (wyprostowanego) składa się z odpowiednich wycinków (pulsów) napięcia przemiennego zasilającego prostownik. Od liczby tych pulsów przypadających na okres napięcia przemiennego wywodzą się nazwy prostowników. W obwodach trójfazowych najczęściej spotyka się układ prostownika sześciopulsowego.

Metodą na zmniejszenie zakłóceń jest zwiększanie liczby pulsów w prostowniku poprzez zastosowanie transformatorów przesuwających fazę napięcia [14]. Na Rys. 2.3 przestawiono układ prostownika idealnego dwunastopulsowego. Składają się na niego dwa prostowniki sześciopulsowe. Jeden z nich zasilany jest poprzez jedną sekcję strony wtórnej transformatora połączoną w gwiazdę, drugi przez drugą sekcję transformatora połączoną w trójkąt, co daje przesunięcie między napięciami zasilania poszczególnych sekcji prostownika równe 30^0.



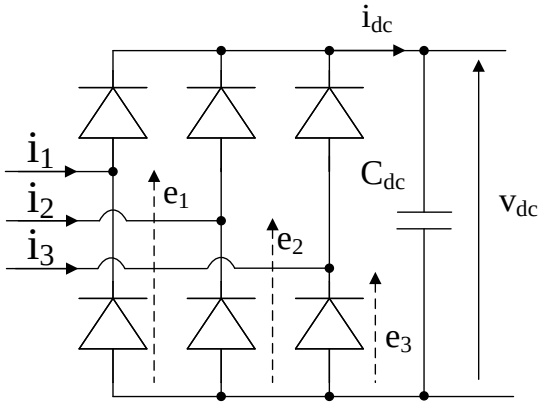
Rys. 2.3. Schemat prostownika dwunastopulsowego.

Opis matematyczny prostownika diodowego sześciopulsowego zakłada idealność diod, co pociąga za sobą następujące uproszczenia:

- Diody są elementami bezstratnymi (nie posiadają rezystancji)

- Brak opóźnienia pomiędzy zmianą stanu blokowania i przewodzenia diody

Dzięki powyższym uproszczeniom prostownik diodowy o schemacie jak na Rys. 2.4 można opisać za pomocą trzech funkcji skokowych Heaviside'a dla każdej z gałęzi prostownika [15].



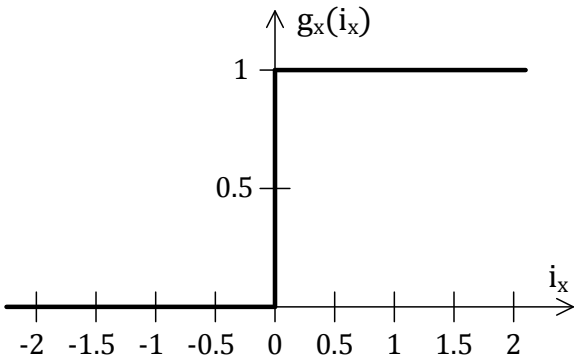
Rys. 2.4. Schemat prostownika diodowego sześciopulsowego z oznaczeniami zmiennych użytych do modelowania.

Napięcia na diodach w gałęzi prostownika opisują równania

$$e_x = g_x v_{dc} \tag{2.26}$$

gdzie g_x jest funkcją skokową (2.27) uzależnioną od prądu fazowego (Rys. 2.5), natomiast x jest numerem fazy obwodu trójfazowego.

$$g_x(i_x) = \begin{cases} 0, \text{dla } i_x < 0 \\ 1, \text{dla } i_x \geq 0 \end{cases} \tag{2.27}$$

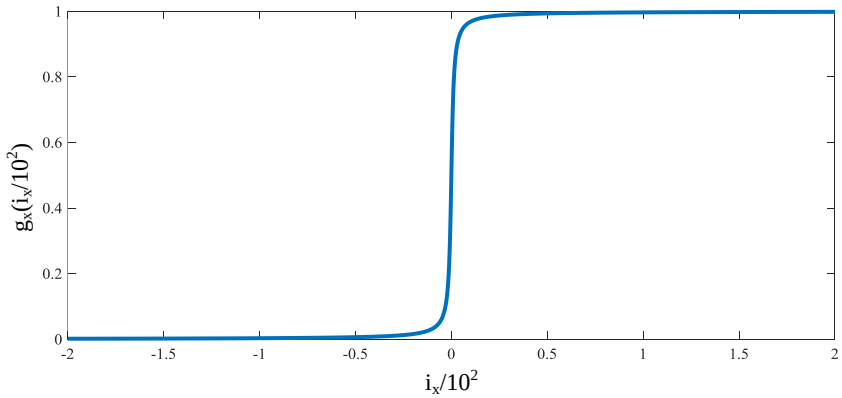


Rys. 2.5. Funkcja skokowa Heaviside'a do opisu napięć na diodach.

W celu uniknięcia problemów numerycznych związanych z nieciągłościami funkcji (2.27) zastosowano funkcję wygładzającą (2.28) (Rys. 2.28),

$$g_x(i_x) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\operatorname{atan}\left(\frac{i_x}{i_{th}}\right) \tag{2.28}$$

przy czym i_x jest prądem fazy x, natomiast i_{th} jest arbitralnie przyjętym prądem progowym



Rys. 2.6. Funkcja wygładzająca $g_x(i_x/10^2)$ do zamodelowania prostownika diodowego.

Napięcie fazowe fazy x opisane jest równaniem

$$v_x = f_x v_{dc} \tag{2.29}$$

gdzie poszczególne funkcje f_x przedstawione są równaniami (2.30) - (2.32)

$$f_1 = \frac{2g_1 - g_2 - g_3}{3} \tag{2.30}$$

$$f_2 = \frac{2g_2 - g_3 - g_1}{3} \tag{2.31}$$

$$f_3 = \frac{2g_3 - g_1 - g_2}{3} \tag{2.32}$$

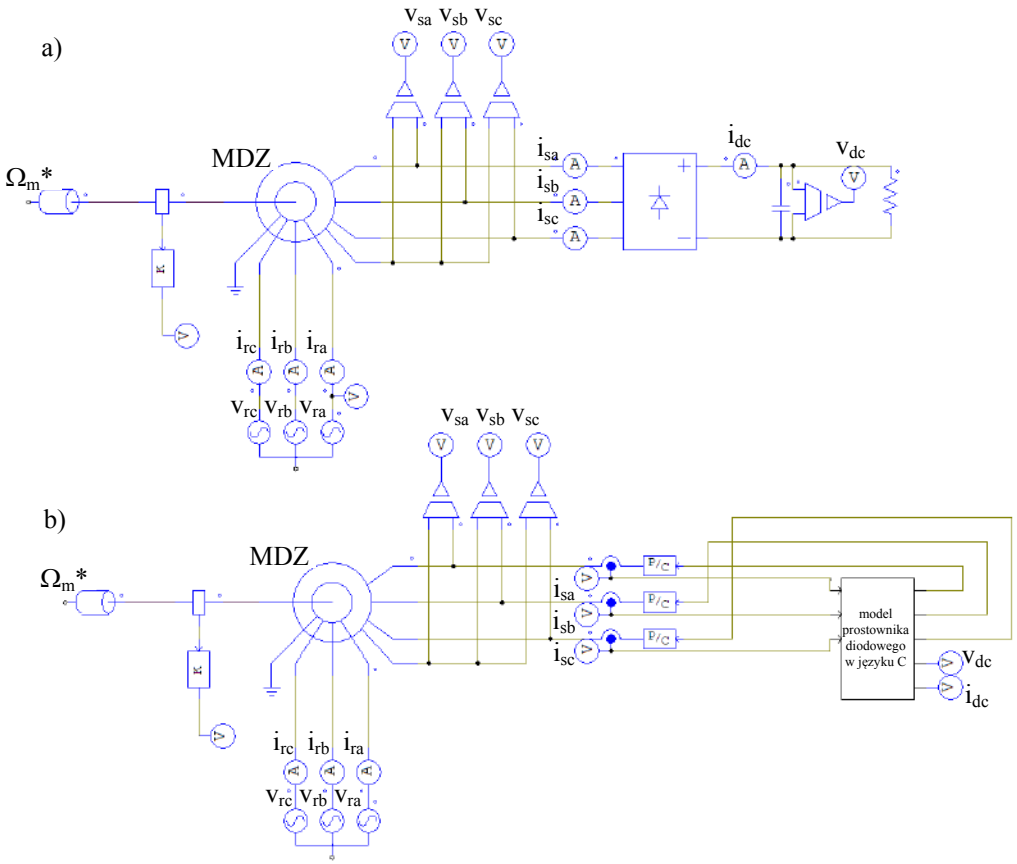
Prąd obwodu napięcia stałego opisuje równanie (2.33)

$$i_{dc} = g_1 i_1 + g_2 i_2 + g_3 i_3 \tag{2.33}$$

Równanie opisujące napięcie na kondensatorze ma postać (2.34)

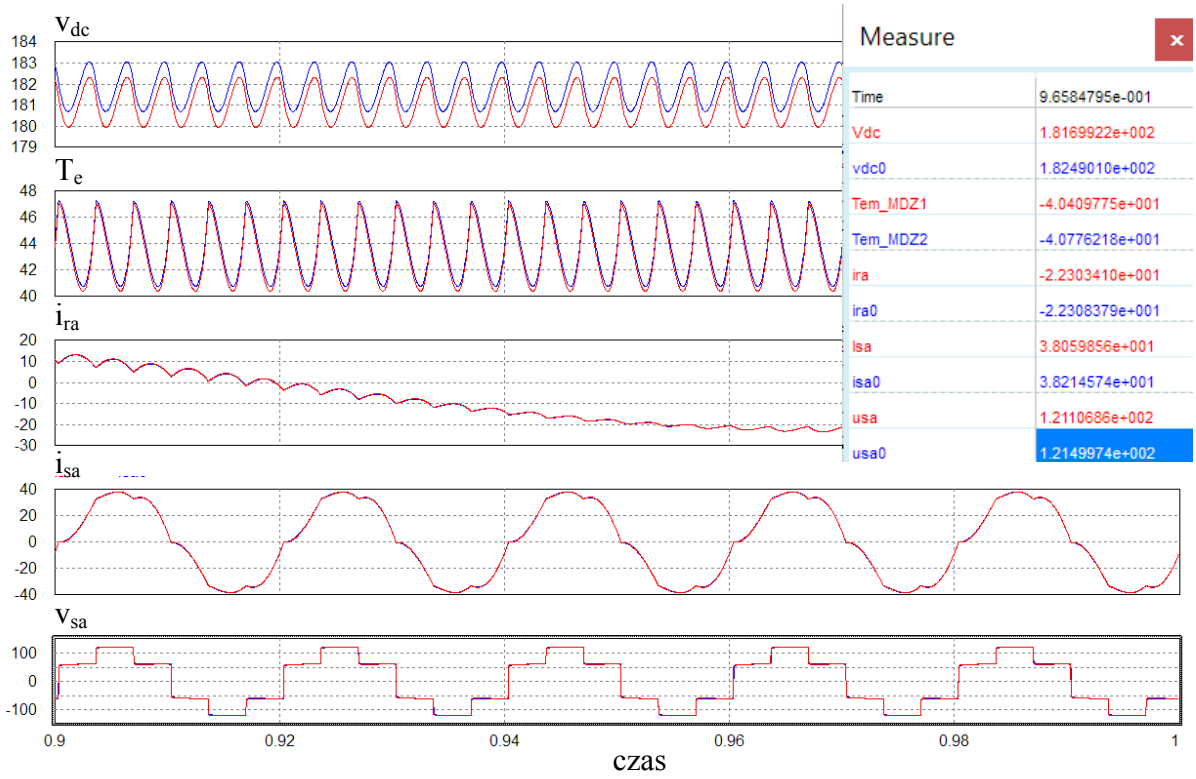
$$\frac{d}{dt}v_{dc} = \frac{i_{dc} - \frac{v_{dc}}{R}}{C_{dc}} \tag{2.34}$$

W celu weryfikacji użytych równań modelu prostownika diodowego przeprowadzono badania symulacyjne. Układ symulacyjny składał się z trójfazowej maszyny dwustronnie zasilanej o parametrach maszyny użytej w badaniach laboratoryjnych, podanych w załączniku (Tab. II) oraz z modelu prostownika diodowego dołączonego do stojana, wyposażonego w kondensator filtrujący po stronie dc obciążony rezystancyjne mocą 6,6kW. Parametry prostownika podano w Załączniku (Tab. I). Schematy układów symulacyjnych z modelem prostownika wziętym z biblioteki oprogramowania oraz modelem prostownika zbudowanym w języku C przedstawiono na Rys. 2.7. Model prostownika w bloku C wymaga pomiarów prądów fazowych stojana do wyznaczenia wartości wygładzonych funkcji skokowych opisujących napięcia na zaciskach od strony napięcia przemiennego prostownika, natomiast zwracane są poprzez bloki „control to power" C/P wartości chwilowe napięć stojana wymagane dla prawidłowego działania modelu maszyny indukcyjnej.



Rys. 2.7. Schematy symulacyjne układu MDZ-DC przedstawiajace układ z a) modelem prostownika zaczerpniętym z biblioteki oprogramowania i b) modelem prostownika zaimplementowanym w bloku języka C.

Zaproponowany model zaimplementowany w języku C daje wyniki porównywalne z modelem dostępnym w oprogramowaniu. Działanie układu zostało sprawdzone w warunkach zasilania wirnika napięciem sinusoidalnym (układ sterowania bez sprzężeń zwrotnych). Napięcia zasilające wirnika o częstotliwości poślizgu 5 Hz dla prędkości obrotowej wirnika 1350 obr/min zostały dobrane tak (ich amplitudy), aby otrzymać wartości znamionowe prądów wirnika i stojana, oraz moment znamionowy na poziomie 49 Nm. Z Rys. 2.8 można odczytać, że różnica między poszczególnymi przebiegami napięć dc, momentów elektrycznych maszyn indukcyjnych T_e, prądów wirnika i_{ra}, prądów stojana i_{sa} oraz napięć stojana u_{sa} dla obydwu modeli odniesione do wartości średniej (u_{dc}, T_e) lub maksymalnej (i_{ra}, i_{sa}, u_{sa}) wynoszą poniżej 1 %. Moment elektryczny generacyjny został w całej rozprawie przedstawiony umownie jako dodatni.



Rys. 2.8. Porównanie wyników symulacyjnych układów MDZ-DC z modelem prostownika diodowego sześciopulsowego w bloku C oraz z modelem dostępnym w bibliotece oprogramowania symulacyjnego PSIM, v_{dc} – napięcie obwodu napięcia stałego, T_e – moment elektryczny, i_{ra} – prąd fazowy wirnika, i_{sa} – prąd fazowy stojana, u_{sa} – napięcie fazowe stojana.

Przedstawiony sposób modelowania prostownika diodowego będzie zastosowany w analizie właściwości układu z prądnicą o sześciofazowym stojanie, gdyż wymagane będzie opracowanie modelu takiej maszyny, ze względu na to, że taki model nie jest dostępny w bibliotekach oprogramowania do symulacji numerycznej. Stworzenie modelu maszyny o

sześciofazowym stojanie w oparciu o równania matematyczne pociąga za sobą konieczność implementacji równań prostownika diodowego. Zagadnienie to przedstawione zostanie w całości w rozdziale szóstym.

2.3 Analiza tętnień momentu w układzie MDZ-DC

Maszyna dwustronnie zasilana (MDZ) jest projektowana dla sinusoidalnego napięcia stojana. W związku z nieliniowym odkształceniem napięcia stojana wskutek działania prostownika diodowego strumień maszyny zawiera wyższe harmoniczne. Oddziaływanie harmonicznych prądu i strumienia stojana na maszynę powoduje tętnienia momentu elektrycznego maszyny, co może mieć negatywny wpływ na żywotność łożysk oraz na przekładnię mechaniczną pomiędzy źródłem energii mechanicznej a prądnicą w przypadku jej zastosowania.

Prąd stojana zawiera składową podstawową jak i wyższe harmoniczne. Wektor prądu stojana w układzie *dq* opisany jest równaniem (2.35).

$$\mathbf{i_s} = \mathbf{i_{s0}} + \sum_{n=1}^{\infty}\left(\mathbf{i_{s(6n-1)}}e^{-j6n\omega t} + \mathbf{i_{s(6n+1)}}e^{j6n\omega t}\right) \tag{2.35}$$

Pomijając spadek napięcia na rezystancjach stojana maszyny strumień stojana opisany jest wzorem (2.36) [16].

$$\mathbf{\Psi_s} = \frac{2v_{dc}}{\pi\omega}\left(1 + \sum_{n=1}^{\infty}\frac{e^{\pm 6j\omega t}}{(1\pm 6n)^2}\right) \tag{2.36}$$

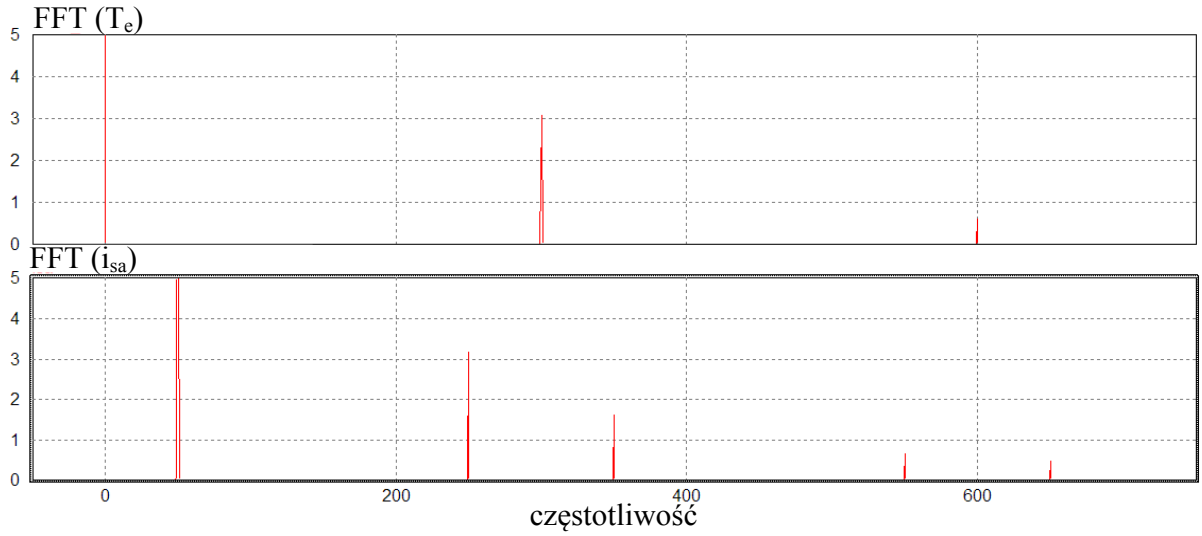
Korzystając z (2.21) moment elektryczny możemy zapisać

$$T_e = \mathrm{Re}\left(j\mathbf{\Psi_s}\mathbf{i_s^{conj}}\right) = T_{e0} + \sum_{n=1}^{\infty} T_{e6n} \tag{2.37}$$

gdzie

$$\sum_{n=1}^{\infty} T_{e6n} = \frac{2v_{dc}}{\pi}\mathrm{Re}\left\{\left(\mathbf{i_{s(6n+1)}^{conj}} - \frac{\mathbf{i_{s0}^{conj}}}{(6n-1)^2}\right)e^{-j6n\omega t} + \left(\mathbf{i_{s(6n-1)}^{conj}} + \frac{\mathbf{i_{s0}^{conj}}}{(6n+1)^2}\right)e^{j6n\omega t}\right\} \tag{2.38}$$

Równanie (2.38) opisuje tętnienia momentu o wielokrotności szóstej harmonicznej napięcia stojana. Na Rys. 2.9 możemy zaobserwować, że w analizowanym układzie największe tętnienia występują dla szóstej harmonicznej momentu elektrycznego i ich amplituda wynosi 3 Nm, czyli ok. 6% względem wartości znamionowej (49Nm). Spowodowane jest to wzajemnym oddziaływaniem harmonicznej piątej i siódmej prądu sześciopulsowego prostownika diodowego oraz podstawową harmoniczną strumienia, a także harmoniczną podstawową prądu oraz piątą i siódmą harmoniczną strumienia [16].

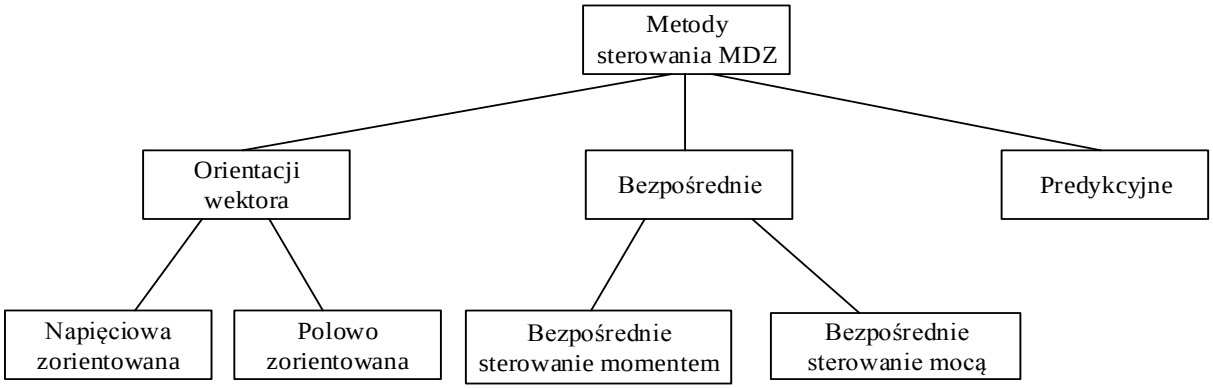


Rys. 2.9. Widmo tętnień momentu elektrycznego FFT(T_e) maszyny dwustronnie zasilanej pracującej jako generator napięcia stałego.

3 Sterowanie maszyną dwustronnie zasilaną

3.1 Metody sterowania MDZ w układach sieciowych

Najpowszechniejszym zastosowaniem MDZ w chwili obecnej jest praca na sieć prądu przemiennego w układach przetwarzania energii wiatru. Stąd w literaturze głównie ten rodzaj pracy maszyny jest analizowany. Celem sterowania jest sterowanie mocą czynną i bierną oddawaną przez układ generacyjny. Jest to osiągane przez sterowanie przepływem energii od strony wirnika. Najbardziej rozpowszechnione w literaturze metody sterowania MDZ możemy podzielić na trzy rodzaje (Rys. 3.1).



Rys. 3.1. Podział podstawowych metod sterowania maszyny dwustronnie zasilanej.

Sterowanie polowo zorientowane (*ang. field oriented control – FOC*) dla maszyny indukcyjnej klatkowej zostało po raz pierwszy zaproponowane w [17]. Metoda ta dzięki odprzężeniu torów regulacji strumienia oraz momentu w sposób znaczący poprawia dynamikę regulacji prądu. Dzięki zastosowaniu transformacji układu współrzędnych nieliniowy model obiektu jest przekształcany do modelu liniowego, podobnego do układu silnika prądu stałego.

W odróżnieniu od układów napędowych, w układach przekształtników sieciowych sterowanych również wektorowo stosuje się sterowanie zorientowane względem wektora napięcia sieci (*ang. voltage oriented control*), choć także znane są metody sterowania z orientacją względem wirtualnego strumienia obliczanego na podstawie napięcia sieci. Obydwie metody orientacji układu współrzędnych mogą zostać zastosowane także w przypadku MDZ pracującej na sieć, ze względu na to, że układ MDZ jest zarówno układem napędowym jak i sieciowym. Poprzez synchronizację osi *d* układu współrzędnych z napięciem sieci składowa *d* prądu wirnika odpowiada za moc czynną, natomiast składowa *q*

prądu wirnika odpowiada za moc bierną. Właściwości dynamiczne układu sterowania prądem wirnika ulegają znacznej poprawie, jeśli odpowiednie tory odprzęgające oraz sprzężenia w przód zostaną zastosowane [18].

Kolejną popularną w literaturze (chociaż mniej w układach przemysłowych) metodą sterowania MDZ jest bezpośrednie sterowanie momentem (*ang. direct torque control – DTC*). Metoda DTC została zaproponowana przez Depenbrock'a [19] oraz Takahashi'ego i Toshihiko [20] w latach 80-tych w odniesieniu do silnika indukcyjnego klatkowego. Charakteryzuje się ona brakiem regulatorów prądu, gdyż regulatory oddziałują w sposób bezpośredni na wartość momentu elektrycznego oraz amplitudę strumienia. W układach generacyjnych wyróżnić można także wariant tej metody, w której wartościami podlegającymi sterowaniu są moment elektryczny i składowa *q* mocy chwilowej [21]. W odróżnieniu od metody DTC znanej głównie z układów napędowych, metoda bezpośredniego sterowania mocą (*ang. direct power control – DPC*) znalazła zastosowanie głównie w układach sieciowych. Metoda ta opiera się na podobnych założeniach, co DTC, z tym, że wartościami regulowanymi są składowe pq mocy chwilowej. Ze względu na to, że układ prądnicy typu MDZ jest zarówno układem maszynowym jak i sieciowym zastosowanie mogą mieć obydwie metody sterowania bezpośredniego.

W klasycznej metodzie DTC z wykorzystaniem tablic stanów łączników wyznaczany jest sektor a następnie jeden z odpowiednich dla sektora wektorów napięcia, który wymusza wartość momentu i strumienia na zadanym poziomie. Główną wadą tej metody jest zmienna częstotliwość łączeń wynikająca z szerokości histerezy i warunków pracy układu [22]. Zwiększanie szerokości histerezy zmniejsza częstotliwość łączeń, lecz zwiększa szczytową wartość tętnień momentu. Zmienna częstotliwość łączeń znacznie utrudnia analizę termiczną przekształtnika oraz komplikuje projektowanie filtrów pasywnych przeciwzakłóceniowych. Metoda ta sprawia także trudności w implementacji w układach cyfrowych w związku z dyskretną pracą tego typu urządzeń. Wymagana jest znaczenie większa częstotliwość próbkowania, a tym samym częstotliwość wykonywania obliczeń, aby uzyskać rezultat porównywalny do układów wykorzystujących metodę modulacji szerokości impulsów. W DTC na jeden okres próbkowania wybrany wektor jest załączany na cały okres, w odróżnieniu od metod wykorzystujących modulację szerokości impulsów (*ang. pulse width modulation – PWM*), w których wypełnienie może być zadawane z bardzo dużą rozdzielczością.

W ostatnich latach zaproponowano metody predykcyjne sterowania układów energoelektronicznych w tym dla prądnicy MDZ. Możemy wyróżnić grupę metod opartą na rachunku wariacyjnym [21] oraz metodę wykorzystująca predykcję stanów łączników (ang. *finite-state predictive control – FSC*) [23]. Metody wariacyjne wykorzystują model maszyny w celu wyliczenia czasów załączeń oraz sektorów, które spowoduję minimalizację tętnień momentu wynikającą z impulsowej pracy falownika. Metody FSC wyliczają na podstawie modelu maszyny wartości zmiennych ulegających sterowaniu, które są wynikiem załączenia konkretnego wektora. Na podstawie tych wartości algorytm optymalizacyjny wybiera wektor, który najlepiej spełnia kryterium jakości. Metody te wymagają znacznie większej mocy obliczeniowej niż klasyczne metody wektorowe, a ponadto są podatne na błędy w identyfikacji parametrów modelu oraz ich zmiany. Ponadto w metodach FSC zapewnienie stałej częstotliwości przełączeń jest kłopotliwe.

W celu wyeliminowania niedogodności związanych ze zmienną częstotliwością łączeń w sterowaniach bezpośrednich zaproponowano metody DPC-SVM oraz DTC-SVM. Metody wykorzystują modulację wektorową pozwalającą na płynne zadawanie czasu trwania wektorów. Układ sterownia momentem składa się z dwóch regulatorów PI dla momentu i amplitudy strumienia wirnika, przy czym dla maszyny dwustronnie zasilanej pracującej na sieć strumień zadany wirnika jest wyliczany na podstawie zadanej mocy biernej, lub wyznaczany przez nadrzędny regulator mocy biernej. W odróżnieniu od metod sterowania wektorowego nie występują tutaj regulatory prądu, co komplikuje implementację ograniczeń prądu dla stanów awaryjnych (symetryczne i asymetryczne zapady napięcia sieci).

W dalszej części pracy metoda DTC-SVM będzie nazywana metodą DTC ze względu na analizowanie różnych wariantów metody z użyciem regulatorów ciągłych, co wpłynie na czytelność oznaczeń. Klasyczna metoda DTC z regulatorami histerezowymi nie będzie w rozprawie rozpatrywana.

3.2 Metody sterowania MDZ w układach autonomicznych

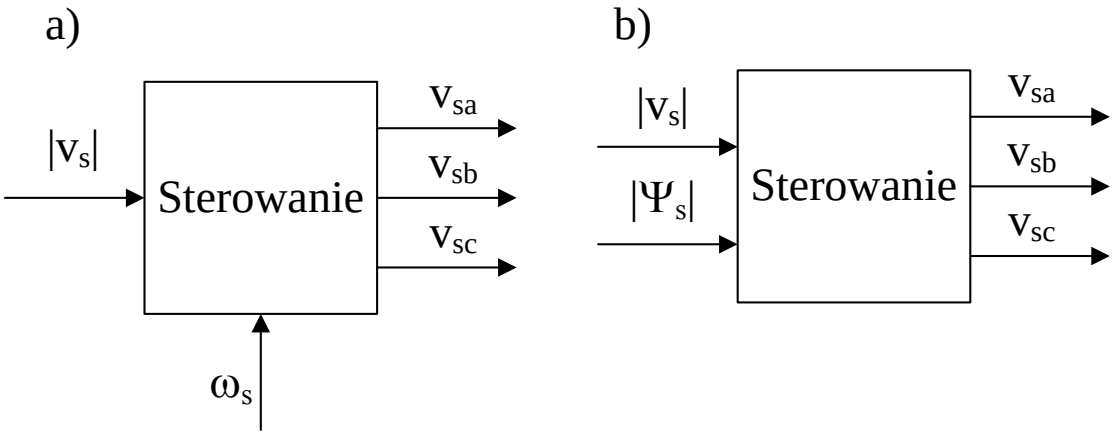
Praca autonomiczna układu, jako źródła napięcia przemiennego, czyli taka, w której układ pracuje jak źródło zasilania dla odbiornika ma inne wymagania od pracy sieciowej. W związku z tym, że napięcie nie jest utrzymywane przez sieć elektroenergetyczną układ musi zapewnić odpowiednie parametry napięcia zasilającego. Utrzymanie amplitudy napięcia oraz jego częstotliwości jest celem sterowania, a moc generowana jest zależna od rodzaju obciążenia jak i jego braku. Dodatkowym wymaganiem jest zapewnienie eliminacji harmonicznych napięcia oraz symetryzacja napięć w przypadku obciążenia asymetrycznego. Głównym zastosowaniem układów autonomicznych są układy zasilania gwarantowanego (UPS) oraz spalinowe zespoły prądotwórcze. Także w układach pracujących w mikrosieciach w związku z niską sztywnością napięcia układy generacyjne można traktować, jako systemy autonomiczne wieloźródłowe.

W układzie wytwarzana napięcia stałego z MDZ wykorzystuje się zaletę w postaci zredukowanej mocy przekształtnika wirnikowego, a od strony stojana podłącza się prostownik diodowy tworząc obwód wytwarzania napięcia stałego [24]. Powoduje to powstanie harmonicznych napięcia stojana, a więc i strumienia stojana, a przede wszystkim w prądzie stojana, co skutkuje powstaniem tętnień momentu elektrycznego. W literaturze można znaleźć propozycję rozwiązania tego problemu poprzez stosowanie filtru aktywnego podłączonego równolegle do stojana [9], lub poprzez odpowiednie sterowanie przekształtnikiem od strony wirnika [25].

Regulacja częstotliwości stojana odbywa się poprzez przekształtnik wirnikowy zapewniający napięcie o zadanej częstotliwości. Moduł podstawowej harmonicznej siły elektromotorycznej stojana opisuje zależność (3.1)

$$|\varepsilon_s| = \omega_s|\Psi_s| \tag{3.1}$$

Wynika z niej, że przy utrzymywaniu stałej wartości napięcia (z pominięciem spadku napięcia na rezystancji stojana) sterowanie pulsacją odbywa się poprzez zmianę modułu strumienia. Możliwe jest także utrzymywanie zadanej pulsacji, zaś moduł strumienia będzie wynikał z wartości napięcia stojana. W rezultacie metody sterowania układami autonomicznymi możemy podzielić na dwie grupy: z pośrednim zadawaniem częstotliwości [26][27][28][29] oraz bezpośrednim zadawaniem częstotliwości [30][31][32].



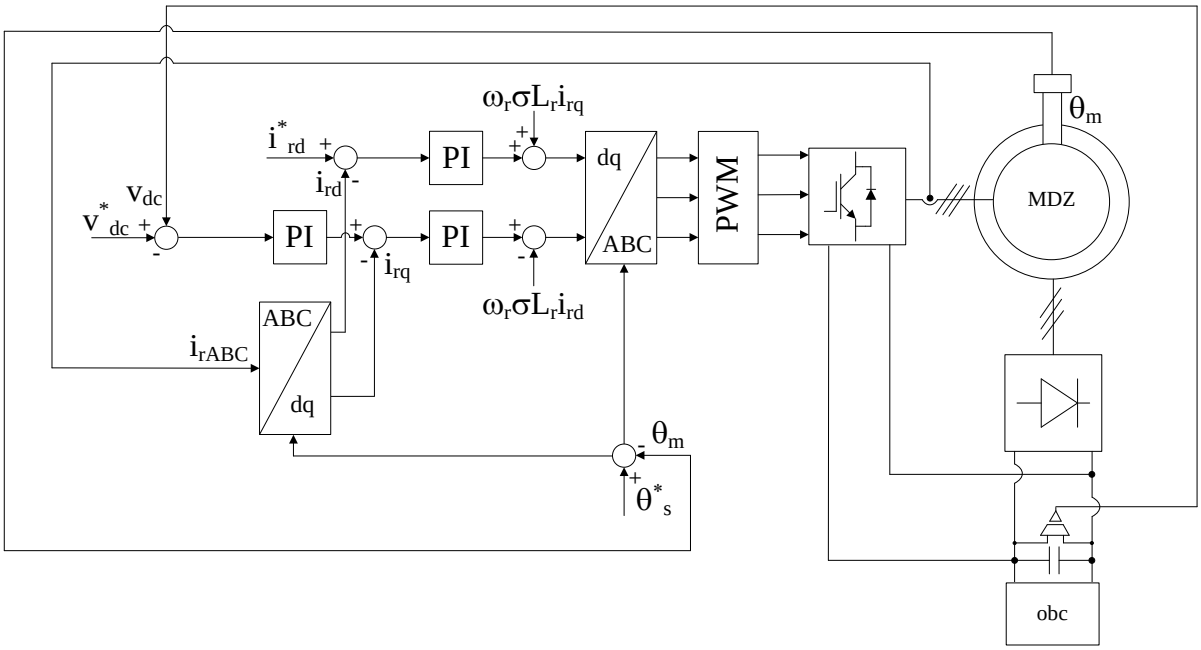
Rys. 3.2. Schemat ideowy metod zadawania częstotliwości w układach autonomicznych, a) z bezpośrednim zadawaniem częstotliwości, b) z pośrednim zadawaniem częstotliwości.

W metodach z bezpośrednim zadawaniem częstotliwości zadawany jest kąt wektora, który ma zapewnić pożądaną częstotliwość oraz fazę wektora napięcia [31][33]. W przypadku metody z zadawaniem pośrednim częstotliwość jest wynikiem regulacji napięcia oraz strumienia maszyny [26][28]. W przypadku metod pośrednich zadawanie częstotliwości jest bardziej skomplikowane niż w przypadku metod bezpośrednich. Wymagany jest tam układ estymacji strumienia oraz estymacji pulsacji napięcia stojana, zaś w przypadku metod bezpośrednich informacja o prędkości wirnika jest wystarczająca do otrzymania pożądanej częstotliwości.

3.3 Sterowanie polowo zorientowane w układach autonomicznych

Metoda FOC opisana w [32] jest jednym z przykładów metody bezpośredniego zadawania częstotliwości. Sterowanie to składa się z pętli regulacji składowych wektora prądu wirnika w osiach *dq*. Regulator napięcia dc wypracowuje wartość napięcia dla regulatora prądu w osi *q*. W osi *d* zadawana jest wartość prądu, odpowiadająca za prąd magnesowania maszyny. Poprzez zadawanie wyliczanej wartości prądu magnesowania układ zostaje zorientowany względem strumienia stojana maszyny. Metoda ta wymaga pomiaru prądów stojana, co w przypadku maszyn wielofazowych wymaga użycia zwiększonej liczby czujników w porównaniu do maszyn trójfazowych. Dla maszyn o wielofazowym stojanie korzystne jest używanie wyłącznie wartości prądów wirnika do sterowania maszyną. Modyfikacja metody FOC polega na zadawaniu w osi *q* stałej wartości prądu magnesowania wyznaczonej np. eksperymentalnie lub w oparciu o parametry maszyny. W dalszej części pracy metoda ta będzie używana do celów porównawczych.

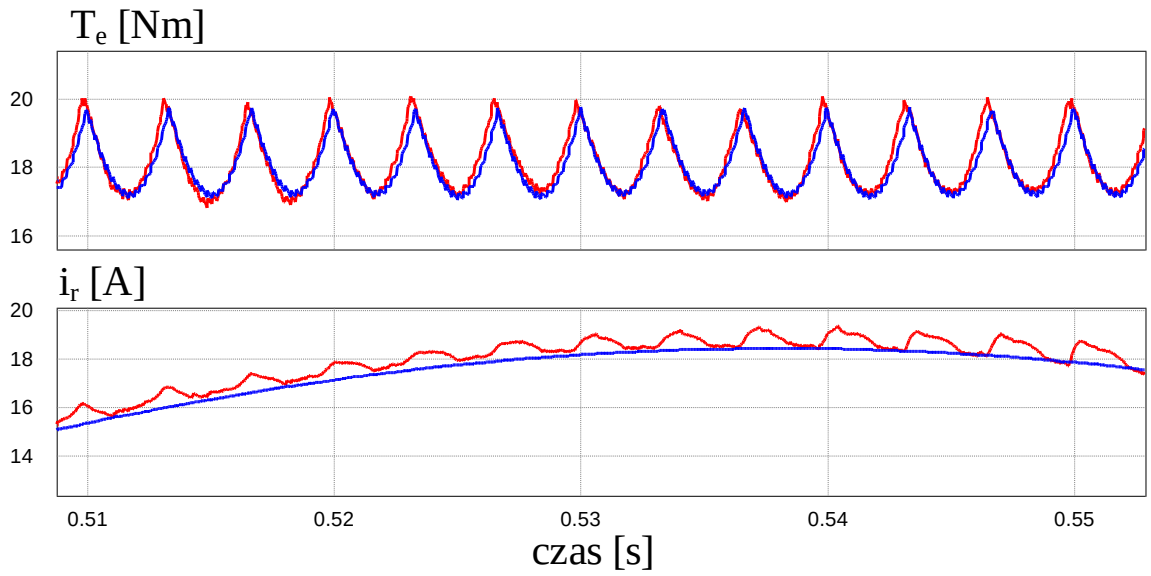
Na Rys. 3.3 przedstawiono schemat blokowy metody FOC. Składa się na niego blok transformacji prądów wirnika z układu ABC do *dq*, oraz regulator składowych *dq* prądu wirnika. Dla regulatora składowej prądu w osi *q* regulatorem nadrzędnym jest regulator napięcia dc. Sygnały wypracowane przez regulatory prądów są następnie przekształcane przez blok transformacji z układu *dq* do *ABC* w celu wyliczenia sygnałów dla modulatora PWM. Bloki transformacji wykorzystują kąt obrotu wyliczany jako różnica między zadanym kątem napięcia stojana a kątem położenia mechanicznego skalowanego liczbą par biegunów.



Rys. 3.3. Schemat układu MDZ-DC se sterowaniem polowo zorientowanym względem wektora strumienia stojana.

Na Rys. 3.4 przedstawiono wyniki porównawcze sterowania FOC z użyciem falownika oraz ze sterowanymi źródłami prądowymi podłączonymi od strony wirnika, które wymuszają przepływ sinusoidalnego prądu. Można zaobserwować, że tętnienia momentu w obu przypadkach są zbliżone, mimo tego, że prądy uzyskane z użyciem falownika zawierają niewielkie dodatkowe zniekształcenia. Wynika z tego brak możliwości uzyskania pomijalnych tętnień momentu przy jednoczesnym utrzymywaniu sinusoidalnego prądu wirnika poprzez zwiększanie dynamiki regulatorów. Jest to związane z faktem, że osiągnięcie sinusoidalnego prądu wirnika oraz pozbawionego oscylacji momentu elektrycznego są celami niemożliwymi do spełnienia równocześnie w analizowanym układzie. Zatem jeśli wartości zadane prądu nie będą modyfikowane (nie zostaną wyznaczone odpowiednie składowe harmoniczne prądu), cel sterowania, jakim jest eliminacja tętnień momentu nie zostanie osiągnięty, jeśli użyjemy regulatorów nastrojonych w sposób zapewniający dobrą dynamikę

regulacji prądu przy zadawaniu prądów sinusoidalnych. Nadmienić należy, że badania symulacyjne opierają się na idealnym modelu maszyny indukcyjnej, oraz założeniu, że regulatory prądu w metodzie FOC są w stanie wymusić prąd wirnika bliski sinusoidalnemu. W praktyce ze względu na nieliniowość i asymetrię obwodu magnetycznego maszyny oraz ograniczenia regulatorów prądu poziom tętnień momentu elektrycznego maszyny jest znacznie większy, co zostanie przedstawione w rozdziale siódmym prezentującym wyniki eksperymentalne.



Rys. 3.4. Porównanie sterowania polowo zorientowanego FOC z wykorzystaniem falownika z regulatorami prądu i idealnego źródła prądowego w warunkach symulacji komputerowej, T_e – moment elektryczny maszyny, i_r – prąd fazowy wirnika.

4 Sterowanie bezpośrednie momentem DTC w układzie MDZ-DC

4.1 Sterowanie bezpośrednie momentem w układzie MDZ-DC z bezpośrednim zadawaniem częstotliwości napięcia stojana

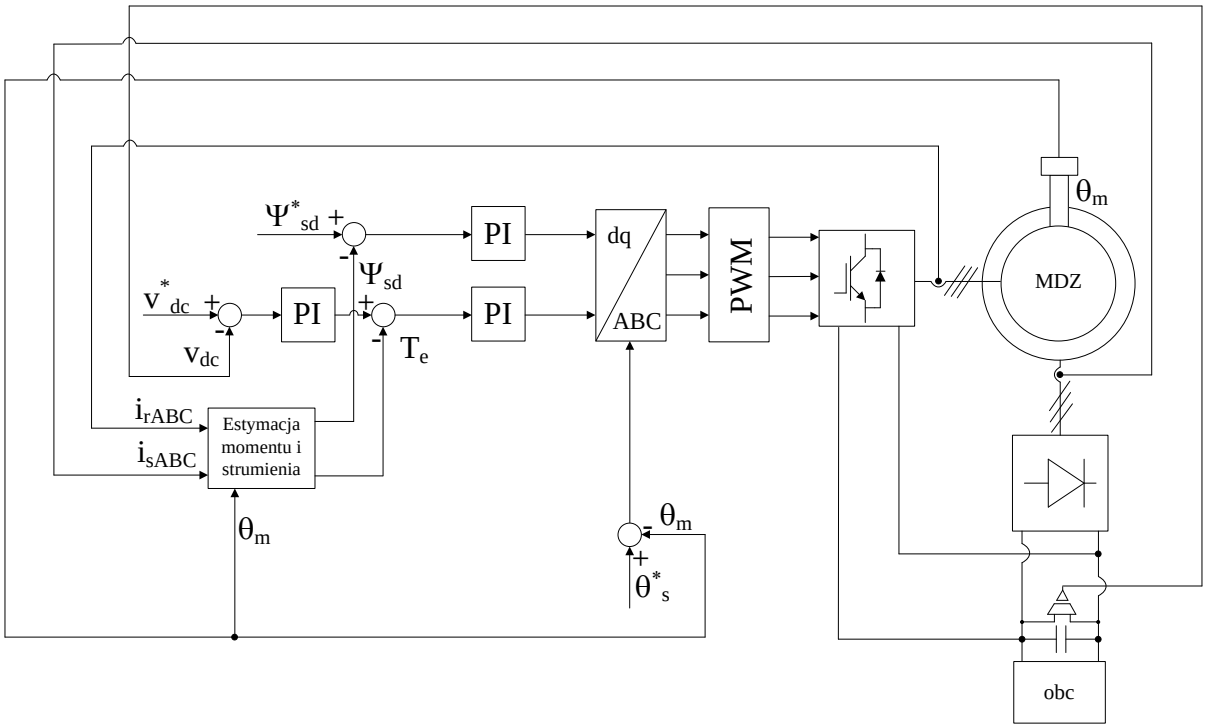
4.1.1 Opis metod bezpośredniego sterowania momentem DTC

W analizowanym układzie wytwarzania napięcia stałego, jedną z pożądanych właściwości jest zmniejszenie tętnień momentu [25][29][33]. Pierwszym zaproponowanym rozwiązaniem w celu osiągnięcia tej właściwości było zastosowanie filtru aktywnego [9]. Tego typu rozwiązanie zwiększa koszt całego układu poprzez stosowanie dodatkowego przekształtnika. Proponowano także zastosowanie członów oscylacyjnych jako regulatorów [29], jednak dobór nastaw oraz ograniczenia prądu dla układu z ich zastosowaniem jest skomplikowany. W związku z tym w niniejszej rozprawie zaproponowano użycie metody bezpośredniego sterowania momentem z modulacją PWM w celu redukcji tętnień momentu.

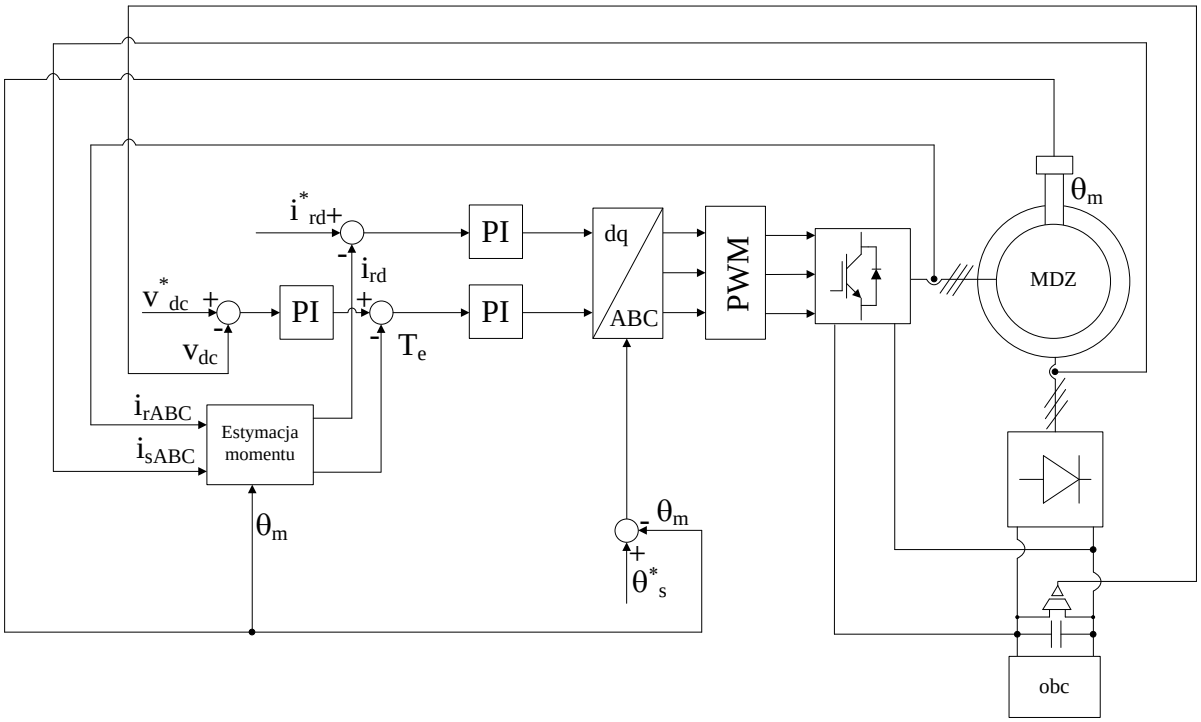
Ze wzoru (3.1) wynika, że utrzymując stałą siłę elektromotoryczną na stojanie możemy sterować amplitudą strumienia lub pulsacją napięcia stojana. Jeśli zadamy pulsację napięcia stojana analogicznie do znanej z literatury metody sterowania kątem poślizgu [34] wymusimy tym samym amplitudę strumienia. Wiąże się to z brakiem możliwości sterowania amplitudą strumienia w celu utrzymania namagnesowania maszyny jak ma to miejsce w klasycznym sposobie bezpośredniej regulacji momentem [20][35] znanym ze sterowania maszyną klatkową. W związku z tym, w metodzie z bezpośrednim zadawaniem częstotliwości z wykorzystaniem DTC jeden z regulatorów odpowiada za utrzymanie momentu, a drugi odpowiada za magnesowanie maszyny. Pulsacja napięcia stojana jest osiągana poprzez zadanie prędkości kątowej układu współrzędnych.

W pracy analizowane będą dwa warianty metody sterowania bezpośredniego momentem w zależności od zadawanej zmiennej w drugim torze regulacji tj. z zadawaniem składowej strumienia stojana $DT\Psi_dC$ (Rys.4.1) oraz zadawaniem składowej prądu wirnika DTIC (Rys. 4.2). W obydwu wariantach regulator odpowiednio strumienia lub prądu ma na celu narzucenie orientacji układu współrzędnych, natomiast regulator momentu ma na celu utrzymywanie momentu na stałym poziomie zmniejszając tętnienia momentu w stosunku do sterowania polowo-zorientowanego. Wybrana metoda sterowania będzie w rozdziale piątym

rozwijana o możliwość sterowania bezczujnikowego tj. bez użycia czujnika położenia kątowego wału.



Rys. 4.1. Schemat układu MDZ-DC z bezpośrednim sterowaniem momentu metodą DTΨ$_d$C.



Rys. 4.2. Schemat układu MDZ-DC z bezpośrednim sterowaniem momentu metodą DTIC.

Algorytm sterowania DTΨ$_d$C przedstawiony na Rys. 4.1 składa się z regulatora składowej strumienia stojana w osi *d* oraz regulatora momentu, z nadrzędnym regulatorem napięcia dc. Blok estymacji strumienia i momentu może zostać zrealizowany z

wykorzystaniem wybranych równań (2.8) i (2.10) oraz (2.20)-(2.25). Do sterowania wybrano równania (2.8) i (2.24), które umożliwiają obliczenie strumienia oraz momentu z wykorzystaniem wartości prądów mierzonych bezpośrednio przez czujniki od strony stojana i wirnika oraz położenie wału mierzone z wykorzystaniem enkodera. W odróżnieniu od wyliczania strumienia z równań napięciowych, niewymagane jest całkowanie, wrażliwe na zmianę rezystancji, offset czujników, i w zależności od algorytmu estymacji dające różne wyniki [36][37].

Algorytm sterowania DTIC przedstawiony na Rys. 4.2 składa się z regulatora składowej prądu wirnika w osi *d* oraz regulatora momentu z nadrzędnym regulatorem napięcia dc. W osi *d* zadawany jest prąd magnesowania. W metodzie tej nie jest wymagana estymacja strumienia maszyny, przez co zmniejszona jest jej podatność na błędy identyfikacji parametrów maszyny.

4.1.2 Synteza sterowania dla metody DTΨ$_d$C

W przypadku sterowania DTΨ$_d$C orientacja układu jest wymuszana poprzez zadawanie składowej *d* strumienia na poziomie strumienia magnesowania. Wymusza to orientację układu względem strumienia stojana. W takim układzie prąd bierny stojana osiąga nieznaczne wartości i może zostać pomięty w analizie układu sterowania. Korzystając z tego można wyprowadzić z równania (2.14), (2.16) i (2.18) przy założeniu orientacji układu względem strumienia stojana maszyny tj. i_{sd}=0, zależność (4.1).

$$v_{rd} = \frac{R_r}{L_m}\Psi_{sd} + \frac{L_r}{L_m}\frac{d}{dt}\Psi_{sd} - \omega_r\Psi_{rq} \tag{4.1}$$

Co może zostać zapisane w postaci transmitancji

$$\frac{\Psi_{sd}}{v_{rd}} = \frac{1}{sA_{1\Psi}+A_{2\Psi}} \tag{4.2}$$

gdzie

$$A_{1\Psi} = \frac{L_r}{L_m} \tag{4.3}$$

$$A_{2\Psi} = \frac{R_r}{L_m} \tag{4.4}$$

Z równania (2.15), (2.19) i (2.25) można wyprowadzić równanie (4.5) przy złożeniu orientacji układu względem strumienia stojana oraz stałej amplitudy strumienia.

$$v_{rq} = -\frac{2R_r\sigma L_s}{3\Psi_{sd}p_b L_m}T_e - \frac{2\sigma L_s L_r}{3\Psi_{sd}p_b L_m}\frac{d}{dt}T_e + \omega_r\Psi_{rd} \tag{4.5}$$

Co daje transmitancję w postaci (4.6) ze współczynnikami (4.7)-(4.9).

$$\frac{T_e}{v_{rq}} = \frac{B_{1\Psi}}{sB_{2\Psi}+B_{3\Psi}} \tag{4.6}$$

$$B_{1\Psi} = -\frac{3}{2}\frac{\Psi_{sd}p_b L_m}{\sigma L_s} \tag{4.7}$$

$$B_{2\Psi} = R_r \tag{4.8}$$

$$B_{3\Psi} = L_r \tag{4.9}$$

Z równania (2.21) i (2.34) przy założeniu braku obciążenia (brak zakłócenia) oraz orientacji układu względem strumienia stojana otrzymujemy (4.10).

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{2}{3}\frac{1}{\Psi_{sd}p_b C_{dc}} T_e \tag{4.10}$$

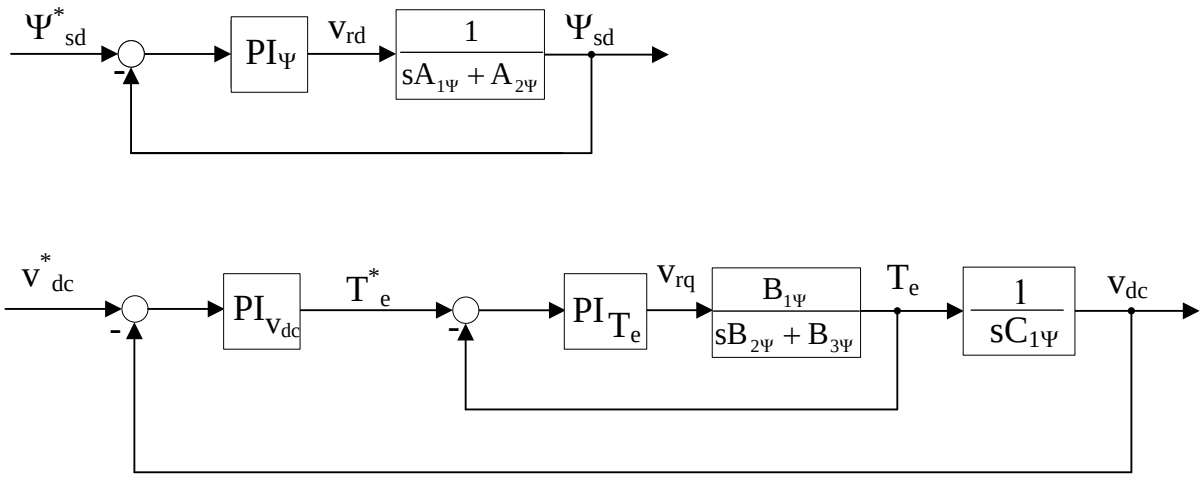
Co daje transmitancję

$$\frac{v_{dc}}{T_e} = \frac{1}{sC_{1\Psi}} \tag{4.11}$$

gdzie

$$C_{1\Psi} = \frac{3}{2}\Psi_{sd}p_b C_{dc} \tag{4.12}$$

Na Rys. 4.3 przedstawiono schemat blokowy układu sterowania DTΨ_dC. W osi *d* układ składa się jednej transmitancji pierwszego rzędu oraz regulatora składowej wektora strumienia stojana. W osi *q* układ składa się z dwóch pętli sterowania, podrzędnej z regulatorem momentu oraz nadrzędnej z regulatorem napięcia.



Rys. 4.3. Schemat blokowy układu sterowania w osiach *d* i *q* w metodzie DTΨ_dC.

4.1.3 Synteza układu sterowania dla metody DTIC

Z równania (2.14) i (2.18) przy założeniu orientacji układu względem strumienia stojana maszyny otrzymujemy (4.13).

$$v_{rd} = R_r i_{rd} + L_r \frac{d}{dt} i_{rd} - \omega_r \Psi_{rq} \tag{4.13}$$

Co może zostać zapisane w postaci transmitancji (4.14) o współczynnikach (4.15)-(4.16).

$$\frac{i_{rd}}{v_{rd}} = \frac{1}{sA_{1i}+A_{2i}} \tag{4.14}$$

$$A_{1i} = L_r \tag{4.15}$$

$$A_{2i} = R_r \tag{4.16}$$

Z równania (2.15), (2.19) i (2.22) można wyprowadzić równanie (4.17) przy złożeniu, że układ jest zorientowany względem strumienia stojana oraz że amplituda strumienia jest stała.

$$v_{rq} = -\frac{2R_r L_s}{3\Psi_{sd} p_b L_m} T_e - \frac{2L_s L_R}{3\Psi_{sd} p_b L_m} \frac{d}{dt} T_e + \omega_r \Psi_{rd} \tag{4.17}$$

Co daje nam transmitancję w postaci (4.18) o współczynnikach (4.19)-(4.21).

$$\frac{T_e}{v_{rq}} = \frac{B_{1i}}{sB_{2i}+B_{3i}} \tag{4.18}$$

$$B_{1i} = -\frac{3\Psi_{sd} p_b L_m}{2R_r L_s} \tag{4.19}$$

$$B_{2i} = L_R \tag{4.20}$$

$$B_{3i} = R_r \tag{4.21}$$

Z równania (2.21) i (2.34) przy założeniu braku obciążenia (brak zakłócenia) oraz orientacji układu względem strumienia stojana otrzymujemy (4.22).

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{2}{3} \frac{1}{\Psi_{sd} p_b C_{dc}} T_e \tag{4.22}$$

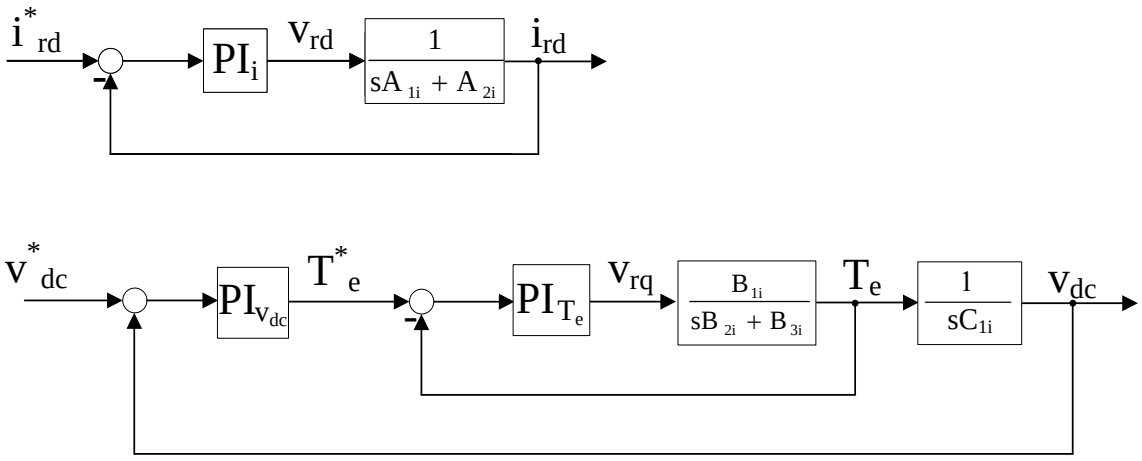
Co daje transmitancję (4.23)

$$\frac{v_{dc}}{T_e} = \frac{1}{sC_{1i}} \tag{4.23}$$

gdzie

$$C_{1i} = \frac{3}{2} \Psi_{sd} p_b C_{dc} \tag{4.24}$$

Na Rys. 4.4 przedstawiono schemat blokowy układu sterowania DTIC. W osi *d* układ składa się z jednej transmitancji pierwszego rzędu oraz regulatora prądu wirnika. W osi *q* układ składa się z dwóch pętli sterowania, podrzędnej z regulatorem momentu oraz z regulatorem napięcia.



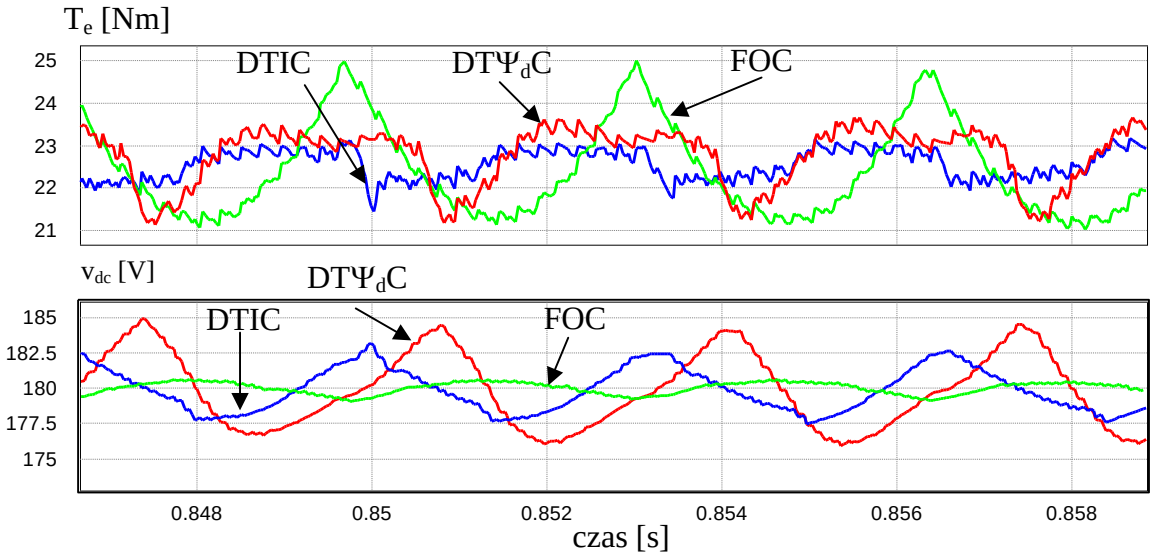
Rys. 4.4. Schemat blokowy układu sterowania w osiach *d* i *q* w metodzie DTIC.

4.1.4 Wyniki symulacyjne metod DTΨ$_d$C oraz DTIC

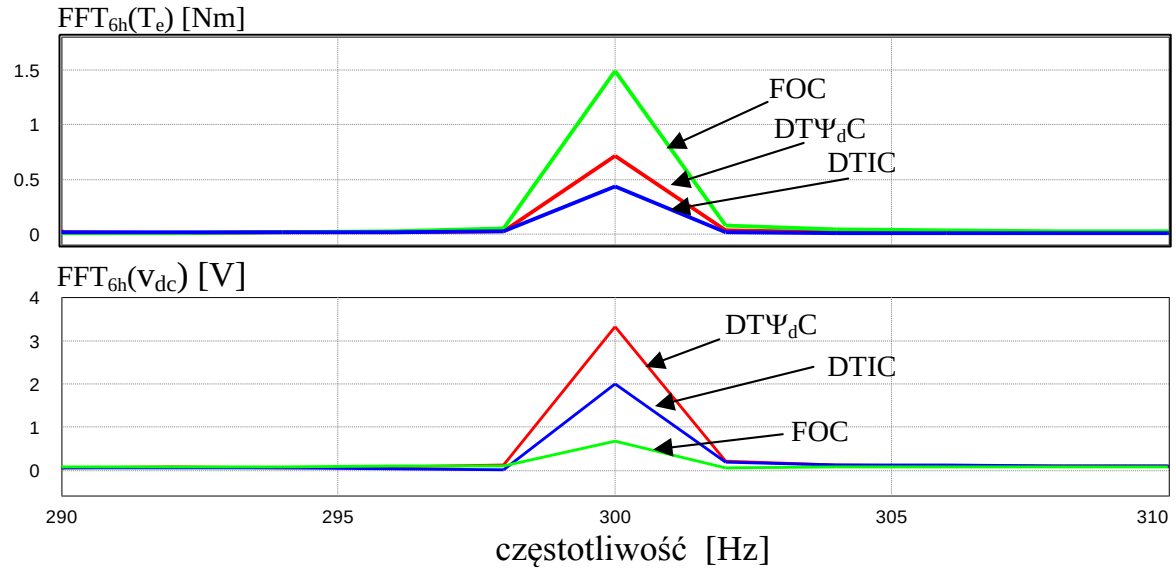
Do celów porównania metod sterowania FOC, DTΨ$_d$C oraz DTIC w układzie wytwarzania napięcia stałego z prądnicą pierścieniową przedstawiono przebiegi momentu oraz napięcia dc w stanie ustalonym dla każdej z metod. Badania porównawcze przeprowadzone były dla tych samych warunków obciążenia (2,7kW) oraz prędkości obrotowej (1450 obr/min) dla parametrów maszyny użytej w układzie laboratoryjnym, podanych w Załączniku. Wartość prądu i_d w metodzie regulacji DTIC została zadana na poziomie prądu magnesowania, w metodzie DTΨ$_d$C strumień został zadany na poziomie amplitudy strumienia stojana odpowiadającej pożądanemu napięciu dc.

Na Rys. 4.6 można zaobserwować znaczącą redukcję tętnień momentu z użyciem metody DTIC. Amplituda tętnień momentu jest zmniejszona 4-ro krotnie w porównaniu do metody FOC. Jednakże badania symulacyjne wskazują, że to metoda sterowania polowo zorientowanego daje najmniejsze tętnienia napięcia w obwodzie prądu stałego, co jest korzystne z punktu widzenia odbiornika. Metoda DTΨ$_d$C pozwala również na znaczną redukcję tętnień momentu elektrycznego względem FOC jednak nie w takim stopniu jak metoda DTIC, natomiast dla tej metody (DTΨ$_d$C) tętnienia napięcia w obwodzie prądu stałego są najwyższe.

Badania symulacyjne przeprowadzono dla połowy momentu znamionowego. Wartość międzyszczytowa tętnień momentu względem momentu znamionowego wynosi 8% dla metody FOC, 4% dla metody DTΨ$_d$C oraz 2% dla metody DTIC. Wartość międzyszczytowa tętnień momentu względem wartości średniej momentu wynosi 17% dla metody FOC, 11% dla metody DTΨ$_d$C oraz 7.5% dla metody DTIC.



Rys. 4.5. Wyniki symulacyjne przedstawiające porównanie przebiegów momentu elektrycznego – T_e oraz napięcia w obwodzie prądu stałego – v_{dc}, w metodach FOC, DTΨ$_d$C oraz DTIC.

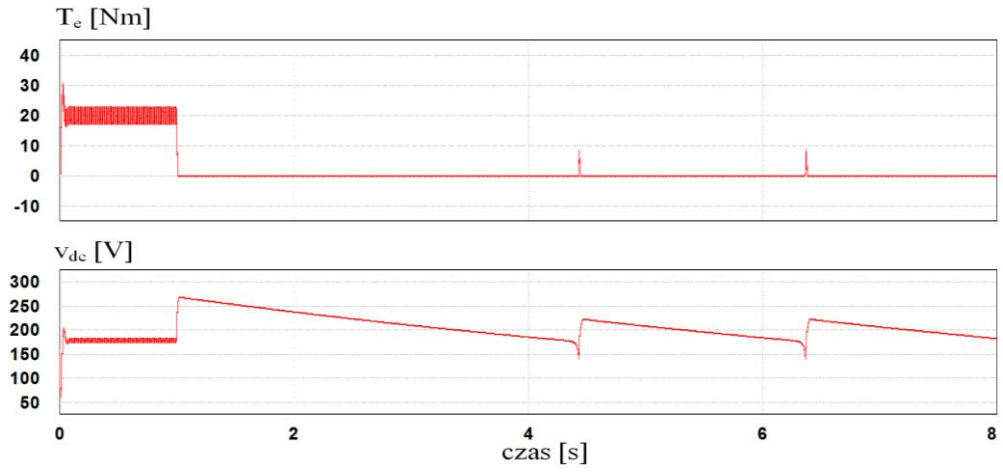


Rys. 4.6. Wyniki symulacyjne przedstawiające prążki szóstej harmonicznej momentu elektrycznego – FFT$_{6th}$(T_e) i napięcia w obwodzie prądu stałego – FFT$_{6th}$(v_{dc}) dla metod FOC, DTΨ$_d$C oraz DTIC.

4.1.5 *Praca układu MDZ-DC bez obciążenia*

W literaturze skupiono się na zastosowaniach układu wytwarzania napięcia stałego z MDZ w układach autonomicznych [9][26][31][25][38]. W układzie autonomicznym napięcie na kondensatorze obwodu prądu stałego musi być utrzymywane na zadanym poziomie niezależnie od obciążenia. W literaturze zagadnienie to jest analizowane [28][31][39], jednak praca bez obciążenia, która jest wymaganiem dla układów autonomicznych jest w tych artykułach pomijana. Jedynie w [40] układ jest analizowany przy obciążeniu wynoszącym 10% mocy znamionowej. Algorytm sterowania opisany w [31] nie jest w stanie utrzymać prądu magnesowania w przypadku braku obciążenia, co powoduje znaczne uderzenia momentu podczas doładowywania kondensatora. W [28] algorytm zakłada, że siła elektromotoryczna jest proporcjonalna do napięcia obwodu prądu stałego. Jest to prawdą w przypadku obciążenia układu, lecz przy braku obciążenia nie musi być to spełnione ponieważ siła elektromotoryczna może spaść poniżej napięcia dc.

W przypadku metody FOC jednym z rozwiązań sterowania jest zadawanie zerowej wartości prądu wirnika. Przy braku obciążenia powoduje się to znaczne uderzenia momentu spowodowane doładowywaniem kondensatora, jak i wydłużenie stanu przejściowego związanego z rozładowywaniem się kondensatora z powodu nie pobierania prądu potrzebnego na magnesowanie przez wirnik. Można zaobserwować to na wynikach symulacyjnych na Rys. 4.7. Uniemożliwia to także pracę bezczujnikową układu w związku z brakiem prądów oraz napięć wirnika i stojana w celu realizacji obserwatora prędkości poza chwilami doładowywania kondensatora.

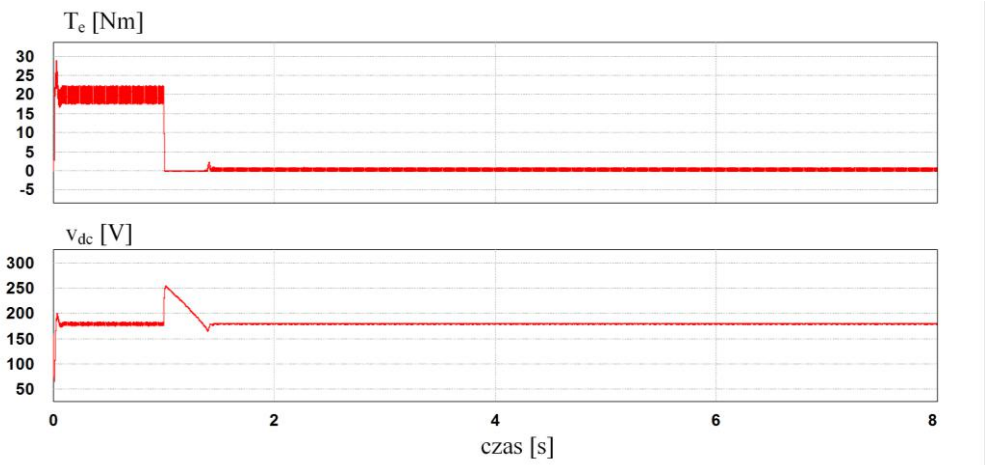


Rys. 4.7. Wyniki symulacji metody sterowania polowo zorientowanego FOC przy braku obciążenia i zerowym zadanym prądzie w osi d, T_e – moment elektryczny, v_{dc} – napięcie w obwodzie prądu stałego.

W przypadku braku obciążenia w układach autonomicznych z MDZ maszynę należy utrzymywać w stanie namagnesowania. Wiąże się to z dostarczeniem odpowiedniej wartości prądu magnesowania od strony wirnika, aby utrzymać stałą wartość siły elektromotorycznej, a tym samym wartość napięcia indukowanego na zaciskach maszyny również przy braku obciążenia. W analizowanym układzie napięcie w obwodzie dc opisane jest zależnością (2.34). Wynika z niej, że układ musi zapewnić odpowiedni prąd ładowania kondensatora pomniejszony o straty w układzie. Straty te nie są znaczne i mogą zostać pominięte, więc prąd zadawany jest o wartości prądu magnesowania. W przypadku metody FOC oraz DTIC prąd magnesowania jest zadawany w osi *d*, jako stała wartość wyznaczona eksperymentalnie. W metodzie DTΨ_dC wartość strumienia możemy wyznaczyć ze wzoru (2.8) przy założeniu braku prądu stojana, a prąd wirnika osiąga wtedy wartość prądu magnesowania. Otrzymujemy równanie:

$$|i_m| = |\Psi_s|/L_s \tag{4.25}$$

Na Rys. 4.8 przedstawiono wyniki symulacyjne dla metody FOC z zadawaniem prądu w osi d na poziomie prądu magnesowania w przypadku odłączenia obciążenia. Zapewnienie prądu magnesowania po odłączeniu obciążenia eliminuje okresowe procesy doładowania kondensatora i skoki napięć oraz prądów. Stany przejściowe wynikające z wyłączenia obciążenia dla układów z metodami DTΨ_dC i DTIC zostaną przedstawione w rozdziale prezentującym wyniki eksperymentalne.



Rys. 4.8. Wyniki symulacyjne metody FOC przy wyłączeniu obciążenia w chwili 1s z zadawaniem składowej prądu wirnika w osi *d* na poziomie prądu magnesowania, T_e – moment elektryczny, v_{dc} – napięcie w obwodzie prądu stałego.

W układzie aplikacyjnym stan przejściowy na kondensatorze można znacznie skrócić i zmniejszyć wartość przepięcia przez zastosowanie rezystora rozładowczego załączanego i wyłączanego dodatkowym łącznikiem tranzystorowym.

4.2 Bezpośrednie sterowanie momentem w układzie MDZ-DC z pośrednim zadawaniem częstotliwości napięcia stojana

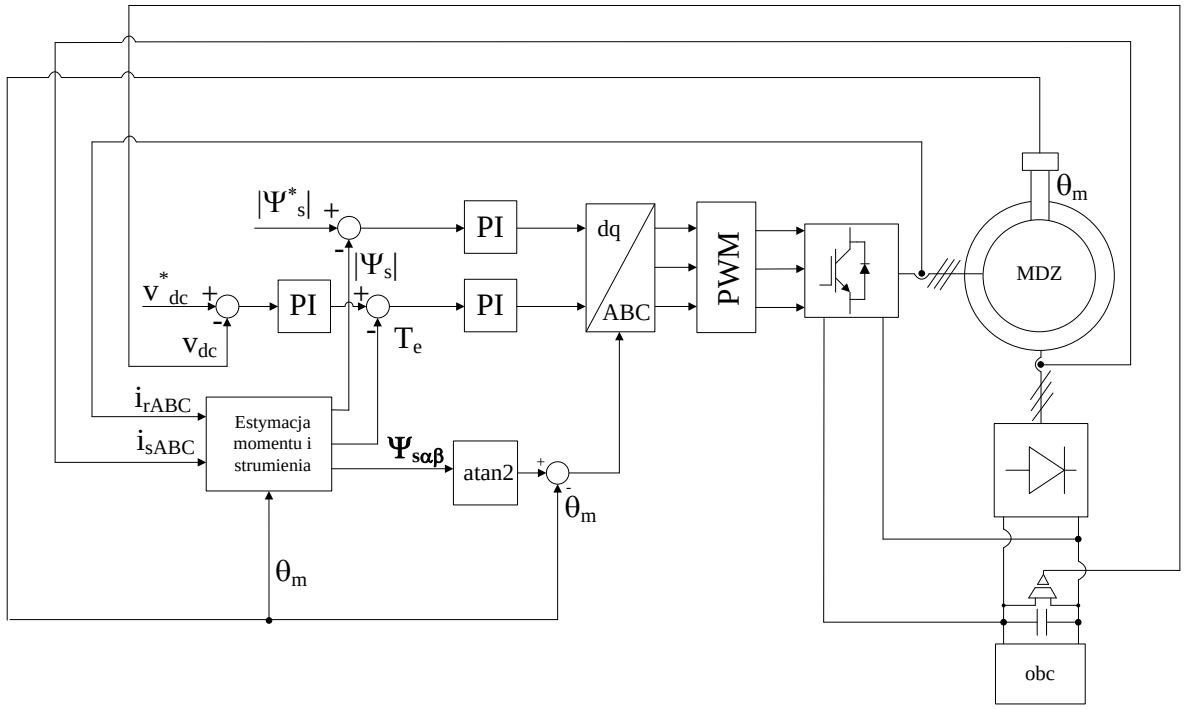
4.2.1 Opis metody sterowania DT|Ψ|C

Regulacja częstotliwości w układzie autonomicznym z maszyną pierścieniową może być przeprowadzana poprzez regulację strumienia stojana. Ze wzoru na siłę elektromotoryczną (3.1) wynika, że amplituda strumienia stojana jest odwrotnie proporcjonalna do pulsacji napięcia stojana przy stałym napięciu stojana. Przy takim podejściu kąt transformacji układu współrzędnych nie może być zadawany arbitralnie, gdyż wiązałoby się to z wymuszeniem pulsacji stojana, a więc brakiem możliwości regulacji modułu wektora strumienia stojana.

W artykule [28] autorzy proponują wykorzystanie metody DTC z pośrednim zadawaniem częstotliwości z histerezowymi regulatorami amplitudy strumienia i momentu. Użycie tego typu regulatorów skutkuje przedstawionymi w literaturze [21][41][42][22][43] tętnieniami zależnymi od szerokości histerezy i częstotliwości pracy algorytmu. Wartości tętnień wynikających z metody sterowania mogą być większe niż te powodowane przez samą pracę prostownika diodowego, co możemy zaobserwować w [28], co kwestionuje zasadność używania tego typu regulacji. Z tego powodu w pracy sterowanie DTC jest analizowane z wykorzystaniem regulatorów PI oraz modulacji PWM.

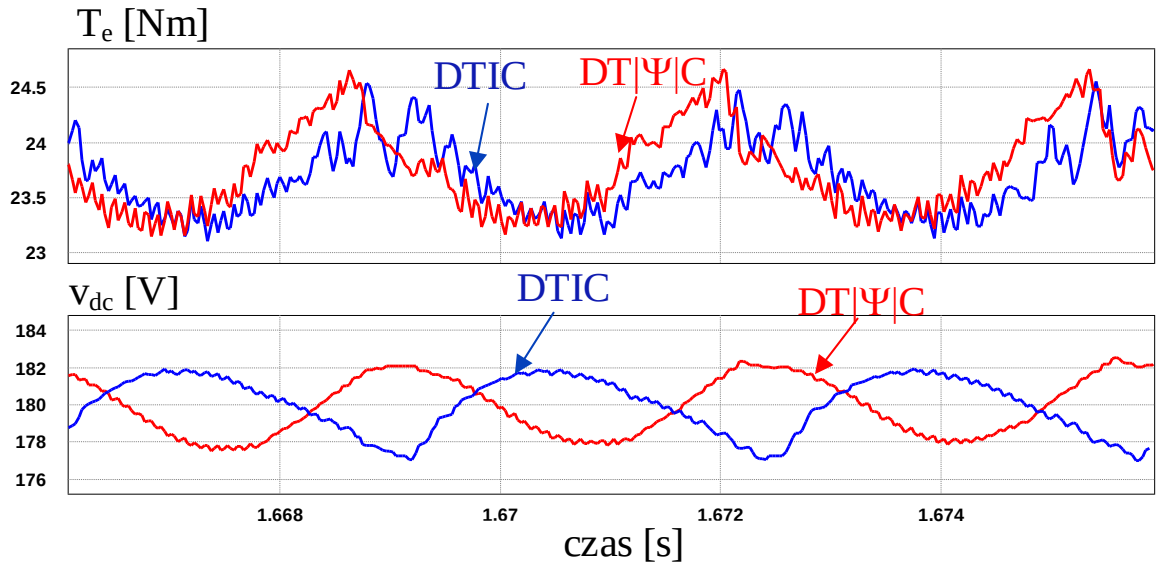
W literaturze można znaleźć metodę FOC z pośrednim zadawaniem częstotliwości dla analizowanego układu MDZ-DC [44]. Jednak pomimo stosowania w niej regulatorów rezonansowych dla prądów nie uzyskano dla niej zauważalnej redukcji tętnień momentu maszyny. W związku z tym w dalszej części pracy metoda z wykorzystaniem członów oscylacyjnych nie będzie przedstawiana.

Algorytm sterowania DT|Ψ|C przedstawiony na Rys. 4.9 składa się z regulatora modułu wektora strumienia stojana oraz z regulatora momentu z nadrzędnym regulatorem napięcia dc. W odróżnieniu od algorytmu DTΨ_dC w drugim torze sterowania zadawana jest wartość modułu strumienia stojana a nie wartość składowej *d* strumienia. Kąt transformacji sygnałów wyjściowych z regulatorów modułu strumienia stojana oraz momentu elektrycznego jest wyliczany jako różnica kąta strumienia stojana oraz kąta mechanicznego, czyli analogicznie do metody bezpośredniego sterowania momentem dla silnika klatkowego [20].



Rys. 4.9. Schemat układu MDZ-DC z bezpośrednim sterowaniem momentu metodą DT|Ψ|C.

Do celów porównawczych z metodą DT|Ψ|C wybrano metodę DTIC, gdyż bazując na wynikach zaprezentowanych na Rys. 4.5 i Rys. 4.6 daje ona najmniejsze tętnienia momentu z pośród analizowanych metod DTC z bezpośrednim zadawaniem częstotliwości. Wyniki zostały przedstawione na Rys. 4.10, na którym można zaobserwować, że w metodzie DT|Ψ|C i DTIC zarówno tętnienia momentu jak i tętnienia napięcia dc są do siebie zbliżone.



Rys. 4.10. Porównanie działania metod sterowania DT|Ψ|C i DTIC maszyny MDZ pracującej jako prądnica napięcia stałego w stanie ustalonym, T_e – moment elektryczny, v_{dc} – napięcie w obwodzie prądu stałego.

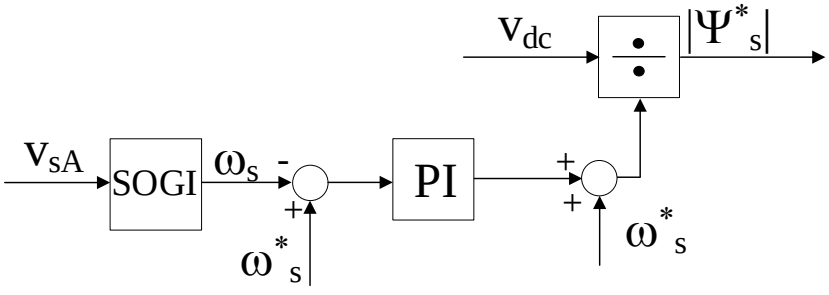
W literaturze [28] wyliczanie zadanej wartości amplitudy strumienia stojana realizowane jest z użyciem (4.26).

$$|\Psi_s^*| = \frac{v_{dc}}{6.28 f_s} \tag{4.26}$$

Równanie zakłada jedynie zależność amplitudy strumienia od napięcia wytwarzanego przez układ. Jest to częste uproszenie w układach wykorzystujących maszyny dużej mocy ze względu na małą wartość rezystancji takich maszyn. Takie uproszczenie w przypadku maszyn małej mocy skutkuje znacznymi rozbieżnościami między zadaną wartością pulsacji, a otrzymaną z równania (3.1). Jednak nawet przy uwzględnieniu rezystancyjnego spadku napięcia na uzwojeniach stojana maszyny układ nie utrzymuje pożądanej wartości pulsacji napięcia. Takie podejście jest także wrażliwe na zmianę rezystancji stojana w wyniku (np. zmian temperatury) jak i z powodu błędów w określeniu wartości rezystancji.

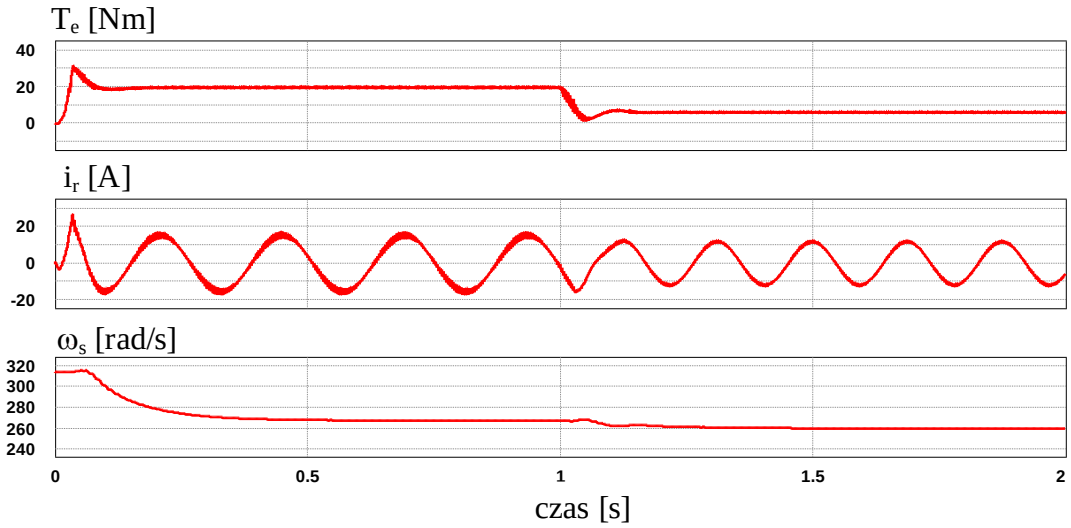
Metoda kompensacji odchylenia częstotliwości przedstawiona na Rys 4.11. opiera się na wyliczaniu wartości korekcji pulsacji stojana, która po podstawieniu do wzoru (4.26) daje zadaną wartość strumienia stojana. Estymacja pulsacji stojana została zrealizowana z użyciem pętli synchronizacji fazowej SOGI. Na podstawie wyliczonej wartości pulsacji regulator częstotliwości wypracowuje sygnał korygujący dla zadanej pulsacji stojana.

Na Rys. 4.12 – 4.13 można zaobserwować, że metoda podana w [28] nie daje pożądanej wartości pulsacji stojana. Można zaobserwować na Rys. 4.12, że w przypadku braku regulacji częstotliwości, pulsacja napięcia stojana zależna jest od obciążenia. Różnica między wartością pożądaną a otrzymaną pulsacji napięcia stojana wyniosła 54 rad/s, co daje błąd na poziomie do 17% dla tego obciążenia. Uwzględnienie spadku napięcia na rezystancji stojana zmniejszyło błąd bezwzględny pulsacji 44 rad/s, co dało błąd względny na poziomie 14%.

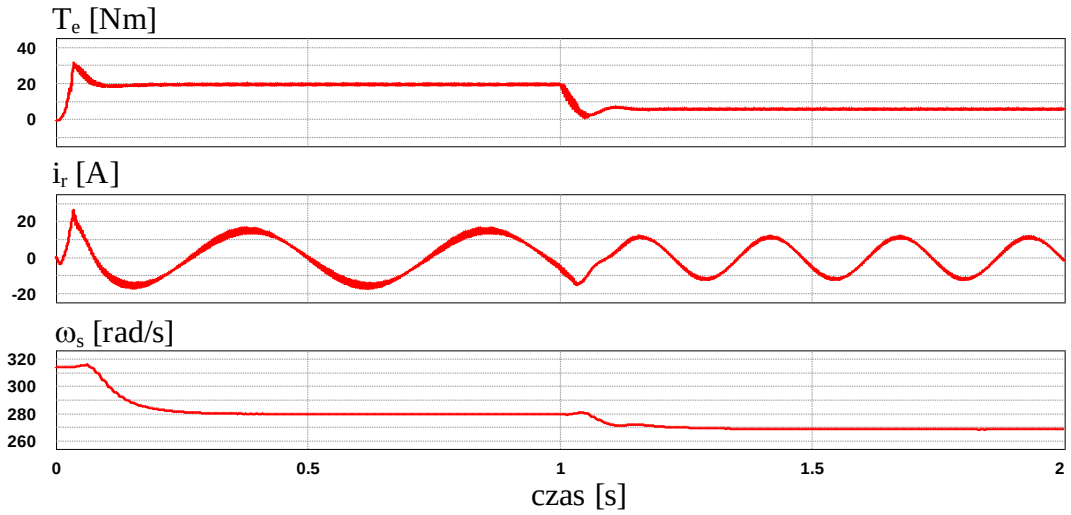


Rys. 4.11. Schemat blokowy metody korekcji częstotliwości dla sterowania DT|Ψ|C do zadawania prawidłowego modułu strumienia odpowiadającego pożądanej pulsacji napięcia stojana.

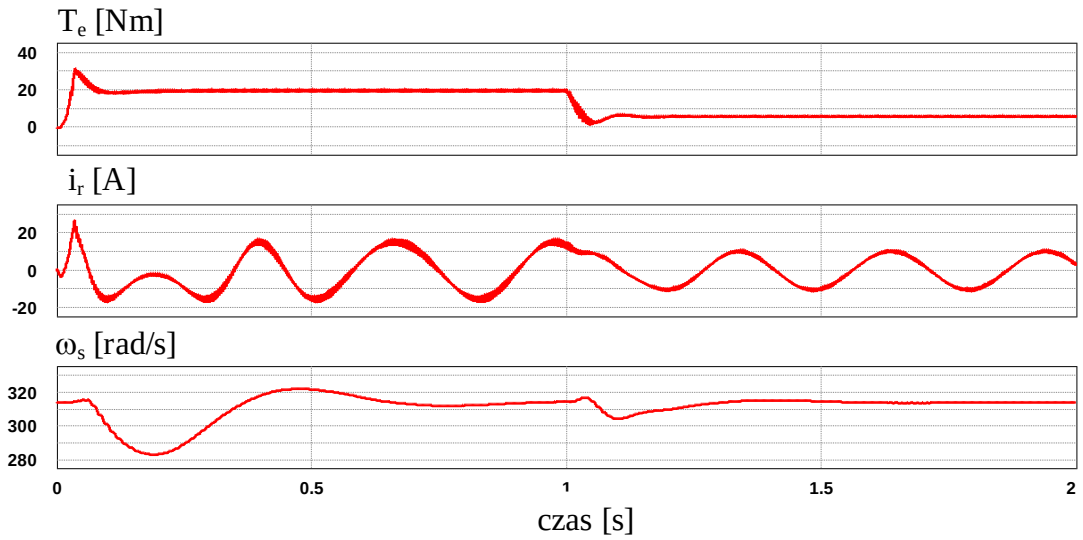
Na Rys. 4.14 – 4.15 można zaobserwować, że dopiero w przypadku zastosowania regulacji częstotliwości stojana (regulatora korygującego), w stanie ustalonym niezależnie od wartości obciążenia jak również przy jego braku pulsacja osiąga wartość zadaną.



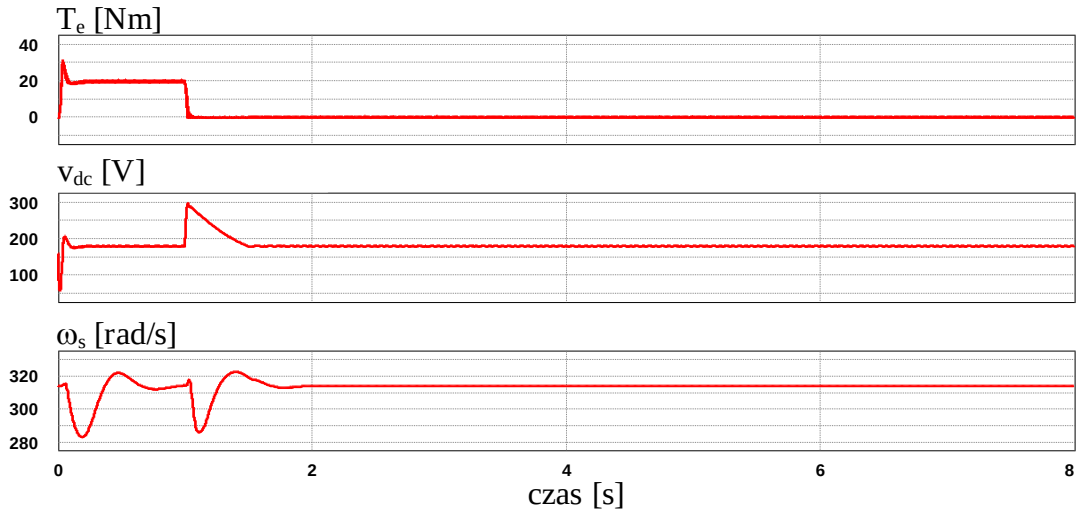
Rys. 4.12. Wyniki symulacyjne pracy układu MDZ-DC ze sterowaniem DT|Ψ|C z użyciem metody opsanej w [28] (bez korekcji pulsacji napięcia stojana), przy skokowej zmianie obciążenia, T_e – moment elektryczny, i_r – prąd wirnika, ω_s – otrzymana w wyniku sterowania pulsacja napięcia stojana.



Rys. 4.13. Wyniki symulacyjne pracy układu MDZ-DC ze sterowaniem DT|Ψ|C z użyciem metody opisanej w [25] (bez korekcji pulsacji napięcia stojana), z uwzględnieniem kompensacji spadku napięcia na rezystancji stojana, przy skokowej zmianie obciążenia, T_e – moment elektryczny, i_r – prąd wirnika, ω_s – otrzymana w wyniku sterowania pulsacja napięcia stojana.



Rys. 4.14. Wyniki symulacyjne pracy układu MDZ-DC ze sterowaniem DT|Ψ|C z korekcją pulsacji napięcia stojana, przy skokowej zmianie obciążenia, T_e – moment elektryczny, i_r – prąd wirnika, ω_s – otrzymana w wyniku sterowania pulsacja napięcia stojana.



Rys. 4.15. Wyniki symulacyjne pracy układu MDZ-DC ze sterowaniem DT|Ψ|C z korekcją pulsacji napięcia stojana, przy wyłączeniu obciążenia, T_e – moment elektryczny, i_r – prąd wirnika, ω_s – otrzymana w wyniku sterowania pulsacja napięcia stojana.

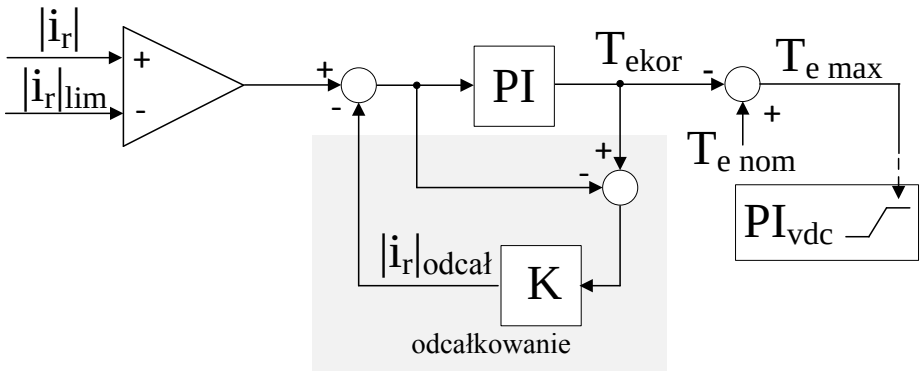
4.2.2 Ograniczenia prądu wirnika w metodzie DT|Ψ|C

W przypadku, gdy do generatora pracującego autonomicznie zostanie podłączone obciążenie o mocy przekraczającej moc znamionową układu należy ograniczyć prąd wytwarzany w układzie. Ma to na celu ochronę przekształtnika przed zbyt dużym prądem, który może spowodować uszkodzenie modułów tranzystorowych. Należy także podtrzymać prąd przeciążeniowy, aby umożliwić zadziałanie zabezpieczeń nadprądowych odbiornika.

W metodzie FOC ograniczenie amplitudy prądu wirnika jest zrealizowane poprzez organicznie wartości prądu zadawanego do wartości opowiadającej amplitudzie

znamionowego prądu wirnika. W metodach DTC zagadnienie jest bardziej skomplikowane z racji zadawania przez regulator napięcia dc wartości momentu, który nie jest zależny wyłącznie od prądu wirnika, lecz jest iloczynem wektorowym prądu wirnika i stojana zgodnie ze wzorem (2.24).

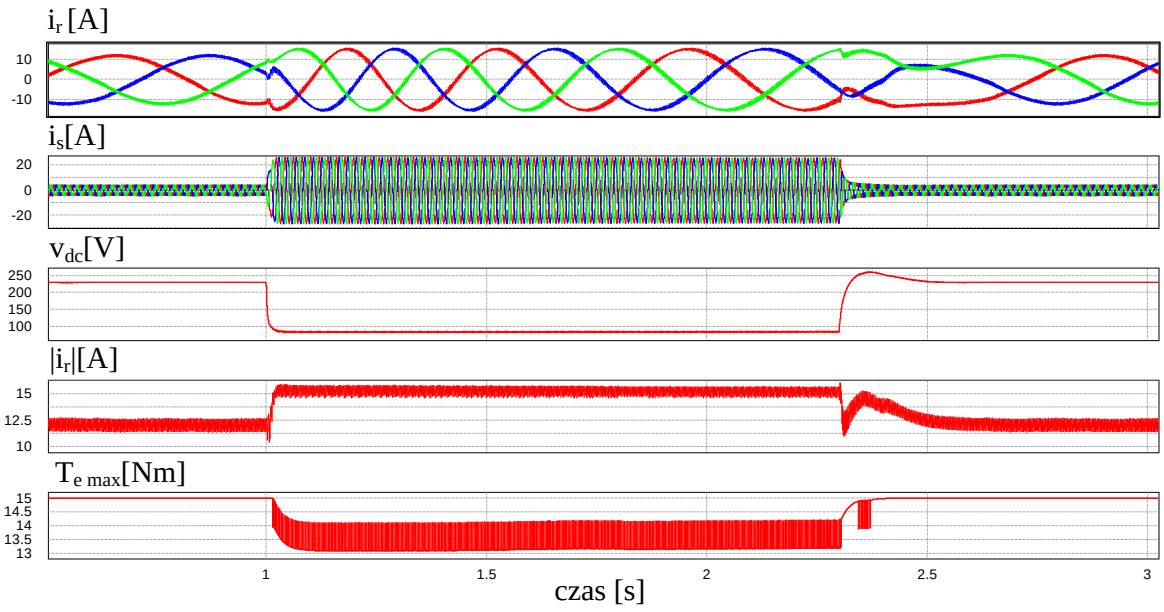
Aby ograniczyć amplitudę prądu wirnika zaproponowano metodę polegająca na zmianie wartości nasycenia regulatora napięcia obwodu prądu stałego przedstawioną na Rys. 4.16. W przypadku przekroczenia wartości znamionowej prądu wirnika ograniczona zostaje wartość momentu maszyny. Metoda ta składa się z detekcji przekroczenia amplitudy prądu wirnika, regulatora wartości maksymalnej nasycenia regulatora napięcia oraz układu odcałkowania regulatora nasycenia. W przypadku przekroczenia zadanej amplitudy prądu komparator układu detekcji przekroczenia znamionowej wartości prądu zawraca wartość 1, a w przeciwnym przypadku 0. Wartość wyjściowa z układu detekcji jest uchybem dla regulatora sygnału korekcji momentu T_{ekor}. Wartość T_{ekor} jest odejmowana od znamionowej wartości momentu, co w rezultacie daje zmodyfikowaną wartość maksymalną chwilową nasycenia regulatora napięcia stałego T_{emax}. Zmniejszanie wartości nasycenia regulatora napięcia następuje aż do osiągnięcia poziomu, który nie powoduje przekroczenia wartości znamionowej prądu wirnika. Przy generowaniu przez układ detekcji sygnału 0 po ustąpieniu przeciążenia struktura ujemnego sprzężenia od wyjścia regulatora sprowadza wartość całki regulatora maksymalnej wartości korekcyjnej T_{ekor} do 0 po ustaniu przeciążenia.



Rys. 4.16. Schemat zabezpieczenia przeciwprzeciążeniowego dla sterowania DT|Ψ|C.

W celu przeprowadzenia weryfikacji symulacyjnej układ został obciążony mocą 360 W przy prędkości obrotowej 1450 obr/min. Po czasie 1s obciążenie zostało zmienione na wartość 6,5kW (przy napięciu dc równym 180V – rezystancja 5Ω) w celu wywołania stanu silnego przeciążenia. Po czasie 2s obciążenie zostało zmienione z powrotem na wartość 360W. Ograniczenie amplitudy prądu wirnika wynosi 15 A.

Wyniki działania zabezpieczenia przeciwprzeciążeniowego przedstawiono na Rys. 4.17. W czasie przeciążenia dochodzi do wzrostu amplitudy prądu wirnika, jednak nie przekracza ona założonej wartości 15 A. Skutkuje to zmniejszaniem napięcia obwodu dc, gdyż układ nie jest w stanie dostarczyć prądu wymaganego do utrzymania żądanej wartości napięcia. Można także zaobserwować charakterystyczne dla metody DT|Ψ|C chwilowe zmiany częstotliwości prądu wirnika przy zmianie obciążenia. Początkowo w chwili 1s zadany poziom modułu strumienia jest zbyt wysoki dla obniżonego napięcia dc co skutkuje wzrostem częstotliwości napięcia na stojanie wywołanym zwiększoną pulsacją prądu wirnika. Jednakże, zastosowany nadrzędny względem regulatora strumienia korygujący regulator częstotliwości powoduje obniżenie zadanej wartości modułu strumienia, co skutkuje zmniejszeniem pulsacji prądu wirnika do wartości jaka była przed wystąpieniem przeciążenia. Po ustąpieniu przeciążenia początkowo zadany moduł strumienia stojana jest zbyt niski względem odbudowanego napięcia dc, co powoduje obniżenie częstotliwości napięcia stojana wywołane zbyt niską pulsacją prądu wirnika, jednak w dalszym procesie zauważalna jest tendencja do podnoszenia pulsacji prądu wirnika do poziomu jaki wystąpił przez przeciążeniem przez korygujące zachowanie nadrzędnego regulatora pulsacji napięcia stojana. W niniejszej sekcji przedstawiono wyniki symulacyjne dla metody DT|Ψ|C. Mechanizm działania zabezpieczenia przeciwprzeciążeniowego dla metody DTIC jest zbliżony tym, że w metodzie DTIC nie ma korektora pulsacji napięcia stojana.



Rys. 4.17. Wyniki symulacyjne działania zabezpiecznia przeciwprzeciążeniowego przy metodzie DT|Ψ|C, i_{ra} – prąd fazowy wirnika, i_{sa} – prąd fazowy stojana, v_{dc} – napięcie obwodu prądu stałego, $|i_r|$ - amplituda prądu wirnika, T_{emax} – modyfikowany maksymalny moment możliwy do zadania przez regulator napięcia obwodu prądu stałego (modyfikowane ograniczenie wyjścia regulatora)

5 Bezczujnikowe sterowanie momentem MDZ

5.1 Sterowanie bezczujnikowe MDZ w układach autonomicznych

5.1.1 Metody sterowania MDZ oparte na pomiarze napięcia stojana

W układach autonomicznych częstotliwość i amplituda napięcia stojana nie jest z góry narzucona przez sieć elektroenergetyczną i musi być utrzymywana przez układ sterowania. Sterowanie amplitudowo-kątowe realizujące powyższe wymagania dla MDZ jest dogłębnie analizowane w literaturze [10][21][34] zarówno w wariancie z czujnikiem położenia jak i bez niego. Ze wzoru (2.1) wynika, że na pulsację napięcia stojana można wpływać poprzez pulsację poślizgu. Wymagany jest do tego regulator częstotliwości, który ma za zadanie utrzymywać zadaną częstotliwość napięcia stojana niezależnie od prędkości obrotowej wirnika oraz obciążenia.

Fazę napięcia można obliczyć z wykorzystaniem składowych wektora napięcia stojana według wzoru (5.1).

$$\theta_s = \mathrm{atan2}(v_{s\beta}, v_{s\alpha}) \tag{5.1}$$

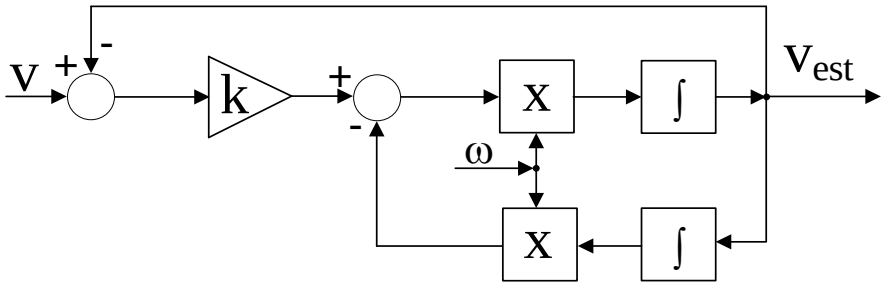
W zawiązku z niemonotonicznością funkcji atan2 w celu przyspieszenia synchronizacji można zastosować algorytm linearyzacji [45]. Metoda ta z związku z koniecznością wykrywania przepełnienia kąta w każdym okresie napięcia jest wrażliwa na zakłócenia [46].

W aplikacjach sieciowych klasycznym rozwiązaniem detekcji fazy jest pętla synchronizacji fazowej (PLL). Składa się na nią detektor fazy, filtr dolnoprzepustowy oraz generator przestrajany napięciem. Układ ten można w sposób bezpośredni zastosować do znalezienia kąta transformacji przy stałej bądź zmieniającej się w niewielkim zakresie pulsacji napięcia sieci.

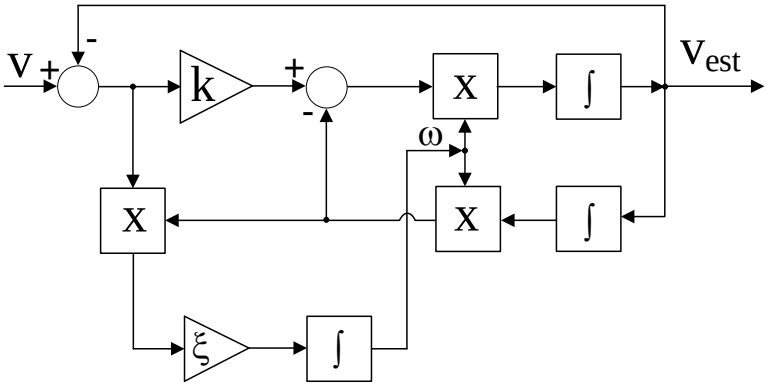
Inną metodą kata transformacji jest pętla synchronizacji fazowej z zastosowaniem uogólnionego całkowania drugiego rzędu (*ang. second order generalized integrator – SOGI* [47]) przedstawiony na Rys. 5.1. Jest to człon rezonansowy opisany transmitancją (5.2).

$$G(s)_{SOGI} = \frac{\omega_s}{s^2+\omega^2} \tag{5.2}$$

Pulsacja rezonansowa tego członu jest dopasowana do częstotliwości przebiegu wejściowego filtru SOGI. W układach generacyjnych możemy przyjąć określony kierunek wirowania związany z następstwem faz, zatem pomiar napięcia z jednej fazy jest wystarczający do określenia częstotliwości napięcia układu i kierunku wirowania układu współrzędnych. Na Rys. 5.2 przedstawiono schemat układu adaptacyjnej zmiany częstotliwości układu SOGI pozwalając na osiągnięcie układu śledzącego pulsację napięcia stojana (*ang. second order generalized integrator frequency locked loop – SOGI-FLL*) [48]. Mechanizm adaptacji składa się z całkowania iloczynu różnicy napięcia wejściowego z wyjściowym sygnałem estymowanym napięcia oraz sygnałem ortogonalnym napięcia wyjściowego. Współczynnik ξ odpowiada za dynamikę adaptacji częstotliwości.



Rys. 5.1. Filtr SOGI stosowany jako układ synchronizujący do podstawowej harmonicznej wybranego sygnału o stałej częstotliwosci.



Rys. 5.2. Filtr SOGI adaptacyjną zmianą częstotliwości (SOGI-FLL) stosowany jako układ synchronizujący do podstawowej harmonicznej wybranego sygnału o zmiennej częstotliwosci.

Opisane metody zwracają informację o fazie lub częstotliwości napięcia stojana i są wystarczające do implementacji bezczujnikowego sterowania amplitudowo-kątowego bądź polowo-zorientowanego z regulatorem pulsacji napięcia stojana wyznaczającym pulsację prądu wirnika. Ze względu na konieczność znajomości kąta położenia wirnika wymaganego do obliczenia momentu i strumienia metody te nie są użyteczne w przypadku implementacji sterowania DTC.

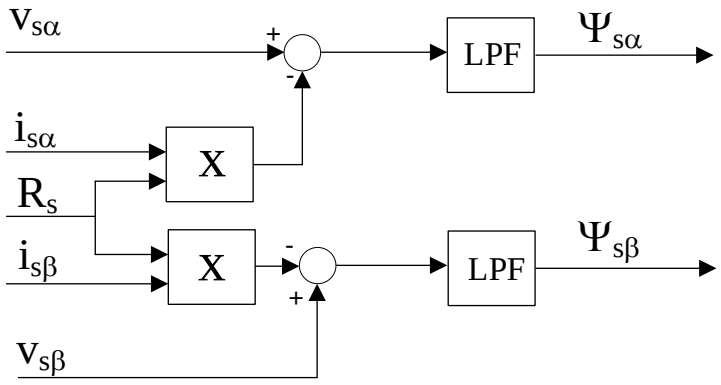
5.1.2 Estymacja strumienia stojana maszyny indukcyjnej

W związku z trudnościami z pomiarem strumienia w maszynie indukcyjnej wielkość ta jest estymowana na podstawie łatwych do pomiaru prądów i napięć. W metodzie DTC znajomość położenia wektora strumienia stojana jest wymagana do prawidłowej orientacji układu sterowania.

Strumień stojana może być estymowany poprzez całkowanie siły elektromotorycznej

$$\boldsymbol{\Psi}_{\mathbf{s}}^{\mathbf{est}} = \int (\mathbf{v_s} - \mathrm{R_s}\mathbf{i_s})\mathrm{d}t \tag{5.3}$$

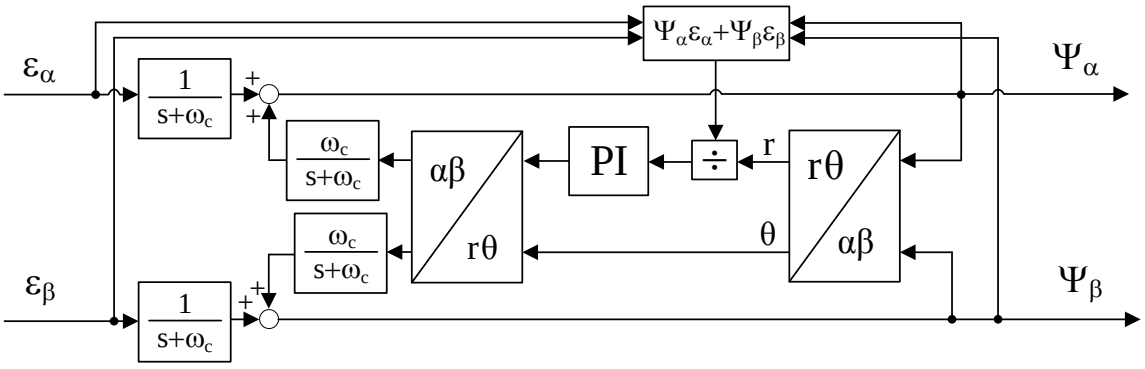
W realizacji praktycznej, wartości prądów i napięć mierzone są czujnikami, które wprowadzają składową stałą (offset). Całkowanie wartości stałej powoduje błędy estymacji, a w skrajnym przypadku nasycenie całkowania. Jednym z rozwiązań tego problemu jest zastosowanie filtru dolnoprzepustowego pierwszego rzędu [49]. Odpowiednie dobranie parametrów filtru wprowadza takie samo wzmocnienie i przesunięcie fazowe co całkowanie, dla pulsacji podstawowej i wyższych harmonicznych nie powodując przy tym całkowania składowej stałej. Schemat metody estymacji strumienia stojana z wykorzystaniem filtru dolnoprzepustowego przedstawiono na Rys. 5.3. Metoda ta nie może być zastosowana dla układów, w których częstotliwość napięcia stojana ulega znaczącej zmianie, co ma miejsce w stanach przejściowych w analizowanym układzie.



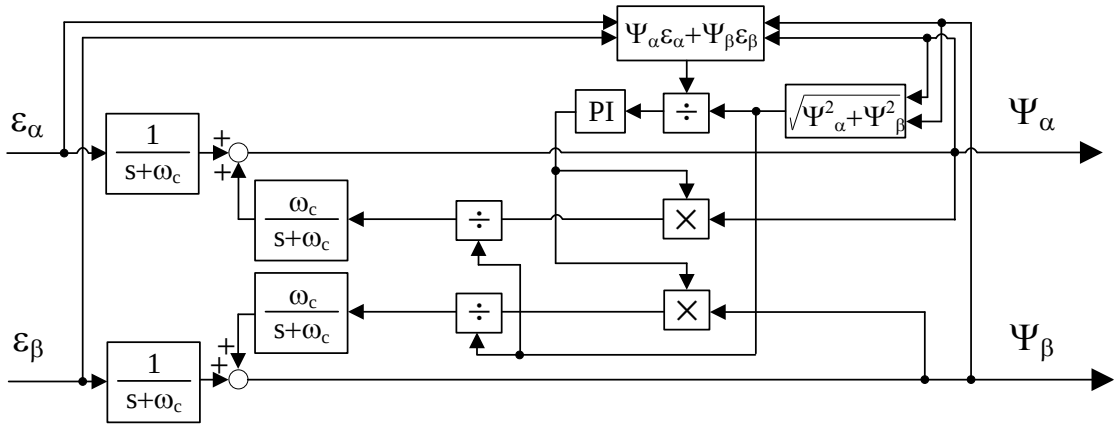
Rys. 5.3. Schemat blokowy wyznaczania składowych wektora strumienia stojana z filtrem dolnoprzepustowym pierwszego rzędu LPF.

Dla układów pracujących ze zmienną częstotliwością zaproponowano estymację strumienia z wykorzystaniem układu adaptacyjnego z zastosowaniem zmodyfikowanego całkowania [36] przedstawionego na Rys. 5.4. Układ ten wykorzystuje przesunięcie między strumieniem i siłą elektromotoryczną wynoszące w stanie ustalonym 90^0. Na podstawie detektora kwadratury generowany jest sygnał korygujący wartość strumienia. Pulsacje

odcięcia ω_c filtrów należy dobrać eksperymentalnie. W [36] autorzy proponują wykorzystanie transformacji do układu biegunowego. Wymaga wykorzystania funkcji *atan2*, *sin* i *cos*, które wymagają istotnego nakładu obliczeniowego [50]. W rozprawie użyto modyfikacji układu estymatora z Rys. 5.4 przedstawionej na Rys. 5.5 polegającej na mnożeniu obu składowych strumienia przez wartość wypracowywaną przez regulator, co skutkuje zmianą amplitudy wektora. Dzielenie przez amplitudę wektora strumienia ma a celu normalizację sygnału.



Rys. 5.4. Estymator strumienia stojana oparty na adaptacyjnej kompensacji.

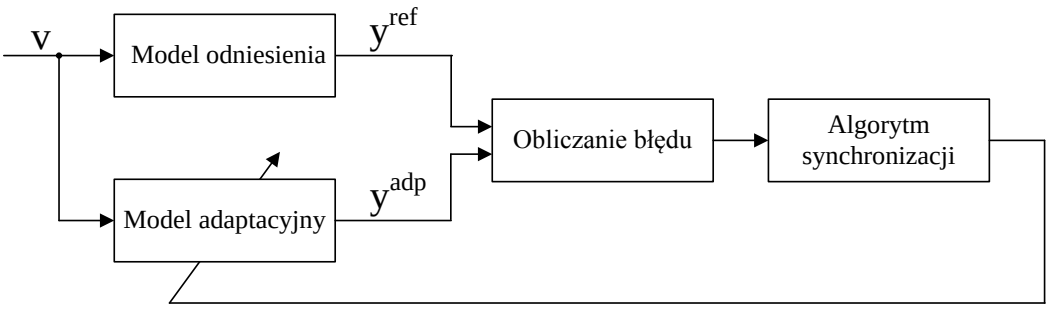


Rys. 5.5. Zmodyfikowany estymator strumienia stojana oparty na adaptacyjnej kompensacji.

5.1.3 Estymacja prędkości i położenia metodą MRAS

Obserwator MRAS stał się najbardziej popularnym układem do estymacji prędkości i położenia w układach z MDZ. Został on pierwotnie zaproponowany do maszyny indukcyjnej klatkowej [51]. W przypadku MDZ dostępne są pomiary prądów i napięć zarówno od strony wirnika jak i stojana, co ułatwia implementację tego algorytmu. Uproszczony schemat ideowy tego algorytmu przedstawiono na Rys. 5.6. Składają się na niego: model adaptacyjny, model odniesienia, obliczanie błędu oraz mechanizm synchronizacji. Zasada działania algorytmu

MRAS opiera się na zmianie parametrów modelu adaptacyjnego w taki sposób, aby śledził on wartość sygnału wyjściowego modelu odniesienia.



Rys. 5.6. Schemat ogólny metody estymacji położenia wirnika MRAS.

Jako model adaptacyjny i odniesienia powszechnie stosuje się równania napięciowe (2.6) i prądowe strumienia stojana (2.8). Model napięciowy jest modelem odniesienia, prądowy natomiast jest modelem adaptacyjnym, w którym synchronizacji ulega kąt transformacji prądów wirnika mierzonego i estymowanego. W literaturze można znaleźć wiele równań na podstawie których wyznaczany jest model adaptacyjny oraz odniesienia [52][53][54][55]. W pracy użyto równania (5.4) do estymacji prądu wirnika w układzie stojana oraz pomiaru prądu wirnika.

$$\mathbf{i}_{\mathbf{r\alpha\beta}}^{\mathbf{ref}} = \frac{1}{L_m}(\boldsymbol{\Psi}_{\mathbf{s}} - L_s\mathbf{i}_{\mathbf{s}}) \tag{5.4}$$

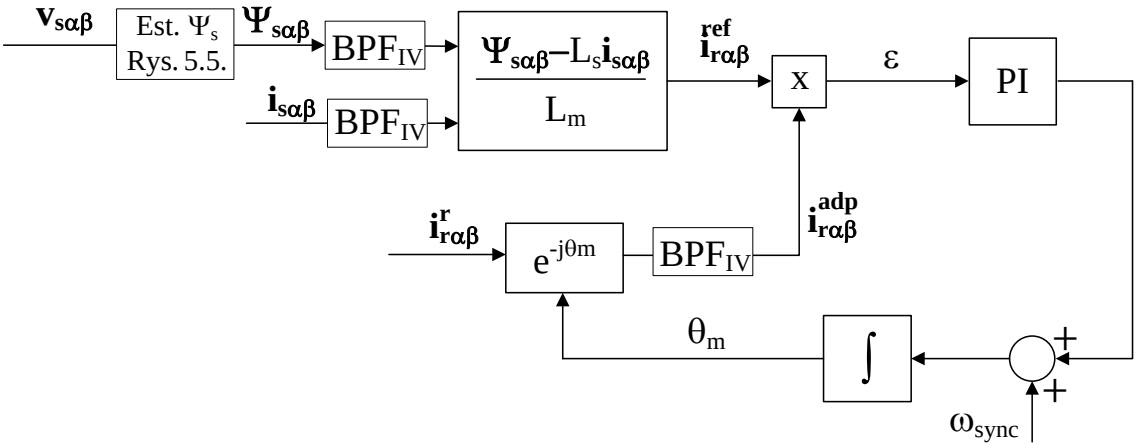
Błąd synchronizacji modeli można opisać równaniem:

$$\varepsilon = \frac{i_{r\alpha}^{adp} i_{r\beta}^{ref} - i_{r\beta}^{adp} i_{r\alpha}^{ref}}{\left|i_{r\alpha}^{adp}\right|\left|i_{r\beta}^{ref}\right|} \tag{5.5}$$

Metoda MRAS wymaga pomiaru wartości elektrycznych od strony wirnika oraz stojana. Aby podejście to było skuteczne w układzie autonomicznym, w przypadku pracy bez obciążenia, prąd magnesowania musi być dostarczany do układu od strony wirnika. W przeciwnym przypadku w algorytmie adaptacji nie można wykorzystać równania (5.4) z uwagi na brak prądu wirnika. W analizowanym układzie nawet w przypadku stosowania czujnika położenia dostarczenie prądu magnesowania jest pożądane w związku z dużymi tętnieniami momentu spowodowanymi doładowaniem kondensatora widocznymi na Rys. 4.7. Zapewnienie magnesowania od strony wirnika umożliwia realizację obserwatora MRAS nawet dla układu nieobciążonego.

Na Rys. 5.7 przedstawiono schemat estymatora położenia MRAS zastosowanego w analizowanym układzie. Mechanizm algorytmu synchronizacji składa się z regulatora PI

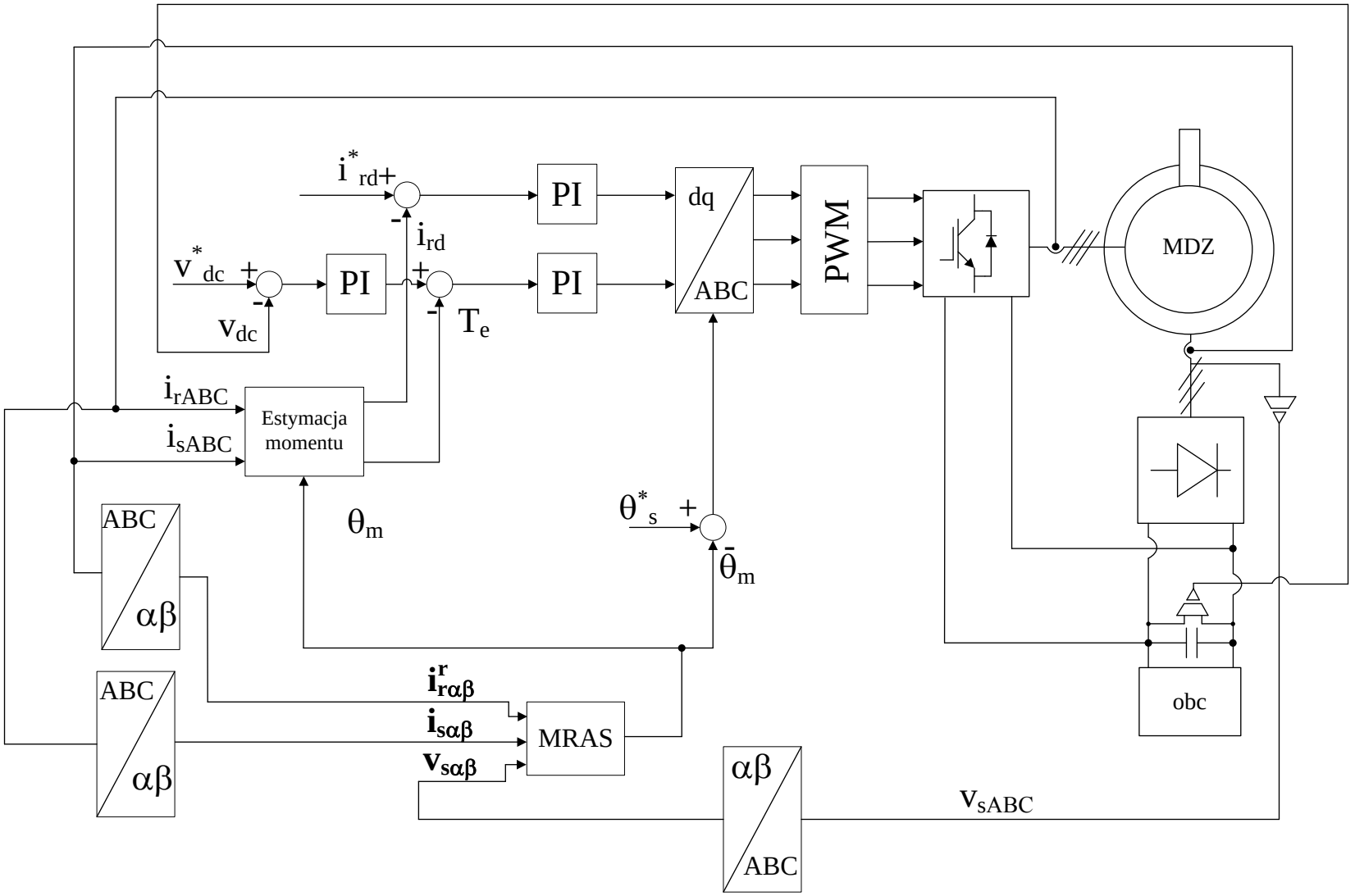
dającego estymację pulsacji mechanicznej oraz całkowania w celu uzyskania kąta mechanicznego. W celu zmniejszania zakłóceń w pomiarze prądów stojana i wirnika oraz napięcia stojana zastosowano filtry pasmowo przepustowe 4-tego rzędu. Powoduje to, że harmoniczne w sygnałach nie są przenoszone na kąt transformacji zmiennych.



Rys. 5.7. Schemat metody estymacji kąta położenia MRAS opartej na estymacji prądu wirnika.

5.2 Bezczujnikowe sterowanie MDZ-DC metodami DTC

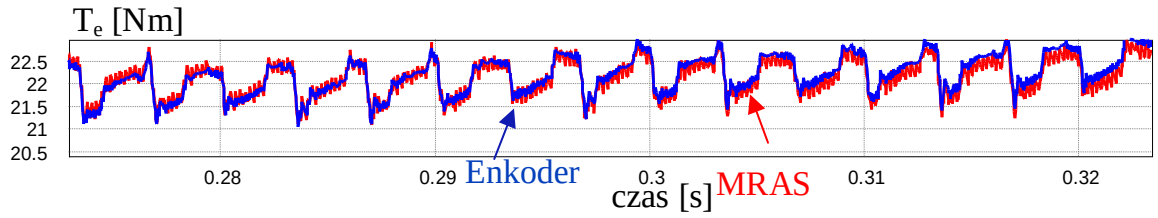
Metody bezczujnikowe bezpośredniego sterowania momentem wymagają transformacji zmiennych wirnika do układu współrzędnych powiązanych z strumieniem stojana. W tym celu wymagana jest znajomość kąta mechanicznego z pomiaru, bądź z obserwatora. W celu estymacji położenia wirnika wykorzystano obserwator MRAS. Z zaproponowanych metod sterowania momentem wykorzystujących pomiar kąta położenia, do implementacji sterowania bezczujnikowego wybrano metodę DTIC dającą w badaniach symulacyjnych najmniejsze tętnienia momentu spośród metod z bezpośrednim zadawaniem pulsacji napięcia stojana. Samo sterowanie DTIC jest analogiczne do zaproponowanego w sekcji 4.1.1. Na Rys. 5.8 przedstawiono schemat metody sterowania, w której czujnik położenia kątowego wału został zastąpiony estymatorem położenia.



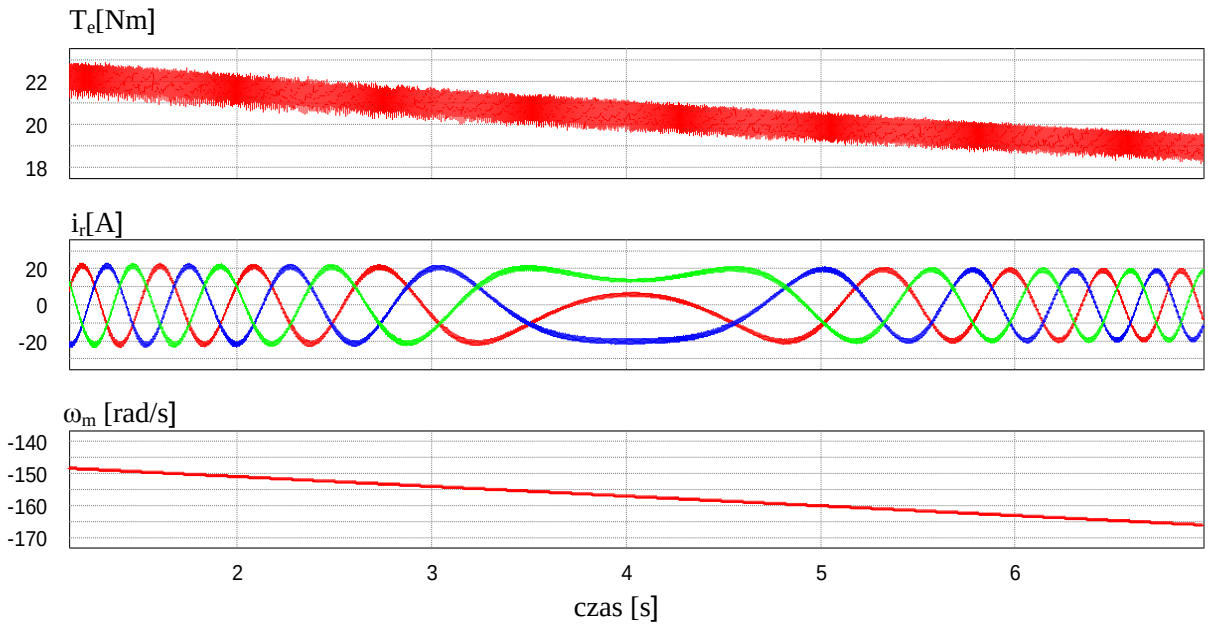
Rys. 5.8. Schemat układu MDZ-DC z bezpośrednim sterowaniem momentu bezczujnikową metodą DTIC z obserwatorem prędkości i kąta położenia MRAS.

Na Rys. 5.9 przedstawiono porównanie tętnień momentu w układzie z estymacją oraz pomiarem kąta otrzymanych w wyniku symulacji komputerowych. Metoda DTIC z zastosowaniem obserwatora MRAS daje tętnienia momentu na poziomie porównywalnym z metodą DTIC wykorzystującą pomiar kąta.

Na Rys. 5.10 przedstawiono pracę układu przy zmiennej prędkości obrotowej. Proponowany algorytm pozwala na pracę zarówno przy prędkości pod- i nadsynchronicznej oraz przejście przez prędkość synchroniczną.



Rys. 5.9. Porównanie tętnień momentu elektrycznego T_e w układzie MDZ-DC dla czujnikowej i bezczujnikowej metody DTIC.



Rys. 5.10. Wyniki symulacyjne pracy bezczujnikowej metody DTIC przy zmiennej prędkości obrotowej z przejściem przez prędkość synchroniczną, T_e – moment elektryczny, i_r – prąd fazowy wirnika, ω_m – prędkość kątowa wirnika.

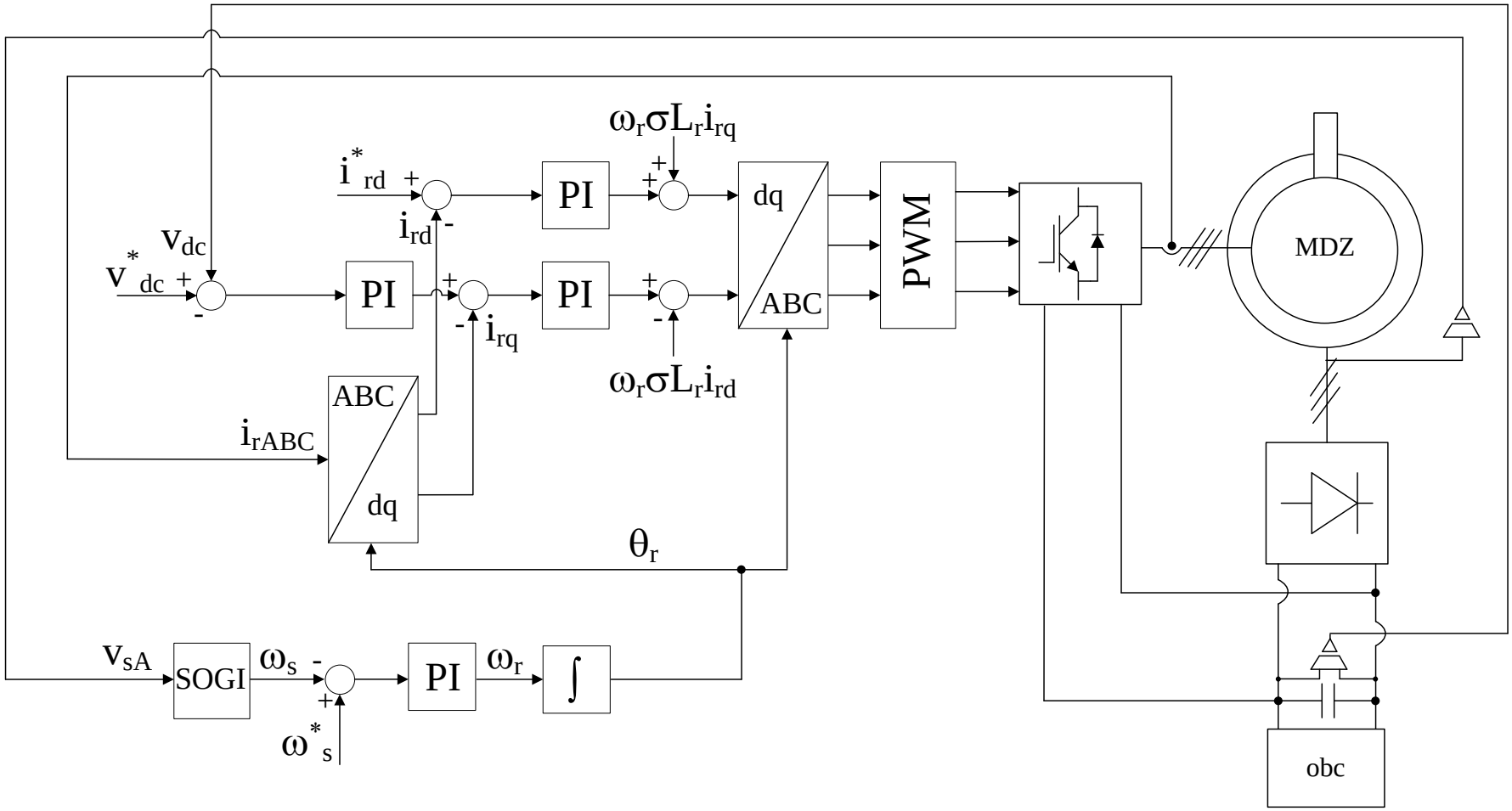
Niestety, przy załączeniu układu MDZ-DC z bezczujnikowym sterowaniem momentu DTIC układ sterowania nie jest w stanie poprawnie doprowadzić do synchronizacji sygnałów mierzonych (model adaptacyjny) z sygnałami estymowanymi (model odniesienia), ze

względu na nieprawidłowo wyznaczany moment dla niepoprawnie wyznaczanego kąta w początkowej fazie synchronizacji. Skutkiem jest wzajemny negatywny wpływ regulatora momentu na estymator i estymatora na pętlę regulacji momentu tuż po włączeniu sterowania.

Na czas trwania procesu synchronizacji układ MDZ-DC należy sterować inną metodą bezczujnikową. W celu uruchomienia układu bez pomiaru kąta położenia wału zrealizowano bezczujnikową metodę sterowania polowo zorientowanego FOC opisaną w kolejnym podrozdziale, z pracującym w tle estymatorem prędkości i położenia (MRAS), który po dokonaniu synchronizacji sygnałów modelu adaptacyjnego z modelem odniesienia pozwala na przełączenie sterowania bezczujnikowego FOC na bezczujnikową metodę DTIC.

5.3 Bezczujnikowe sterowanie układem MDZ-DC metodą FOC

Metoda sterowania polowo zorientowanego FOC daje największe tętnienia momentu elektrycznego w układzie MDZ-DC jak przedstawiono to na rys. 4.5 i 4.6. Z tego względu tę metodę w wersji bezczujnikowej opracowano tylko na potrzeby startu układu bez czujnika położenia. W metodzie FOC regulowane są składowe wektora prądu wirnika w układzie współrzędnych strumienia stojana. Pośrednio dopasowywana jest w ten sposób amplituda i częstotliwość prądu wirnika. W przypadku sterowania bezczujnikowego niezbędny jest układ synchronizujący dwa układy współrzędnych – układ współrzędnych, w którym regulowany jest prąd wirnika oraz układ współrzędnych związany ze strumieniem stojana. W układach sieciowych do synchronizacji z kątem wektora napięcia sieci używa się algorytmów PLL [56][57][58], jednak w układach autonomicznych nie jest wymagane utrzymywanie określonego kąta napięcia stojana, lecz wystarczy utrzymywanie określonej częstotliwości. W związku z tym możliwe jest zastosowanie pętli synchronizacji częstotliwości (SOGI-FLL) do estymacji częstotliwości napięcia stojana oraz wprowadzenie regulatora synchronizującego. Dla bezczujnikowej metody FOC wystarczający jest pomiar jednego z napięć stojana, ze względu na możliwość założenia znanego kierunku obrotu wirnika i kolejności faz. Do regulacji częstotliwości wykorzystano regulator PI, który zadaje wartość pulsacji poślizgu ω_r (Rys. 5.11). Start układu z metodą bezczujnikową FOC zostanie przedstawiony w rozdziale siódmym z wynikami laboratoryjnymi w sekcji poświęconej bezczujnikowej metodzie sterowania DTIC.



Rys. 5.11. Schemat układu MDZ-DC z bezczujnikową metodą sterowania polowo zorientowanego FOC z adaptacyjnym filterm SOGI odtwarzajacym pulsację napięcia stojana.

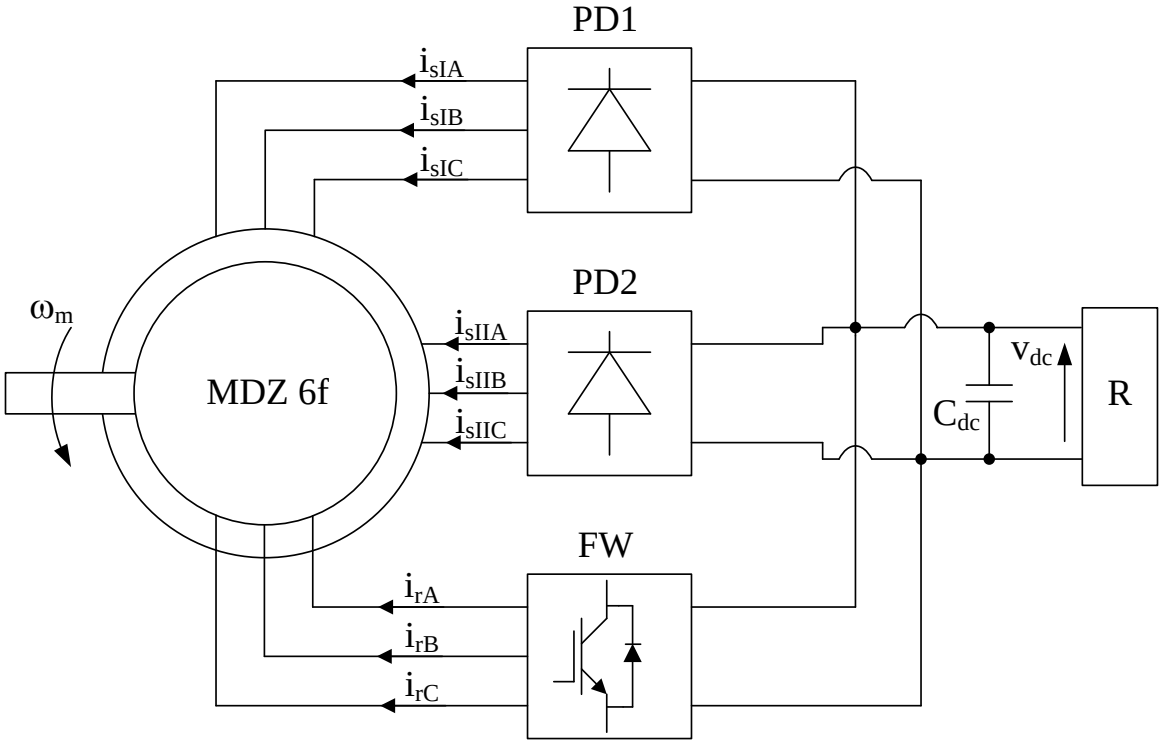
6 Wykorzystanie wielofazowej MDZ w układach wytwarzania napięcia stałego

6.1 Charakterystyka maszyn wielofazowych

W ostatnich latach powstały nowe koncepcje budowy MDZ m.in.: bezszczotkowa MDZ [59], wolnoobrotowa MDZ [60]. Maszyny MDZ o wielofazowym stojanie nie były jak dotąd rozważane z uwagi na ich pracę w sieciach trójfazowych. Opis działania maszyn klatkowych wielofazowych znany jest od lat 50-tych [61], pierwsze układy napędowe z wykorzystaniem maszyn wielofazowych pojawiły się w latach 60-tych [62], jednak ich intensywny rozwój rozpoczął się w latach dwutysięcznych [63] wraz z rozwojem układów energoelektronicznych umożliwiających budowę wielofazowych struktur układów zasilających maszyny elektryczne. Od klasycznych maszyn trójfazowych odróżnia je liczba faz stojana większa od trzech. Zabieg ten skutkuje następującymi korzyściami:

- zmniejszenie amplitudy tętnień momentu elektrycznego
- rozdział mocy na większą liczbą faz, co skutkuje zmniejszeniem wymaganego prądu znamionowego łączników
- zmniejszanie strat w miedzi [64]
- możliwość pracy poawaryjnej

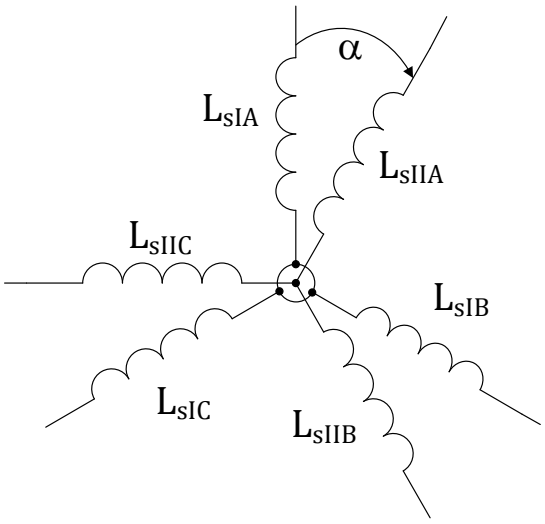
Maszyny wielofazowe dzielimy ze względu na wzajemne położenie faz stojana na maszyny symetryczne i asymetryczne. W przypadku wielofazowej MDZ wirnik maszyny może być trójfazowy tak samo jak w przypadku klasycznej maszyny trójfazowej w celu ograniczenia liczby pierścieni ślizgowych. W maszynach symetrycznych wszystkie fazy przesunięte są między sobą o ten sam kąt, natomiast w maszynach asymetrycznych kąt przesunięcia miedzy fazami nie jest równy. W literaturze maszynę sześciofazową z osobnymi trójfazowymi sekcjami określa się też, jako maszynę podwójnie trójfazową [65]. Maszyna asymetryczna sześciofazowa klatkowa była analizowana w układach tyrystorowych ze względu na właściwość nie przenoszenia $6k\pm1$ ($k=1,3,5..$) harmonicznych napięcia (a więc strumienia) na moment elektryczny maszyny, co skutkuje nie występowaniem 6-tej harmonicznej momentu oraz jej nieparzystych wielokrotności [66]. W analizowanym układzie z maszyną sześciofazową asymetryczną przedstawionym na Rys. 6.1 harmoniczne $6k\pm1$ ($k=1,3,5..$) wytwarzane przez prostownik diodowy nie wytwarzają tętnień momentu.



Rys. 6.1. Schemat układu MDZ-DC z wykorzystaniem maszyny indukcyjnej pierścieniowej sześciofazowej w układzie wytwarzania napięcia stałego z prostownikiem dwunastopulsowym.

6.2 Model maszyny pierścieniowej o sześciofazowym stojanie

Maszyna dwustronnie zasilana ze względu na swoje zastosowanie w układach sieciowych nie była dotąd rozważna jako maszyna wielofazowa. Stosując ją w układzie generatora napięcia stałego możemy zastosować odpowiednią konfigurację uzwojeń stojana skutkującą zmniejszaniem tętnień momentu. Analizowana będzie maszyna z sześciofazowym stojanem i prostownikiem diodowym dwunastopulsowym podłączonym od strony stojana. Aby wyeliminować wielokrotności szóstej harmonicznej z momentu, uzwojenia maszyny zostały podzielone na dwie trójfazowe sekcje przesunięte o 30^0 elektrycznych. Do każdej z nich podłączono prostowniki sześciopulsowe, spięte we wspólnym obwodzie napięcia stałego (Rys. 6.1). Wirnik maszyny jest trójfazowy ze względu na potrzebę ograniczenia liczby pierścieni ślizgowych.



Rys. 6.2. Schemat uzwojeń stojana maszyny pierścieniowej sześciofazowej asymetrycznej.

Równania maszyny w układzie naturalnym opisują równania macierzowe (6.1-6.5):

Równanie napięciowe:

$$\mathbf{v_r} = \mathbf{R_r i_r} + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{dt}}\mathbf{\Psi_r}$$

(6.1)

$$\mathbf{v_s} = \mathbf{R_s i_s} + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{dt}}\mathbf{\Psi_s} \tag{6.2}$$

Równanie strumienia:

$$\mathbf{\Psi_r} = \mathbf{i_s M_{sr}} + \mathbf{L_r i_r} \tag{6.3}$$

$$\mathbf{\Psi_s} = \mathbf{i_r M_{rs}} + \mathbf{L_s i_s} \tag{6.4}$$

Moment można wyznaczyć z koenergii magnetycznej opisanej równaniem (6.5)

$$\mathrm{T_e} = \mathrm{p}\mathbf{i_s^T}\left(\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\theta}\mathbf{M_{sr}}\right)\mathbf{i_r} \tag{6.5}$$

gdzie macierze mają postać:

- macierze rezystancji stojana oraz wirnika

$$\mathbf{R_s} = \mathrm{R_s}\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{6.7}$$

$$\mathbf{R_r} = \mathrm{R_r}\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{6.8}$$

- macierz indukcyjności stojana

$$\mathbf{L_s} = L_m^s \begin{bmatrix} \frac{L_s^s}{L_m^s} + \cos(0) & \cos(-\alpha) & \cos(-\frac{2}{3}\pi) & \cos(\frac{2}{3}\pi - \alpha) & \cos(-\frac{2}{3}\pi) & \cos(-\frac{2}{3}\pi - \alpha) \\ \cos(-\alpha) & \frac{L_s^s}{L_m^s} + \cos(0) & \cos(-\frac{2}{3}\pi - \alpha) & \cos(\frac{2}{3}\pi) & \cos(-\frac{2}{3}\pi - \alpha) & \cos(-\frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\frac{2}{3}\pi) & \cos(-\frac{2}{3}\pi - \alpha) & \frac{L_s^s}{L_m^s} + \cos(0) & \cos(-\alpha) & \cos(\frac{2}{3}\pi) & \cos(\frac{2}{3}\pi - \alpha) \\ \cos(\frac{2}{3}\pi - \alpha) & \cos(-\frac{2}{3}\pi) & \cos(-\alpha) & \frac{L_s^s}{L_m^s} + \cos(0) & \cos(\frac{2}{3}\pi - \alpha) & \cos(\frac{2}{3}\pi) \\ \cos(-\frac{2}{3}\pi) & \cos(\frac{2}{3}\pi) & \cos(\frac{2}{3}\pi) & \cos(-\frac{2}{3}\pi - \alpha) & \frac{L_s^s}{L_m^s} + \cos(0) & \cos(-\alpha) \\ \cos(-\frac{2}{3}\pi - \alpha) & \cos(\frac{2}{3}\pi - \alpha) & \cos(\frac{2}{3}\pi - \alpha) & \cos(-\frac{2}{3}\pi) & \cos(-\alpha) & \frac{L_s^s}{L_m^s} + \cos(0) \end{bmatrix} \tag{6.9}$$

- macierz indukcyjności wirnika

$$\mathbf{L_r} = L_m^s \begin{bmatrix} \frac{L_r^s}{L_m^s} + \cos(0) & \cos(\frac{2}{3}\pi) & \cos(-\frac{2}{3}\pi) \\ \cos(-\frac{2}{3}\pi) & \frac{L_r^s}{L_m^s} + \cos(0) & \cos(\frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\frac{2}{3}\pi) & \cos(-\frac{2}{3}\pi) & \frac{L_r^s}{L_m^s} + \cos(0) \end{bmatrix} \tag{6.10}$$

- macierz indukcyjności wzajemnej wirnik-stojan

$$\mathbf{M_{rs}} = L_m^s \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \alpha) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \alpha) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3} - \alpha) \\ \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3} - \alpha) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \alpha) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \alpha) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \alpha) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3} - \alpha) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \alpha) \end{bmatrix} \tag{6.11}$$

- macierz indukcyjności wzajemnej stojan-wirnik

$$\mathbf{M_{sr}} = L_m^s \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \alpha) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3} + \alpha) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3} + \alpha) \\ \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3} + \alpha) & \cos(\theta_r + \alpha) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3} + \alpha) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3} + \alpha) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3} + \alpha) & \cos(\theta_r + \alpha) \end{bmatrix} \tag{6.12}$$

- pochodna macierz indukcyjności wzajemnej stojan-wirnik

$$\mathbf{dM_{sr}} = L_m^s \begin{bmatrix} -\sin(\theta_r) & -\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_r + \alpha) & -\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3} + \alpha) & -\sin(\theta_r + \frac{4\pi}{3} + \alpha) \\ -\sin(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_r) & -\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_r + \frac{4\pi}{3} + \alpha) & -\sin(\theta_r + \alpha) & -\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3} + \alpha) \\ -\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_r) \\ -\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3} + \alpha) & -\sin(\theta_r + \frac{4\pi}{3} + \alpha) & -\sin(\theta_r + \alpha) \end{bmatrix} \tag{6.13}$$

gdzie α – kąt przesunięcia między sekcjami uzwojeń stojana

Model prostownika z rozdziału drugiego został zmodyfikowany tak, aby uzyskać prostownik dwunastopulsowy składający się z dwóch prostowników sześciopulsowych, które podłączone są do wyprowadzeń sekcji uzwojeń stojana maszyny.

Funkcje dla prostownika pierwszej sekcji opisują równania

$$f_1 = \frac{2g_1 - g_3 - g_5}{3} \tag{6.14}$$

$$f_3 = \frac{2g_3 - g_1 - g_5}{3} \tag{6.15}$$

$$f_5 = \frac{2g_5 - g_1 - g_3}{3} \tag{6.16}$$

Funkcje dla prostownika drugiej sekcji opisują równania

$$f_2 = \frac{2g_2 - g_4 - g_6}{3} \tag{6.17}$$

$$f_4 = \frac{2g_4 - g_2 - g_6}{3} \tag{6.18}$$

$$f_6 = \frac{2g_6 - g_2 - g_4}{3} \tag{6.19}$$

Prąd dc prostownika jest równy sumie prądów z obu prostowników

$$i_{dc} = g_1 i_{s1} + g_3 i_{s3} + g_5 i_{s5} + g_2 i_{s2} + g_4 i_{s4} + g_6 i_{s6} \tag{6.20}$$

Równania 6.1-6.20 zostały zaimplementowane w programie symulacyjnym PSIM z użyciem języka C. Kod źródłowy użyty do symulacji jest zamieszczony w załączniku rozprawy.

Do analizy układów wielofazowych wykorzystuje się uogólnioną transformację Clarke [61]. W przypadku maszyny sześciofazowej asymetrycznej przyjmuje ona postać.

$$\mathbf{T_{6f}} = \frac{1}{3}\begin{bmatrix} \cos(0) & \cos(\alpha) & \cos(\frac{2}{3}\pi) & \cos(\frac{2}{3}\pi + \alpha) & \cos(-\frac{2}{3}\pi) & \cos(-\frac{2}{3}\pi + \alpha) \\ \sin(0) & \sin(\alpha) & \sin(\frac{2}{3}\pi) & \sin(\frac{2}{3}\pi + \alpha) & \sin(-\frac{2}{3}\pi) & \sin(-\frac{2}{3}\pi + \alpha) \\ \cos(0) & \cos(\frac{2}{3}\pi + \alpha) & \cos(-\frac{2}{3}\pi) & \cos(\alpha) & \cos(\frac{2}{3}\pi) & \cos(-\frac{2}{3}\pi + \alpha) \\ \sin(0) & \sin(\frac{2}{3}\pi + \alpha) & \cos(-\frac{2}{3}\pi) & \cos(\alpha) & \cos(\frac{2}{3}\pi) & \cos(-\frac{2}{3}\pi + \alpha) \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{6.21}$$

Transformacja (6.21) odwzorowuje układ sześciofazowy na wektor sześcioelementowy. Występują w nim trzy grupy współrzędnych.

- *dq* – składowe wytwarzające siłę elektromotoryczną
- *xy* – składowe niewytwarzające siły elektromotorycznej
- $0_1 0_2$ – składowe zerowe dla każdej z sekcji

Używając transformacji (6.21) dla równania napięciowego stojana (6.2) otrzymujemy równanie (6.22),

$$\mathbf{T_{6f}v_s} = \mathbf{T_{6f}R_s T_{6f}^{-1} T_{6f} i_s} + \frac{d}{dt}\left(\mathbf{T_{6f}L_{ss}T_{6f}^{-1}T_{6f}i_s} + \mathbf{T_{6f}L_{sr}T_{6f}^{-1}T_{6f}i_r}\right) \tag{6.22}$$

które można rozbić na składowe wektora w układach *dq*, *xy* i $0_1 0_2$.

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt}\Psi_{sd} - \omega_s \Psi_{sq} \tag{6.23}$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt}\Psi_{sq} + \omega_s \Psi_{sd} \tag{6.24}$$

$$v_{sx} = R_s i_{sx} + \frac{d}{dt}\Psi_{sx} \tag{6.25}$$

$$v_{sy} = R_s i_{sy} + \frac{d}{dt}\Psi_{sy} \tag{6.26}$$

$$v_{s01} = R_s i_{s01} + \frac{d}{dt}\Psi_{s01} \tag{6.27}$$

$$v_{s02} = R_s i_{s02} + \frac{d}{dt}\Psi_{s02} \tag{6.28}$$

Równania napięciowe wirnika

$$v_{rd} = R_s i_{rd} + \frac{d}{dt}\Psi_{rd} - \omega_r \Psi_{rq} \tag{6.29}$$

$$v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt}\Psi_{rq} + \omega_r \Psi_{rd} \tag{6.30}$$

Równania strumienia stojana

$$\Psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \tag{6.31}$$

$$\Psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \tag{6.32}$$

$$\Psi_{sx} = L_s i_{sx} \tag{6.33}$$

$$\Psi_{sy} = L_s i_{sy} \tag{6.34}$$

$$\Psi_{s01} = L_s i_{s01} \tag{6.35}$$

$$\Psi_{s02} = L_s i_{s02} \tag{6.36}$$

Równania strumienia wirnika

$$\Psi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \tag{6.37}$$

$$\Psi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \tag{6.38}$$

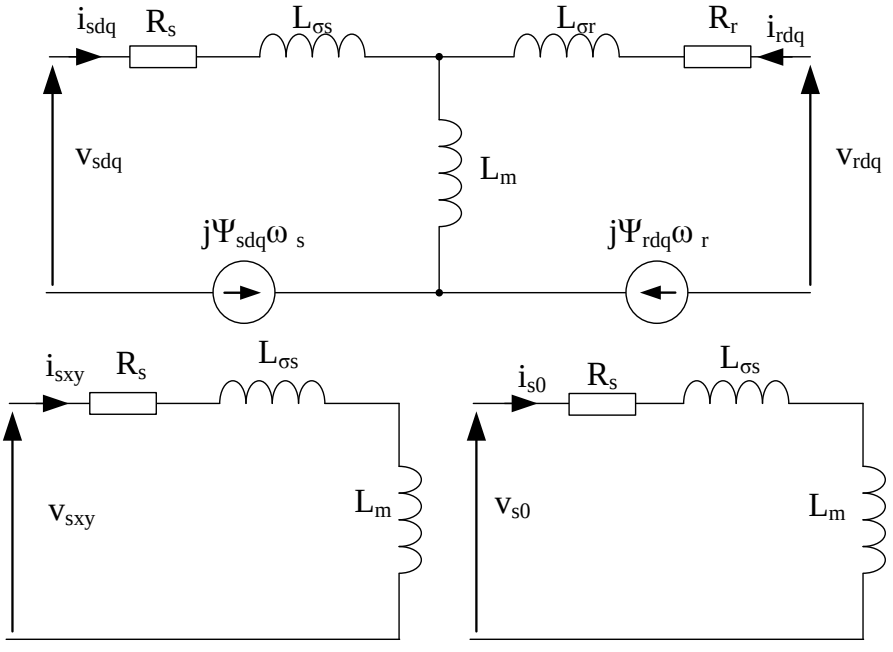
Moment wytwarzany przez maszynę opisany jest równaniem

$$T_{em} = 3L_m p_b \left(i_{rd} i_{sq} - i_{sd} i_{rq}\right) \tag{6.39}$$

Zamiana energii elektrycznej na mechaniczną zachodzi tylko dzięki składowym *dq*, co skutkuje wytarzaniem momentu tylko poprzez składowe w tych osiach [63]. Sterowanie maszyną pierścieniową może odbywać się poprzez sterowanie prądem wirnika. Prądy w osiach *xy* nie są indukowane po stronie wirnika, bo te składowe nie występują w układzie trójfazowym. Składowe prądu stojana w osiach *xy* i $0_1 0_2$ nie wytwarzają strumienia sprzężonego z wirnikiem i są ograniczone tylko poprzez rezystancję oraz impedancję rozproszenia oraz magnesowania stojana.

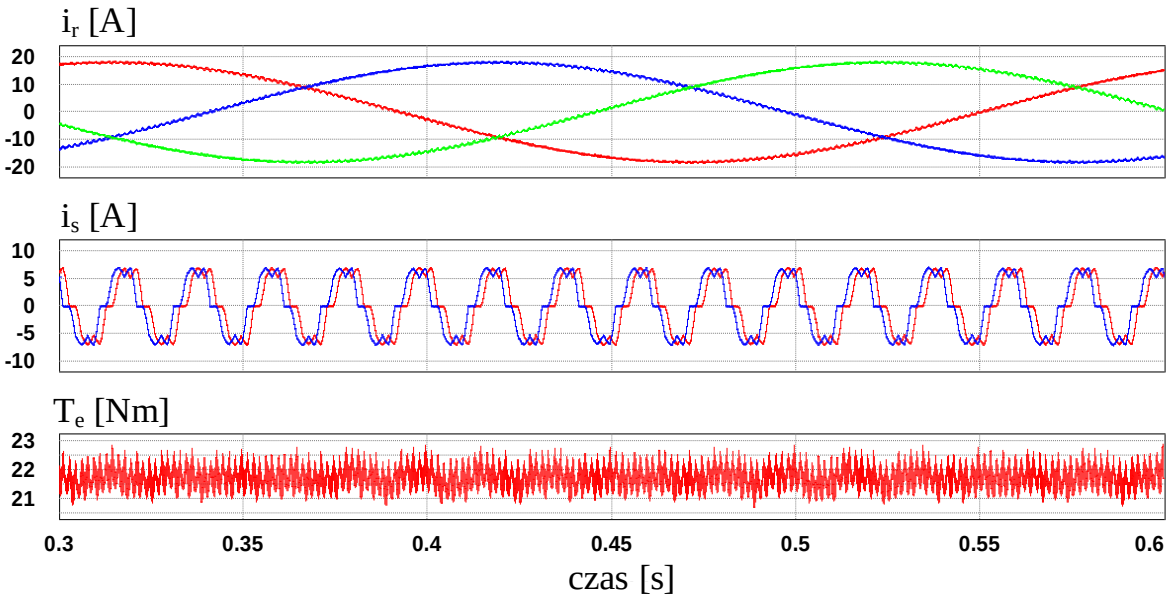
Dla zmiennych wirnika wykonanego jako trójfazowy transformacja zmiennych do układu *dq* przyjmuje klasyczną postać znaną z układów trójfazowych.

Na Rys. 6.3 przedstawiono schemat zastępczy maszyny sześciofazowej, na który składa się obwód zastępczy dla składowych *dq* oraz obwody dla składowych *xy* oraz $0_1 0_2$. Obwody te opisują równia (6.23)-(6.30).



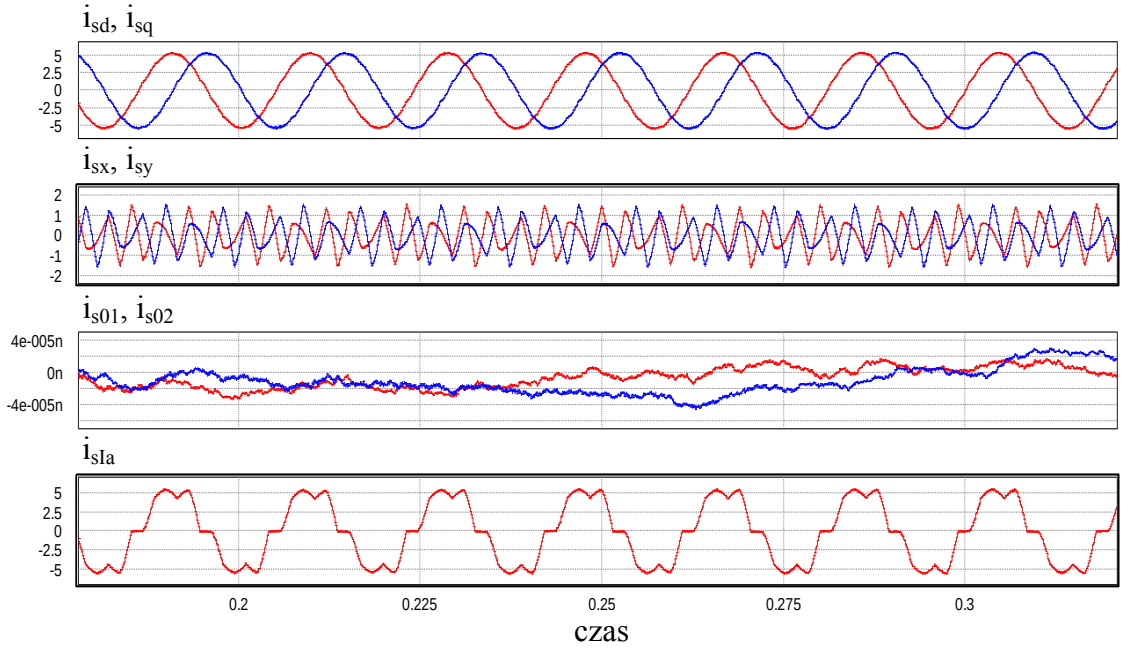
Rys. 6.3. Schemat zastępczy maszyny sześciofazowej w wirującym układzie współrzędnych.

Na Rys. 6.4 można zaobserwować poprawność działania zaproponowanej metody modelowania przy wymuszeniu stałych wartości prądów w osiach *dq* wirnika.



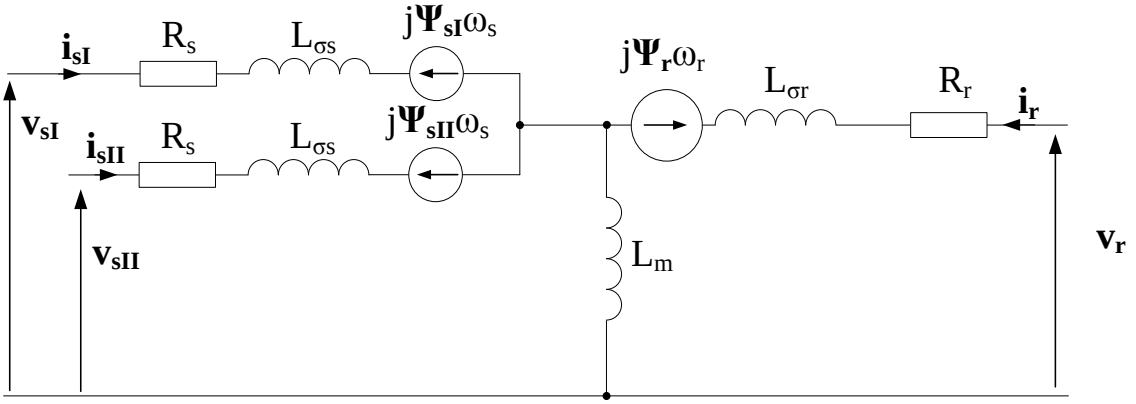
Rys. 6.4. Wyniki symulacyjne układu MDZ-DC z maszyną pierścieniową o sześciofazowym asymetrycznym stojanie i trójfazowym wirniku z wymuszonym sinusoidalnym prądem wirnika, i_r – prąd fazowy wirnika, i_s – prąd fazowy stojana (prądy fazy pierwszej w I i II sekcji trójfazowej), T_e – moment elektryczny.

Na Rys. 6.5 przedstawiono składowe wektora prądu w osiach *dq*, *xy* i $0_1 0_2$, oraz przebieg prądu fazy a pierwszej sekcji stojana dla MDZ-DC z prostownikiem 12-pulsowym. Składowe otrzymano przez transformację prądu stojana z układu *ABCDEF* do układu $dqxy0_1 0_2$.



Rys. 6.5. Składowe wektora prądu stojana w osiach *dq*, *xy*, $0_1 0_2$ oraz prąd fazy a pierwszej sekcji trójfazowej stojana w maszynie dwustronnie zasilanej sześciofazowej asymetrycznej pracującej jako generator napięcia stałego.

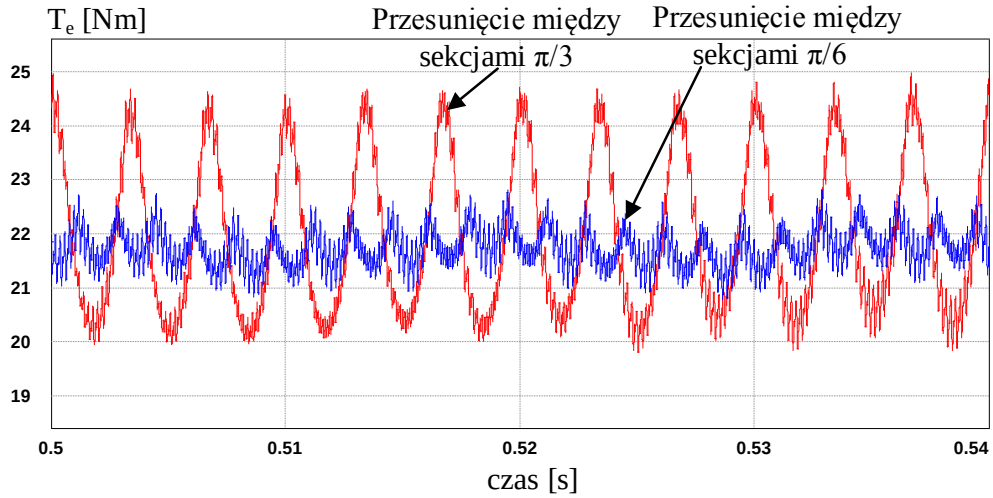
W literaturze można także znaleźć inne podejście do modelowania maszyny sześciofazowej. Polega ono na przedstawieniu sześciofazowego stojana jako dwóch sekcji trójfazowych [67] tak jak przedstawiono to na Rys. 6.6.



Rys. 6.6. Model dynamiczny maszyny dwustronnie zasilanej o sześciofazowym stojanie i trójfazowym wirniku potraktowanej jako maszyna podwójnie trójfazowa w wirującym układzie współrzędnych.

6.3 Porównanie MDZ sześciofazowej i trójfazowej

Tętnienia momentu maszyny sześciofazowej asymetrycznej, porównano na Rys. 6.7 z tętnieniami momentu maszyny sześciofazowej symetrycznej, w której efekt niwelowania wielokrotności harmonicznej szóstej tętnień momentu nie występuje.

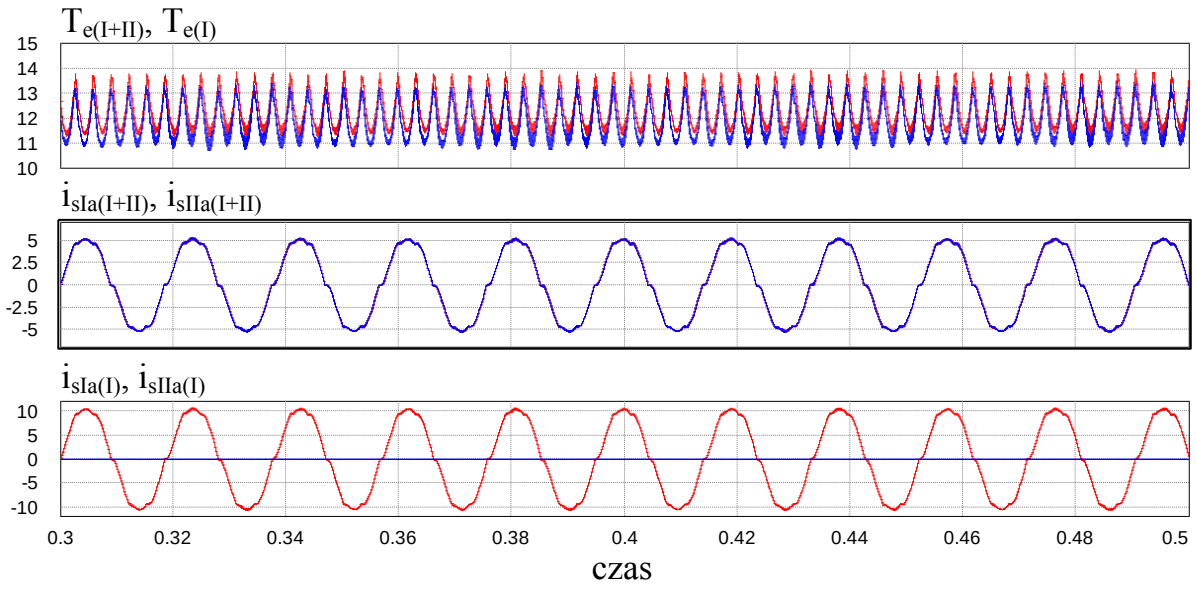


Rys. 6.7. Przebiegi momentów elektrycznych T_e maszyn sześciofazowej symetrycznej i sześciofazowej asymetrycznej dla sterowania FOC.

Zastosowanie asymetrycznego rozkładu uzwojeń stojana pozawala na ponad trzykrotną redukcję tętnień momentu dla takich samych parametrów maszyny.

W maszynie symetrycznej o przesunięciu kątowym π/6 między fazami, tętnienia momentu będą identyczne jak w maszynie o nakładających się fazach (czyli o przesunięciu 0), a maszyna o nakładających się fazach jest ekwiwalentem maszyny trójfazowej. Przy odłączeniu jednej z sekcji trójfazowych, maszyna sześciofazowa zachowuje się bardzo podobnie jak z obydwiema sekcjami pod względem tętnień momentu, czyli tak jak maszyna 3-fazowa o tych samych parametrach i o tej samej mocy.

Wyniki badań symulacyjnych dla maszyny o przesunięciu kątowym między fazami równym zero (będącej ekwiwalentem maszyny trójfazowej) oraz dla maszyny z odłączoną jedną sekcją trójfazową przedstawione są na Rys. 6.8. Tętnienia momentu są bardzo zbliżone. Różnice wynikają z tego, że w układzie z jedną sekcją prąd tej sekcji jest około dwukrotnie wyższy niż prąd sekcji przy obydwu pracujących sekcjach. Średnia wartość momentu dla maszyny z odłączoną jednej sekcją jest również nieco wyższa (około 0,6 Nm) w stosunku do maszyny podwójnie trójfazowej. Związane jest to z większym prądem jednej sekcji a więc i większymi stratami w maszynie, które trzeba pokryć mocą wytwarzaną w prądnicy będącą iloczynem momentu elektrycznego i prędkości. Mimo różnic można zauważyć ze tętnienia momentu mają zbliżony charakter i poziom. Można więc wysnuć wniosek, ze maszyna z odłączoną sekcją zachowuje się pod względem tętnień momentu jak maszyna trójfazowa o tych samych parametrach i tej samej mocy. Stąd też w celu porównawczym nie ma potrzeby projektowania i budowania dwóch maszyn o zbliżonych parametrach i mocy, a zamiast tego przeprowadzić badanie, w którym podczas pracy odłączana jest jedna sekcja prostownika, a obciążenie o tej samej mocy będzie zasilane z jednej tylko sekcji trójfazowej, przez pojedynczy prostownik sześciopulsowy. Takie badanie zostanie przedstawione w rozdziale dotyczącym prezentacji wyników laboratoryjnych.

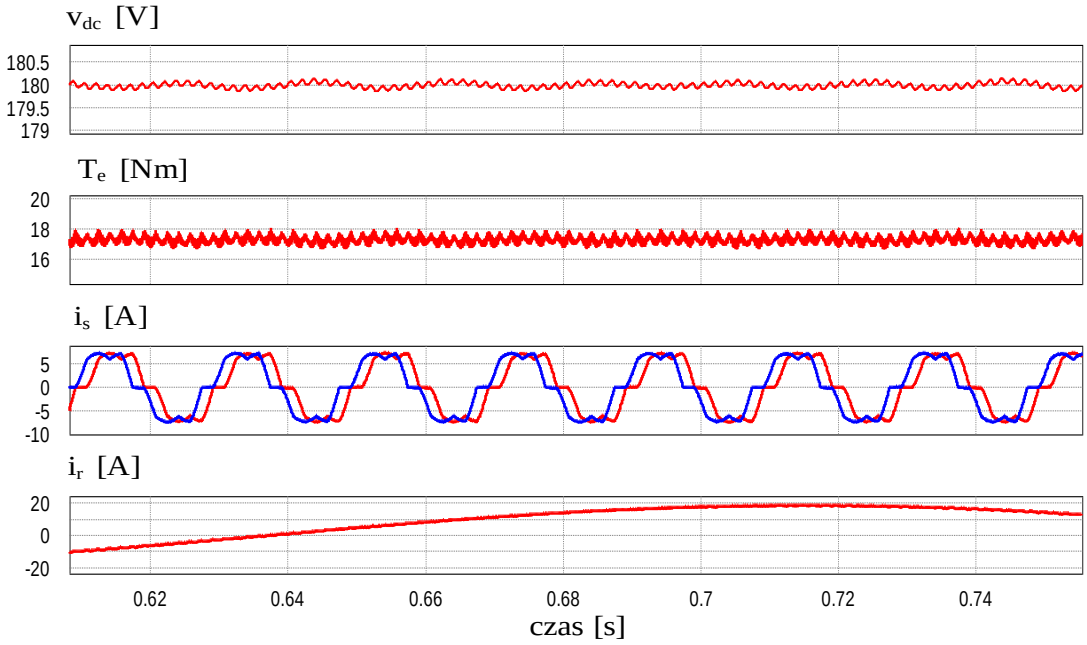


Rys. 6.8. Wyniki symulacyjne przedstawiające momenty elektryczne $T_{e(I+II)}$, $T_{e(I)}$, oraz prądy faz a pierwszej i_{sIa} i drugiej i_{sIIa} sekcji stojana maszyny podwójnie trójfazowej z pracującymi obydwoma sekcjami (oznaczenie I+II) oraz z odłączoną jedną sekcją (oznaczenie I).

6.4 Metody sterowania MDZ sześciofazowej z czujnikiem położenia

6.4.1 Sterowanie FOC maszyną MDZ o sześciofazowym stojanie

W metodzie sterowania FOC wykorzystywane są pomiary wartości prądów wirnika oraz pomiar napięcia obwodu napięcia stałego. Analizowana maszyna wielofazowa posiada wirnik trójfazowy, w związku z czym sterowanie FOC w przypadku MDZ sześciofazowej nie różni się od implementacji dla maszyny trójfazowej. Jednak dla maszyny sześciofazowej tętnienia momentu ulegają zmniejszeniu (Rys. 6.9) w porównaniu z maszyną trójfazową przez brak wpływu harmonicznych prądu stojana w osiach *xy* na wytwarzanie momentu.

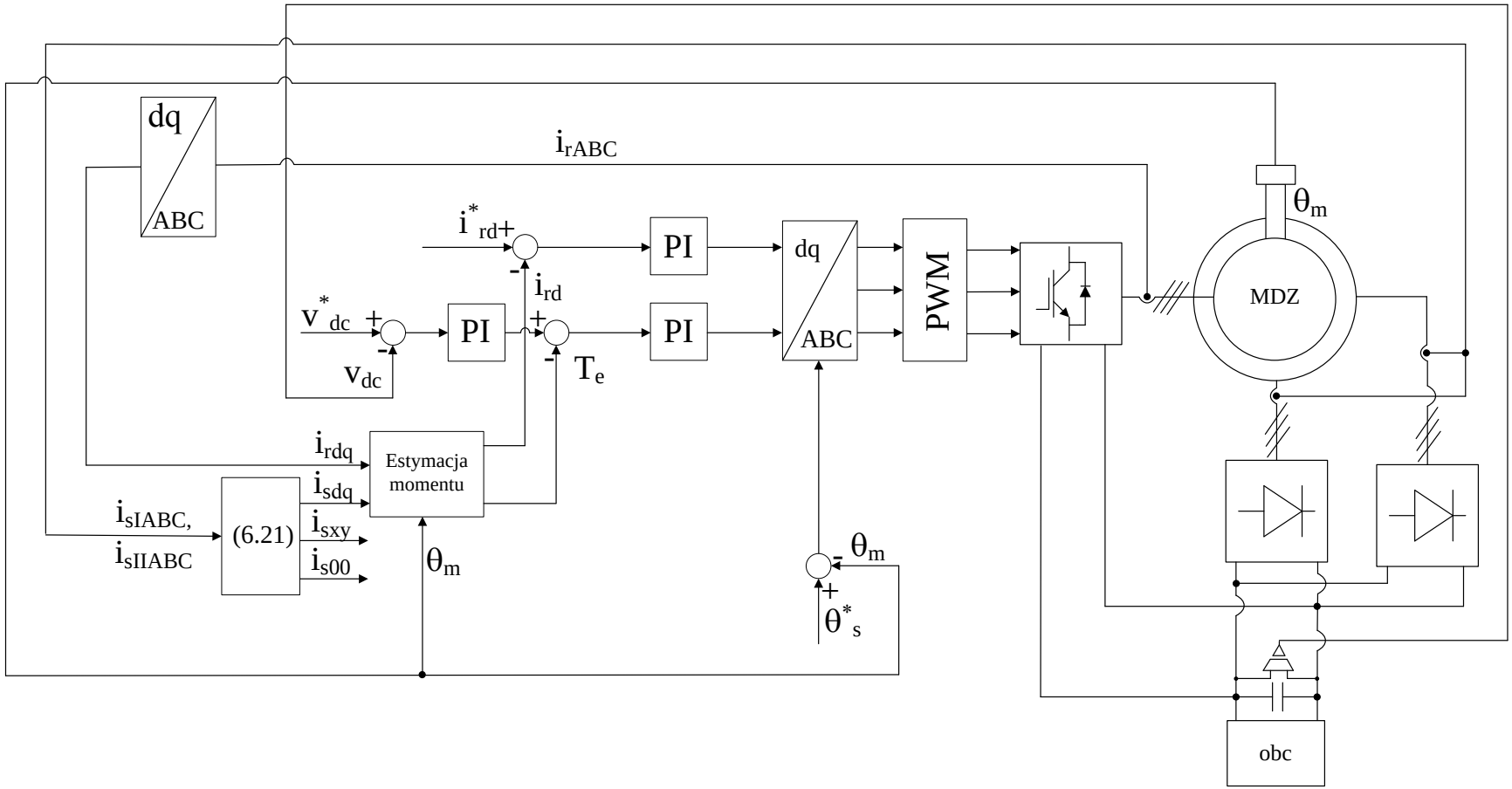


Rys. 6.9. Wyniki symulacyjne układu MDZ-DC z maszyną o sześciofazowym stojanie dla sterowania polowo zorientowanego FOC, v_{dc} – napięcie obwodu prądu stałego, T_e – moment elektryczny, i_s – prąd fazowy stojana (prądy fazy pierwszej w I i II sekcji trójfazowej), i_r – prąd fazowy wirnika.

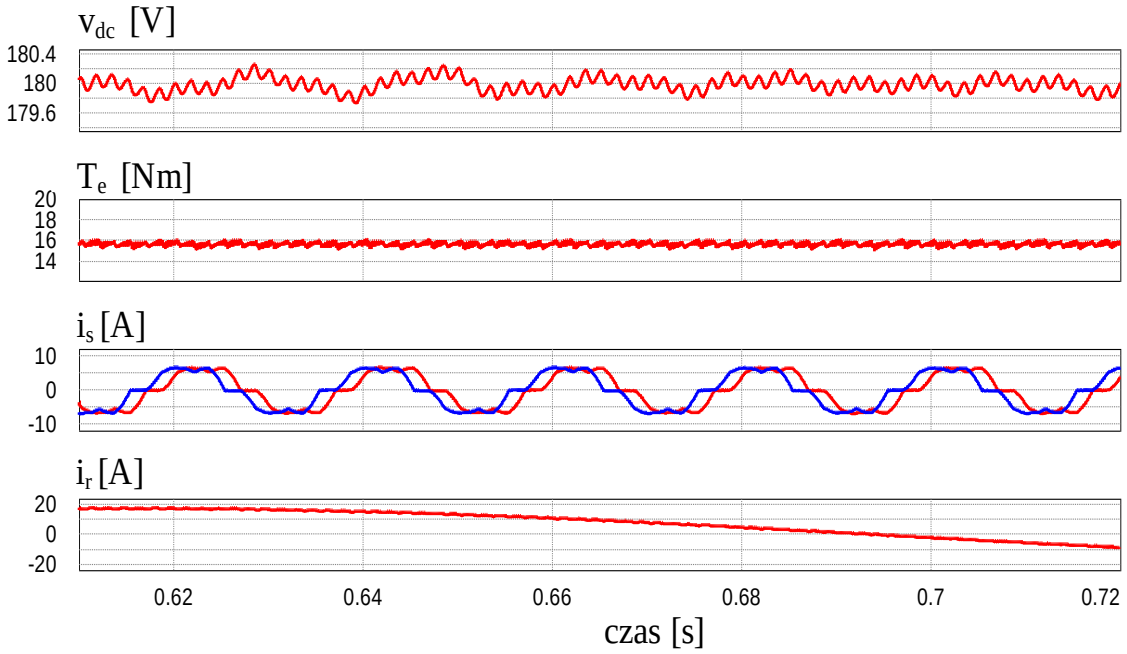
6.4.2 Sterowanie DTIC maszyną MDZ o sześciofazowym stojanie

Metody DTC wymagają pomiarów prądów od strony stojana jak i wirnika. W przypadku maszyny sześciofazowej wiąże się to ze zwiększeniem liczby czujników od strony stojana do czterech (po dwa na każdą sekcję uzwojeń stojana) oraz czujnika położenia wału. Schemat tego sterowania przedstawiony jest na Rys. 6.10 i jest analogiczny do schematu metody dla maszyny o trójfazowym stojanie z Rys. 4.2. Zmianie ulega sposób obliczania momentu oraz strumienia, gdyż do transformacji prądów stojana wykorzystywana jest transformacja (6.21). Wyniki symulacyjne zaprezentowano na Rys. 6.11.

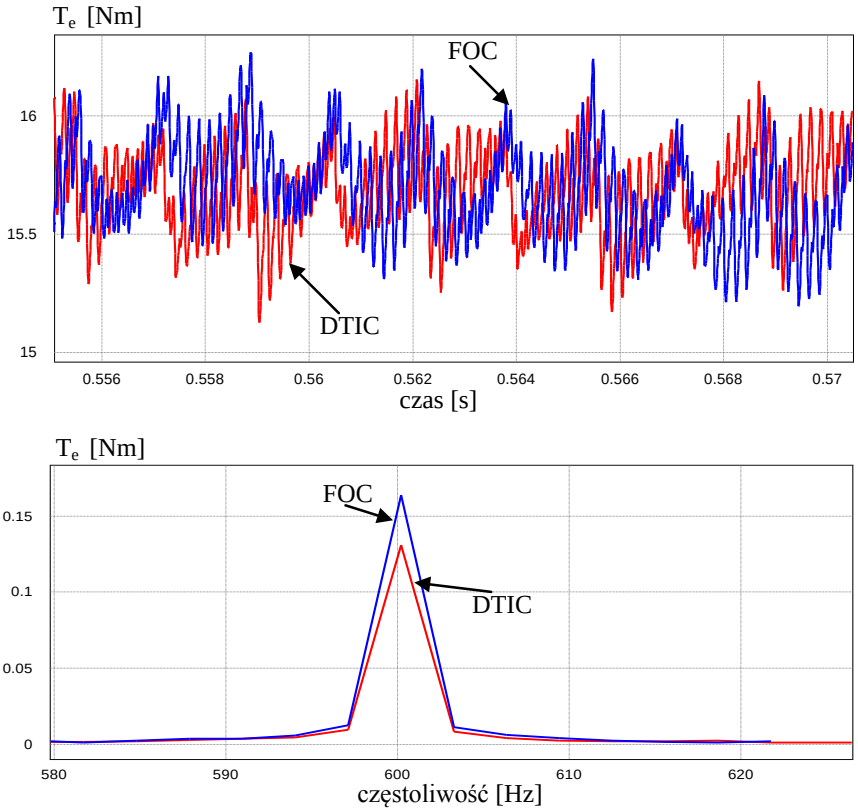
Na Rys. 6.11 można zaobserwować, że proponowana metoda pozwala na kontrolę częstotliwości napięcia stojana i momentu dla maszyny sześciofazowej. Porównując metodę DTIC oraz FOC dla maszyny sześciofazowej (Rys. 6.12) można zauważyć, że zmniejszenie tętnień momentu przez zastosowanie metody DTIC względem metody FOC jest znacznie mniejsze niż w przypadku tych samych metod dla maszyny trójfazowej. Dla harmonicznej dwunastej jest to 16%. Redukcja tętnień jest na tyle mało znacząca, że użycie dodatkowych czterech czujników prądu od strony stojana w metodzie DTIC, których nie stosuje się z FOC, jest nieuzasadnione i można zrezygnować ze stosowania metody DTIC dla maszyny o sześciofazowym stojanie.



Rys. 6.10. Schemat układu MDZ-DC z bezpośrednim sterowaniem momentu metodą DTIC z wykorzystaniem maszyny pierścieniowej o sześciofazowym asymetrycznym stojanie i trójfazowym wirniku.



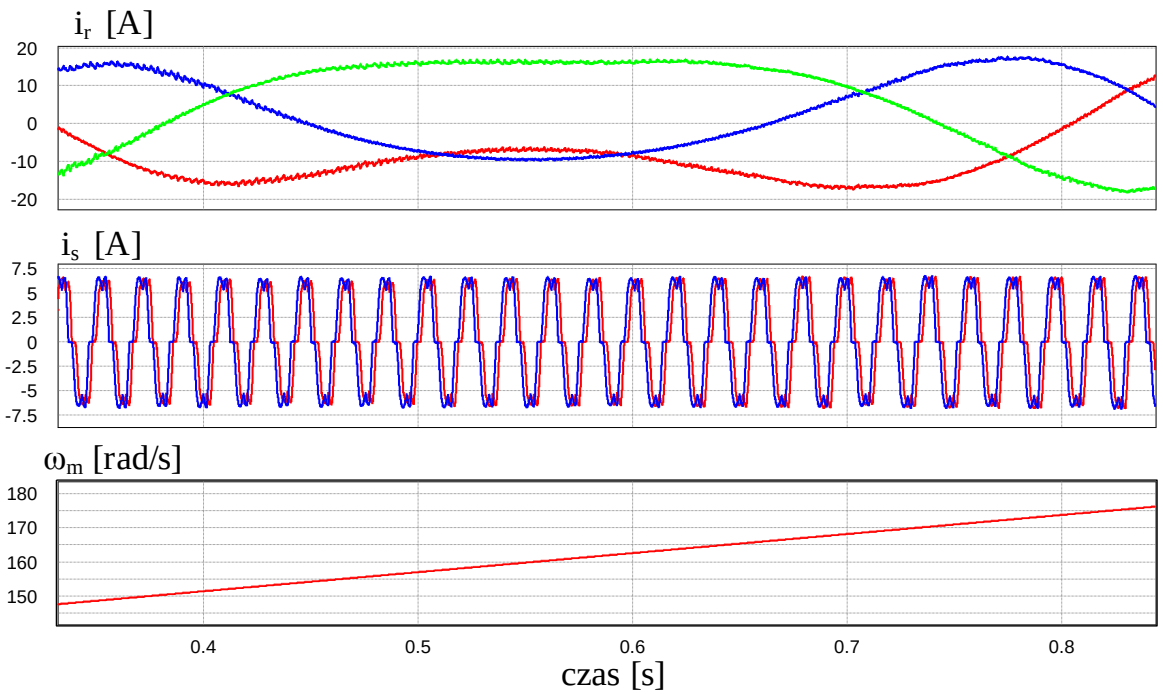
Rys. 6.11. Wyniki symulacyjne układu MDZ-DC z maszyną o sześciofazowym asymetrycznym stojanie dla bezpośredniego sterowania momentem DTIC, v_{dc} – napięcie obwodu prądu stałego, T_e – moment elektryczny, i_s – prąd fazowy stojana (prądy fazy pierwszej w I i II sekcji trójfazowej), i_r – prąd fazowy wirnika.



Rys. 6.12. Wyniki symulacyjne porównujące tętnienia momentu elektrycznego T_e dla metod DTIC oraz FOC w układzie MDZ-DC z maszyną o sześciofazowym asymetrycznym stojanie oraz trójfazowym wirniku.

6.5 Bezczujnikowe sterowanie FOC dla MDZ sześciofazowej

Sterowanie bezczujnikowe metodą FOC może zostać zaimplementowane analogicznie do metody bezczujnikowej FOC dla maszyny trójfazowej opisanej w podrozdziale 5.3. Na Rys. 6.13 można zaobserwować, że proponowana metoda sterowania polowo-zorientowanego FOC pozwala na pracę układu z maszyną sześciofazową przy zmiennej prędkości. W przypadku metod sterowania DTC w wariancie bezczujnikowym liczba czujników powiększyłaby się nie tylko o dodatkowe 4 czujniki prądu stojana wymagane do sterowania momentem, ale również o dodatkowe cztery czujniki napięcia stojana wymagane do estymacji strumienia z napięcia stojana do realizacji obserwatora MRAS kąta położenia, co tym bardziej przekreśla stosowanie tej metody w przypadku maszyny sześciofazowej. W związku z tym w dalszej części pracy nie będzie analizowane sterowanie bezczujnikowe metodami DTC dla MDZ o sześciofazowym stojanie.



Rys. 6.13. Wyniki symulacyjne układu MDZ-DC z maszyną o sześciofazowym stojanie dla bezczujnikowej metody sterowania polowo zorientowanego FOC, i_r – prąd fazowy wirnika, i_s – prąd fazowy stojana (prądy fazy pierwszej w I i II sekcji trójfazowej), ω_m – prędkość mechaniczna.

7 Badania laboratoryjne opracowanych metod sterowania dla układu MDZ-DC

7.1 Budowa stanowiska laboratoryjnego

W celu weryfikacji opracowanych metod sterowania w warunkach laboratoryjnych zostało zbudowane stanowisko wyposażone w maszynę pierścieniową dwustronnie zasilaną trójfazową o mocy 7.5 kW zestawioną na wspólnej ławie z napędzającą prądnicę maszyną klatkową o mocy 11 kW zasilaną z falownika napięcia z regulacją prędkości. Parametry maszyny pierścieniowej trójfazowej użytej jako generator napięcia stałego oraz napędowej maszyny klatkowej przedstawione zostały w Załączniku (Tab. II oraz Tab. III).

Maszyna pierścieniowa trójfazowa małej mocy jest typowo projektowana jako silnik dźwignicowy i przystosowana jest do pobierana prądu biernego z sieci elektroenergetycznej przez stojan a więc moc pozorna stojana jest większa niż moc pozorna wirnika. To powoduje, że dostarczając prąd bierny do wirnika (a tak ma to miejsce w przypadku analizowanego układu MDZ-DC) zmniejszane są możliwości generacyjne maszyny elektrycznej. Ponadto większość takich maszyn (w tym maszyna, która jest na wyposażeniu stanowiska) posiada niższe napięcie wirnika niż stojana i jeśli maszyna pracuje w ograniczonym zakresie prędkości w otoczeniu prędkości synchronicznej, napięcie indukowane na stojanie a więc i wytwarzane napięcie dc w obwodzie prądu stałego jest wielokrotnie wyższe niż napięcie potrzebne do poprawnej pracy falownika wirnikowego.

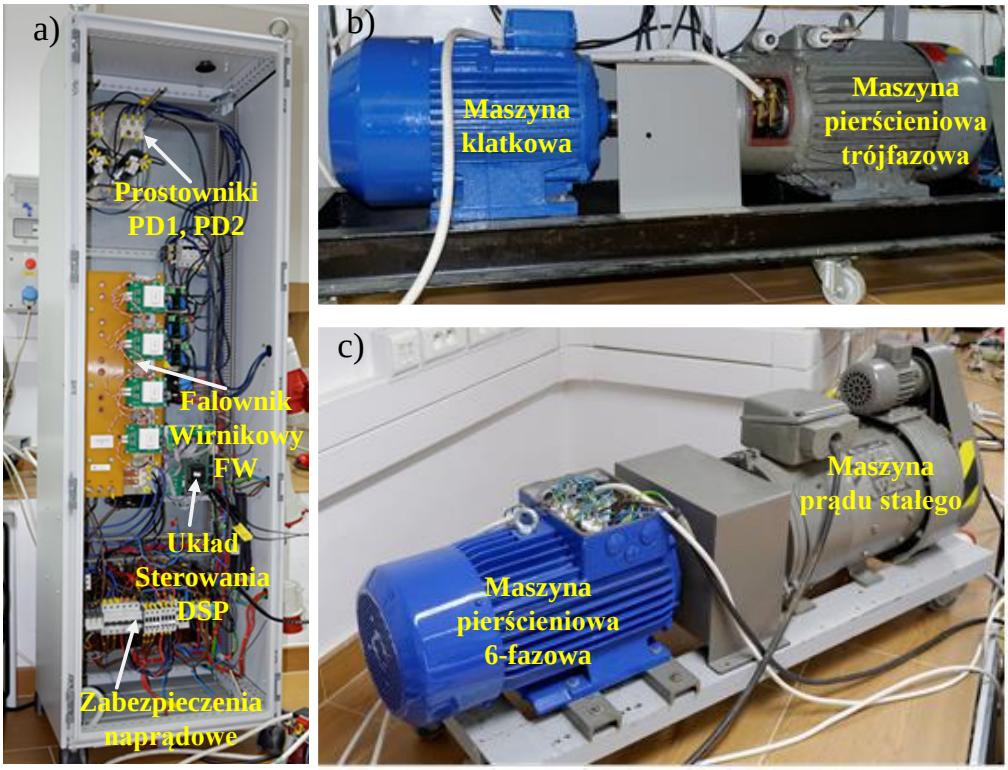
W maszynach MDZ dużej mocy stosowanych jako generatory to napięcie wirnika jest około trzykrotnie wyższe (przy zatrzymanym wale) niż napięcie stojana, oraz to wirnik jest przystosowany do podania prądu magnesowania (moc pozorna wirnika jest wyższa niż moc pozorna stojana). Z tego względu zdecydowano się na odwrócenie roli wirnika i stojana i jako stojan, do którego podłączony jest prostownik diodowy potraktowano część wirującą maszyny a jako wirnik, do którego podłączony jest falownik sterujący potraktowano część stacjonarną maszyny. Stąd też w tabeli z parametrami maszyny MDZ trójfazowej w Załączniku napięcie nowego stojana (części wirującej) jest niższe, a napięcie nowego wirnika (części stacjonarnej) niższe. Nie zmienia to równań modelu matematycznego maszyny, a jedynie parametry tych równań, jeżeli parametry odniesiemy do nowego stojana, tj. do części wirującej maszyny. Stąd parametry maszyny MDZ przedstawione w Tab. II mogą wydawać się niskie, ponieważ są sprowadzone na stronę niskonapięciową (nowego stojana).

Drugim zespołem maszynowym wykorzystanym w badaniach laboratoryjnych jest zespół maszynowy z maszyną pierścieniową o trójfazowym wirniku i sześciofazowym stojanie, napędzaną przez silnik prądu stałego zasilany z prostownika tyrystorowego sześciopulsowego. Maszyna MDZ o sześciofazowym stojanie została zrealizowana przez odpowiednie nawinięcie maszyny trójfazowej o odpowiedniej liczbie żłobków stojana i wirnika. Oryginalnie maszyna o czterech parach biegunów została nawinięta w ten sposób, że osiągnięto dwie pary biegunów oraz sześciofazowy stojan o dwóch sekcjach trójfazowych przesuniętych o 30 stopni elektrycznych. Liczba faz stojana i wirnika może być różna, natomiast liczba par biegunów stojana i wirnika przy niskiej liczbie par biegunów musi być identyczna. Stąd projekt uzwojeń maszyny wymagał również modyfikacji uzwojeń wirnika w celu osiągnięcia dwóch par biegunów.

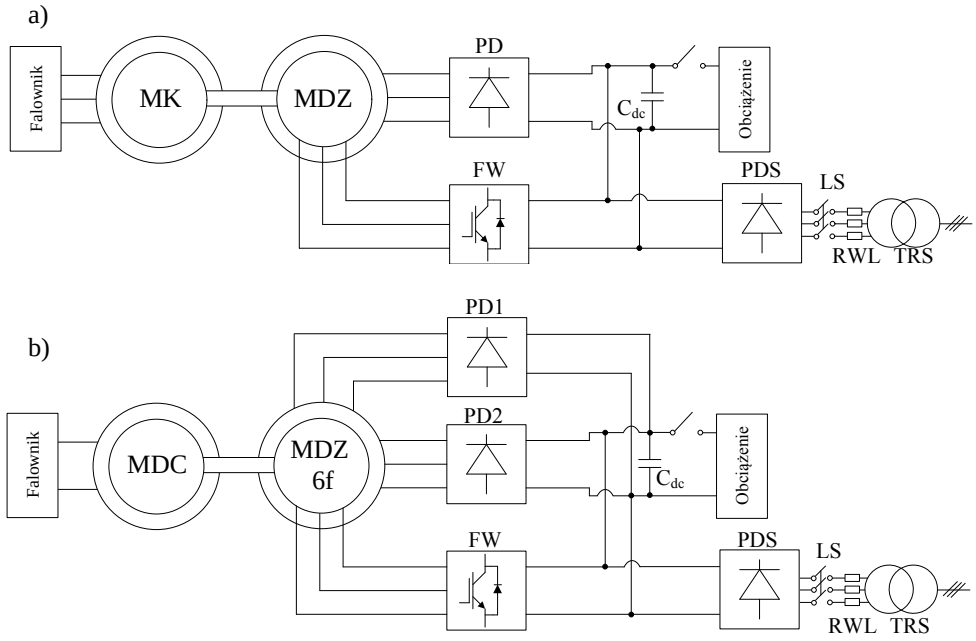
Widok komponentów stanowiska laboratoryjnego przedstawiono na Rys. 7.1. Do sterowania maszyną pierścieniową został zaprojektowany i wykonany przekształtnik dwupoziomowy trójfazowy wirnikowy, którego parametry przedstawione są w załączniku. W stanowisku wykorzystane zostały moduły IGBT SEMIKRON SKM200MLI066T dla przekształtnika wirnikowego oraz procesor sygnałowy TMS320F28335 sterujący falownikiem z częstotliwością przełączania tranzystorów 5 kHz. Pomiary wartości elektrycznych niezbędnych do sterowania wykonane zostały za pomocą układów pomiarowych LEM LA55-P dla prądów oraz LEM LV25-P dla napięć. Obciążenie było realizowane przez nagrzewnicę wentylatorową podłączoną do maszyny z możliwością regulacji mocy. Do rozłączania obciążenia służył łącznik Gigavac P105BDA przystosowany do rozłączania prądu stałego. Moduły półprzewodnikowe SKM200MLI066T są modułami pozwalającymi na realizację przekształtnika trójpoziomowego, jednakże do celów realizacji badań w rozprawie moduły były przełączane w sposób realizujący pracę dwupoziomową. Pojemność kondensatora obwodu dc wynosiła 2mF.

Na Rys. 7.2 przedstawiono schematy blokowe stanowiska laboratoryjnego dla maszyny trójfazowej oraz dla maszyny sześciofazowej. W celu osiągnięcia wzbudzenia początkowego zastosowano obwód wstępnego ładowania. Pomocnicze zasilanie z sieci przez prostownik diodowy sieciowy PDS transformator obniżający sieciowy TRS oraz zespół rezystorów wstępnego ładowania RWL służy do osiągnięcia początkowego napięcia w obwodzie dc. Napięcie dc uzyskane w ten sposób jest znacznie niższe (około 100V), ale wystarczające do wystartowania układu MDZ-DC bez obciążenia. Po uruchomieniu układu MDZ-DC, obwód wstępnego ładowania jest wyłączany łącznikiem sieciowym LS. W układzie praktycznym

wstępne naładowanie można uzyskać stosując np. pomocniczy zasobnik o niewielkiej pojemności.



Rys. 7.1. Widok komponentów stanowiska laboratoryjnego, a) przekształtnik wirnikowy, b) zespół maszynowy z maszyną MDZ o trójfazowym stojanie, c) zespół maszynowy z maszyną MDZ o sześciofazowym stojanie.



Rys. 7.2. Schemat stanowiska laboratoryjnego z maszyną MDZ a) trójfazową i b) sześciofazową.

Weryfikacja laboratoryjna układu z maszyną trójfazową została przeprowadzona dla napięcia w obwodzie prądu stałego o wartości 180 V. W trakcie badań stanów ustalonych

maszyna była napędzana z prędkością 1450 obr/min, natomiast przy badaniu działania układu ze zmienną prędkością, prędkość maszyny była zmieniana w zakresie od 1350 do 1650 obr/min. Rezystancja obciążenia w większości testów wynosiła 10Ω co przy napięciu 180V daje moc 3,2kW.

Przed uruchomieniem każdej z metod sterowania zastosowano ładowanie obwodu DC przez obwód wstępnego ładowania. Następnie przeprowadzono uruchomienie układu bez obciążenia, czyli standardową metodę uruchomienia stosowaną w układach autonomicznych. Przedstawiono także stany dynamiczne przy włączeniu obciążenia do układu, jak i jego odłączeniu. Została także pokazana praca układu dla zmiennej prędkości obrotowej w tym przejście przez prędkość synchroniczną. Przedstawiono również działanie mechanizmu ograniczenia prądowego dla wybranej metody w czasie przeciążenia.

W przypadku odłączenia obciążenia następuje znaczny wzrost napięcia w obwodzie pośredniczącym napięcia stałego. Jest to spowodowane brakiem stosowania układu zabezpieczającego w postaci rezystora rozładowczego, który umieszcza się często w obwodach napięcia DC. Brak zastosowania rezystora rozładowczego przy badaniu metod sterowania jest celowy i ma na celu wykazanie stabilnej pracy zespołów prądotwórczych w warunkach po wystąpieniu odłączenia obciążenia, jaki i lepszemu uwidocznieniu zachowania samych metod sterowania w warunkach odłączania obciążenia.

W zakresie pracy bezczujnikowej przedstawiono działanie jednej z metod (DTIC) z obserwatorem prędkości i położenia wirnika MRAS. Przedstawiono działanie metody przy załączeniu i wyłączeniu obciążenia, stan ustalony oraz pracę przy zmiennej prędkości obrotowej z przejściem od prędkości podsynchronicznej do nadsynchronicznej.

Przedstawione w tym rozdziale wyniki są wybranymi wynikami, które mają za zadanie potwierdzić tezę rozprawy, że metody sterowania bezpośredniego momentem powodują mniejsze tętnienia momentu względem metody FOC. Dotyczy to zwłaszcza metod DTIC oraz DT|Ψ|C. Stąd też metoda sterowania FOC, do której odnoszone są metody sterowania bezpośredniego momentem nie jest prezentowana w całości, tj. nie jest przedstawione zachowanie się układu metodą FOC zarówno z czujnikiem kąta położenia jak i metody bezczujnikowej podczas załączenia i wyłączenia obciążenia jak również praca z tymi metodami przy zmiennej prędkości.

Ostatni podrozdział zawiera wybrane wyniki badań laboratoryjnych układu MDZ-DC z maszyną pierścieniową o sześciofazowym asymetrycznym stojanie i trójfazowym wirniku.

7.2 Weryfikacja laboratoryjna układu MDZ-DC z czujnikami położenia wirnika

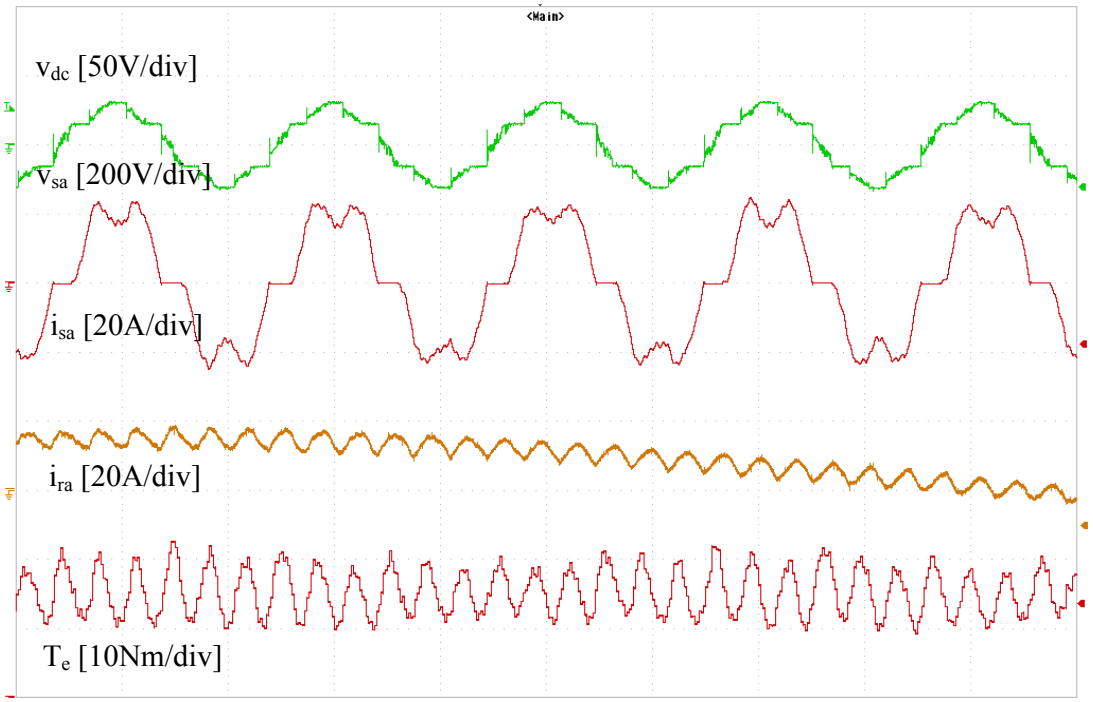
7.2.1 Stany ustalone pracy MDZ-DC dla proponowanych metod

Na Rys. 7.3-7.6 przedstawiono wyniki laboratoryjne porównujące działanie układu w stanach ustalonych dla sterowania polowo zorientowanego FOC (Rys. 7.3) oraz dla proponowanych metod bezpośredniego sterowania momentem DTΨ_dC (Rys. 7.4), DTIC (Rys. 7.5) oraz DT|Ψ|C (Rys. 7.6). Wszystkie metody używają tego samego równania momentu (2.24) do wyświetlenia przebiegów momentu otrzymanych z przetwornika cyfrowo-analogowego.

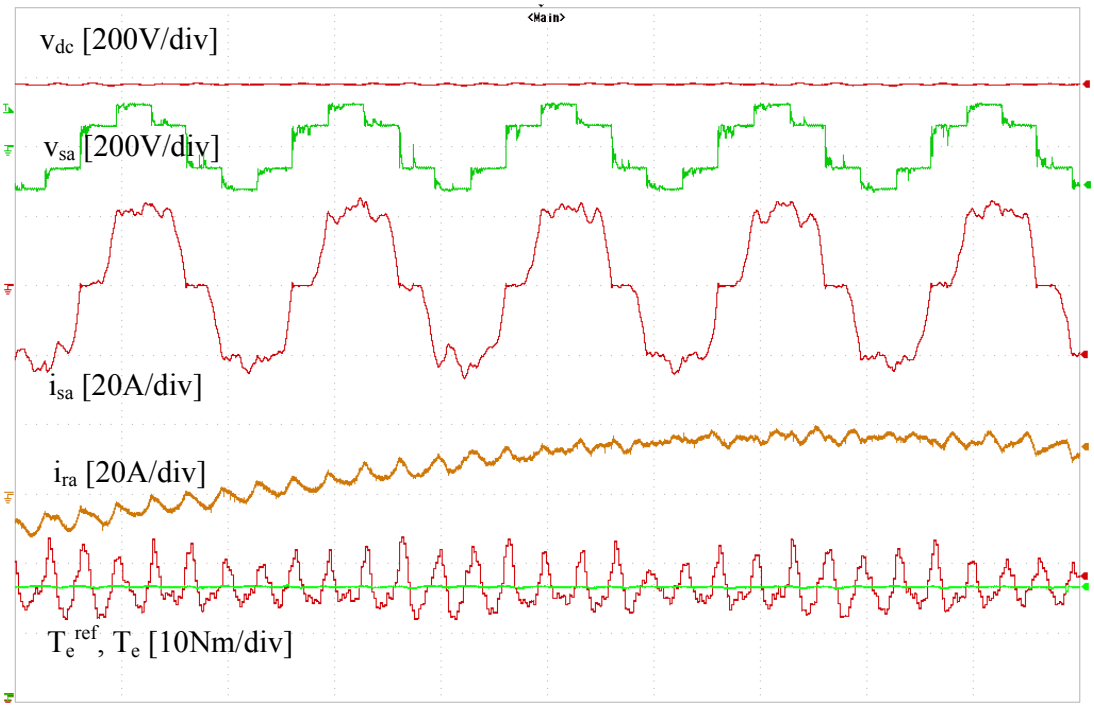
W układzie laboratoryjnym występują różnice w wielkości tętnień momentu w zależności od położenia wirnika, odmiennie niż w badaniach symulacyjnych gdzie miały one charakter okresowy. W związku z tym międzyszczytowa wartość tętnień momentu liczona jest, jako średnia z tętnienia o maksymalnej oraz minimalnej wartości międzyszczytowej dla przedstawionego oscylogramu. Wartość międzyszczytowa tętnień momentu dla metody porównawczej FOC wynosi ok. 10 Nm co daje około 62% w stosunku do wartości średniej i około 20% w stosunku do wartości znamionowej. Dla metod sterowania bezpośredniego mementem wartości tętnień momentu są wyraźnie niższe, w szczególności dla metod DTIC oraz DT|Ψ|C (Tab. 1). Wartość tętnień dla poszczególnych metod w warunkach laboratoryjnych jest około czterokrotnie wyższa niż w symulacjach. Tak znaczne różnice między wynikami symulacyjnymi i eksperymentalnymi są spowodowane nieidealnością maszyny rzeczywistej, w tym przede wszystkim nieliniowością i asymetrią obwodu magnetycznego, co powoduje, że kąty komutacji diod prostownika diodowego w każdym okresie i każdym pulsie nie są dokładnie te same jak ma to miejsce w symulacji. Jest to szczególnie widoczne w postaci tętnień podharmonicznych w przebiegach momentu oraz napięcia dc. Brak wyraźnej regularności przebiegów, uniemożliwia eliminację oscylacji a jedynie ich zmniejszenie.

Prostownik diodowy oraz falownik wirnikowy również nie są idealne (czasy komutacji diod, czasy martwe w falowniku, opóźnienia w sterowaniu spowodowane dyskretyzacją). Celem rozprawy nie jest jednak jak najwierniejsze odwzorowanie układu laboratoryjnego w badaniach symulacyjnych, gdyż uwzględnienie szeregu zjawisk byłoby bardzo czasochłonne, ale wykazanie, że niezależnie od warunków (symulacja czy eksperyment) metody sterownia

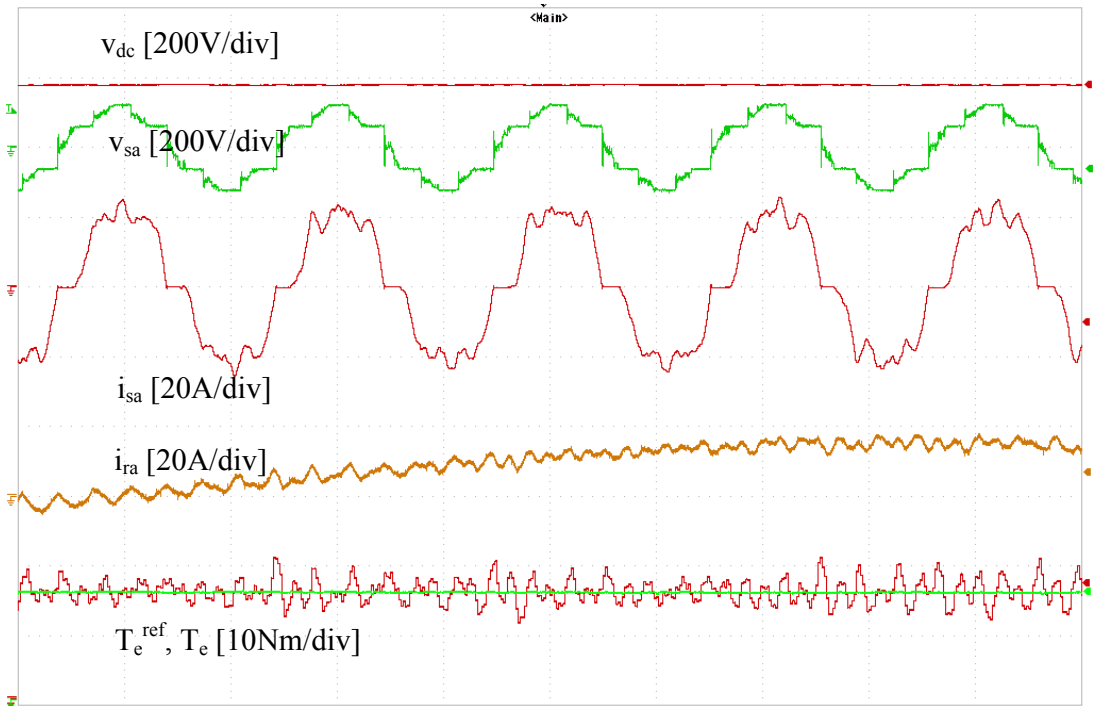
bezpośredniego obniżają tętnienia momentu elektrycznego prądnicy, której stojan jest obciążony prostownikiem.



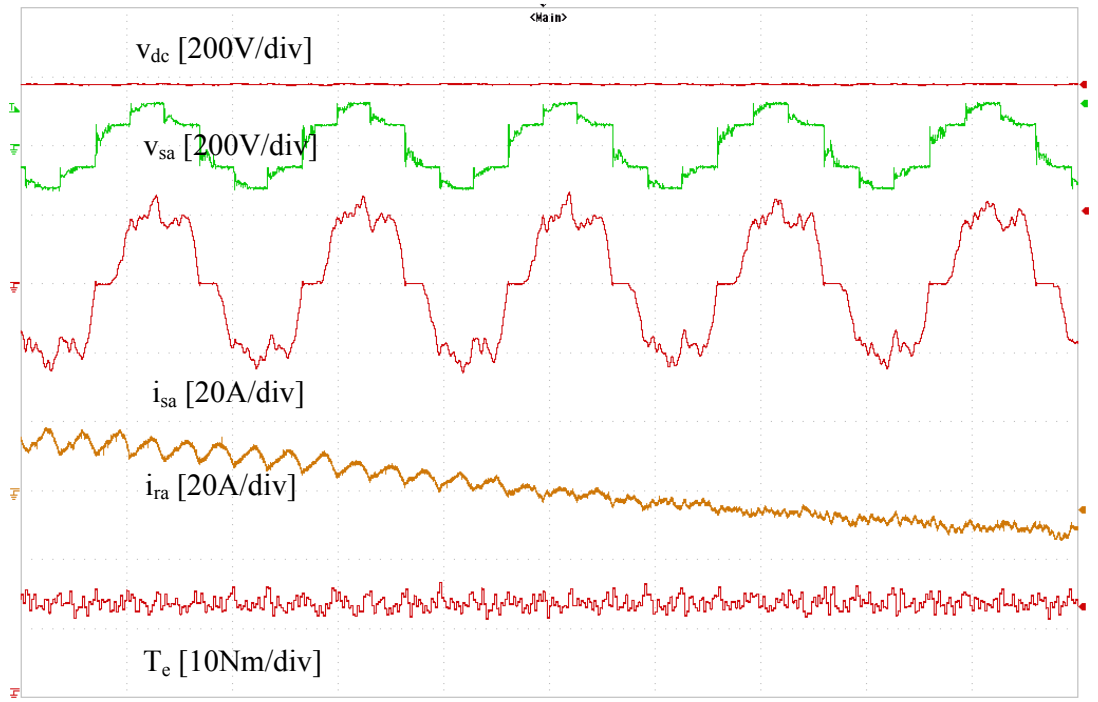
Rys. 7.3. Oscylogram prezentujący pracę układu MDZ-DC w stanie ustalonym dla metody sterowania polowo zorientowanego FOC, v_{sa} – napięcie fazowe stojana, i_{sa} – prąd fazowy stojana, i_{ra} – prąd fazowy wirnika, T_e – moment elektryczny maszyny.



Rys. 7.4. Oscylogram prezentujący pracę układu MDZ-DC w stanie ustalonym dla metody DTΨ_dC, v_{dc} – napięcie obwodu napięcia stałego, v_{sa} – napięcie fazowe stojana, i_{sa} – prąd fazowy stojana, i_{ra} – prąd fazowy wirnika, T_e – moment elektryczny maszyny.

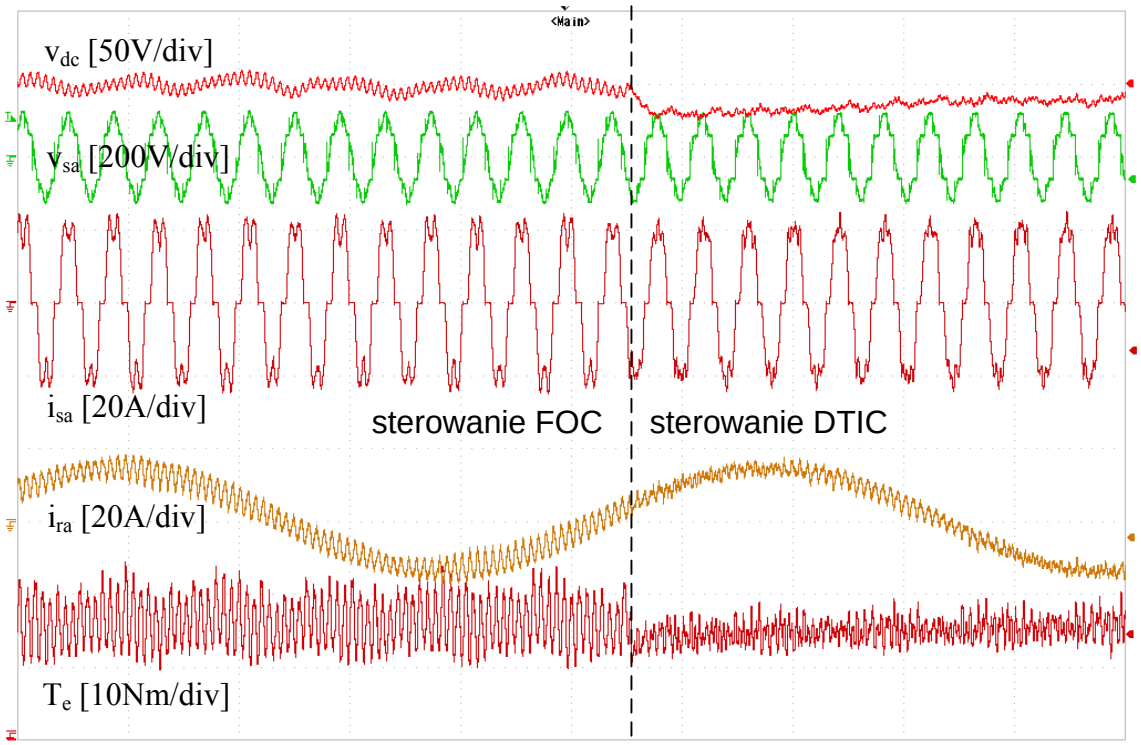


Rys. 7.5. Oscylogram prezentujący pracę układu MDZ-DC w stanie ustalonym dla metody DTIC, v_{dc} – napięcie obwodu napięcia stałego, v_{sa} – napięcie fazowe stojana, i_{sa} – prąd fazowy stojana, i_{ra} – prąd fazowy wirnika, T_e – moment elektryczny maszyny.



Rys. 7.6. Oscylogram prezentujący pracę układu MDZ-DC w stanie ustalonym dla metody DT|Ψ|C z regulatorem częstotliwosci napięcia stojana, v_{dc} – napięcie obwodu napięcia stałego, v_{sa} – napięcie fazowe stojana, i_{sa} – prąd fazowy stojana, i_{ra} – prąd fazowy wirnika, T_e – moment elektryczny maszyny.

Dla metod które wnoszą najmniejsze tętnienia momentu elektrycznego (DTIC i DT|Ψ|C) . Przebieg napięcia stojana dla każdej z prezentowanych metod jest mocno odkształcony przez działanie prostownika diodowego oraz relatywnie dużą w maszynie małej mocy indukcyjność rozproszenia stojana. W celu utrzymania niskich tętnień momentu do wirnika podawane są widoczne na wszystkich oscylogramach wyższe harmoniczne prądu wirnika. Metoda sterowania DTIC dla której tętnienia momentu są najmniejsze spośród metod z bezpośrednim zadawaniem częstotliwości została porównana z metodą FOC bezpośrednio przez przełączenie metod w trakcie pracy układu MDZ-DC. Na Rys. 7.7 przedstawiono przełączenie miedzy metodami. Metoda DTIC charakteryzuje się około trzykrotnie mniejszą amplitudą tętnień momentu elektrycznego, wyraźnie mniejszymi tętnieniami napięcia obwodu prądu stałego, jak również mniejszą zawartością harmonicznych w prądzie wirnika.



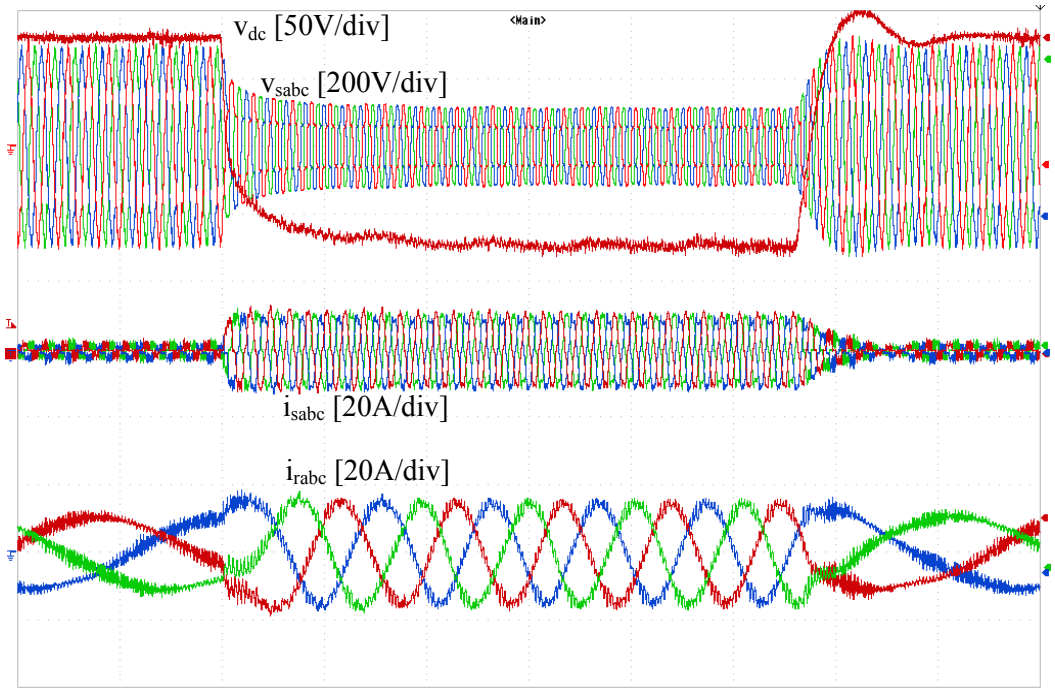
Rys. 7.7. Oscylogram prezentujący pracę układu MDZ-DC w czasie przełączenia metod sterowania ze sterowania polowo zorientowanego FOC na metodę DTIC, v_{dc} – napięcie obwodu napięcia stałego, v_{sa} – napięcie fazowe stojana, i_{sa} – prąd fazowy stojana, i_{ra} – prąd fazowy wirnika, T_e – moment elektryczny maszyny.

Tętnienia momentu	Metoda			
	FOC	DTΨ$_d$C	DTIC	DT|Ψ|C
Amplituda tętnień	10Nm	7,5Nm	5 Nm	3Nm
Stosunek tętnień do wartości średniej	62%	50%	33%	20%
Stosunek tętnień do wartości znamionowej	20%	15%	9.8%	6%

7.2.2 Działanie metody DT|Ψ|C w warunkach przeciążenia

Na Rys. 7.8 przedstawiono wyniki laboratoryjne w warunkach przeciążenia z metodą DT|Ψ|C. Mechanizm zapobiegania skutkom przeciążenia w postaci przekroczenia dopuszczalnego prądu wirnika jest dokładnie taki jak opisano w sekcji 4.2.2. Weryfikacja działania układu laboratoryjnego z metodą DT|Ψ|C w warunkach przeciążenia została wykonana z użyciem dwóch obciążeń 360W i 7kW. Wartość ograniczenia amplitudy prądu wirnika została ustawiona na 15A. Analizując oscylogram możemy zauważyć, że pulsacja prądu wirnika po wystąpieniu przeciążenia jest większa niż przed wystąpieniem przeciążenia, co powoduje, że wzrasta nieco pulsacja napięcia stojana. Amplituda strumienia jest zadawana na poziomie zapewniającym dostarczanie prądu magnesowania odpowiedniego dla napięcia dc w normalnym stanie pracy. Po wystąpieniu przeciążenia amplituda strumienia co prawda jest modyfikowana przez nadrzędny korektor pulsacji napięcia stojana, ale pętla korygująca pulsację napięcia stojana nie jest na tyle dynamiczna aby efekt był widoczny. Dynamika pętli jest dopasowana do zmian prędkości mechanicznej a nie do krótkotrwałych zapadów.

Po ustąpieniu przeciążenia parametry przebiegów wszystkich zmiennych wracają do wyjściowego poziomu z przed wystąpienia przeciążenia. Można zaobserwować niewielkie przeregulowanie napięcia dc na poziomie 12%.

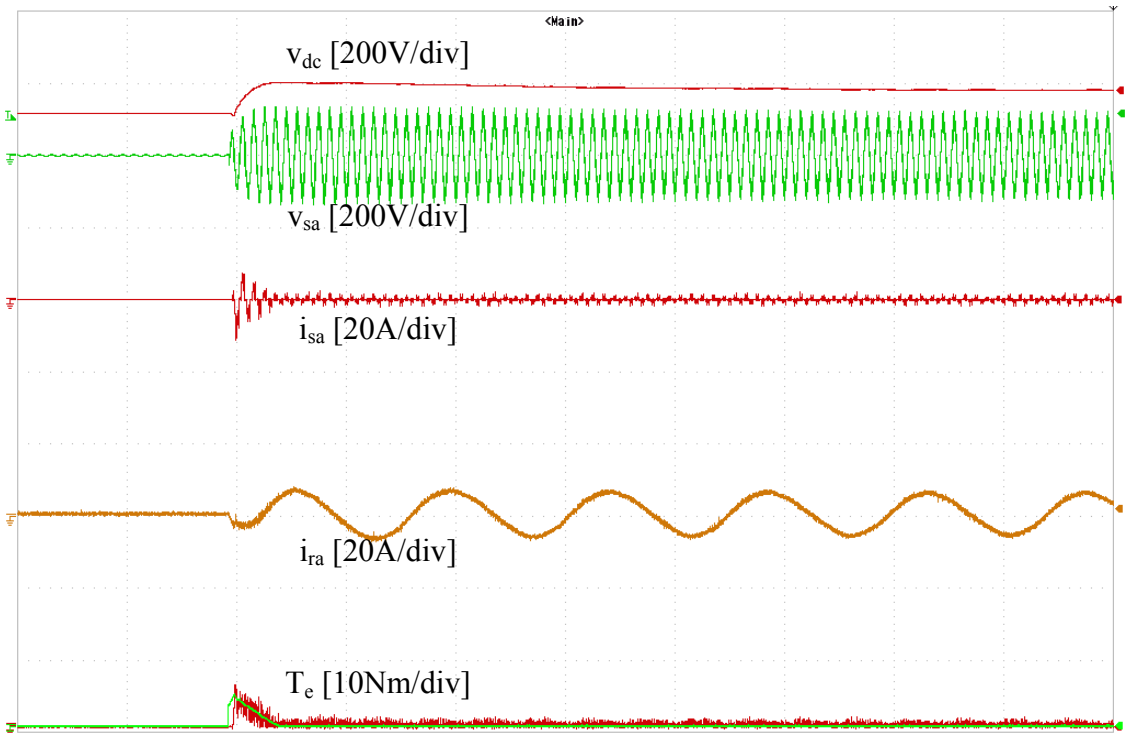


Rys. 7.8. Oscylogram prezentujący pracę układu MDZ-DC w czasie przeciążenia dla metody DT|Ψ|C z regulatorem częstotliwości napięcia stojana, v_{dc} – napięcie obwodu napięcia stałego, v_{sa} – napięcie fazowe stojana, i_{sa} – prąd fazowy stojana, i_{ra} – prąd fazowy wirnika, T_e – moment elektryczny maszyny.

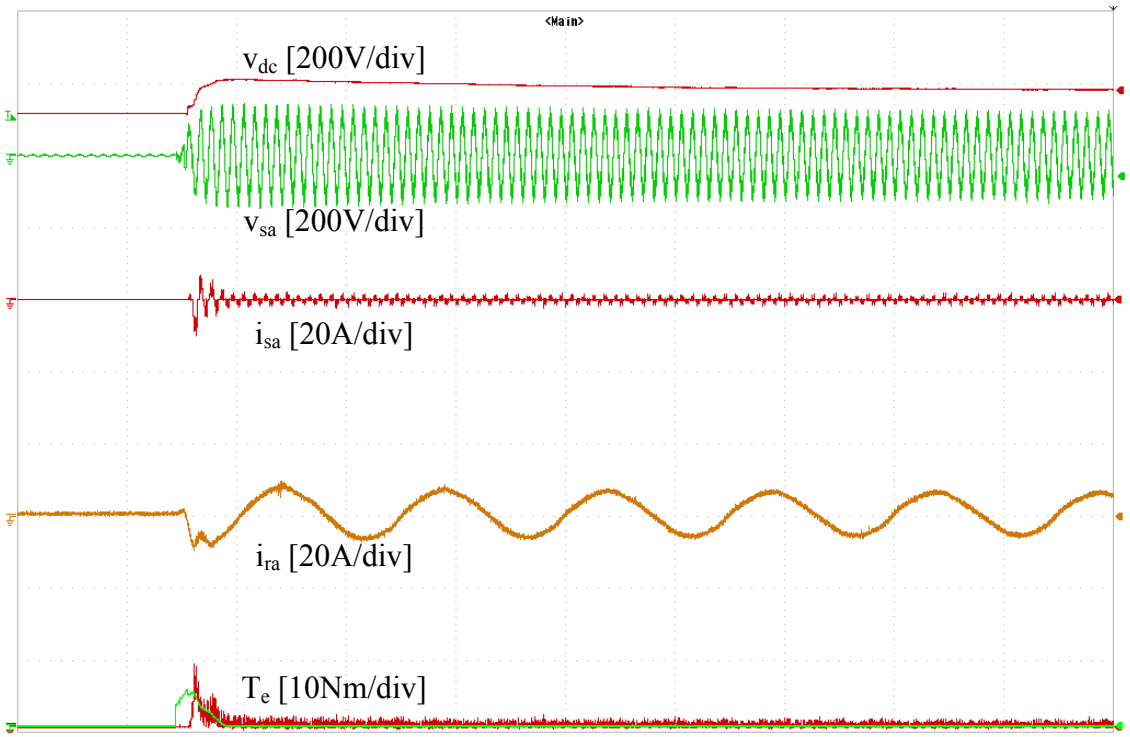
7.2.3 *Start nieobciążonego układu MDZ-DC*

Na Rys. 7.9-7.11 przedstawiono wyniki laboratoryjne dla włączenia nieobciążonego układu dla trzech proponowanych metod sterowania bezpośredniego momentem wykorzystujących czujnik położenia kątowego (DTΨ$_d$C, DTIC oraz DT|Ψ|C). Na oscylogramach przedstawiono napięcie obwodu dc, napięcie stojana, prąd stojana, prąd wirnika oraz obliczany moment elektryczny maszyny. Wszystkie proponowane metody pozwalają na włączenie układu bez obciążenia. W metodzie DT|Ψ|C na Rys. 7.11 można zaobserwować stan nieustalony w prądzie wirnika związany z regulacją częstotliwości napięcia stojana przez regulator korygujący pulsację.

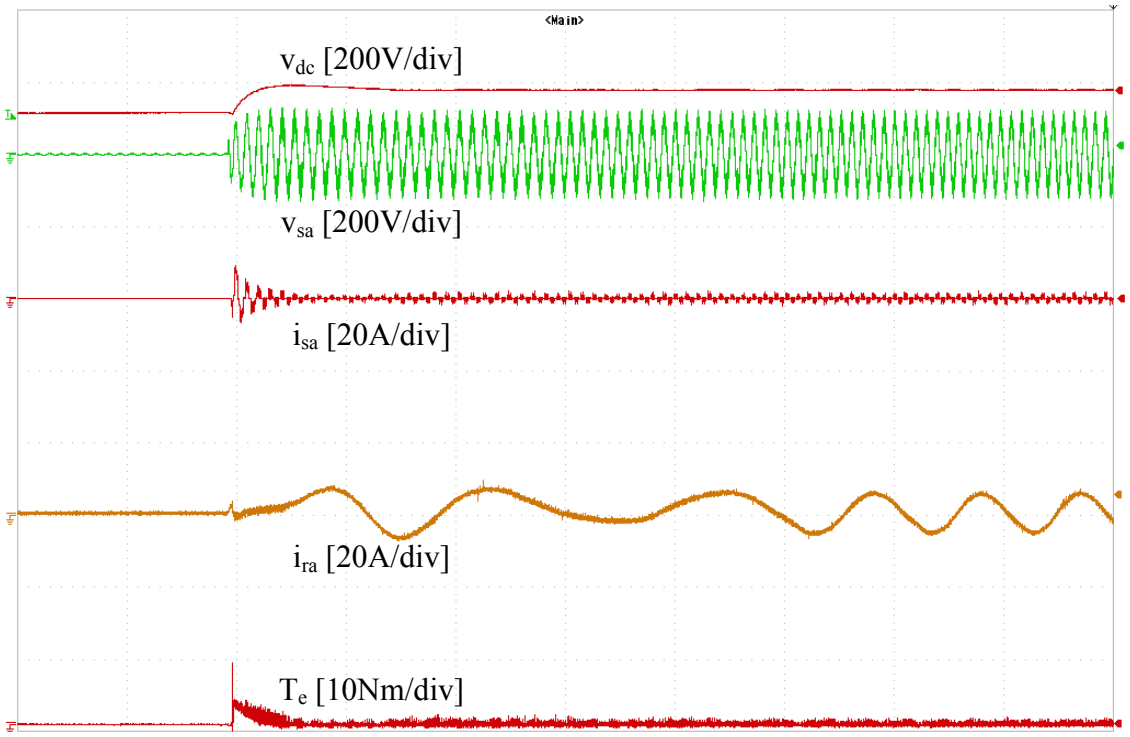
We wszystkich przedstawionych metodach sterowania podczas startu występuje niewielkie (10%) przeregulowanie napięcia DC. Układ jest nieliniowy, w tym sensie, że regulacja prądem wirnika (tj. odmagnesowanie) nie jest w stanie szybko obniżyć napięcia obwodu DC, bo odebranie energii przez stojan i prostownik diodowy jest niemożliwe. W przypadku braku obciążenia rozładowanie kondensatora dc następuje przez pobór energii przez falownik wirnikowy na pokrycie strat przekształtnika wirnikowego i strat wzbudzanej maszyny elektrycznej.



Rys. 7.9. Oscylogram prezentujący proces uruchamienia układu MDZ-DC dla metody DTΨ$_d$C, v$_{dc}$ – napięcie obwodu napięcia stałego, v$_{sa}$ – napięcie fazowe stojana, i$_{sa}$ – prąd fazowy stojana, i$_{ra}$ – prąd fazowy wirnika, T$_e$ – moment elektryczny maszyny.



Rys. 7.10. Oscylogram prezentujący proces uruchamienia układu MDZ-DC dla metody DTIC, v_{dc} – napięcie obwodu napięcia stałego, v_{sa} – napięcie fazowe stojana, i_{sa} – prąd fazowy stojana, i_{ra} – prąd fazowy wirnika, T_e – moment elektryczny maszyny,

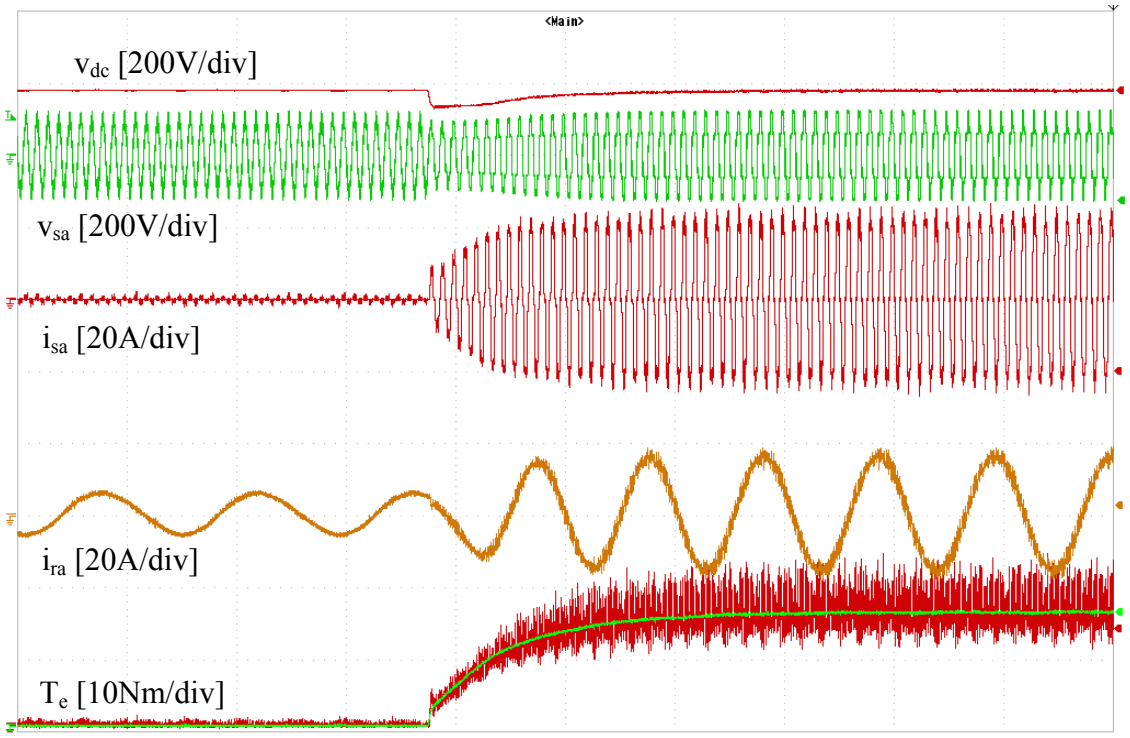


Rys. 7.11. Oscylogram prezentujący proces uruchamienia układu MDZ-DC dla metody DT|Ψ|C, v_{dc} – napięcie obwodu napięcia stałego, v_{sa} – napięcie fazowe stojana, i_{sa} – prąd fazowy stojana, i_{ra} – prąd fazowy wirnika, T_e – moment elektryczny maszyny.

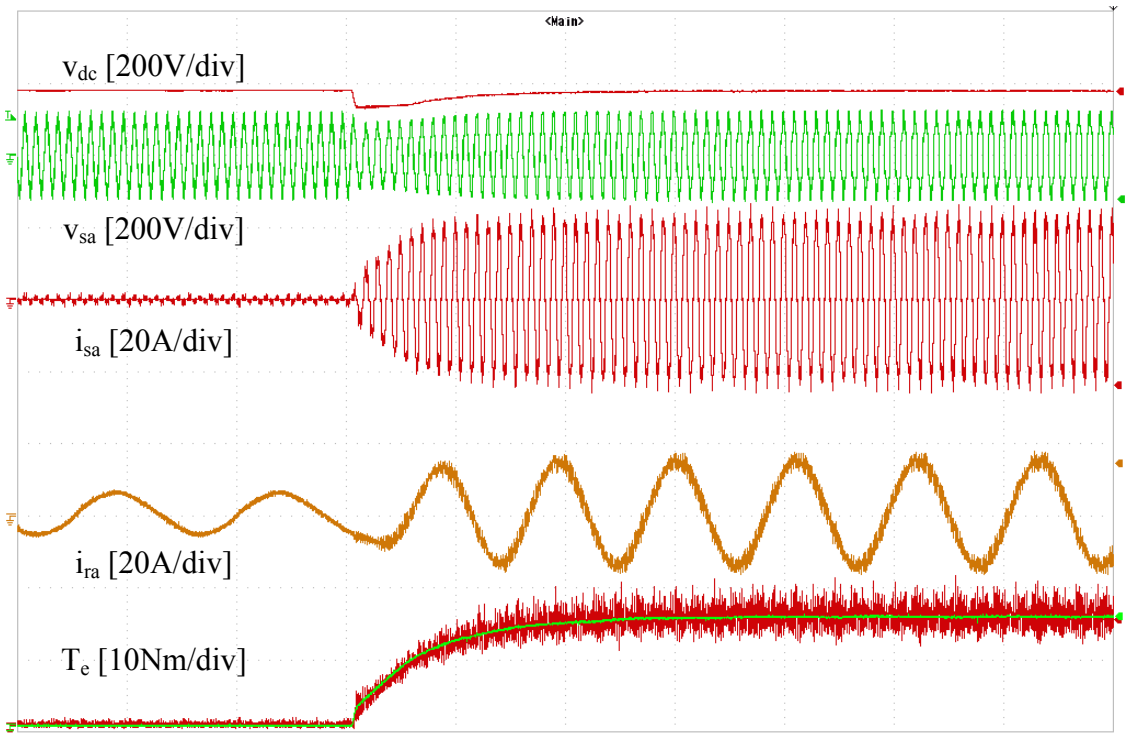
7.2.4 *Włączenie i wyłączenie obciążenia z obwodu prądu stałego*

Na Rys. 7.12-7.14 przedstawiono wyniki laboratoryjne dla załączenia obciążenia do obwodu prądu stałego układu MDZ-DC dla proponowanych metod sterowania bezpośredniego momentem z czujnikiem położenia kątowego. Na oscylogramach przedstawiono napięcie obwodu dc, napięcie stojana, prąd stojana, prąd wirnika oraz estymowany moment elektryczny maszyny. Wszystkie proponowane metody pozwalają na utrzymanie zadanego napięcia obwodu prądu stałego po zmianie obciążenia. Jednakże występuje trwający około 200ms około 20% zapad napięcia w obwodzie dc. W przypadku wymagających aplikacji, zapad można zmniejszyć przez zastosowanie sprzężenia do przodu od mocy obciążenia z wykorzystaniem czujnika prądu obciążenia. Na podstawie mocy pobieranej przez obciążenie oraz aktualnej prędkości obrotowej można wyznaczyć zgrubnie pożądany poziom momentu elektrycznego, który zostanie skorygowany przez regulator napięcia DC. To wymaga jednak dodatkowego czujnika prądu.

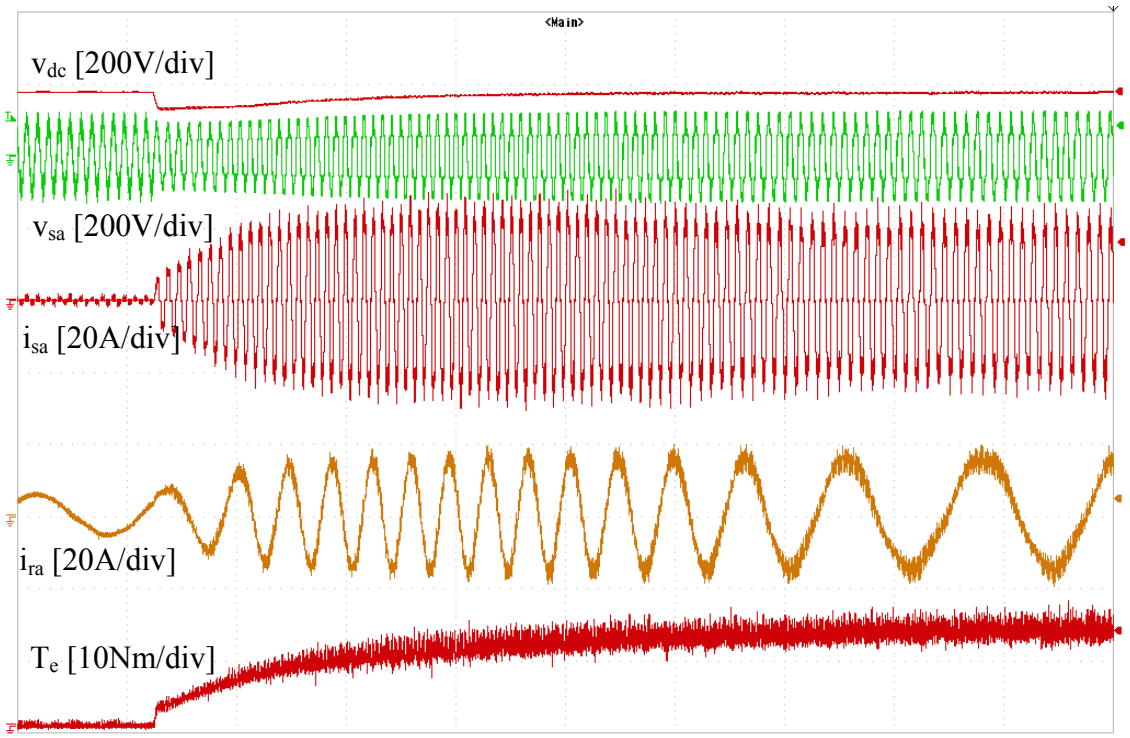
W metodzie DT|Ψ|C, której wyniki przedstawiono na Rys. 7.14 można zobserwować stan nieustalony w prądzie wirnika (zmiana częstotliwości prądu wirnika) związany z doregulowaniem (korekcją) częstotliwości napięcia stojana.



Rys. 7.12. Oscylogram prezentujący proces załączenia obciążenia układu MDZ-DC dla metody DTΨ$_d$C, v_{dc} – napięcie obwodu napięcia stałego, v_{sa} – napięcie fazowe stojana, i_{sa} – prąd fazowy stojana, i_{ra} – prąd fazowy wirnika, T_e – moment elektryczny maszyny.

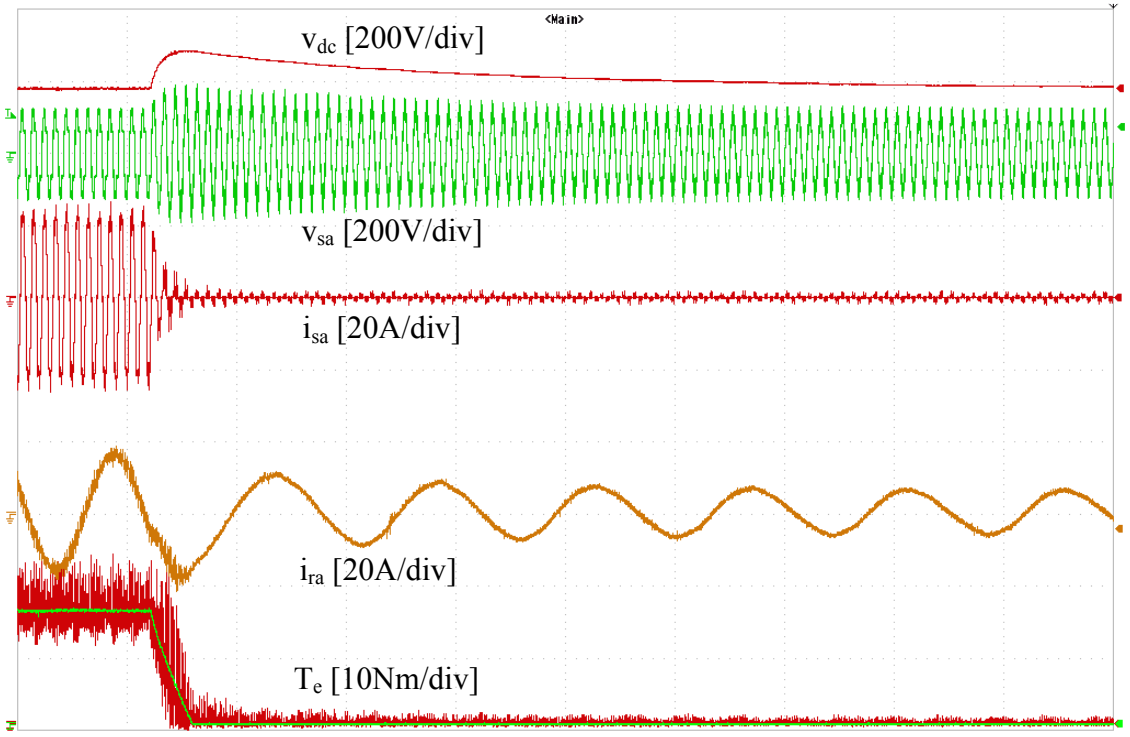


Rys. 7.13. Oscylogram prezentujący proces załączenia obciążenia układu MDZ-DC dla metody DTIC, v_{dc} – napięcie obwodu napięcia stałego, v_{sa} – napięcie fazowe stojana, i_{sa} – prąd fazowy stojana, i_{ra} – prąd fazowy wirnika, T_e – moment elektryczny maszyny.

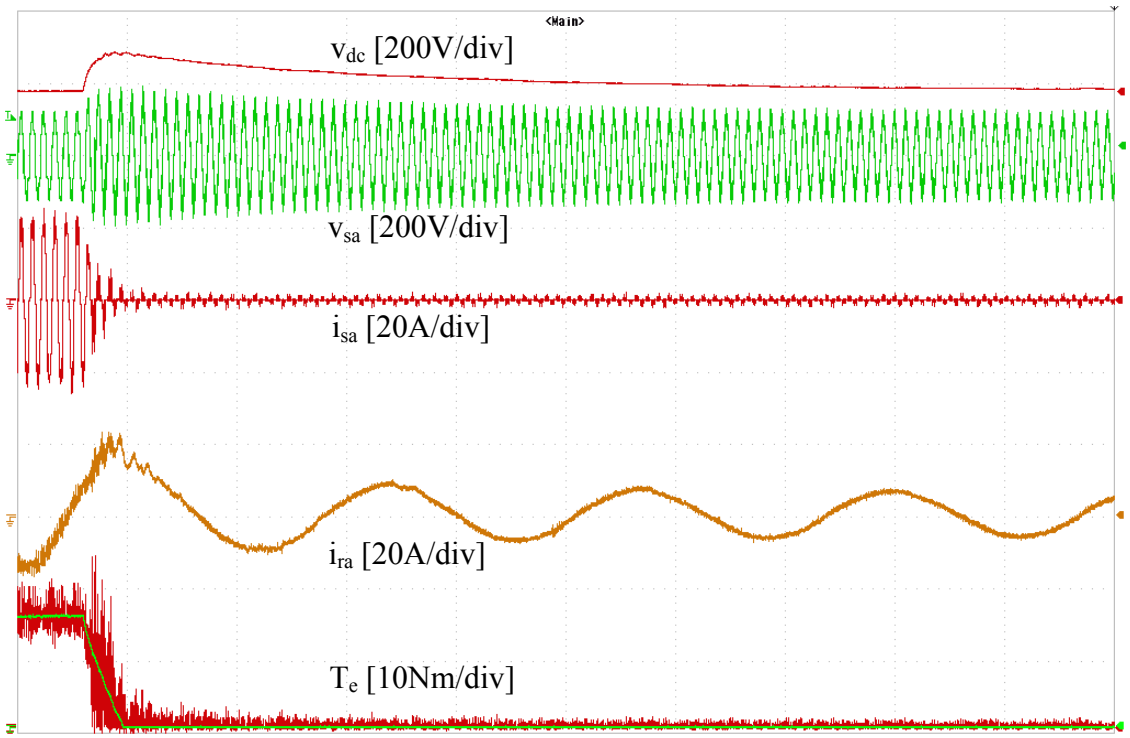


Rys. 7.14. Oscylogram prezentujący proces załączenia obciążenia układu MDZ-DC dla metody DT|Ψ|C z regulatorem częstotliwości napięcia stojana, v_{dc} – napięcie obwodu napięcia stałego, v_{sa} – napięcie fazowe stojana, i_{sa} – prąd fazowy stojana, i_{ra} – prąd fazowy wirnika, T_e – moment elektryczny maszyny.

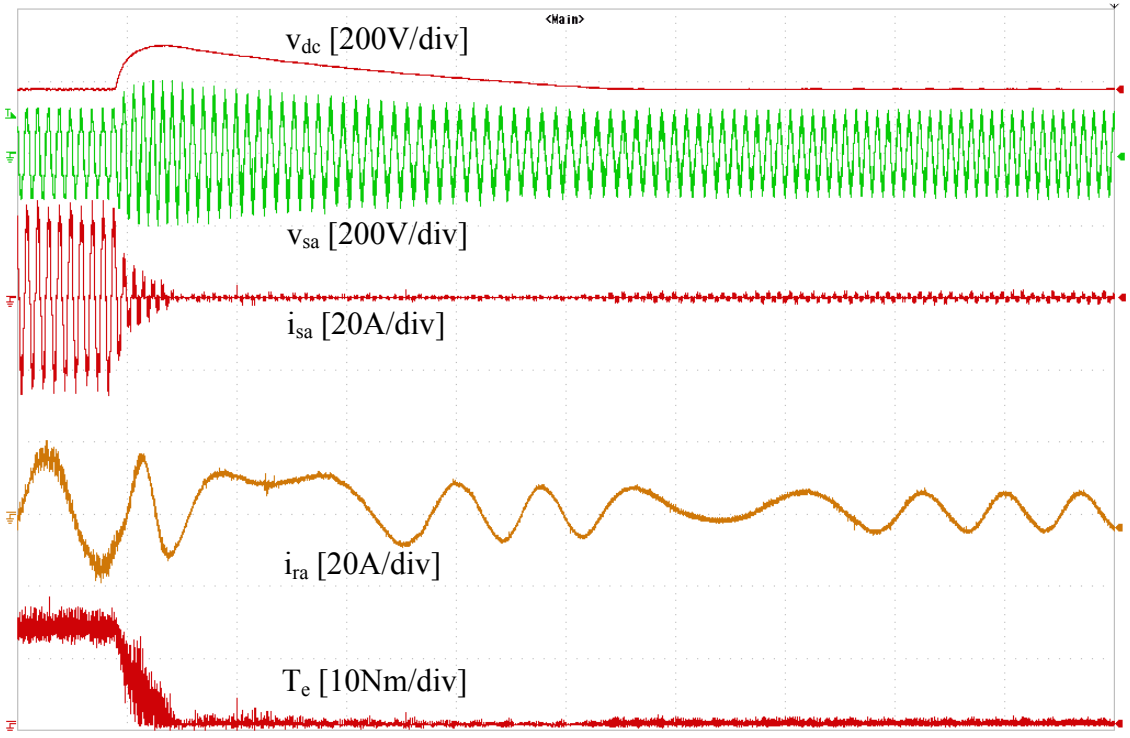
Na Rys. 7.15-7.17 przedstawiono wyniki laboratoryjne dla wyłączenia obciążenia z obwodu prądu stałego dla proponowanych metod bezpośredniego sterowania momentem wykorzystujących czujnik położenia kątowego. Na oscylogramach przedstawiono napięcie obwodu dc, napięcie stojana, prąd stojana, prąd wirnika oraz estymowany moment elektryczny maszyny. Wszystkie proponowane metody pozwalają na pracę układu w warunkach odłączenia obciążenia. We wszystkich metodach przeregulowanie napięcia jest znaczne (60%), przy czym najkrócej trwający stan przejściowy (0,9s) występuje dla metody sterowania DT|Ψ|C (Rys. 7.17). Przeładowanie obwodu DC nie zależy od metody sterowania, gdyż te nie mają wpływu na rozładowanie kondensatora obwodu DC. Rozładowanie kondensatora jest związane z pobieraną mocą strat przekształtnika wirnikowego oraz mocą strat wzbudzanej maszyny. Rozładowanie kondensatora można przyspieszyć dodatkowym rezystorem rozładowczym załączanym przez łącznik sterowany. Jest to typowe rozwiązanie zapobiegające wystąpieniu stanu nadnapięciowego w obwodach napięcia stałego z przekształtnikami energoelektronicznymi.



Rys. 7.15. Oscylogram prezentujący proces wyłączenia obciążenia układu MDZ-DC dla metody DTΨ$_d$C, v_{dc} – napięcie obwodu napięcia stałego, v_{sa} – napięcie fazowe stojana, i_{sa} – prąd fazowy stojana, i_{ra} – prąd fazowy wirnika, T_e – moment elektryczny maszyny.



Rys. 7.16. Oscylogram prezentujący proces wyłączenia obciążenia układu MDZ-DC dla metody DTIC, v_{dc} – napięcie obwodu napięcia stałego, v_{sa} – napięcie fazowe stojana, i_{sa} – prąd fazowy stojana, i_{ra} – prąd fazowy wirnika, T_e – moment elektryczny maszyny.

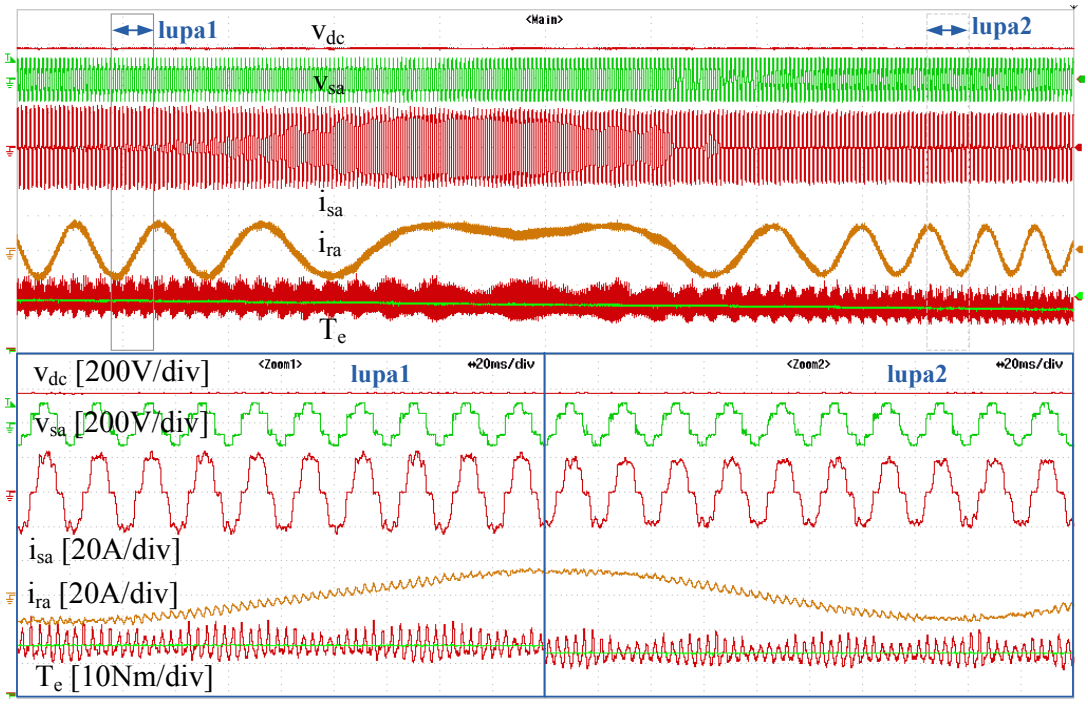


Rys. 7.17. Oscylogram prezentujący proces wyłączenia obciążenia układu MDZ-DC dla metody DT|Ψ|C z regulatorem częstotliwości napięcia stojana, v_{dc} – napięcie obwodu napięcia stałego, v_{sa} – napięcie fazowe stojana, i_{sa} – prąd fazowy stojana, i_{ra} – prąd fazowy wirnika, T_e – moment elektryczny maszyny.

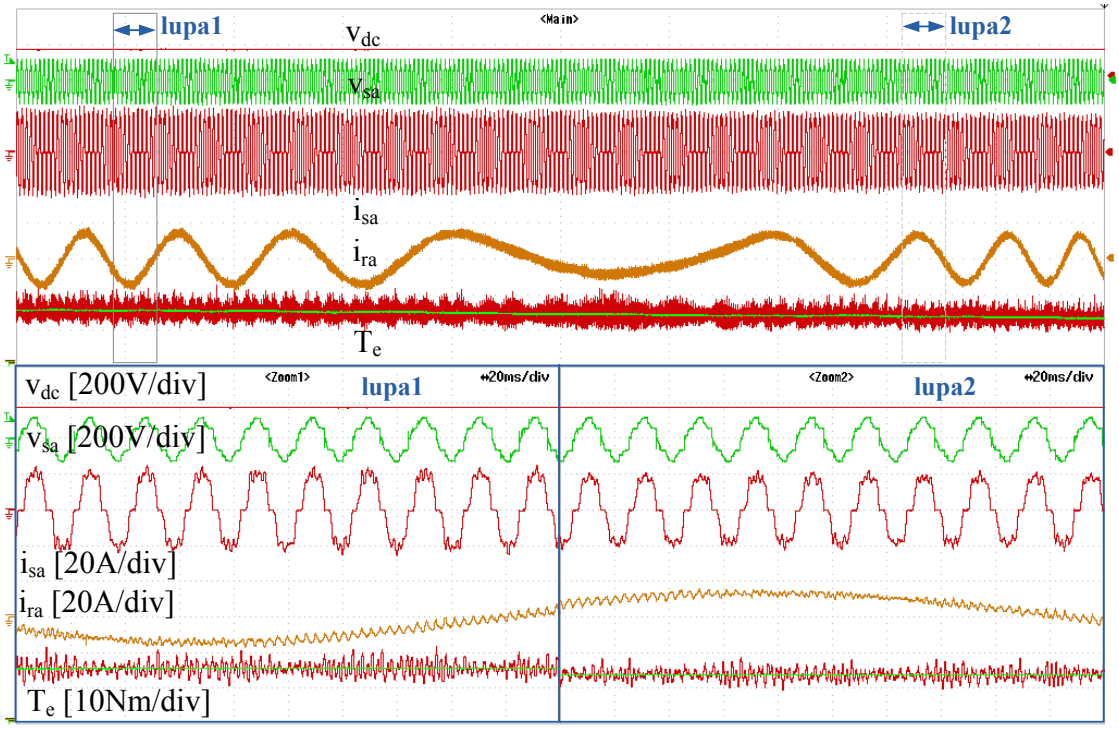
7.2.5 *Działanie układu MDZ-DC przy zmiennej prędkości obrotowej*

Na Rys. 7.18-7.20 przedstawiono wyniki laboratoryjne dla zmiennej prędkości obrotowej dla proponowanych metod sterowania bezpośredniego (DTΨ$_d$C, DTIC, DT|Ψ|C). Na oscylogramach przedstawiono napięcie obwodu dc, napięcie stojana, prąd stojana, prąd wirnika oraz estymowany moment elektryczny maszyny. Wszystkie proponowane metody sterowania pozwalają na pracę przy prędkości podsynchronicznej jak i nadsynchronicznej jak i przejście przez prędkość synchroniczną. We wszystkich przypadkach zaobserwować można nieznaczne zmniejszenie prądu wirnika oraz stojana oraz spadek momentu dla wyższej prędkości obrotowej. Jest to spowodowane stałą mocą zasilanego obciążenia a więc i stałą mocą dostarczaną z generatora, zatem przy wzrastającej prędkości obrotowej, wytwarzany moment elektryczny będzie się zmniejszał.

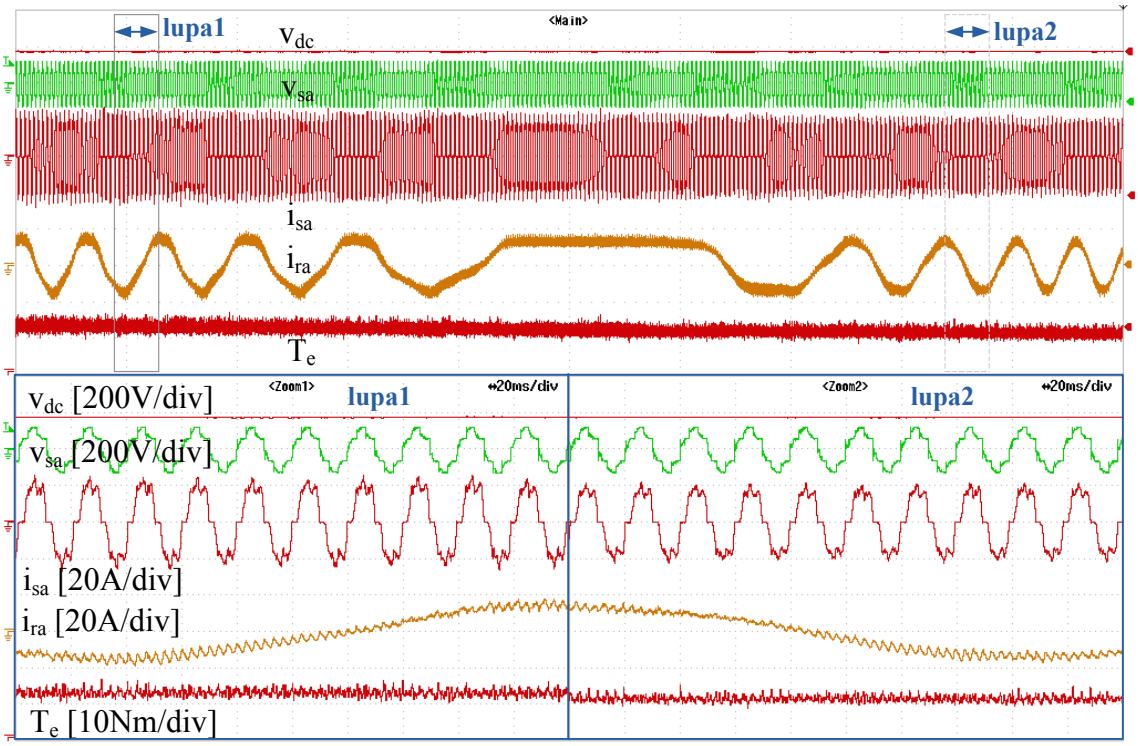
Na oscylogramach można zaobserwować, że w metodzie DTIC częstotliwość napięcia stojana nie jest utrzymywana precyzyjnie (48,5Hz – Rys. 7.19 – lupa 1 i lupa 2). Odstępstwo od pulsacji pożądanej wynika z nieprecyzyjnego oszacowania prądu magnesowania zadawanego w osi d. Błąd nie jest jednak duży (3%) biorąc pod uwagę analizowaną aplikację. Metoda DT|Ψ|C (Rys. 7.20) powoduje odkształcenia prądu wirnika przy prędkości bliskiej synchronicznej.



Rys. 7.18. Oscylogram prezentujący pracę układu MDZ-DC przy zmiennej prędkości obrotowej, w tym przy przejściu przez prędkość synchroniczną dla metody DTΨ$_d$C, v_{dc} – napięcie obwodu napięcia stałego, v_{sa} – napięcie fazowe stojana, i_{sa} – prąd fazowy stojana, i_{ra} – prąd fazowy wirnika, T_e – moment elektryczny maszyny.



Rys. 7.19. Oscylogram prezentujący pracę układu MDZ-DC przy zmiennej prędkości obrotowej, w tym przy przejściu przez prędkość synchroniczną dla metody DTIC, v_{dc} – napięcie obwodu napięcia stałego, v_{sa} – napięcie fazowe stojana, i_{sa} – prąd fazowy stojana, i_{ra} – prąd fazowy wirnika, T_e – moment elektryczny maszyny.



Rys. 7.20. Oscylogram prezentujący pracę układu MDZ-DC przy zmiennej prędkości obrotowej, w tym przy przejściu przez prędkość synchroniczną dla metody DT|Ψ|C z regulatorem częstotliwości napięcia stojana, v_{dc} – napięcie obwodu napięcia stałego, v_{sa} – napięcie fazowe stojana, i_{sa} – prąd fazowy stojana, i_{ra} – prąd fazowy wirnika, T_e – moment elektryczny maszyny.

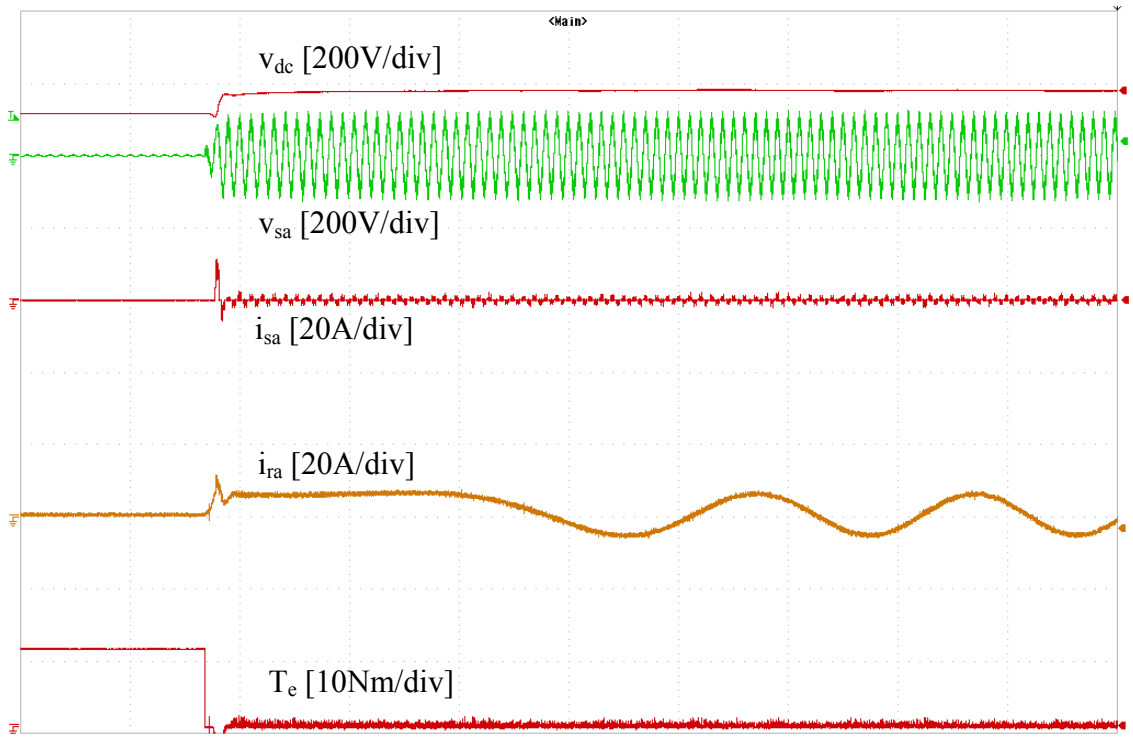
7.3 Weryfikacja laboratoryjna układu MDZ-DC bez czujników położenia wirnika

7.3.1 Start bezczujnikowego układu MDZ-DC z użyciem metody FOC

Realizacja bezczujnikowego sterowania metodą DTIC nie powiodłaby się bez uruchomienia układu inną metodą. W prezentacji metody bezczujnikowej DTIC w podrozdziale 5.2 wskazano, że podczas startu wzajemne interakcje między regulatorem momentu a obserwatorem MRAS powodują trudności w uruchomieniu układu MDZ-DC. Na kilkadziesiąt prób uruchomienia układu na stanowisku laboratoryjnym z wykorzystaniem bezczujnikowej metody DTIC powiodły się pojedyncze, dlatego nie można traktować tej metody jako pewnej przy uruchamianiu układu. Na potrzeby uruchomienia układu opracowano metodę bezczujnikową FOC z regulatorem częstotliwości napięcia stojana.

W metodzie FOC z czujnikiem położenia kąt transformacji nie jest wyszukiwany przez żaden układ synchronizacji, ale jest od razu znany jako różnica między zadanym kątem wektora strumienia stojana (po scałkowaniu zadawanej pulsacji synchronicznej), a kątem położenia mechanicznego. W metodzie bezczujnikowej pulsacja napięcia stojana (a więc i strumienia stojana) jest odtwarzana przez filtr SOGI, a następnie regulator pulsacji napięcia stojana (a więc i strumienia stojana) wyznacza w procesie regulacji (który nie musi być bardzo dynamiczny) pożądaną pulsację poślizgu, a po całkowaniu kąt transformacji. Taki proces synchronizuje układ współrzędnych, w którym realizowane jest sterowanie składowymi wektora prądu wirnika w metodzie FOC, z układem współrzędnych związanych ze zmiennymi stojana. Stąd w metodzie bezczujnikowej FOC proces synchronizacji układów współrzędnych obserwowany jest przede wszystkim jako zmiana pulsacji prądu wirnika przy stałej prędkości obrotowej (Rys. 7.21).

Obserwator MRAS podczas startu pracuje w tle i również synchronizuje model adaptacyjny z modelem odniesienia na potrzeby odtwarzania pulsacji mechanicznej i kąta położenia wirnika. Sygnały w obserwatora MRAS nie są używane w metodzie FOC, ale służą na tym etapie do prawidłowego wyznaczenia kąta początkowego położenia wirnika dla metody DTIC. Po kilku sekundach pracy z metoda FOC układ jest gotowy do przełączenia na bezczujnikową metodę sterowania DTIC.

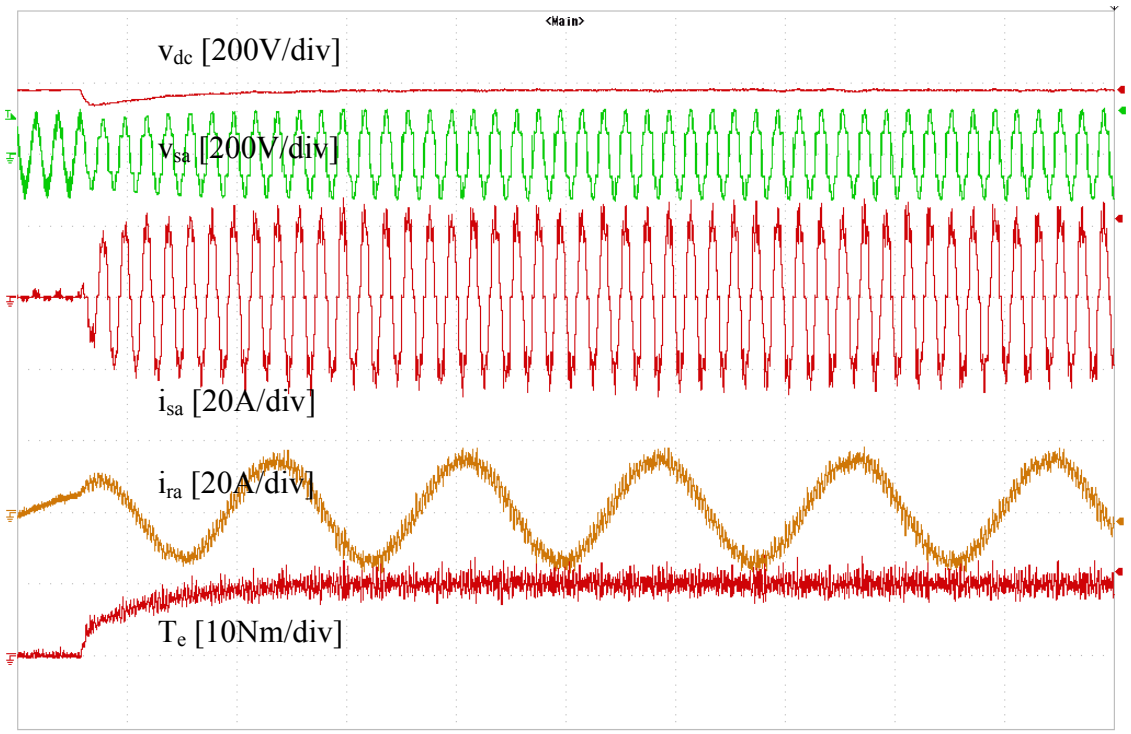


Rys. 7.21. Oscylogram prezentujący proces uruchomienia układu MDZ-DC dla bezczujnikowej metody FOC, v_{dc} – napięcie obwodu napięcia stałego, v_{sa} – napięcie fazowe stojana, i_{sa} – prąd fazowy stojana, i_{ra} – prąd fazowy wirnika, T_e – moment elektryczny maszyny.

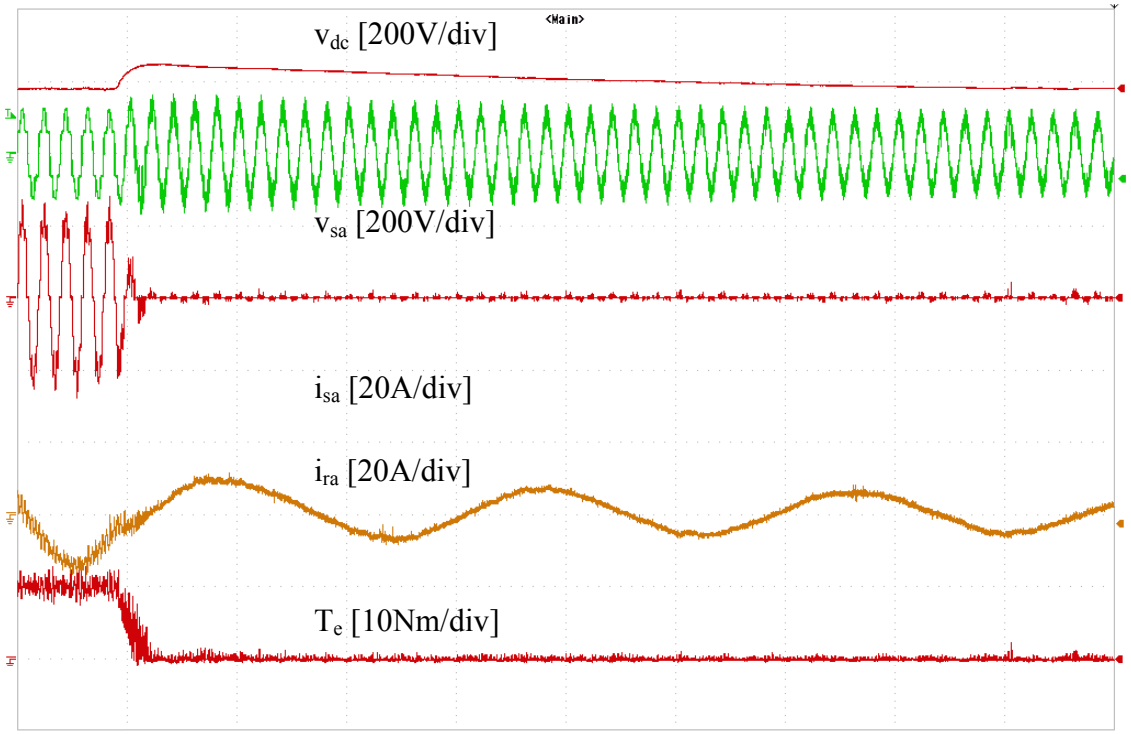
7.3.2 Praca bezczujnikowego układu MDZ-DC z użyciem metody DTIC

Na Rys. 7.22-7.25 przedstawiono wyniki laboratoryjne dla bezczujnikowej metody sterowania DTIC. Na oscylogramach przedstawiono napięcie obwodu dc, napięcie stojana, prąd stojana, prąd wirnika oraz estymowany moment elektryczny maszyny. Na oscylogramach można zaobserwować działanie MDZ-DC podczas załączenia (Rys. 7.22) i wyłączenia (Rys. 7.23) obciążenia, stan ustalony z obciążeniem (Rys. 7.24), jak również pracę układu przy zmiennej prędkości obrotowej (Rys. 7.25).

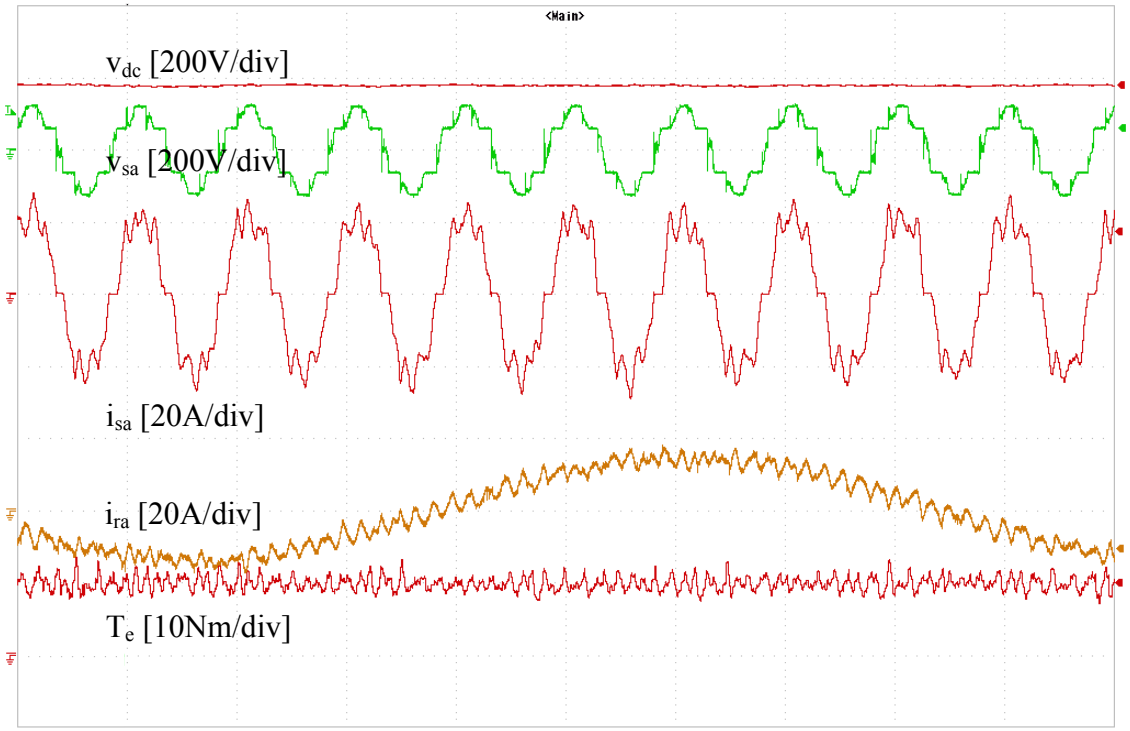
Ze względu na to, że prędkość mechaniczna w układzie nie zmienia się szybko, dynamika obserwatora prędkości nie jest duża. Obserwator w swojej strukturze wejściowej zawiera filtry pasmowo-przepustowe wycinające przede wszystkim wyższe harmoniczne w sygnałach mierzonych napięć stojana, prądów stojana oraz prądów wirnika. Zakłócenia harmoniczne nie są zatem przenoszone na odtwarzaną prędkość kątową i kąt położenia, a w związku z tym na kąt transformacji zmiennych. Dzięki temu tętnienia momentu w metodzie bezczujnikowej DTIC obserwowane na Rys. 7.24 są na zbliżonym poziomie do tętnień momentu obserwowanych przy metodzie z wykorzystaniem czujnika położenia (Rys. 7.5).



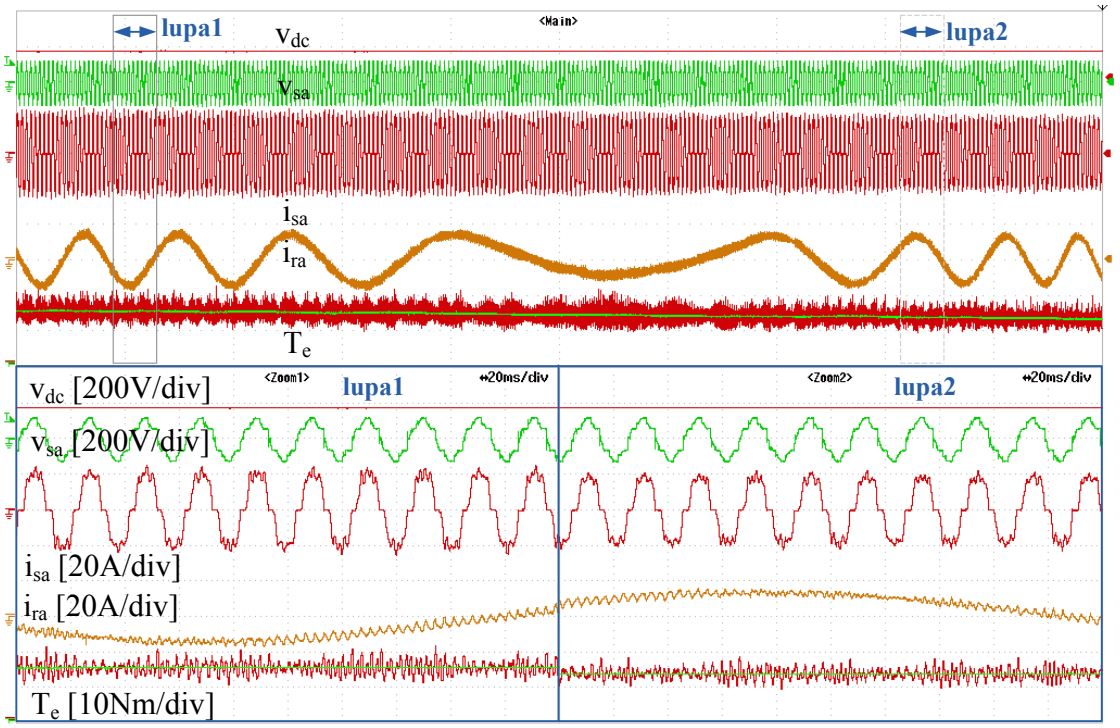
Rys. 7.22. Oscylogram prezentujący proces załączenia obciążenia układu MDZ-DC dla bezczujnikowej metody DTIC z obserwatorem MRAS, v_{dc} – napięcie obwodu napięcia stałego, v_{sa} – napięcie fazowe stojana, i_{sa} – prąd fazowy stojana, i_{ra} – prąd fazowy wirnika, T_e – moment elektryczny maszyny.



Rys. 7.23. Oscylogram prezentujący proces wyłączenia obciążenia układu MDZ-DC w czasie wyłączenia obciążenia dla bezczujnikowej metody DTIC z obserwatorem MRAS, v_{dc} – napięcie obwodu napięcia stałego, v_{sa} – napięcie fazowe stojana, i_{sa} – prąd fazowy stojana, i_{ra} – prąd fazowy wirnika, T_e – moment elektryczny maszyny.



Rys. 7.24. Oscylogram prezentujący pracę układu MDZ-DC w stanie ustalonym dla bezczujnikowej metody DTIC z obserwatorem MRAS, v_{dc} – napięcie obwodu napięcia stałego, v_{sa} – napięcie fazowe stojana, i_{sa} – prąd fazowy stojana, i_{ra} – prąd fazowy wirnika, T_e – moment elektryczny maszyny.

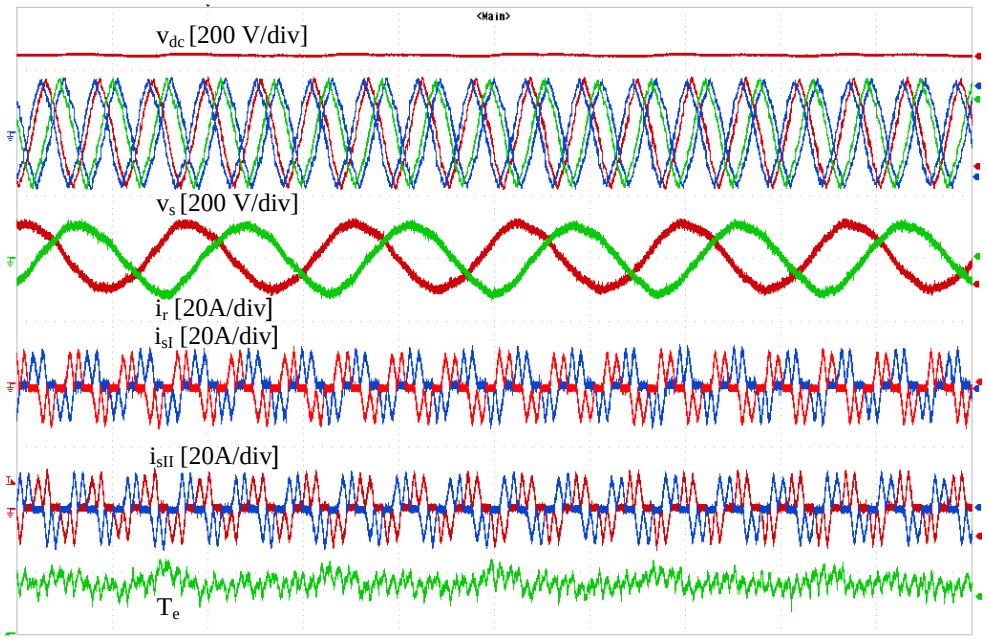


Rys. 7.25. Oscylogram prezentujący pracę układu MDZ-DC przy zmiennej prędkości obrotowej wirnika, w tym przy przejściu przez wartość prędkości synchronicznej dla bezczujnikowej metody DTIC z obserwatorem MRAS, v_{dc} – napięcie obwodu napięcia stałego, v_{sa} – napięcie fazowe stojana, i_{sa} – prąd fazowy stojana, i_{ra} – prąd fazowy wirnika, T_e – moment elektryczny maszyny.

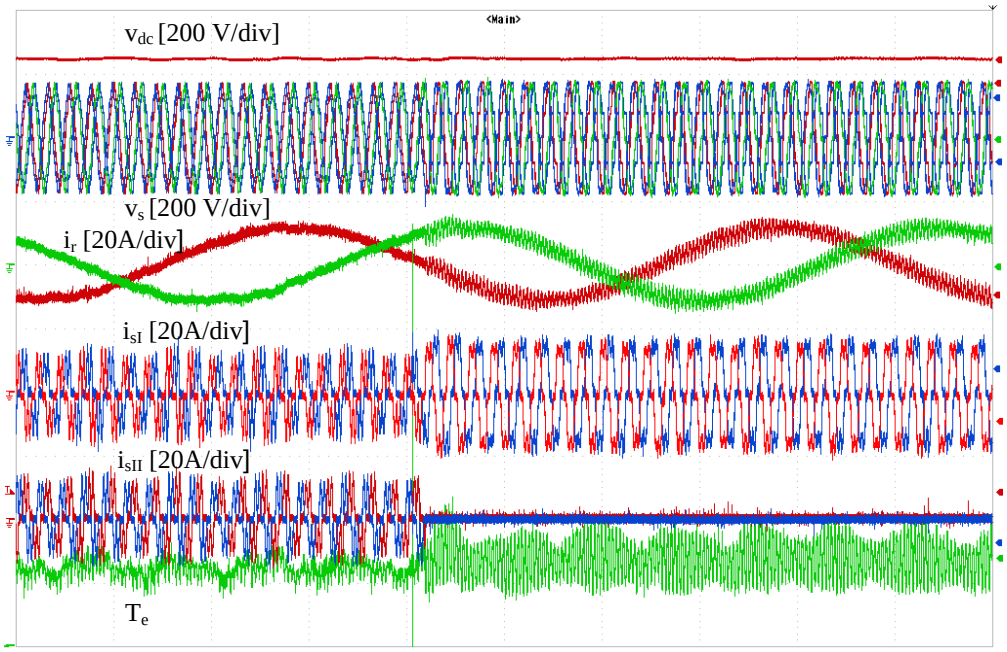
7.4 Weryfikacja laboratoryjna sterowania maszyną sześciofazową

Na Rys. 7.26-7.28 przedstawiono wyniki laboratoryjne dla sterowania maszyną pierścieniową o sześciofazowym stojanie i trójfazowym wirniku z użyciem metody bezczujnikowej FOC z filtrem SOGI-FLL do odtwarzania pulsacji napięcia stojana i z regulatorem pulsacji napięcia stojana. Weryfikacja laboratoryjna dla maszyny sześciofazowej została przeprowadzona dla napięcia w obwodzie prądu stałego o wartości 250 V. W trakcie badań stanów ustalonych maszyna była napędzana z prędkością 1450 obr/min, natomiast przy badaniu stanów nieustalonych prędkość maszyny była zmieniana w zakresie od 1350 do 1650 obr/min. Rezystancja obciążenia wynosiła 16 Ω, co przy napięciu 250V daje moc 3,9kW.

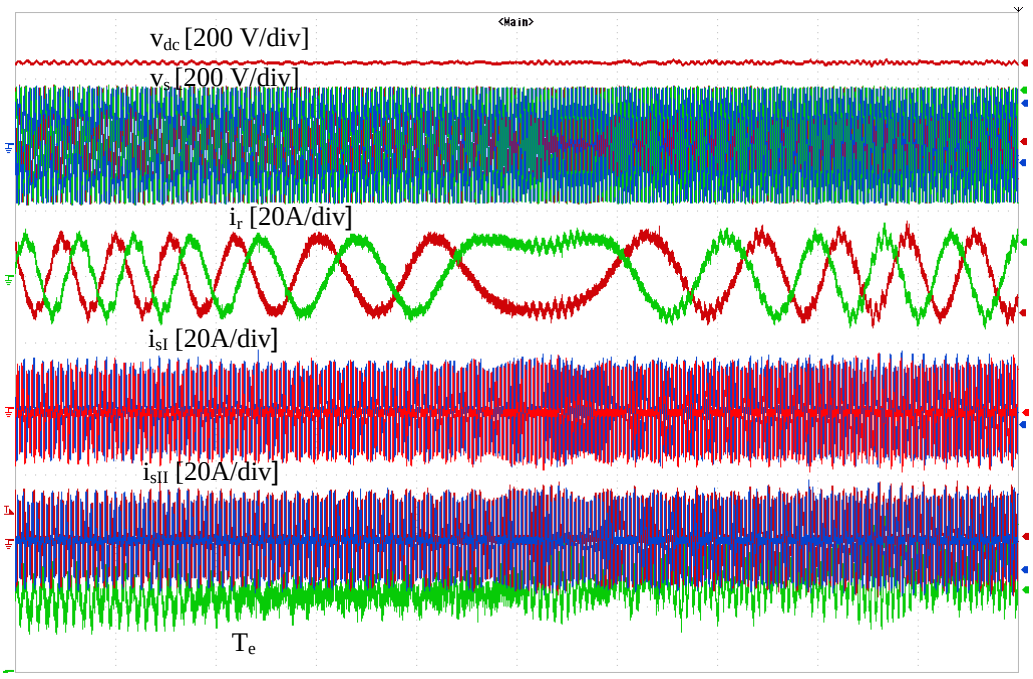
Na Rys. 7.26 przedstawiono stan ustalony. Maszyna posiada znacznie mniejszą indukcyjność rozproszenia niż przyjęta w badaniach symulacyjnych, stad charakter prądów fazowych (wyraźne dwa pulsy prądu fazowego) jest inny niż w symulacji. Maszyna jest obciążona około połową szacowanej mocy. Tętnienia momentu względem średniej wartości są zdecydowanie mniejsze niż w przypadku układów MDZ-DC z maszynami trójfazowymi z metodą sterowania polowo zorientowanego FOC (Rys. 7.3).



Rys. 7.26. Oscylogram prezentujący pracę układu MDZ-DC z maszyną o sześciofazowym asymetrycznym stojanie w stanie ustalonym dla bezczujnikowej metody FOC, v_{dc} – napięcie obwodu prądu stałego, v_s - napięcia fazowe stojana sekcji I i II, i_r – prądy fazowe wirnika, i_{sI} – prądy fazowe I sekcji stojana, i_{sII} – prądy fazowe drugiej sekcji stojana, T_e – moment elektryczny maszyny.



Rys. 7.27. Oscylogram prezentujący pracę układu MDZ-DC z maszyną o sześciofazowym asymetrycznym stojanie w czasie odłączenia jednej sekcji stojana dla bezczujnikowej metody FOC, v_{dc} – napięcie obwodu prądu stałego, v_s - napięcia fazowe stojana sekcji I i II, i_r – prądy fazowe wirnika, i_{sI} – prądy fazowe I sekcji stojana, i_{sII} – prądy fazowe drugiej sekcji stojana, T_e – moment elektryczny maszyny.



Rys. 7.28. Oscylogram prezentujący pracę układu MDZ-DC z maszyną o sześciofazowym asymetrycznym stojanie przy zmiennej prędkości, w tym przy przejściu przez prędkość synchroniczną dla bezczujnikowej metody , v_{dc} – napięcie obwodu prądu stałego, v_s - napięcia fazowe stojana sekcji I i II, i_r – prądy fazowe wirnika, i_{sI} – prądy fazowe I sekcji stojana, i_{sII} – prądy fazowe drugiej sekcji stojana, T_e – moment elektryczny maszyny.

Na Rys. 7.27 można zaobserwować, że odłączenie jednej z sekcji uzwojeń stojana prowadzące do ekwiwalentu maszyny trójfazowej powoduje bardzo wyraźny (prawie 3-krotny) wzrost tętnień momentu maszyny, co pokrywa się z wynikami symulacyjnymi.

Na Rys. 7.28 została pokazana praca układu dla zmiennej prędkości obrotowej oraz przejście przez prędkość synchroniczną. Na rysunku można zaobserwować znaczne tętnienia podharmoniczne prądu stojana oraz momentu elektrycznego maszyny zależne od prędkości obrotowej. Spowodowane jest to niedokładnościami w wykonaniu maszyny tj. asymetrii obwodu magnetycznego. Podobne tętnienia można zaobserwować w wypadku odłączenia jednej z sekcji stojana, jednak tętnienia są mniejsze. Wyjaśnienie tego wymaga dalszych badań, które nie są tematem pracy doktorskiej i eliminacja tego zjawiska wymagałyby projektowania maszyny od podstaw, nie zaś przezwojenia produkowanej seryjnie konstrukcji maszyny projektowanej jako trójfazowa. Żeby wyczerpująco przedstawić badania nad maszyną MDZ o sześciofazowym stojanie należałoby wykonać projekt takiej maszyny, co leży poza zakresem niniejszej rozprawy

Badania maszyny MDZ o sześciofazowym stojanie przedstawione są w ograniczonym zakresie ze względu na dużą niedokładność konstrukcji i asymetrię obwodu magnetycznego objawiającymi się występowaniem tętnień podharmonicznych. Stosowanie innych metod sterowania w tym metod bezpośredniego sterowania momentem przedstawionych w rozprawie dla maszyny o sześciofazowym stojanie wydaje się być niecelowe w kontekście badań symulacyjnych, ze względu na to, że niewiele mniejsze tętnienia momentu w stosunku do metody FOC można uzyskać stosując metodę DTIC, a wymagałoby to przynajmniej w części z tych metod pomiaru prądów sekcji stojana, co w przypadku dwu sekcji zwiększa znacząco liczbę wymaganych czujników.

8 Podsumowanie

W niniejszej pracy przedstawiono układy wytwarzania napięcia stałego z maszyną indukcyjną dwustronnie zasilaną (pierścieniową). Opracowano trzy warianty metody bezpośredniego sterowania momentem dla układu wytwarzania napięcia stałego z wykorzystaniem trójfazowej maszyny dwustronnie zasilanej. Przeanalizowano dwie metody z bezpośrednim zadawaniem częstotliwości, jedną z zadawaniem prądu wirnika w osi *d*, druga zaś z zadawaniem strumienia stojana w osi *d*. Dokonano syntezy sterowania dla proponowanych metod sterownia. Przedstawiono także jedną metodę bezpośredniego sterowania momentem z pośrednim zadawaniem częstotliwości przez zadawanie modułu wektora strumienia stojana, uzupełnioną o blok korekcji błędu częstotliwości napięcia stojana. Przeprowadzono porównania symulacyjne proponowanych metod pod kątem zmniejszania tętnień momentu maszyny w programie PSIM. W pracy zostały także zaproponowane metody bezczujnikowego sterowania zarówno dla sterowania polowo zorientowanego z wykorzystaniem przestrajanego filtru SOGI jak i bezpośredniego sterowania momentem z wykorzystaniem obserwatora MRAS.

Został także zaprezentowany układ wytwarzania napięcia stałego z wykorzystaniem maszyny sześciofazowej. Zaprezentowano model matematyczny maszyny o sześciofazowym asymetrycznym stojanie oraz trójfazowym wirniku wraz z sekcjami prostowników diodowych sześciopulsowych mających razem cechy prostownika dwunastopulsowego. Modele matematyczne zostały zaimplementowane w języku C. Dokonano porównania symulacyjnego maszyny sześciofazowej asymetrycznej z symetryczną będącą ekwiwalentem maszyny trójfazowej o tych samych parametrach. Wykazano w ten sposób istotną redukcję tętnień momentu w układzie z zastosowaniem maszyny sześciofazowej asymetrycznej. Przeprowadzono porównanie symulacyjne metody FOC z DTIC dla układu z maszyną sześciofazową.

W trakcie badań laboratoryjnych na maszynie trójfazowej zweryfikowano pracę układu dla wszystkich opracowanych metod sterowania bezpośredniego momentem, w tym wybraną metodę dla maszyny trójfazowej weryfikowano również w wariancie bezczujnikowym. Wykazano poprawność działania układu w stanach ustalonych, przy zmiennej prędkości, jaki i w stanach dynamicznych podczas skokowej zmiany obciążenia oraz przeciążenia układu. Przeprowadzono także badania laboratoryjne dla maszyny sześciofazowej. Skupiono się w nich na wykazaniu właściwości zmniejszania tętnień momentu wytwarzanych przez

prostownik diodowy dwunastopulsowym względem maszyny trójfazowej. Dokonano tego poprzez porównanie tętnień momentu układu dla maszyny z podłączonymi obiema sekcjami uzwojeń z maszyną z odłączną jedną sekcją uzwojeń stojana.

Otrzymane wyniki laboratoryjne wskazują na większe tętnienia momentu względem wyników symulacyjnych spowodowane nieidealnością maszyny, jednakże sama weryfikacja metod potwierdziła że największe tętnienia wprowadza metoda sterowania polowo-zorientowanego, natomiast metody sterowania bezpośredniego momentem wprowadzają odpowiednio mniejsze wartości tętnień momentu.

Również w przypadku maszyny sześciofazowej o asymetrycznym stojanie potwierdzono, że nie tyle metoda sterowania co samo zastosowanie sześciofazowego asymetrycznego stojana oraz prostownika dwunastopulsowego powoduje znaczną redukcję tętnień momentu względem maszyny trójfazowej z prostownikiem sześciopulsowym.

Do oryginalnych osiągnięć Autora rozprawy należy zaliczyć:

1. Syntezę i implementację metod bezpośredniego sterowania momentem z użyciem przekształtnika wirnikowego w autonomicznym układzie wytwarzania napięcia stałego z maszyną dwustronnie zasilaną.
2. Porównanie metod sterowania bezpośredniego ze sterowaniem polowo zorientowanym w warunkach symulacyjnych i eksperymentalnych.
3. Analizę oraz implementację bezczujnikowej metody bezpośredniego sterowania momentem dla maszyny trójfazowej.
4. Analizę pracy układu w stanach ustalonych i dynamicznych, w tym stanów nie rozpatrywanych w literaturze jak całkowite odłączenie obciążenia oraz przeciążenie.
5. Zaproponowanie oraz modelowanie autonomicznego układu wytwarzania napięcia stałego z wykorzystaniem sześciofazowej maszyny dwustronnie zasilanej
6. Porównanie maszyny trójfazowej z prostownikiem sześciopulsowym i sześciofazowej z prostownikiem dwunastopulsowym pod względem tętnień momentu elektrycznego
7. Opracowanie implementację oraz weryfikację symulacyjną i eksperymentalną sterowania dla maszyny sześciofazowej

Literatura

[1] Włodzimierz Koczara, *Kaskadowe układy napędowe z przekształtnikami tyrystorowymi*. Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, 1978.

[2] M. Liserre, R. Cardenas, M. Molinas, and J. Rodriguez, "Overview of Multi-MW Wind Turbines and Wind Parks," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 4, pp. 1081–1095, Apr. 2011.

[3] F. Blaabjerg, M. Liserre, and K. Ma, "Power electronics converters for wind turbine systems," *Ind. Appl. IEEE …*, vol. 48, no. 2, pp. 708–719, 2012.

[4] P. Li, Y.-D. Song, D.-Y. Li, W.-C. Cai, and K. Zhang, "Control and Monitoring for Grid-Friendly Wind Turbines: Research Overview and Suggested Approach," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 4, pp. 1979–1986, Apr. 2015.

[5] G. D. Marques and M. F. Iacchetti, "Sensorless Frequency and Voltage Control in the Stand-Alone DFIG-DC System," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 3, pp. 1949–1957, Mar. 2017.

[6] J. Zhao, X. Lyu, Y. Fu, X. Hu, and F. Li, "Coordinated Microgrid Frequency Regulation Based on DFIG Variable Coefficient Using Virtual Inertia and Primary Frequency Control," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 31, no. 3, pp. 833–845, Sep. 2016.

[7] A. Muhtadi and A. M. Saleque, "A performance study based on comparative analysis between SCIG and DFIG based wind energy conversion system in a microgrid at St. Martin's Island," in *2017 4th International Conference on Advances in Electrical Engineering (ICAEE)*, 2017, pp. 439–444.

[8] M. Tazil, V. Kumar, R. C. Bansal, S. Kong, Z. Y. Dong, and W. Freitas, "Three-phase doubly fed induction generators: an overview," *IET Electr. Power Appl.*, vol. 4, no. 2, p. 75, 2010.

[9] N. Yu, H. Nian, and Y. Quan, "A novel DC grid connected DFIG system with active power filter based on predictive current control," in *2011 International Conference on Electrical Machines and Systems*, 2011, pp. 1–5.

[10] G. Iwanski, "DFIG based power system supplying nonlinear load," in *2011 IEEE*

International Symposium on Industrial Electronics, 2011, pp. 1447–1452.

[11] G. Iwański and P. Maciejewski, "Wielofazowa prądnica indukcyjna, z trójfazowymi sekcjami uzwojeń stojana, z dostępnymi zaciskami wirnika," UPRP, *225985*, 2017.

[12] G. Iwański and P. Maciejewski, "Układ przekształtnikowo-elektromaszynowy do wytwarzania energii," UPRP, *227123*, 2017.

[13] G. Iwański and P. Maciejewski, "Układ przekształtnikowo-elektromaszynowy do wytwarzania energii," UPRP, *228467*, 2017.

[14] B. (Bin) Wu, *High-power converters and AC drives*. Wiley, 2006.

[15] G. D. Marques, "A simple and accurate system simulation of three-phase diode rectifiers," in *IECON '98. Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (Cat. No.98CH36200)*, vol. 1, pp. 416–421.

[16] C. Wu, H. Nian, B. Pang, and P. Cheng, "Adaptive Repetitive Control of DFIG-DC System Considering Stator Frequency Variation," *IEEE Trans. Power Electron.*, pp. 1–1, 2018.

[17] F. Blaschke, "The principle of field orientation applied to the new transvector closed-loop control system for rotating field machines," *Siemens Rev.*, vol. 34, no. 3, pp. 217–220, 1972.

[18] T. Luszczyk and G. Iwanski, "Comparison of decoupling structures in a rotor current control of doubly fed induction generator," in *2013 Eighth International Conference and Exhibition on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, 2013, pp. 1–5.

[19] M. Depenbrock, "Direct Self-Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 3, no. 4, pp. 420–429, 1988.

[20] I. Takahashi and T. Noguchi, "A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-22, no. 5, pp. 820–827, 1986.

[21] G. Abad, J. Lopez, M. Rodrıguez, L. Marroyo, and G. Iwanski, *Doubly fed induction modeling and control*, IEEE Press. Hoboken, NJ, USA: Wiley-IEEE Press, 2011.

[22] A. Dey, B. Singh, D. Chandra, and B. Dwivedi, "A novel approach to minimize torque ripples in DTC induction motor drive," in *2010 International Conference on Power,*

Control and Embedded Systems, 2010, pp. 1–6.

[23] M. Habibullah, D. D.-C. Lu, D. Xiao, and M. F. Rahman, "A Simplified Finite-State Predictive Direct Torque Control for Induction Motor Drive," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 6, pp. 3964–3975, Jun. 2016.

[24] G. D. Marques and M. F. Iacchetti, "DFIG topologies for DC networks: a Review on Control and Design Features," *IEEE Trans. Power Electron.*, pp. 1–1, 2018.

[25] M. F. Iacchetti, G. D. Marques, and R. Perini, "Torque Ripple Reduction in a DFIG-DC System by Resonant Current Controllers," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 8, pp. 4244–4254, Aug. 2015.

[26] G. D. Marques and M. F. Iacchetti, "A Self-Sensing Stator-Current-Based Control System of a DFIG Connected to a DC-Link," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 10, pp. 6140–6150, 2015.

[27] K. Hatua and V. T. Ranganathan, "Direct Torque Control Schemes for Split-Phase Induction Machine," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 5, pp. 1243–1254, 2005.

[28] A. Gundavarapu, H. Misra, and A. K. Jain, "Direct torque control scheme for dc voltage regulation of the standalone DFIG-DC system," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 5, pp. 3502–3512, May 2017.

[29] C. Wu and H. Nian, "An Improved Repetitive Control of DFIG-DC System for Torque Ripple Suppression," *IEEE Trans. Power Electron.*, pp. 1–1, 2017.

[30] G. Iwanski and W. Koczara, "Sensorless Direct Voltage Control of the Stand-Alone Slip-Ring Induction Generator," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 2, pp. 1237–1239, Apr. 2007.

[31] H. Misra, A. Gundavarapu, and A. K. Jain, "Control Scheme for DC Voltage Regulation of Stand-Alone DFIG-DC System," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 4, pp. 2700–2708, Apr. 2017.

[32] D. Forchetti, G. García, and M. I. Valla, "Vector control strategy for a doubly-fed stand-alone induction generator," in *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, 2002, vol. 2, pp. 991–995.

[33] P. Maciejewski and G. Iwanski, "Direct Torque Control for Autonomous Doubly Fed Induction Machine based DC Generator," in *2017 Twelfth International Conference on*

Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER), 2017, pp. 1–6.

[34] G. Iwanski and W. Koczara, "Sensorless direct voltage control of the stand-alone slip-ring induction generator," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 2, pp. 1237–1239, 2007.

[35] X. Xu and D. W. Novotny, "Selection of the flux reference for induction machine drives in the field weakening region," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 6, pp. 1353–1358, 1992.

[36] J. Hu and B. Wu, "New integration algorithms for estimating motor flux over a wide speed range," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 13, no. 5, pp. 969–977, 1998.

[37] M. Szypulski and G. Iwanski, "Sensorless State Control of Stand-Alone Doubly Fed Induction Generator Supplying Nonlinear and Unbalanced Loads," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 31, no. 4, pp. 1530–1538, Dec. 2016.

[38] C. Wu and H. Nian, "Sinusoidal Current Operation of DFIG-DC System without Stator Voltage Sensors," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, pp. 1–1, 2017.

[39] M. F. Iacchetti and G. D. Marques, "Voltage control in a DFIG-DC system connected to a stand-alone dc load," in *Proceedings - 2015 9th International Conference on Compatibility and Power Electronics, CPE 2015*, 2015, pp. 323–328.

[40] G. D. Marques and M. F. Iacchetti, "Field-Weakening Control for Efficiency Optimization in a DFIG Connected to a DC-Link," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 6, pp. 3409–3419, Jun. 2016.

[41] G. S. Buja and M. P. Kazmierkowski, "Direct Torque Control of PWM Inverter-Fed AC Motors—A Survey," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 4, pp. 744–757, Aug. 2004.

[42] Wang Nianchun and Xu Jin, "Study of DTC torque ripple reduction based on SVPWM," in *2005 International Conference on Electrical Machines and Systems*, 2005, pp. 2466-2468 Vol. 3.

[43] S. Kaboli, M. R. Zolghadri, S. Haghbin, and A. Emadi, "Torque ripple minimization in DTC of induction motor based on optimized flux value determination," in *IECON'03. 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IEEE Cat. No.03CH37468)*, pp. 431–435.

[44] H. Misra and A. K. Jain, “Mathematical Modeling and Control of Standalone DFIG-DC System in Rotor Flux Reference Frame,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, no. 5, pp. 3708–3719, May 2018.

[45] G. Iwanski, “DFIG based standalone power system operating at low load conditions,” in *13th European Conference on Power Electronics and Applications*, Barcelona, Spain, 2009, p. 7.

[46] C. Zuo, L. Huang, M. Zhang, Q. Chen, and A. Asundi, “Temporal phase unwrapping algorithms for fringe projection profilometry: A comparative review,” *Opt. Lasers Eng.*, vol. 85, pp. 84–103, Oct. 2016.

[47] M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, “A New Single - Phase PLL Structure Based on Second Order Generalized Integrator.” *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Jeju, Korea, 18-22 June 2006,

[48] P. Rodriguez, A. Luna, I. Candela, R. Mujal, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, “Multiresonant Frequency-Locked Loop for Grid Synchronization of Power Converters Under Distorted Grid Conditions,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 1, pp. 127–138, Jan. 2011.

[49] Yu Wang and Zhiquan Deng, “A stator flux estimation method for direct torque linear control of electrical excitation flux-switching generator,” in *2014 IEEE Conference and Expo Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*, 2014, pp. 1–6.

[50] P. William, S. Teukolsky, W. Vetterling, and B. Flannery, *Numerical recipes in C*, 2nd ed. Press Syndicate of the University of Cambridge, 1992.

[51] C. Schauder, “Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rotational Transducers,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 5, 1992.

[52] G. D. Marques and D. M. Sousa, “New Sensorless Rotor Position Estimator of a DFIG Based on Torque Calculations—Stability Study,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 27, no. 1, pp. 196–203, Mar. 2012.

[53] G. D. Marques and D. M. Sousa, “Air-Gap-Power-Vector-Based Sensorless Method for DFIG Control Without Flux Estimator,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 10, pp. 4717–4726, Oct. 2011.

[54] R. Peña, R. Cárdenas, J. Proboste, G. Asher, and J. Clare, “Sensorless control of

doubly-fed induction generators using a rotor-current-based MRAS observer," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 1, pp. 330–339, 2008.

[55] G. Yuan, Y. Li, J. Chai, and X. Jiang, "A novel position sensor-less control scheme of Doubly Fed Induction Wind Generator based on MRAS method," in *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2008, pp. 2723–2727.

[56] S.-K. Chung, "Phase-locked loop for grid-connected three-phase power conversion systems," *IEE Proc. - Electr. Power Appl.*, vol. 147, no. 3, p. 213, 2000.

[57] F. Gonzalez-Espin, E. Figueres, and G. Garcera, "An Adaptive Synchronous-Reference-Frame Phase-Locked Loop for Power Quality Improvement in a Polluted Utility Grid," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 6, pp. 2718–2731, Jun. 2012.

[58] H. Nian, P. Cheng, and Z. Q. Zhu, "Coordinated Direct Power Control of DFIG System Without Phase-Locked Loop Under Unbalanced Grid Voltage Conditions," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 4, pp. 2905–2918, Apr. 2016.

[59] M. Boger, "Performance capability analysis of the brushless doubly-fed machine as a wind generator," in *Seventh International Conference on Electrical Machines and Drives*, 1995, vol. 1995, pp. 458–461.

[60] V. Delli Colli, F. Marignetti, and C. Attaianese, "Analytical and Multiphysics Approach to the Optimal Design of a 10-MW DFIG for Direct-Drive Wind Turbines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 7, pp. 2791–2799, Jul. 2012.

[61] D. White and H. Woodson, *Electromechanical energy conversion*, 1st ed. Wiley; 1st Edition, 1959.

[62] E. . Ward and H. Harer, "Preliminary investigation of an invertor-fed 5-phase induction motor," *Proc. IEE*, no. 116, pp. 980–984, 1969.

[63] E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H. A. Toliyat, and S. Williamson, "Multiphase induction motor drives - a technology status review," *IET Electric Power Applications*, vol. 1, no. 4. pp. 489–516, 2007.

[64] S. Williamson and S. Smith, "Pulsating Torque and Losses in Multiphase Induction Machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 4, pp. 986–993, 2003.

[65] R. Bojoi, F. Farina, F. Profumo, and A. Tenconi, "Dual-Three Phase Induction Machine Drives Control—A Survey," *IEEJ Trans. Ind. Appl.*, vol. 126, no.

4, pp. 420–429, 2006.

[66] R. Nelson and P. Krause, “Induction Machine Analysis for Arbitrary Displacement Between Multiple Winding Sets,” *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, vol. PAS-93, no. 3, pp. 841–848, May 1974.

[67] G. K. Singh, K. Nam, and S. K. Lim, “A Simple Indirect Field-Oriented Control Scheme for Multiphase Induction Machine,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 4, pp. 1177–1184, Aug. 2005.

Lista symboli i skrótów

Skróty:

C – pojemność kondensatora obwodu dc

DTC – bezpośrednie sterowanie momentem (*ang. direct torque control*)

e_n – napięcia na diodach w *n*-tej gałęzi prostownika

f – częstotliwość

f_n – wartość funkcji napięciowej dla diod w *n* gałęzi

f_s – częstotliwość napięcia stojana

FOC – sterowanie polowo zorientowane (*ang. field oriented control*)

$g_x(i_x)$ – funkcja skokowa opisująca zachowanie idealnej diody prostownika w gałęzi x.

$\mathbf{i_s}$, $\mathbf{i_r}$ – wektory prądu stojana oraz prądu wirnika

$|i_r|$ – moduł wektora prądu wirnika

$|\hat{i}_r|$ – estymata modułu wektora prądu wirnika

$\mathbf{i_r}^{\mathbf{r}}$ – wektor prądu wirnika w układzie współrzędnych związanych z wirnikiem

i_{rA}, i_{rB}, i_{rC} – prądy fazowe wirnika

$i_{r\alpha}$, $i_{r\beta}$ – składowe wektora prądu wirnika w układzie $\alpha\beta$ stojana

$\hat{i}_{r\alpha}$, $\hat{i}_{r\beta}$ – estymaty składowych wektora prądu wirnika w układzie $\alpha\beta$

i_{rd}, i_{rq} – składowe wektora prądu wirnika w układzie *dq*

i_{rd}^*, i_{rq}^* – wartości zadane składowych wektora prądu wirnika w osiach *d* i *q*

i_L – prąd cewki prostownika diodowego

$|i_m|$ – moduł wektora prądu magnesowania

i_{sA}, i_{sB}, i_{sC} – prądy fazowe stojana

i_{sIA}, i_{sIB}, i_{sIC} – prądy fazowe pierwszej sekcji stojana

i_{sIIA}, i_{sIIB}, i_{sIIC} – prądy fazowe drugiej sekcji stojana

$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ – składowe wektora prądu stojana w układzie $\alpha\beta$ stojana

i_{sd}, i_{sq} – składowe wektora prądu stojana w układzie *dq*

$\mathbf{i_{sdqn}}$ – wektor *n*-tej harmonicznej prądu stojana w układzie *dq*

i_{sx}, i_{sy} – składowe wektora prądu stojana w układzie *xy*

i_{s01}, i_{s02} – składowe wektora prądu stojana w układzie $0_1 0_2$

i_{th} – prąd progowy gałęzi prostownika diodowego

i_x – prąd fazy x

k – wzmocnienie filtru SOGI

$\mathbf{L_s}$ – macierz indukcyjności stojana

$\mathbf{L_r}$ – macierz indukcyjności wirnika

L_s, L_r, L_m – indukcyjności stojana, wirnika i magnesowania

$L_{\sigma s}$, $L_{\sigma r}$ – indukcyjności rozproszenia stojana i wirnika

n – przekładnia zwojowa MDZ

N_r – liczba zwojów uzwojenia wirnika

N_s – liczba zwojów uzwojenia stojana

MDZ – maszyna dwustronnie zasilana

$\mathbf{M_{rs}}$ – macierz indukcyjności wirnik-stojan

$\mathbf{M_{sr}}$ – macierz indukcyjności stojan-wirnik

p_b – liczba par biegunów MDZ

P_{mech} – moc mechaniczna

P_r – moc czynna wirnika (moc poślizgu)

P_s – moc czynna stojana

P_{strat} – moc strat w maszynie

PWM – modulacja szerokości impulsów (*ang. pulse width modulation*)

$\mathbf{R_r}$ – macierz rezystancji wirnika

$\mathbf{R_s}$ – macierz rezystancji stojana

R_s, R_r – rezystancja uzwojeń stojana i wirnika

s_ω – poślizg

T_e – moment elektryczny

T_{en} – harmoniczna *n*-ta momentu elektrycznego

T_m – moment mechaniczny

T_e^* – zadana wartość momentu elektrycznego

$\mathbf{T_{6f}}$ – macierz transformacji z układu sześciofazowego do *dq-xy-0₁0₂*

$\mathbf{v_s}$, $\mathbf{v_r}$ – wektory napięcia stojana oraz napięcia wirnika

v_{dc} – napięcie obwodu dc

v_{dc}^* – zadana wartość napięcia obwodu dc

v_n – harmoniczna *n*-ta napięcia

$v_{s\alpha}, v_{s\beta}$ – składowe wektora napięcia stojana w osiach α i β

v_{sd}, v_{sq} – składowe wektora napięcia stojana w osiach *dq*

v_{sx}, v_{sy} – składowe wektora napięcia stojana w osiach x, *y*

v_{s01}, v_{s02} – składowe wektora napięcia stojana w osiach *0₁0₂*

α – kąt przesunięcia między sekcjami maszyny sześciofazowej

σ – współczynnik rozproszenia maszyny indukcyjnej

ε – błąd estymatora MRAS

$|\varepsilon_s|$ – moduł siły elektromotorycznej

ξ – wzmocnienie mechanizmu adaptacji SOGI

θ_s, θ_r, θ_m – kąt wirnika, stojana, mechaniczny

θ_s^* – zadany kąt napięcia stojana

$\mathbf{\Psi_s}$, $\mathbf{\Psi_r}$ – wektor strumienia stojana oraz strumienia wirnika

$\mathbf{\Psi_{s\alpha\beta}}$ – wektor strumienia stojana w układzie $\alpha\beta$

$\mathbf{\Psi_{s0}}$ – wektor wartości początkowych strumienia stojana

$\mathbf{\Psi_s^{est}}$ – wektor estymowany strumienia stojana

Ψ_{rd}, Ψ_{rq} – składowe wektora strumienia wirnika w osiach *d* i *q*

$|\Psi_s|^*$ –wartość zadana modułu wektora strumienia stojana

$|\Psi_s|$ – moduł strumienia stojana

Ψ_{sd}, Ψ_{sq} – składowe wektora strumienia stojana w osiach *d* i *q*

Ψ_{sx}, Ψ_{sy}– składowe wektora strumienia stojana w osiach *x* i y

Ψ_{s01}, Ψ_{s02}– składowe wektora strumienia stojana w osiach $0_1 0_2$

$\boldsymbol{\Psi_{sdqn}}$ – wektor *n*-tej harmonicznej strumienia stojana

ω_s – pulsacja napięcia stojana

ω_m – pulsacja mechaniczna

ω_r – pulsacja poślizgu

ω_{sync} – pulsacja synchroniczna

Ω_m – prędkość mechaniczna

Spis rysunków

Rys. 1.1. Schemat układu prądnicy dwustronnie zasilanej pracującej jako generator napięcia stałego MDZ-DC. 10

Rys. 1.2. Schemat układu prądnicy dwustronnie zasilanej z transformatorem wielofazowym po stronie stojana pracującej jako generator napięcia stałego MDZ-DC. 10

Rys. 2.1. Wykresy maksymalnych mocy mechanicznej P_m, mocy czynnej stojana P_s i mocy czynnej wirnika P_r maszyny indukcyjnej pierścieniowej pracującej generatorowo. 15

Rys. 2.2. Schemat zastępczy modelu dynamicznego maszyny dwustronnie zasilanej w wirującym układzie współrzędnych. 15

Rys. 2.3. Schemat prostownika dwunastopulsowego. 18

Rys. 2.4. Schemat prostownika diodowego sześciopulsowego z oznaczeniami zmiennych użytych do modelowania. 18

Rys. 2.5. Funkcja skokowa Heaviside'a do opisu napięć na diodach. 19

Rys. 2.6. Funkcja wygładzająca $g_x(i_x/10^2)$ do zamodelowania prostownika diodowego. 19

Rys. 2.7. Schematy symulacyjne układu MDZ-DC przedstawiajace układ z a) modelem prostownika zaczerpniętym z biblioteki oprogramowania i b) modelem prostownika zaimplementowanym w bloku języka C. 20

Rys. 2.8. Porównanie wyników symulacyjnych układów MDZ-DC z modelem prostownika diodowego sześciopulsowego w bloku C oraz z modelem dostępnym w bibliotece oprogramowania symulacyjnego PSIM, v_{dc} – napięcie obwodu napięcia stałego, T_e – moment elektryczny, i_{ra} – prąd fazowy wirnika, i_{sa} – prąd fazowy stojana, u_{sa} – napięcie fazowe stojana. 21

Rys. 2.9. Widmo tętnień momentu elektrycznego FFT(T_e) maszyny dwustronnie zasilanej pracującej jako generator napięcia stałego. 23

Rys. 3.1. Podział podstawowych metod sterowania maszyny dwustronnie zasilanej. 25

Rys. 3.2. Schemat ideowy metod zadawania częstotliwości w układach autonomicznych, a) z bezpośrednim zadawaniem częstotliwości, b) z pośrednim zadawaniem częstotliwości. 29

Rys. 3.3. Schemat układu MDZ-DC se sterowaniem polowo zorientowanym względem wektora strumienia stojana. 30

Rys. 3.4. Porównanie sterowania polowo zorientowanego FOC z wykorzystaniem falownika z regulatorami prądu i idealnego źródła prądowego w warunkach symulacji komputerowej, T_e – moment elektryczny maszyny, i_r – prąd fazowy wirnika. 31
Rys. 4.1. Schemat układu MDZ-DC z bezpośrednim sterowaniem momentu metodą DTΨ_dC. 34
Rys. 4.2. Schemat układu MDZ-DC z bezpośrednim sterowaniem momentu metodą DTIC. 34
Rys. 4.3. Schemat blokowy układu sterowania w osiach *d* i *q* w metodzie DTΨ_dC. 36
Rys. 4.4. Schemat blokowy układu sterowania w osiach *d* i *q* w metodzie DTIC. 38
Rys. 4.5. Wyniki symulacyjne przedstawiające porównanie przebiegów momentu elektrycznego – T_e oraz napięcia w obwodzie prądu stałego – v_{dc}, w metodach FOC, DTΨ_dC oraz DTIC. 39
Rys. 4.6. Wyniki symulacyjne przedstawiające prążki szóstej harmonicznej momentu elektrycznego – $FFT_{6th}(T_e)$ i napięcia w obwodzie prądu stałego – $FFT_{6th}(v_{dc})$ dla metod FOC, DTΨ_dC oraz DTIC. 39
Rys. 4.7. Wyniki symulacji metody sterowania polowo zorientowanego FOC przy braku obciążenia i zerowym zadanym prądzie w osi d, T_e – moment elektryczny, v_{dc} – napięcie w obwodzie prądu stałego. 40
Rys. 4.8. Wyniki symulacyjne metody FOC przy wyłączeniu obciążenia w chwili 1s z zadawaniem składowej prądu wirnika w osi *d* na poziomie prądu magnesowania, T_e – moment elektryczny, v_{dc} – napięcie w obwodzie prądu stałego. 41
Rys. 4.9. Schemat układu MDZ-DC z bezpośrednim sterowaniem momentu metodą DT|Ψ|C. 43
Rys. 4.10. Porównanie działania metod sterowania DT|Ψ|C i DTIC maszyny MDZ pracującej jako prądnica napięcia stałego w stanie ustalonym, T_e – moment elektryczny, v_{dc} – napięcie w obwodzie prądu stałego. 43
Rys. 4.11. Schemat blokowy metody korekcji częstotliwości dla sterowania DT|Ψ|C do zadawania prawidłowego modułu strumienia odpowiadającego pożądanej pulsacji napięcia stojana. 44
Rys. 4.12. Wyniki symulacyjne pracy układu MDZ-DC ze sterowaniem DT|Ψ|C z użyciem metody opsanej w [28] (bez korekcji pulsacji napięcia stojana), przy skokowej zmianie obciążenia, T_e – moment elektryczny, i_r – prąd wirnika, ω_s – otrzymana w wyniku sterowania pulsacja napięcia stojana. 45
Rys. 4.13. Wyniki symulacyjne pracy układu MDZ-DC ze sterowaniem DT|Ψ|C z użyciem metody opisanej w [25] (bez korekcji pulsacji napięcia stojana), z uwzględnieniem kompensacji spadku napięcia na rezystancji stojana, przy skokowej zmianie obciążenia,

T_e – moment elektryczny, i_r – prąd wirnika, ω_s – otrzymana w wyniku sterowania pulsacja napięcia stojana. 45
Rys. 4.14. Wyniki symulacyjne pracy układu MDZ-DC ze sterowaniem DT|Ψ|C z korekcją pulsacji napięcia stojana, przy skokowej zmianie obciążenia, T_e – moment elektryczny, i_r – prąd wirnika, ω_s – otrzymana w wyniku sterowania pulsacja napięcia stojana. 46
Rys. 4.15. Wyniki symulacyjne pracy układu MDZ-DC ze sterowaniem DT|Ψ|C z korekcją pulsacji napięcia stojana, przy wyłączeniu obciążenia, T_e – moment elektryczny, i_r – prąd wirnika, ω_s – otrzymana w wyniku sterowania pulsacja napięcia stojana. 46
Rys. 4.16. Schemat zabezpieczenia przeciwprzeciążeniowego dla sterowania DT|Ψ|C. 47
Rys. 4.17. Wyniki symulacyjne działania zabezpiecznia przeciwprzeciążeniowego przy metodzie DT|Ψ|C, i_{ra} – prąd fazowy wirnika, i_{sa} – prąd fazowy stojana, v_{dc} – napięcie obwodu prądu stałego, $|i_r|$ - amplituda prądu wirnika, T_{emax} – modyfikowany maksymalny moment możliwy do zadania przez regulator napięcia obwodu prądu stałego (modyfikowane ograniczenie wyjścia regulatora) 48
Rys. 5.1. Filtr SOGI stosowany jako układ synchronizujący do podstawowej harmonicznej wybranego sygnału o stałej częstotliwosci. 50
Rys. 5.2. Filtr SOGI adaptacyjną zmianą częstotliwości (SOGI-FLL) stosowany jako układ synchronizujący do podstawowej harmonicznej wybranego sygnału o zmiennej częstotliwosci. 50
Rys. 5.3. Schemat blokowy wyznaczania składowych wektora strumienia stojana z filtrem dolnoprzepustowym pierwszego rzędu LPF. 51
Rys. 5.4. Estymator strumienia stojana oparty na adaptacyjnej kompensacji. 52
Rys. 5.5. Zmodyfikowany estymator strumienia stojana oparty na adaptacyjnej kompensacji. 52
Rys. 5.6. Schemat ogólny metody estymacji położenia wirnika MRAS. 53
Rys. 5.7. Schemat metody estymacji kąta położenia MRAS opartej na estymacji prądu wirnika. 54
Rys. 5.8. Schemat układu MDZ-DC z bezpośrednim sterowaniem momentu bezczujnikową metodą DTIC z obserwatorem prędkości i kąta położenia MRAS. 55
Rys. 5.9. Porównanie tętnień momentu elektrycznego T_e w układzie MDZ-DC dla czujnikowej i bezczujnikowej metody DTIC. 56
Rys. 5.10. Wyniki symulacyjne pracy bezczujnikowej metody DTIC przy zmiennej prędkości obrotowej z przejściem przez prędkość synchroniczną, T_e – moment elektryczny, i_r – prąd fazowy wirnika, ω_m – prędkość kątowa wirnika. 56

Rys. 5.11. Schemat układu MDZ-DC z bezczujnikową metodą sterowania polowo zorientowanego FOC z adaptacyjnym filterm SOGI odtwarzajacym pulsację napięcia stojana. 58
Rys. 6.1. Schemat układu MDZ-DC z wykorzystaniem maszyny indukcyjnej pierścieniowej sześciofazowej w układzie wytwarzania napięcia stałego z prostownikiem dwunastopulsowym. 60
Rys. 6.2. Schemat uzwojeń stojana maszyny pierścieniowej sześciofazowej asymetrycznej. 61
Rys. 6.3. Schemat zastępczy maszyny sześciofazowej w wirującym układzie współrzędnych. 65
Rys. 6.4. Wyniki symulacyjne układu MDZ-DC z maszyną pierścieniową o sześciofazowym asymetrycznym stojanie i trójfazowym wirniku z wymuszonym sinusoidalnym prądem wirnika, i_r – prąd fazowy wirnika, i_s – prąd fazowy stojana (prądy fazy pierwszej w I i II sekcji trójfazowej), T_e – moment elektryczny. 66
Rys. 6.5. Składowe wektora prądu stojana w osiach *dq*, *xy*, $0_1 0_2$ oraz prąd fazy a pierwszej sekcji trójfazowej stojana w maszynie dwustronnie zasilanej sześciofazowej asymetrycznej pracującej jako generator napięcia stałego. 66
Rys. 6.6. Model dynamiczny maszyny dwustronnie zasilanej o sześciofazowym stojanie i trójfazowym wirniku potraktowanej jako maszyna podwójnie trójfazowa w wirującym układzie współrzędnych. 67
Rys. 6.7. Przebiegi momentów elektrycznych T_e maszyn sześciofazowej symetrycznej i sześciofazowej asymetrycznej dla sterowania FOC. 67
Rys. 6.8. Wyniki symulacyjne przedstawiające momenty elektryczne $T_{e(I+II)}$, $T_{e(I)}$, oraz prądy faz a pierwszej i_{sIa} i drugiej i_{sIIa} sekcji stojana maszyny podwójnie trójfazowej z pracującymi obydwoma sekcjami (oznaczenie I+II) oraz z odłączoną jedną sekcją (oznaczenie I). 69
Rys. 6.9. Wyniki symulacyjne układu MDZ-DC z maszyną o sześciofazowym stojanie dla sterowania polowo zorientowanego FOC, v_{dc} – napięcie obwodu prądu stałego, T_e – moment elektryczny, i_s – prąd fazowy stojana (prądy fazy pierwszej w I i II sekcji trójfazowej), i_r – prąd fazowy wirnika. 70
Rys. 6.10. Schemat układu MDZ-DC z bezpośrednim sterowaniem momentu metodą DTIC z wykorzystaniem maszyny pierścieniowej o sześciofazowym asymetrycznym stojanie i trójfazowym wirniku. 71
Rys. 6.11. Wyniki symulacyjne układu MDZ-DC z maszyną o sześciofazowym asymetrycznym stojanie dla bezpośredniego sterowania momentem DTIC, v_{dc} – napięcie

obwodu prądu stałego, T_e – moment elektryczny, i_s – prąd fazowy stojana (prądy fazy pierwszej w I i II sekcji trójfazowej), i_r – prąd fazowy wirnika. 72
Rys. 6.12. Wyniki symulacyjne porównujące tętnienia momentu elektrycznego T_e dla metod DTIC oraz FOC w układzie MDZ-DC z maszyną o sześciofazowym asymetrycznym stojanie oraz trójfazowym wirniku. 72
Rys. 6.13. Wyniki symulacyjne układu MDZ-DC z maszyną o sześciofazowym stojanie dla bezczujnikowej metody sterowania polowo zorientowanego FOC, i_r – prąd fazowy wirnika, 73
Rys. 7.1. Widok komponentów stanowiska laboratoryjnego, a) przekształtnik wirnikowy, b) zespół maszynowy z maszyną MDZ o trójfazowym stojanie, c) zespół maszynowy z maszyną MDZ o sześciofazowym stojanie. 77
Rys. 7.2. Schemat stanowiska laboratoryjnego z maszyną MDZ a) trójfazową i b) sześciofazową. 77
Rys. 7.3. Oscylogram prezentujący pracę układu MDZ-DC w stanie ustalonym dla metody sterowania polowo zorientowanego FOC, v_{sa} – napięcie fazowe stojana, i_{sa} – prąd fazowy stojana, i_{ra} – prąd fazowy wirnika, T_e – moment elektryczny maszyny. 80
Rys. 7.4. Oscylogram prezentujący pracę układu MDZ-DC w stanie ustalonym dla metody DTΨ_dC, v_{dc} – napięcie obwodu napięcia stałego, v_{sa} – napięcie fazowe stojana, i_{sa} – prąd fazowy stojana, i_{ra} – prąd fazowy wirnika, T_e – moment elektryczny maszyny. 80
Rys. 7.5. Oscylogram prezentujący pracę układu MDZ-DC w stanie ustalonym dla metody DTIC, v_{dc} – napięcie obwodu napięcia stałego, v_{sa} – napięcie fazowe stojana, i_{sa} – prąd fazowy stojana, i_{ra} – prąd fazowy wirnika, T_e – moment elektryczny maszyny. 81
Rys. 7.6. Oscylogram prezentujący pracę układu MDZ-DC w stanie ustalonym dla metody DT|Ψ|C z regulatorem częstotliwosci napięcia stojana, v_{dc} – napięcie obwodu napięcia stałego, v_{sa} – napięcie fazowe stojana, i_{sa} – prąd fazowy stojana, i_{ra} – prąd fazowy wirnika, T_e – moment elektryczny maszyny. 81
Rys. 7.7. Oscylogram prezentujący pracę układu MDZ-DC w czasie przełączenia metod sterowania ze sterowania polowo zorientowanego FOC na metodę DTIC, v_{dc} – napięcie obwodu napięcia stałego, v_{sa} – napięcie fazowe stojana, i_{sa} – prąd fazowy stojana, i_{ra} – prąd fazowy wirnika, T_e – moment elektryczny maszyny. 82
Rys. 7.8. Oscylogram prezentujący pracę układu MDZ-DC w czasie przeciążenia dla metody DT|Ψ|C z regulatorem częstotliwości napięcia stojana, v_{dc} – napięcie obwodu napięcia

stałego, v_{sa} – napięcie fazowe stojana, i_{sa} – prąd fazowy stojana, i_{ra} – prąd fazowy wirnika, T_e – moment elektryczny maszyny. 83
Rys. 7.9. Oscylogram prezentujący proces uruchamienia układu MDZ-DC dla metody DTΨ$_d$C, v_{dc} – napięcie obwodu napięcia stałego, v_{sa} – napięcie fazowe stojana, i_{sa} – prąd fazowy stojana, i_{ra} – prąd fazowy wirnika, T_e – moment elektryczny maszyny. 84
Rys. 7.10. Oscylogram prezentujący proces uruchamienia układu MDZ-DC dla metody DTIC, v_{dc} – napięcie obwodu napięcia stałego, v_{sa} – napięcie fazowe stojana, i_{sa} – prąd fazowy stojana, i_{ra} – prąd fazowy wirnika, T_e – moment elektryczny maszyny, 85
Rys. 7.11. Oscylogram prezentujący proces uruchamienia układu MDZ-DC dla metody DT|Ψ|C, v_{dc} – napięcie obwodu napięcia stałego, v_{sa} – napięcie fazowe stojana, i_{sa} – prąd fazowy stojana, i_{ra} – prąd fazowy wirnika, T_e – moment elektryczny maszyny. 85
Rys. 7.12. Oscylogram prezentujący proces załączenia obciążenia układu MDZ-DC dla metody DTΨ$_d$C, v_{dc} – napięcie obwodu napięcia stałego, v_{sa} – napięcie fazowe stojana, i_{sa} – prąd fazowy stojana, i_{ra} – prąd fazowy wirnika, T_e – moment elektryczny maszyny. 86
Rys. 7.13. Oscylogram prezentujący proces załączenia obciążenia układu MDZ-DC dla metody DTIC, v_{dc} – napięcie obwodu napięcia stałego, v_{sa} – napięcie fazowe stojana, i_{sa} – prąd fazowy stojana, i_{ra} – prąd fazowy wirnika, T_e – moment elektryczny maszyny. 87
Rys. 7.14. Oscylogram prezentujący proces załączenia obciążenia układu MDZ-DC dla metody DT|Ψ|C z regulatorem częstotliwości napięcia stojana, v_{dc} – napięcie obwodu napięcia stałego, v_{sa} – napięcie fazowe stojana, i_{sa} – prąd fazowy stojana, i_{ra} – prąd fazowy wirnika, T_e – moment elektryczny maszyny. 87
Rys. 7.15. Oscylogram prezentujący proces wyłączenia obciążenia układu MDZ-DC dla metody DTΨ$_d$C, v_{dc} – napięcie obwodu napięcia stałego, v_{sa} – napięcie fazowe stojana, i_{sa} – prąd fazowy stojana, i_{ra} – prąd fazowy wirnika, T_e – moment elektryczny maszyny. 88
Rys. 7.16. Oscylogram prezentujący proces wyłączenia obciążenia układu MDZ-DC dla metody DTIC, v_{dc} – napięcie obwodu napięcia stałego, v_{sa} – napięcie fazowe stojana, i_{sa} – prąd fazowy stojana, i_{ra} – prąd fazowy wirnika, T_e – moment elektryczny maszyny. 89
Rys. 7.17. Oscylogram prezentujący proces wyłączenia obciążenia układu MDZ-DC dla metody DT|Ψ|C z regulatorem częstotliwości napięcia stojana, v_{dc} – napięcie obwodu napięcia stałego, v_{sa} – napięcie fazowe stojana, i_{sa} – prąd fazowy stojana, i_{ra} – prąd fazowy wirnika, T_e – moment elektryczny maszyny. 89
Rys. 7.18. Oscylogram prezentujący pracę układu MDZ-DC przy zmiennej prędkości obrotowej, w tym przy przejściu przez prędkość synchroniczną dla metody DTΨ$_d$C, v_{dc} –

napięcie obwodu napięcia stałego, v_{sa} – napięcie fazowe stojana, i_{sa} – prąd fazowy stojana, i_{ra} – prąd fazowy wirnika, T_e – moment elektryczny maszyny. 90
Rys. 7.19. Oscylogram prezentujący pracę układu MDZ-DC przy zmiennej prędkości obrotowej, w tym przy przejściu przez prędkość synchroniczną dla metody DTIC, v_{dc} – napięcie obwodu napięcia stałego, v_{sa} – napięcie fazowe stojana, i_{sa} – prąd fazowy stojana, i_{ra} – prąd fazowy wirnika, T_e – moment elektryczny maszyny. 91
Rys. 7.20. Oscylogram prezentujący pracę układu MDZ-DC przy zmiennej prędkości obrotowej, w tym przy przejściu przez prędkość synchroniczną dla metody DT|Ψ|C z regulatorem częstotliwości napięcia stojana, v_{dc} – napięcie obwodu napięcia stałego, v_{sa} – napięcie fazowe stojana, i_{sa} – prąd fazowy stojana, i_{ra} – prąd fazowy wirnika, T_e – moment elektryczny maszyny. 91
Rys. 7.21. Oscylogram prezentujący proces uruchomienia układu MDZ-DC dla bezczujnikowej metody FOC, v_{dc} – napięcie obwodu napięcia stałego, v_{sa} – napięcie fazowe stojana, i_{sa} – prąd fazowy stojana, i_{ra} – prąd fazowy wirnika, T_e – moment elektryczny maszyny. 93
Rys. 7.22. Oscylogram prezentujący proces załączenia obciążenia układu MDZ-DC dla bezczujnikowej metody DTIC z obserwatorem MRAS, v_{dc} – napięcie obwodu napięcia stałego, v_{sa} – napięcie fazowe stojana, i_{sa} – prąd fazowy stojana, i_{ra} – prąd fazowy wirnika, T_e – moment elektryczny maszyny. 94
Rys. 7.23. Oscylogram prezentujący proces wyłączenia obciążenia układu MDZ-DC w czasie wyłączenia obciążenia dla bezczujnikowej metody DTIC z obserwatorem MRAS, v_{dc} – napięcie obwodu napięcia stałego, v_{sa} – napięcie fazowe stojana, i_{sa} – prąd fazowy stojana, i_{ra} – prąd fazowy wirnika, T_e – moment elektryczny maszyny. 94
Rys. 7.24. Oscylogram prezentujący pracę układu MDZ-DC w stanie ustalonym dla bezczujnikowej metody DTIC z obserwatorem MRAS, v_{dc} – napięcie obwodu napięcia stałego, v_{sa} – napięcie fazowe stojana, i_{sa} – prąd fazowy stojana, i_{ra} – prąd fazowy wirnika, T_e – moment elektryczny maszyny. 95
Rys. 7.25. Oscylogram prezentujący pracę układu MDZ-DC przy zmiennej prędkości obrotowej wirnika, w tym przy przejściu przez wartość prędkości synchronicznej dla bezczujnikowej metody DTIC z obserwatorem MRAS, v_{dc} – napięcie obwodu napięcia stałego, v_{sa} – napięcie fazowe stojana, i_{sa} – prąd fazowy stojana, i_{ra} – prąd fazowy wirnika, T_e – moment elektryczny maszyny. 95
Rys. 7.26. Oscylogram prezentujący pracę układu MDZ-DC z maszyną o sześciofazowym asymetrycznym stojanie w stanie ustalonym dla bezczujnikowej metody FOC, v_{dc} –

napięcie obwodu prądu stałego, v_s - napięcia fazowe stojana sekcji I i II, i_r – prądy fazowe wirnika, i_{sI} – prądy fazowe I sekcji stojana, i_{sII} – prądy fazowe drugiej sekcji stojana, T_e – moment elektryczny maszyny. 96

Rys. 7.27. Oscylogram prezentujący pracę układu MDZ-DC z maszyną o sześciofazowym asymetrycznym stojanie w czasie odłączenia jednej sekcji stojana dla bezczujnikowej metody FOC, v_{dc} – napięcie obwodu prądu stałego, v_s - napięcia fazowe stojana sekcji I i II, i_r – prądy fazowe wirnika, i_{sI} – prądy fazowe I sekcji stojana, i_{sII} – prądy fazowe drugiej sekcji stojana, T_e – moment elektryczny maszyny. 97

Rys. 7.28. Oscylogram prezentujący pracę układu MDZ-DC z maszyną o sześciofazowym asymetrycznym stojanie przy zmiennej prędkości, w tym przy przejściu przez prędkość synchroniczną dla bezczujnikowej metody , v_{dc} – napięcie obwodu prądu stałego, v_s - napięcia fazowe stojana sekcji I i II, i_r – prądy fazowe wirnika, i_{sI} – prądy fazowe I sekcji stojana, i_{sII} – prądy fazowe drugiej sekcji stojana, T_e – moment elektryczny maszyny. 97

Załącznik

Tabela I. Parametry obwodu dc prostownika użyte do symulacji prostownika diodowego w podrozdziale 2.2.

C_{dc}	Pojemność kondensatora obwodu prądu stałego	1 [mF]
R	Rezystancja obciążenia	5 [Ω]
i_{th}	Prąd progowy	10^{-2}A

Tabela II. Parametry MDZ trójfazowej w układzie laboratoryjnym.

P_n	Moc znamionowa	7.5 [kW]
v_{sn}	Napięcie znamionowe stojana	182 [V_{rms}] 50 [Hz]
i_{sn}	Prąd znamionowy stojana	27.4 [A_{rms}]
v_{rn}	Napięcie znamionowe wirnika	380 [V_{rms}]
i_{rn}	Prąd znamionowy wirnika	15 [A_{rms}]
cosφ	Współczynnik mocy	0.83
R_s	Rezystancja uzwojeń stojana	0.1 [Ω]
L_s	Indukcyjność rozproszenia stojana	30 [mH]
R_r	Rezystancja uzwojeń wirnika (odniesiona do strony stojana)	0.16 [Ω]
L_r	Indukcyjność rozproszenia wirnika (odniesiona do strony stojana)	30 [mH]
L_m	Indukcyjność magnesowania (odniesiona do strony stojana)	27,6 [mH]
n_{mn}	Prędkość znamionowa	1445 [$^{obr}/_{min}$]
T_n	Moment znamionowy	49Nm
p_p	Liczba par biegunów	2
Enkoder		inkrementalny 10-bitowy

Tabela III. Parametry maszyny klatkowej napędzającej w układzie laboratoryjnym.

P_n	Moc znamionowa	11 [kW]
v_n	Napięcie znamionowe	400 [V] 50 [Hz]
i_n	Prąd znamionowy	22.3 [A_{rms}]
cosφ	Współczynnik mocy	0.82
n_{mn}	Prędkość znamionowa	1450 [$^{obr}/_{min}$]
p_p	Liczba par biegunów	2

Kod źródłowy modelu symulacyjnego maszyny 6-fazowej

Dfig.h

```
//---------------------------------------------------------------------------
#define pi 3.141592653589793
double g[6],f[6];
typedef struct {
        double Vabc[3][1],
Iabc[3][1],Iabc_p[3][1],Iabc_t[1][3],dIabc[6][1],Iabc_s[6][1],Iabc_s_p[6][1];
        double R[3][3], L[3][3],Linv[3][3];
        double R_skalar,L_skalar;
}Y;

typedef struct {
        double Vabc[6][1],
Iabc[6][1],Iabc_p[6][1],Iabc_w[3][1],Iabc_w_p[3][1],Iabc_t[1][6],dIabc[6][1];
        double R[6][6], L[6][6],Linv[6][6];
        double R_skalar,L_skalar;
}Y6;

typedef struct {
        Y Y;
        double Msr[6][3];
}wirnik;

typedef struct {
         Y6 Y;
        double Msr[3][6];
}stojan;

typedef struct {
        double w,we,Te,Tl,thetae,thetae_p;
        double w_p,thetam_p,thetam;
        double J,Bm,przes;
        int N,n;
        double Lm,dMsr[6][3];
 stojan stojan;
 wirnik wirnik;
double Idc,Vdc,Rl,IRmod;
        double Vdcp;
        double Cdc;
}DFIG;

 DFIG
Dfig={.J=0.1,.N=1.0,.Bm=0.0,.n=1,.w_p=0.0,.thetam=0.0,.thetam_p=0.0,.Lm=0.08,.wirnik.Y
.R_skalar=0.5,.wirnik.Y.L_skalar=0.01,.stojan.Y.L_skalar=0.01,.stojan.Y.R_skalar=0.5,
        .wirnik.Y.Iabc_p[0][0]=0.0,.wirnik.Y.Iabc_p[1][0]=0.0,.wirnik.Y.Iabc_p[2][0]=0.0,.st
ojan.Y.Iabc_p[0][0]=0.0,.stojan.Y.Iabc_p[1][0]=0.0,.stojan.Y.Iabc_p[2][0]=0.
        ,.stojan.Y.Iabc_p[3][0]=0.0,.stojan.Y.Iabc_p[4][0]=0.0,.stojan.Y.Iabc_p[5][0]=0.0};
```

Dfig.c

```
//---------------------------------------------------------------------------
double T;
double przes=pi/6.0;
#include "DFIG6f.h"
#include "macierze.h"
#include <math.h>

__declspec(dllexport) void simuser (t, delta, in, out)
 double t, delta; double *in, *out;
 {
//wejscie
T=delta;
Dfig.wirnik.Y.Vabc[0][0]=in[0];
Dfig.wirnik.Y.Vabc[1][0]=in[1];
Dfig.wirnik.Y.Vabc[2][0]=in[2];
Dfig.Tl=in[3];
Dfig.Rl=in[4];
Dfig.Cdc=in[5];
double wStart=in[6];

if(t<=delta){
        Dfig.w_p=wStart;
        Dfig.Vdcp=0;
        Dfig.wirnik.Y.Iabc[0][0]=0;
        Dfig.wirnik.Y.Iabc[1][0]=0;
        Dfig.wirnik.Y.Iabc[2][0]=0;
        Dfig.stojan.Y.Iabc[0][0]=0;
        Dfig.stojan.Y.Iabc[1][0]=0;
        Dfig.stojan.Y.Iabc[2][0]=0;
        Dfig.stojan.Y.Iabc[3][0]=0;
        Dfig.stojan.Y.Iabc[4][0]=0;
        Dfig.stojan.Y.Iabc[5][0]=0;

}

//incjalizacja
Zerowa(*Dfig.stojan.Y.R,6,6);
Dfig.stojan.Y.R[0][0]=Dfig.stojan.Y.R_skalar;
Dfig.stojan.Y.R[1][1]=Dfig.stojan.Y.R_skalar;
Dfig.stojan.Y.R[2][2]=Dfig.stojan.Y.R_skalar;
Dfig.stojan.Y.R[3][3]=Dfig.stojan.Y.R_skalar;
Dfig.stojan.Y.R[4][4]=Dfig.stojan.Y.R_skalar;
Dfig.stojan.Y.R[5][5]=Dfig.stojan.Y.R_skalar;
Zerowa(*Dfig.wirnik.Y.R,3,3);
Dfig.wirnik.Y.R[0][0]=Dfig.wirnik.Y.R_skalar;
Dfig.wirnik.Y.R[1][1]=Dfig.wirnik.Y.R_skalar;
Dfig.wirnik.Y.R[2][2]=Dfig.wirnik.Y.R_skalar;

Dfig.wirnik.Msr[0][0]=cos(Dfig.thetam);
```

```
Dfig.wirnik.Msr[0][1]=cos(4.0/6.0*pi-Dfig.thetam);
Dfig.wirnik.Msr[0][2]=cos(8.0/6.0*pi-Dfig.thetam);
Dfig.wirnik.Msr[1][0]=cos(-przes-Dfig.thetam);
Dfig.wirnik.Msr[1][1]=cos(4.0/6.0*pi-przes-Dfig.thetam);
Dfig.wirnik.Msr[1][2]=cos(8.0/6.0*pi-przes-Dfig.thetam);
Dfig.wirnik.Msr[2][0]=Dfig.wirnik.Msr[0][2];
Dfig.wirnik.Msr[2][1]=Dfig.wirnik.Msr[0][0];
Dfig.wirnik.Msr[2][2]=Dfig.wirnik.Msr[0][1];
Dfig.wirnik.Msr[3][0]=Dfig.wirnik.Msr[1][2];
Dfig.wirnik.Msr[3][1]=Dfig.wirnik.Msr[1][0];
Dfig.wirnik.Msr[3][2]=Dfig.wirnik.Msr[1][1];
Dfig.wirnik.Msr[4][0]=Dfig.wirnik.Msr[0][1];
Dfig.wirnik.Msr[4][1]=Dfig.wirnik.Msr[0][2];
Dfig.wirnik.Msr[4][2]=Dfig.wirnik.Msr[0][0];
Dfig.wirnik.Msr[5][0]=Dfig.wirnik.Msr[1][1];
Dfig.wirnik.Msr[5][1]=Dfig.wirnik.Msr[1][2];
Dfig.wirnik.Msr[5][2]=Dfig.wirnik.Msr[1][0];

MnozeniePrzezSkalar(*Dfig.wirnik.Msr,2.0/3.0*Dfig.Lm,6,3,*Dfig.wirnik.Msr);

Dfig.stojan.Msr[0][0]=cos(Dfig.thetam);
Dfig.stojan.Msr[0][1]=cos(przes+Dfig.thetam);
Dfig.stojan.Msr[0][2]=cos(4.0/6.0*pi+Dfig.thetam);
Dfig.stojan.Msr[0][3]=cos(4.0/6.0*pi+przes+Dfig.thetam);
Dfig.stojan.Msr[0][4]=cos(8.0/6.0*pi+Dfig.thetam);
Dfig.stojan.Msr[0][5]=cos(8.0/6.0*pi+przes+Dfig.thetam);
Dfig.stojan.Msr[1][0]=Dfig.stojan.Msr[0][4];
Dfig.stojan.Msr[1][1]=Dfig.stojan.Msr[0][5];
Dfig.stojan.Msr[1][2]=Dfig.stojan.Msr[0][0];
Dfig.stojan.Msr[1][3]=Dfig.stojan.Msr[0][1];
Dfig.stojan.Msr[1][4]=Dfig.stojan.Msr[0][2];
Dfig.stojan.Msr[1][5]=Dfig.stojan.Msr[0][3];
Dfig.stojan.Msr[2][0]=Dfig.stojan.Msr[0][2];
Dfig.stojan.Msr[2][1]=Dfig.stojan.Msr[0][3];
Dfig.stojan.Msr[2][2]=Dfig.stojan.Msr[0][4];
Dfig.stojan.Msr[2][3]=Dfig.stojan.Msr[0][5];
Dfig.stojan.Msr[2][4]=Dfig.stojan.Msr[0][0];
Dfig.stojan.Msr[2][5]=Dfig.stojan.Msr[0][1];

MnozeniePrzezSkalar(*Dfig.stojan.Msr,2.0/3.0*Dfig.Lm,3,6,*Dfig.stojan.Msr);

Dfig.dMsr[0][0]=-sin(-Dfig.thetam);
Dfig.dMsr[0][1]=-sin(4.0/6.0*pi-Dfig.thetam);
Dfig.dMsr[0][2]=-sin(8.0/6.0*pi-Dfig.thetam);
Dfig.dMsr[1][0]=-sin(-przes-Dfig.thetam);
Dfig.dMsr[1][1]=-sin(4.0/6.0*pi-przes-Dfig.thetam);
Dfig.dMsr[1][2]=-sin(8.0/6.0*pi-przes-Dfig.thetam);
Dfig.dMsr[2][0]=Dfig.dMsr[0][2];
Dfig.dMsr[2][1]=Dfig.dMsr[0][0];
Dfig.dMsr[2][2]=Dfig.dMsr[0][1];
```

```
Dfig.dMsr[3][0]=Dfig.dMsr[1][2];
Dfig.dMsr[3][1]=Dfig.dMsr[1][0];
Dfig.dMsr[3][2]=Dfig.dMsr[1][1];
Dfig.dMsr[4][0]=Dfig.dMsr[0][1];
Dfig.dMsr[4][1]=Dfig.dMsr[0][2];
Dfig.dMsr[4][2]=Dfig.dMsr[0][0];
Dfig.dMsr[5][0]=Dfig.dMsr[1][1];
Dfig.dMsr[5][1]=Dfig.dMsr[1][2];
Dfig.dMsr[5][2]=Dfig.dMsr[1][0];

MnozeniePrzezSkalar(*Dfig.dMsr,2.0/3.0*Dfig.Lm,6,3,*Dfig.dMsr);

Dfig.wirnik.Y.L[0][0]=Dfig.wirnik.Y.L_skalar+Dfig.Lm*2.0/3.0;
Dfig.wirnik.Y.L[0][1]=-(Dfig.wirnik.Y.L_skalar*2.0/3.0)/2.0;
Dfig.wirnik.Y.L[0][2]=-(Dfig.wirnik.Y.L_skalar*2.0/3.0)/2.0;
Dfig.wirnik.Y.L[1][0]=Dfig.wirnik.Y.L[0][2];
Dfig.wirnik.Y.L[1][1]=Dfig.wirnik.Y.L[0][0];
Dfig.wirnik.Y.L[1][2]=Dfig.wirnik.Y.L[0][1];
Dfig.wirnik.Y.L[2][0]=Dfig.wirnik.Y.L[0][1];
Dfig.wirnik.Y.L[2][1]=Dfig.wirnik.Y.L[0][2];
Dfig.wirnik.Y.L[2][2]=Dfig.wirnik.Y.L[0][0];

Dfig.stojan.Y.L[0][0]=Dfig.stojan.Y.L_skalar+Dfig.Lm*2.0/3.0;
Dfig.stojan.Y.L[0][1]=cos(przes)*Dfig.Lm*2.0/3.0;
Dfig.stojan.Y.L[0][2]=cos(2.0/3.0*pi)*Dfig.Lm*2.0/3.0;
Dfig.stojan.Y.L[0][3]=cos(2.0/3.0*pi+przes)*Dfig.Lm*2.0/3.0;
Dfig.stojan.Y.L[0][4]=cos(-2.0/3.0*pi)*Dfig.Lm*2.0/3.0;
Dfig.stojan.Y.L[0][5]=cos(-2.0/3.0*pi+przes)*Dfig.Lm*2.0/3.0;
Dfig.stojan.Y.L[1][0]=Dfig.stojan.Y.L[0][1];
Dfig.stojan.Y.L[1][1]=Dfig.stojan.Y.L[0][0];
Dfig.stojan.Y.L[1][2]=Dfig.stojan.Y.L[0][5];
Dfig.stojan.Y.L[1][3]=Dfig.stojan.Y.L[0][2];
Dfig.stojan.Y.L[1][4]=Dfig.stojan.Y.L[0][3];
Dfig.stojan.Y.L[1][5]=Dfig.stojan.Y.L[0][4];
Dfig.stojan.Y.L[2][0]=Dfig.stojan.Y.L[0][2];
Dfig.stojan.Y.L[2][1]=Dfig.stojan.Y.L[0][5];
Dfig.stojan.Y.L[2][2]=Dfig.stojan.Y.L[0][0];
Dfig.stojan.Y.L[2][3]=Dfig.stojan.Y.L[0][1];
Dfig.stojan.Y.L[2][4]=Dfig.stojan.Y.L[0][4];
Dfig.stojan.Y.L[2][5]=Dfig.stojan.Y.L[0][3];
Dfig.stojan.Y.L[3][0]=Dfig.stojan.Y.L[0][3];
Dfig.stojan.Y.L[3][1]=Dfig.stojan.Y.L[0][2];
Dfig.stojan.Y.L[3][2]=Dfig.stojan.Y.L[0][1];
Dfig.stojan.Y.L[3][3]=Dfig.stojan.Y.L[0][0];
Dfig.stojan.Y.L[3][4]=Dfig.stojan.Y.L[0][5];
Dfig.stojan.Y.L[3][5]=Dfig.stojan.Y.L[0][4];
Dfig.stojan.Y.L[4][0]=Dfig.stojan.Y.L[0][4];
Dfig.stojan.Y.L[4][1]=Dfig.stojan.Y.L[0][3];
Dfig.stojan.Y.L[4][2]=Dfig.stojan.Y.L[0][2];
Dfig.stojan.Y.L[4][3]=Dfig.stojan.Y.L[0][5];
```

```
Dfig.stojan.Y.L[4][4]=Dfig.stojan.Y.L[0][0];
Dfig.stojan.Y.L[4][5]=Dfig.stojan.Y.L[0][1];
Dfig.stojan.Y.L[5][0]=Dfig.stojan.Y.L[0][5];
Dfig.stojan.Y.L[5][1]=Dfig.stojan.Y.L[0][4];
Dfig.stojan.Y.L[5][2]=Dfig.stojan.Y.L[0][3];
Dfig.stojan.Y.L[5][3]=Dfig.stojan.Y.L[0][2];
Dfig.stojan.Y.L[5][4]=Dfig.stojan.Y.L[0][1];
Dfig.stojan.Y.L[5][5]=Dfig.stojan.Y.L[0][0];

Inv(*Dfig.wirnik.Y.L,3,*Dfig.wirnik.Y.Linv);
Inv(*Dfig.stojan.Y.L,6,*Dfig.stojan.Y.Linv);


double temp1w[3][1],temp2w[3][1],temp3w[3][1];
//wirnik.I=(wirnik.Ls^-1*(wirnik.V-wirnik.R*wirnik.Ip-stojan.Msr*stojan.dI))*T+wirnik.Ip;
MnozenieMacierzy(*Dfig.wirnik.Y.R,3,3,*Dfig.wirnik.Y.Iabc_p,1,*temp1w);
MnozenieMacierzy(*Dfig.stojan.Msr,3,6,*Dfig.stojan.Y.Iabc,1,*Dfig.stojan.Y.Iabc_w);
OdjemowanieMacierzy(*Dfig.stojan.Y.Iabc_w,3,1,*Dfig.stojan.Y.Iabc_w_p,*temp2w);
MnozeniePrzezSkalar(*temp2w,1.0/T*0.8,1,3,*Dfig.stojan.Y.dIabc);
OdjemowanieMacierzy(*Dfig.wirnik.Y.Vabc,3,1,*temp1w,*temp2w);
OdjemowanieMacierzy(*temp2w,3,1,*Dfig.stojan.Y.dIabc,*temp3w);
MnozenieMacierzy(*Dfig.wirnik.Y.Linv,3,3,*temp3w,1,*Dfig.wirnik.Y.Iabc);
MnozeniePrzezSkalar(*Dfig.wirnik.Y.Iabc,T,3,1,*Dfig.wirnik.Y.Iabc);
DodawanieMacierzy(*Dfig.wirnik.Y.Iabc,3,1,*Dfig.wirnik.Y.Iabc_p,*Dfig.wirnik.Y.Iabc);

double temp1s[6][1],temp2s[6][1],temp3s[6][1];
//stojan.I=(stojan.Ls^-1*(stojan.V-stojan.R*stojan.Ip-wirnik.Msr*wirnik.dI))*T+stojan.Ip;
MnozenieMacierzy(*Dfig.stojan.Y.R,6,6,*Dfig.stojan.Y.Iabc_p,1,*temp1s);
MnozenieMacierzy(*Dfig.wirnik.Msr,6,3,*Dfig.wirnik.Y.Iabc,1,*Dfig.wirnik.Y.Iabc_s);
OdjemowanieMacierzy(*Dfig.wirnik.Y.Iabc_s,6,1,*Dfig.wirnik.Y.Iabc_s_p,*temp2s);
MnozeniePrzezSkalar(*temp2s,1.0/T,1,6,*Dfig.wirnik.Y.dIabc);
OdjemowanieMacierzy(*Dfig.stojan.Y.Vabc,6,1,*temp1s,*temp2s);
OdjemowanieMacierzy(*temp2s,6,1,*Dfig.wirnik.Y.dIabc,*temp3s);
MnozenieMacierzy(*Dfig.stojan.Y.Linv,6,6,*temp3s,1,*Dfig.stojan.Y.Iabc);
MnozeniePrzezSkalar(*Dfig.stojan.Y.Iabc,T,6,1,*Dfig.stojan.Y.Iabc);
DodawanieMacierzy(*Dfig.stojan.Y.Iabc,6,1,*Dfig.stojan.Y.Iabc_p,*Dfig.stojan.Y.Iabc);

if (Dfig.Idc<0.0001){
        Dfig.Idc=0.0001;
}

g[0]=1.0/2.0+1.0/pi*atan(Dfig.stojan.Y.Iabc[0][0]/(Dfig.Idc*0.00001));
g[1]=1.0/2.0+1.0/pi*atan(Dfig.stojan.Y.Iabc[1][0]/(Dfig.Idc*0.00001));
g[2]=1.0/2.0+1.0/pi*atan(Dfig.stojan.Y.Iabc[2][0]/(Dfig.Idc*0.00001));
g[3]=1.0/2.0+1.0/pi*atan(Dfig.stojan.Y.Iabc[3][0]/(Dfig.Idc*0.00001));
g[4]=1.0/2.0+1.0/pi*atan(Dfig.stojan.Y.Iabc[4][0]/(Dfig.Idc*0.00001));
g[5]=1.0/2.0+1.0/pi*atan(Dfig.stojan.Y.Iabc[5][0]/(Dfig.Idc*0.00001));
Dfig.Idc=g[0]*Dfig.stojan.Y.Iabc[0][0]+g[2]*Dfig.stojan.Y.Iabc[2][0]+g[4]*Dfig.stojan.Y.Ia
bc[4][0]+g[1]*Dfig.stojan.Y.Iabc[1][0]+g[3]*Dfig.stojan.Y.Iabc[3][0]+g[5]*Dfig.stojan.Y.Ia
bc[5][0];
```

```
f[0]=(2.0*g[0]-g[2]-g[4])/3.0;
f[1]=(2.0*g[1]-g[3]-g[5])/3.0;
f[2]=(2.0*g[2]-g[0]-g[4])/3.0;
f[3]=(2.0*g[3]-g[1]-g[5])/3.0;
f[4]=(2.0*g[4]-g[0]-g[2])/3.0;
f[5]=(2.0*g[5]-g[1]-g[3])/3.0;

Dfig.stojan.Y.Vabc[0][0]=-f[0]*Dfig.Vdcp;
Dfig.stojan.Y.Vabc[1][0]=-f[1]*Dfig.Vdcp;
Dfig.stojan.Y.Vabc[2][0]=-f[2]*Dfig.Vdcp;
Dfig.stojan.Y.Vabc[3][0]=-f[3]*Dfig.Vdcp;
Dfig.stojan.Y.Vabc[4][0]=-f[4]*Dfig.Vdcp;
Dfig.stojan.Y.Vabc[5][0]=-f[5]*Dfig.Vdcp;

double k1=((Dfig.Idc-Dfig.IRmod-Dfig.Vdcp/Dfig.Rl)/Dfig.Cdc)*T;
double k2=((Dfig.Idc-Dfig.IRmod-(Dfig.Vdcp+k1)/Dfig.Rl)/Dfig.Cdc)*T;
double k3=((Dfig.Idc-Dfig.IRmod-(Dfig.Vdcp+k2)/Dfig.Rl)/Dfig.Cdc)*T;
double k4=((Dfig.Idc-Dfig.IRmod-(Dfig.Vdcp+k3)/Dfig.Rl)/Dfig.Cdc)*T;
Dfig.Vdc=Dfig.Vdcp+1.0/6.0*(k1+2*k2+2*k3+k4);

//Te=p*stojan.I*dMsr*wirnik.I;
double temp4[1][3];
Transpozycja(*Dfig.stojan.Y.Iabc_t,*Dfig.stojan.Y.Iabc,1,6);
MnozenieMacierzy(*Dfig.stojan.Y.Iabc_t,1,6,*Dfig.dMsr,3,*temp4);
MnozenieMacierzy(*temp4,1,3,*Dfig.wirnik.Y.Iabc,1,&Dfig.Te);
Dfig.Te=Dfig.Te*Dfig.n;

//w=(Te-Tl)/J*T+w;
Dfig.w=wStart;
Dfig.w=((Dfig.Te-Dfig.Tl))*T+Dfig.w_p;
Dfig.we=Dfig.w*Dfig.n;

// theta=w(:,i)*T+theta;
Dfig.w=wStart;
Dfig.thetam=(Dfig.w*Dfig.n)*T+Dfig.thetam;
Dfig.thetae=Dfig.w*T+Dfig.thetae_p;
Dfig.w_p=Dfig.w;
Dfig.w_p=wStart;
Dfig.thetae_p=Dfig.thetae;
Dfig.Vdcp=Dfig.Vdc;

Kopiowanie(*Dfig.stojan.Y.Iabc,6,1,*Dfig.stojan.Y.Iabc_p);
Kopiowanie(*Dfig.wirnik.Y.Iabc,3,1,*Dfig.wirnik.Y.Iabc_p);
Kopiowanie(*Dfig.stojan.Y.Iabc_w,3,1,*Dfig.stojan.Y.Iabc_w_p);
Kopiowanie(*Dfig.wirnik.Y.Iabc_s,6,1,*Dfig.wirnik.Y.Iabc_s_p);

//wyjscie
out[0]=Dfig.stojan.Y.Iabc[0][0];
out[1]=Dfig.stojan.Y.Iabc[1][0];
```

```
out[2]=Dfig.stojan.Y.Iabc[2][0];
out[3]=Dfig.stojan.Y.Iabc[3][0];
out[4]=Dfig.stojan.Y.Iabc[4][0];
out[5]=Dfig.stojan.Y.Iabc[5][0];
out[6]=Dfig.wirnik.Y.Iabc[0][0];
out[7]=Dfig.wirnik.Y.Iabc[1][0];
out[8]=Dfig.wirnik.Y.Iabc[2][0];
out[9]=Dfig.w;
out[10]=-Dfig.thetam;
out[11]=Dfig.Te;
out[12]=Dfig.Vdc;
out[13]=Dfig.Idc;
out[14]=Dfig.stojan.Y.Vabc[0][0];
out[15]=Dfig.stojan.Y.Vabc[1][0];
out[16]=Dfig.stojan.Y.Vabc[2][0];
out[17]=Dfig.stojan.Y.Vabc[3][0];
out[18]=Dfig.stojan.Y.Vabc[4][0];
out[19]=Dfig.stojan.Y.Vabc[5][0];
}
```

macierze.h

```
//---------------------------------------------------------------------
void MnozenieMacierzy(double *A, int arows, int acols,double *B, int bcols,double *C) ;
void OdjemowanieMacierzy(double *A, int arows, int acols,double *B, double *C) ;
void DodawanieMacierzy(double *A, int arows, int acols,double *B, double *C) ;
void DodawanieMacierzyVolatile(double *A, int arows, int acols,volatile double *B, double
*C) ;
void MnozeniePrzezSkalar(double *A, double x, int arows, int acols,double *C) ;
void Transpozycja(double *At, double *A, int trows, int tcols) ;
void LU(double * A, int n, double * L, double *U);
void Upper_Triangular_Inverse(double *U, int n);
void Lower_Triangular_Inverse(double *L, int n);
void  Inv(double * A, int n,double *Ainv);
void Jednostkowa(double *A,int n);
void Zerowa(double *A,int n,int m);
void Kopiowanie(double *A,int n,int m,double *B);
void MnozenieMacierzy(double *A, int arows, int acols,double *B, int bcols,double *C) ;
void OdjemowanieMacierzy(double *A, int arows, int acols,double *B, double *C) ;
void DodawanieMacierzy(double *A, int arows, int acols,double *B, double *C) ;
void DodawanieMacierzyVolatile(double *A, int arows, int acols,volatile double *B, double
*C) ;
void MnozeniePrzezSkalar(double *A, double x, int arows, int acols,double *C) ;
void Transpozycja(double *At, double *A, int trows, int tcols) ;
void LU(double * A, int n, double * L, double *U);
void Upper_Triangular_Inverse(double *U, int n);
void Lower_Triangular_Inverse(double *L, int n);
void  Inv(double * A, int n,double *Ainv);
void Jednostkowa(double *A,int n);
void Zerowa(double *A,int n,int m);
void Kopiowanie(double *A,int n,int m,double *B);
```

macierze.c

```
//---------------------------------------------------------------------------
void MnozenieMacierzy(double *A, int arows, int acols,double *B, int bcols,double *C)
{
  double *pB;
  double *p_B;
  int i,j,k;

  for (i = 0; i < arows; A += acols, i++)
    for (p_B = B, j = 0; j < bcols; C++, p_B++, j++) {
         pB = p_B;
         *C = 0.0;
                for (k = 0; k < acols; pB += bcols, k++)
                       *C += *(A+k) * *pB;
    }
}
void OdjemowanieMacierzy(double *A, int arows, int acols,double *B, double *C)
         {
         int n = arows * acols;
                for (int i = 0; i < n; i++) C[i] = A[i] - B[i];
         }
void DodawanieMacierzy(double *A, int arows, int acols,double *B, double *C)
         {
                int n = arows * acols;
                       for (int i = 0; i < n; i++) C[i] = A[i] + B[i];
         }

void MnozeniePrzezSkalar(double *A, double x, int arows, int acols,double *C)
{
  int n = arows * acols - 1;
         for (; n >= 0; n--){
         C[n] =A[n]* x;
         }
}

void Transpozycja(double *At, double *A, int trows, int tcols)
{
  double *pA;
  double *pAt;
  int i,j;

  for (i = 0; i < trows; At += 1, A += tcols, i++) {
    pAt = At;
    pA = A;
    for (j = 0; j < tcols; pAt += trows, j++) *pAt = pA[j];
  }
}

void LU(double * A, int n, double * L, double *U)
{
```

```
  int i, j, k, p;
  double *p_k, *p_row, *p_col;
  for (k = 0, p_k = A; k < n; p_k += n, k++) {
    for (j = k; j < n; j++) {
      for (p = 0, p_col = A; p < k; p_col += n,  p++)
        *(p_k + j) -= *(p_k + p) * *(p_col + j);
    }

    for (i = k+1, p_row = p_k + n; i < n; p_row += n, i++) {
      for (p = 0, p_col = A; p < k; p_col += n, p++)
        *(p_row + k) -= *(p_row + p) * *(p_col + k);
      *(p_row + k) /= *(p_k + k);
    }
  }
        for(int i=0;i<n+1;i++){
                for(int j=0;j<n;j++){
                        U[i+j*n]=0.0;
                        if(i==j){
                                L[i+j*n]=1.0;
                                }else{
                                L[i+j*n]=0.0;
                                }
                        }
                }
        for(int i=1;i<n;i++){
                for(int j=0;j<i;j++){
                                L[i*n+j]=A[i*n+j];
                        }
                }
                for(int i=0;i<n;i++){
                for(int j=i;j<n;j++){
                                U[i*n+j]=A[i*n+j];
                        }
                }

}
void Lower_Triangular_Inverse(double *L, int n)
{
  int i, j, k;
  double *p_i, *p_j, *p_k;
  double sum;
  for (k = 0, p_k = L; k < n; p_k += (n + 1), k++) {
    *p_k = 1.0 / *p_k;
  }
  for (i = 1, p_i = L + n; i < n; i++, p_i += n) {
    for (j = 0, p_j = L; j < i; p_j += n, j++) {
      sum = 0.0;
      for (k = j, p_k = p_j; k < i; k++, p_k += n)
        sum += *(p_i + k) * *(p_k + j);
      *(p_i + j) = - *(p_i + i) * sum;
```

```
    }
  }
}
void Upper_Triangular_Inverse(double *U, int n)
{
  int i, j, k;
  double *p_i, *p_j, *p_k;
  double sum;
  for (k = 0, p_k = U; k < n; p_k += (n + 1), k++) {
        *p_k = 1.0 / *p_k;
  }
  for (i = n - 2, p_i = U + n * (n - 2); i >=0; p_i -= n, i-- ) {
    for (j = n - 1; j > i; j--) {
      sum = 0.0;
      for (k = i + 1, p_k = p_i + n; k <= j; p_k += n, k++ ) {
        sum += *(p_i + k) * *(p_k + j);
      }
      *(p_i + j) = - *(p_i + i) * sum;
    }
  }
}

void  Inv(double * A, int n,double *Ainv){
        double L[n][n],U[n][n],B[n][n],C[n][n];
        for(int i=0;i<n;i++){
                for(int j=0;j<n;j++){
                        if(i==j){
                                B[i][j]=1;
                        }else{
                                B[i][j]=0;
                        }
                }
        }
        LU(A,n,*L,*U);
        Lower_Triangular_Inverse(*L,n);
        Upper_Triangular_Inverse(*U,n);
        MnozenieMacierzy(*L,n,n,*B,n,*C);
        MnozenieMacierzy(*U,n,n,*C,n,Ainv);
}

void Jednostkowa(double *A,int n){
        for(int i=0, h=0;i<n;i++){
                for(int j=0;j<n;j++,h++){
                        if(i==j){
                                A[h]=1;
                        }else{
                                A[h]=0;
                        }
                }
        }
```

```
}
void Zerowa(double *A,int n,int m){
	for(int i=0, h=0;i<n;i++){
		for(int j=0;j<m;j++,h++){
			A[h]=0;
		}
	}
}
void Kopiowanie(double *A,int n,int m,double *B){
	for(int i=0, h=0;i<n;i++){
		for(int j=0;j<m;j++,h++){
			B[h]=A[h];
		}
	}
}
```