



**POLITECHNIKA KRAKOWSKA**

**im. Tadeusza Kościuszki**

---



Wydział  
Inżynierii Elektrycznej i Komputerowej

# Praca Doktorska

**Analiza możliwości ograniczenia składowej  
przemiennej momentu elektromagnetycznego w  
silniku ASM sterowanym wektorowo w napędach  
trakcyjnych**

AUTOR:

**MAREK DUDZIK**

PROMOTOR:

**PROF. DR HAB. INŻ. ADAM JAGIEŁŁO**



## Spis treści

POLITECHNIKA KRAKOWSKA .....	1
im. Tadeusza Kościuszki .....	1
Objaśnienie pojęć: .....	4
1. Wstęp.....	5
1.1. Wybrane metody sterowania przekształtników zasilających maszyny indukcyjne – zalety i wady.....	7
1.1.1. Metoda pośredniego sterowania polowo zorientowanego IFOC .....	7
1.1.2. Metoda bezpośredniego samosterowania DSC .....	8
1.1.3. Metoda bezpośredniego sterowania z orientacją polową DFOC .....	9
1.1.4. Metoda z bezpośrednim zadawaniem momentu DTC .....	10
1.1.5. Metoda bezpośredniego sterowania momentem z modulacją wektora pola DTC– SVM .....	11
1.1.6. Inne metody regulacji układów napędowych z maszyną indukcyjną .....	12
1.1.7. Trudności występujące w metodzie DTC–ST i ich rozwiązania .....	13
1.1.8. Wpływ tętnień momentu napędowego na kanał przenoszenia mocy od silnika do koła w metodzie DTC .....	14
1.1.9. Okoliczności i przyczyny podjęcia tematu pracy.....	18
2. Cel i zakres pracy .....	19
3. Konstrukcja pracy .....	25
4. Opis analityczny metody sterowania DTC–ST .....	27
4.1. Sterowanie momentem elektromagnetycznym i strumieniem w metodzie DTC–ST .....	41
4.2. Regulatory i tablica przełączeń w metodzie DTC–ST .....	45
5. Dotychczasowe metody, które pozwalają osiągnąć cel pracy.....	49
6. Koncepcja i metoda autora – opis teoretyczny.....	55
6.1. Koncepcja układu umożliwiającego wykrycie zmiany momentu zadanego maszyny sterowanej w metodzie DTC .....	69
6.1.1. Wyniki symulacji pracy maszyny indukcyjnej sterowanej metodą DTC .....	70
6.1.2. Układ umożliwiający wykrycie zmiany momentu zadanego maszyny sterowanej w metodzie DTC .....	92
6.2. Idea układu sterowania napięciem zasilania falownika dwupoziomowego .....	97
6.3. Koncepcja układu sterowania wartością napięcia zasilania falownika dwupoziomowego proponowana przez autora .....	100
6.3.1. Równania i realizacja w środowisku Matlab/Simulink układu sterowania wartością napięcia zasilania falownika dwupoziomowego proponowane przez autora .....	105

6.4 Połączenie układu sterowania wartością napięcia zasilania falownika dwupoziomowego z układem umożliwiającym wykrycie zmiany momentu zadanego maszyny sterowanej .....	111
6.4.1. Realizacja układu sterowania wartością napięcia zasilania falownika dwupoziomowego z układem umożliwiającym wykrycie zmiany momentu zadanego maszyny sterowanej w środowisku Matlab/Simulink .....	113
6.4.2. Wyniki symulacji pracy maszyny indukcyjnej sterowanej metodą DTC–MD.	120
6.4.3. Porównanie wyników symulacji pracy maszyn indukcyjnych sterowanych metodami DTC i DTC–MD .....	139
7. Podsumowanie .....	162
Bibliografia.....	174

## Objaśnienie pojęć:

Wektor wirujący rozumie się w pracy jako chwilową wielkość fizyczną o cechach:

- ✓ długość – moduł wektora (amplituda),
- ✓ częstotliwość – wielkość opisującą szybkość kątową, z jaką wiruje wektor,
- ✓ faza – początkowe lub chwilowe położenie kątowe wektora na płaszczyźnie Gausa.

Przez zmianę położenia końca wektora lub przemieszczenie końca wektora rozumie się w pracy chwilową zmianę kierunku i długości tego wektora przy zachowaniu tego samego punktu początkowego.

W pracy przez nazwę falownik rozumie się falownik napięcia.

Sformułowanie "prędkość obrotowa utrzymywana jest w okolicach stałej wartości" oznacza, że prędkość obrotowa jest quasi stała z dokładnością do 0,5 obrotu na minutę.

W pracy przez układ sterowania napięciem zasilania falownika dwupoziomowego rozumie się układ sterujący wartością napięcia zasilania tego falownika.



## 1. Wstęp

Początek rozwoju trakcji elektrycznej datuje się na rok 1879 i związany jest on z wystawą rzemiosł w Berlinie, na której został zaprezentowany pierwszy pociąg pasażerski zbudowany przez Wernera von Siemens. Do napędu lokomotywy wykorzystano silnik elektryczny prądu stałego. Jak wskazują źródła, podczas pierwszych czterech miesięcy pociąg ten przewiózł około 90000 pasażerów. Jednostka napędowa lokomotywy była pierwszym na świecie sprawnie działającym układem z maszyną szeregową [1]. Od tego momentu następuje bardzo szybki rozwój w dziedzinie napędów elektrycznych nie tylko w Niemczech, ale też w Wielkiej Brytanii i USA. Początkowo w napędach trakcyjnych wykorzystywano układy oparte o maszynę szeregową prądu stałego. Wynikało to nie tylko z tego, że charakterystyka mechaniczna silnika szeregowego pasuje najlepiej do specyfiki obciążenia trakcyjnego ze względu na jej hiperboliczny przebieg, ale też z tego, że maszyna o wzbudzeniu szeregowym może pracować z tylko jednym źródłem zasilania. Ponieważ jednak w tych czasach były ograniczone możliwości zasilania sieci trakcyjnej (do 1900 roku), wykorzystanie tych jednostek dla trakcji kolejowej stanowiło istotną trudność [1]. W związku z tym rozwiązania te znalazły głównie zastosowanie w trakcji tramwajowej, gdzie napięcie zasadniczo nie przekraczało 600 V. Zaledwie 10 lat od wspomnianej wystawy w Berlinie świat trakcji elektrycznej otrzymał możliwości wykorzystania nowych konstrukcji maszyn elektrycznych (trójfazowa maszyna synchroniczna - rok 1888 i trójfazowa maszyna asynchroniczna - rok 1889 [1]) umożliwiających użycie ich w trakcji kolejowej. Dzięki tym maszynom powstały zupełnie nowe warunki do rozwoju trakcyjnych układów napędowych. Jednakże maszyny te nie znalazły wtedy szerszego zastosowania nawet pomimo późniejszego wynalezienia przetwornicy jednotwornikowej (przetwarzającej prąd stały na trójfazowy prąd zmienny [1]). Rozwiązanie takie zostało wprawdzie wykorzystane przez węgierską firmę Ganz stosującą rozwiązanie zaprojektowane przez Kandó, ale po pewnym czasie produkcję tych napędów wstrzymano [1]. Pojazdy te zostały wyparte przez lokomotywy napędzane ciągle ulepszanymi maszynami prądu stałego. Fakt ten związany był z opracowaniem silników szeregowych DC wysokiego napięcia 3000/2 V zasilanych poprzez rezystory rozruchowe [1]. Zastosowanie wysokonapięciowego rozrusznika rezystorowego pozwoliło znaleźć rozwiązanie układowe do dziś działające skutecznie na liniach kolejowych wielu krajów.

Nowym impulsem w rozwoju najnowszych układów napędowych jest postęp w dziedzinie energoelektroniki, której osiągnięcia coraz bardziej wpływają na rozwój trakcyjnej techniki napędowej. Nowoczesne sterowniki półprzewodnikowe osiągnęły wspólnie poziom niezawodności wymagany w napędach trakcyjnych, a to ponownie stwarza szanse na wykorzystanie w napędach trakcyjnych maszyn trójfazowych prądu przemiennego, ze szczególnym naciskiem na bardzo prostą w budowie maszynę asynchroniczną. Pierwsze próby ponownego wprowadzenia maszyny indukcyjnej do trakcyjnych układów napędowych przeprowadzono już na początku lat siedemdziesiątych ubiegłego wieku. Coraz lepsze zawory półprzewodnikowe, mikroprocesory, komputeryzacja układów sterowania wsparły w znaczący sposób prowadzone prace rozwojowe. Przekształtniki statyczne najnowszych technologii można przedstawić jako uniwersalne źródła energii elektrycznej pozwalające na dowolną zmianę amplitudy, częstotliwości i fazy napięcia wyjściowego. Zastosowanie tych przekształtników do zasilania trakcyjnych maszyn asynchronicznych pozwala na dokładne, minimalno-stratne dopasowanie parametrów energii elektrycznej do punktu pracy tej maszyny zarówno w stanach statycznych, jak i stanach dynamicznych oraz na regulację zgodną z wymaganiami stawianymi przez operatora układu napędowego, bądź jednostkę sterującą w obu stanach pracy.

Stwierdza się ciągły wzrost wymagań eksploatacyjnych w stosunku do nowoczesnych układów napędowych i dotyczy to nie tylko niezawodności, redundancji i kosztów, ale także wymagań dotyczących komfortu podróżowania koleją. Z powyższych faktów wynika, że wzrost wymagań eksploatacyjnych stawiany współczesnym układom regulacji w napędach trakcyjnych jest nieunikniony. Rośnie przez to ich złożoność. W układach napędowych wzrost ten obserwowalny jest także w systemach służących do regulacji prędkości i momentu. Zazwyczaj w systemach tych praca odbywa się w zamkniętych układach sterowania z nadrzędnym układem regulacji prędkości lub momentu. Przy tym dla przypadku wykorzystania nadrzędnego układu regulacji prędkości o możliwości jej odwzorowania decyduje moment elektromagnetyczny wytwarzany w maszynie sterowanej przez ten układ. Fakt ten czyni wspomniany moment podstawowym parametrem podrzędnego układu regulacji, co uwydatnia istotę wpływu na niego między innymi strumienia magnetycznego przenikającego wewnątrz elementów sterowanej maszyny [2]. Regulację tego momentu w stanach statycznych, jak i dynamicznych maszyny umożliwiają metody sterowania wektorowego.

Często wykorzystywaną jednostką napędową w nowo konstruowanych współczesnych pojazdach trakcyjnych jest maszyna asynchroniczna. W zależności od stawianych wymagań

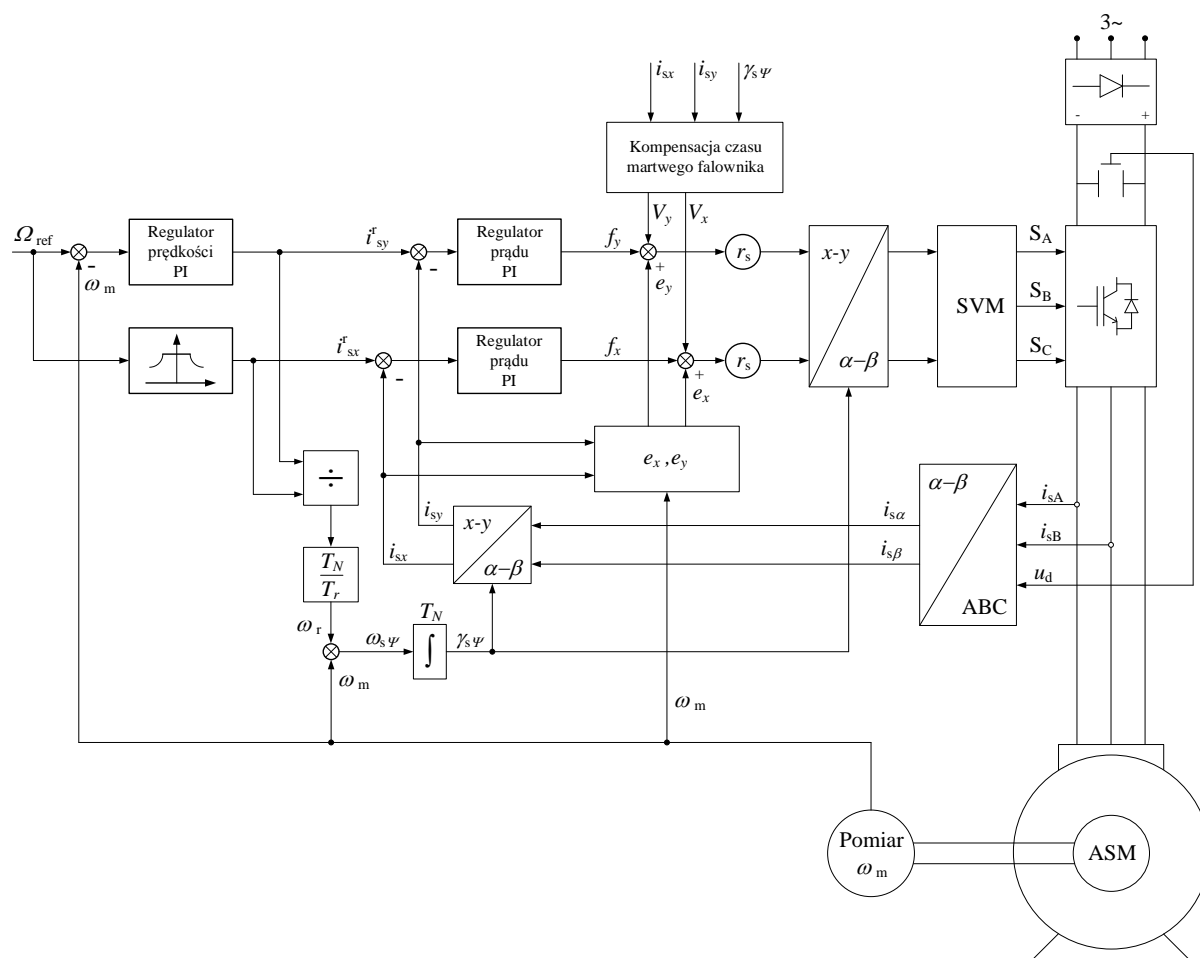
eksploatacyjnych dla pojazdu trakcyjnego stosowane są różne metody sterowania tą maszyną, przy czym wymagania te określają nie tylko właściwości regulacyjne czy też dynamiczne. Mogą one również sugerować realizację sposobu sterowania maszyną indukcyjną w zakresie cyfrowym przy wykorzystaniu procesora sygnałowego [3].

### **1.1. Wybrane metody sterowania przekształtników zasilających maszyny indukcyjne – zalety i wady**

Znaczną popularnością wśród zbioru metod sterowania maszyną asynchroniczną w napędach trakcyjnych cieszy się metoda sterowania wektorowego z bezpośrednim zadawaniem momentu (ang. Direct Torque Control - DTC). Pomimo tego spotyka się również metody pośredniego sterowania polowo zorientowanego (ang. Indirect Field Oriented Control – IFOC), DSC (ang. Direct Self Control) oraz bezpośredniego sterowania polowo zorientowanego (ang. Direct Field Oriented Control - DFOC) [3] i inne, które mogą bazować na powyżej wymienionych metodach, np. DTC–SVM (ang. Direct Torque Control – Space Vector Modulation). Metody te wykorzystywane są także w układach sterowania dla elektromechanicznych systemów przemysłowych. Zalety i wady tych metod determinują ich stosowanie w określonych gałęziach przemysłu.

#### **1.1.1. Metoda pośredniego sterowania polowo zorientowanego IFOC**

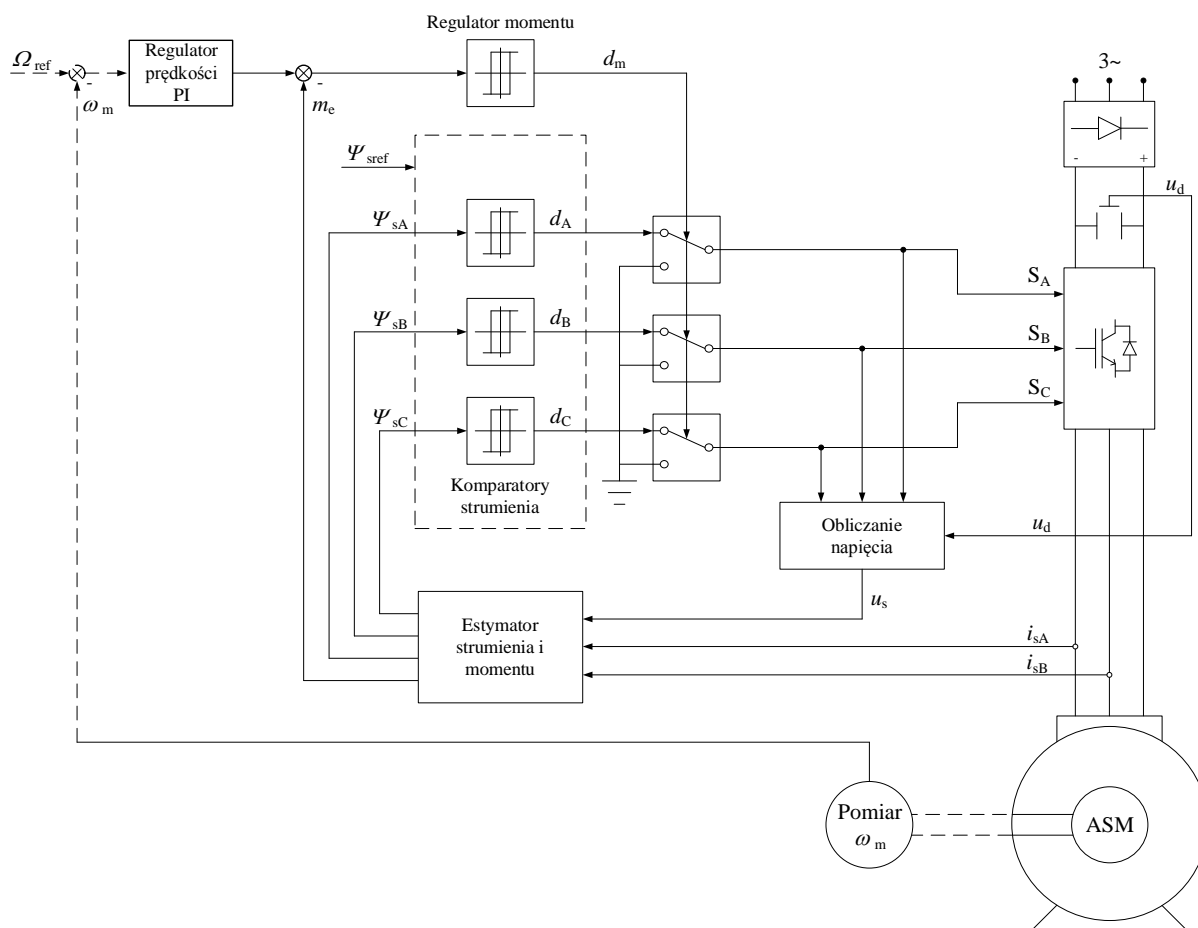
W napędach trakcyjnych metodę pośredniego sterowania polowo zorientowanego (IFOC) (Rys. 1.) stosować można, gdy istotne pod względem wymagań eksploatacyjnych są właściwości statyczne i właściwości przy wysokich prędkościach maszyny. Możliwości wykorzystania tej metody są ograniczone jednak przez to, że metoda ta jest w bardzo dużym stopniu zależna od parametrów sterowanej maszyny asynchronicznej. Metody IFOC nie zaleca się stosować wtedy, gdy wymagania eksploatacyjne stawiane jednostce napędowej przewidują zbyt wygórowane właściwości regulacyjne w stanach dynamicznych i w zakresie niskich prędkości jazdy oraz gdy wymagana jest wysoka jakość pracy w trybie bezczujnikowym. Do zalet tej metody zaliczyć można małe straty łączeniowe oraz niski współczynnik THD (Total Harmonic Distortion) [3].



Rys. 1. Struktura układu sterowania napędem przekształtnikowym z maszyną indukcyjną przy wykorzystaniu metody pośredniego sterowania połowo zorientowanego (IFOC) [3]

### 1.1.2. Metoda bezpośredniego samosterowania DSC

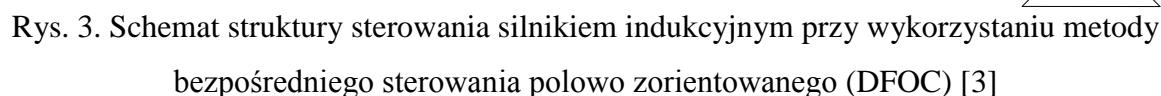
W napędach trakcyjnych można wykorzystać również metodę Direct Self Control (DSC) (Rys. 2). Metody tej można użyć między innymi tam, gdzie ważne pod względem wymagań eksploatacyjnych są właściwości dynamiczne i właściwości przy wysokich prędkościach maszyny sterowanej. Należy zaznaczyć, że metoda ta charakteryzuje się przeciętnymi właściwościami statycznymi, dużymi stratami łączeniowymi i bardzo wysokim współczynnikiem THD. Na dodatek jakość pracy w trybie beczujnikowym, jak i właściwości przy niskich prędkościach są stosunkowo słabe. Metoda ta cechuje się również małą uniwersalnością i zależnością od parametrów maszyny indukcyjnej. Do zalet tej metody zaliczyć można małą złożoność obliczeniową i łatwość w jej dostrojeniu [3].



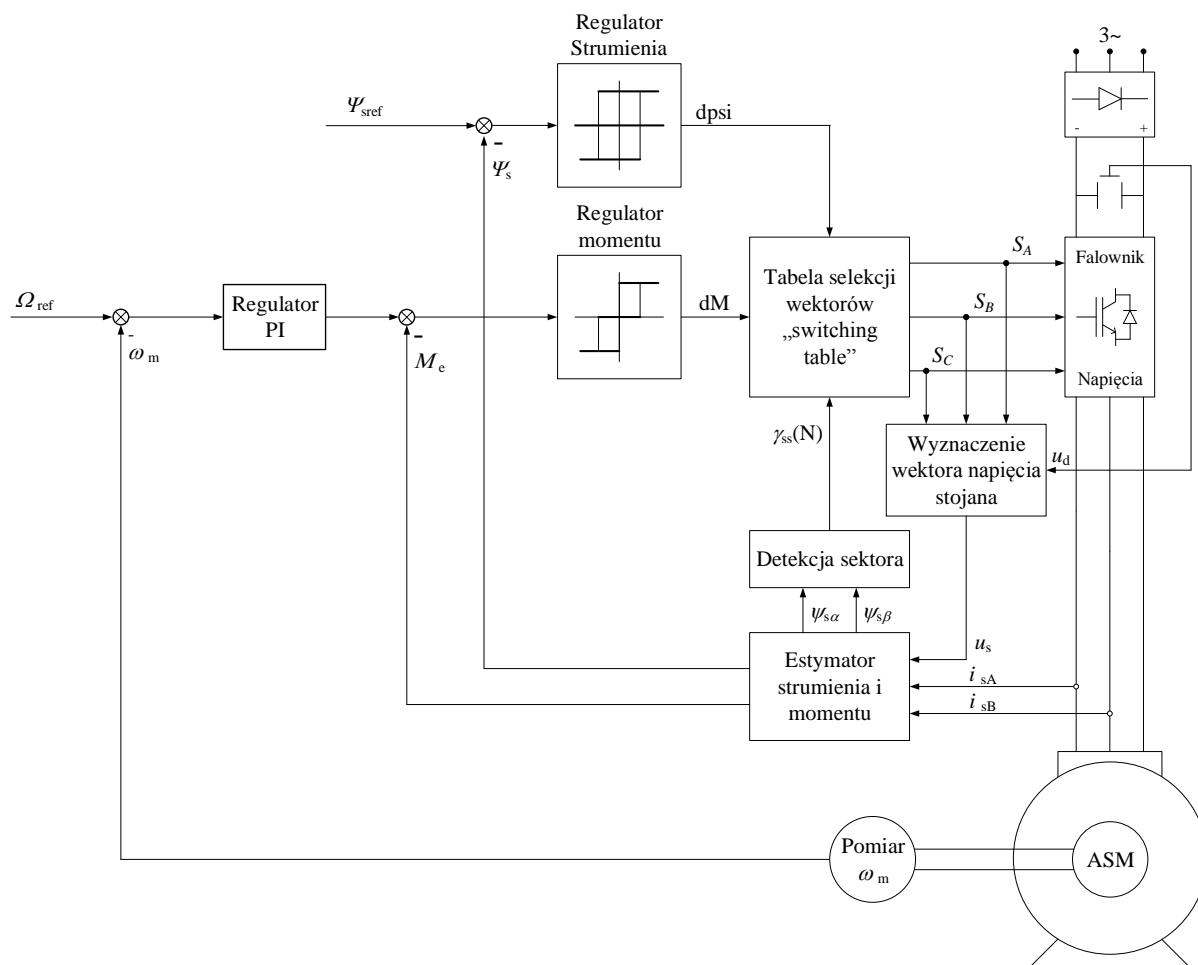
Rys. 2. Schemat blokowy układu sterowania silnikiem indukcyjnym przy wykorzystaniu metody Direct Self Control (DSC) [3]

### 1.1.3. Metoda bezpośredniego sterowania z orientacją polową DFOC

Dla pojazdów trakcyjnych z napędem indukcyjnym, od których wymaga się co najmniej dobrych właściwości dynamicznych, dobrych właściwości statycznych, jak również bardzo dobrych właściwości przy niskich, jak i wysokich prędkościach pojazdu, stosować można metodę bezpośredniego sterowania polowo zorientowanego – DFOC (Rys 3). Metoda ta jest również korzystna, gdy w wymaganiach tych określa się małe straty łączeniowe i mały współczynnik THD. Do wad tej metody zaliczyć można jej dużą złożoność obliczeniową i bardzo silną zależność od parametrów maszyny asynchronicznej. Metoda DFOC charakteryzuje się dużą uniwersalnością i średnim stopniem trudności w dostrajaniu [3].



W układach trakcyjnych stosowana jest także metoda z bezpośrednim zadawaniem momentu (DTC). Wykorzystanie w pojazdach trakcyjnych znajduje ona, gdy wymaga się od pojazdu bardzo dobrych właściwości dynamicznych, dobrych właściwości statycznych, jak również dobrych właściwości przy wysokich prędkościach. Metoda ta spełnia te wymagania przy małej złożoności obliczeniowej, co stanowi jej istotny atut. Do jej zalet zaliczyć można również prostotę w dostrojeniu metody. Pomimo przeciętnej jakości pracy w trybie bezczujnikowym, metoda DTC cechuje się dużą uniwersalnością, małą zależnością od parametrów maszyny indukcyjnej i przeciętnymi właściwościami przy niskich prędkościach. Wadami tej metody są duże straty łączeniowe i wysoki współczynnik THD [3]. Rysunek 4 przedstawia schemat struktury DTC.



Rys. 4. Schemat struktury sterowania silnikiem indukcyjnym przy wykorzystaniu metody bezpośredniego zadawania momentu (DTC) [3]

#### 1.1.5. Metoda bezpośredniego sterowania momentem z modulacją wektora pola DTC-SVM

Systemy sterowania jednostką napędową pojazdu trakcyjnego budowane mogą być również w oparciu o metodę bezpośredniego sterowania momentem z modulacją wektora pola (ang. Direct Torque Control – Space Vector Modulation, w skrócie DTC-SVM). Podobnie jak metodę DTC, cechują ją bardzo dobre właściwości dynamiczne. Jednakże w przeciwieństwie do klasycznej metody z bezpośrednim zadawaniem momentu właściwości te uzyskiwane są przy stałej częstotliwości łączeń falownika. Metoda ta charakteryzuje się również niewielkimi zniekształceniami prądu stojana, dobrymi właściwościami statycznymi, dobrymi właściwościami przy niskich prędkościach oraz bardzo dobrymi właściwościami przy wysokich prędkościach [3]. Na dodatek, gdy konstruktorzy pojazdu trakcyjnego w swoich założeniach projektowych stawiają na bardzo dobrą jakość pracy w trybie bezczujnikowym, opisywana metoda może być również brana pod uwagę. Metodę DTC-

[illegible]

### 1.1.6. Inne metody regulacji układów napędowych z maszyną indukcyjną

Modyfikacje te wynikają z szeregu różnych przyczyn. Zazwyczaj mogą one być związane z oczekiwaniami stawianymi przez określone branże przemysłu i dotyczyć poprawy parametrów eksploatacyjnych lub też kwestii bezpieczeństwa. Różnorodność stawianych oczekiwań i możliwych modyfikacji wymienionych metod spełniających te oczekiwania jest ogromna. Ze względu na ten fakt oraz na konkurencję na rynku



przemysłowym pomiędzy przedsiębiorstwami produkującymi napędy trakcyjne, modyfikacje te mają charakter niejawny. Niemniej jednak istnieje szereg publikacji, które proponują poprawę parametrów eksploatacyjnych danej metody dzięki zastosowaniu odpowiednich zmian w systemie sterowania metody, np. [2], [4], [5], [6], [7], [8].

Idee i wykorzystanie tych zmian opierają się o klasyczne metody teorii sterowania oraz o układy stosujące algorytmy logiki rozmytej [4], [5], sieci neuronowe [6], [7], [9], jak i sieci neuronowe wspomagane przez algorytmy genetyczne [4]. Współcześnie zmian dokonuje się również poprzez łączenie wymienionych idei, czego przykładem jest pozycja [8]. Spotyka się także modyfikacje metod wykorzystujące algorytmy predykcyjne o różnym stopniu skomplikowania (np. DTFC–P) [2].

#### **1.1.7. Trudności występujące w metodzie DTC–ST i ich rozwiązania**

Zasadniczo modyfikacje wspomnianych metod sterowania mają za zadanie rozwiązanie określonych trudności w nich występujących.

Przykładowo, podstawowe trudności dla metody z bezpośrednim zadawaniem momentu i strumienia stojana z tablicą przełączeń (Direct Torque Control – Switching Table, skr. DTC–ST) [2], [10] to:

- rozruch (brak możliwości wzbudzania maszyny przy zadanej zerowej wartości momentu elektromagnetycznego);
- odkształcony przebieg prądu przy niskich prędkościach obrotowych napędu i heksagonalna postać strumienia magnetycznego;
- zmienna częstotliwość łączeń falownika;
- zmienne tętnienia momentu elektromagnetycznego.

Rozwiązaniami dwóch pierwszych wymienionych zagadnień mogą być: zmiana tablic przełączeń [2], [11] lub zmiany granic sektorów przy niskich prędkościach obrotowych napędu [2], [12]. Zmienna częstość łączeń falownika jest obniżana bądź też eliminowana poprzez zastosowanie metody DTC–SVM [2], [13], [14] lub rozwiązań wykorzystujących modulację szerokości impulsów wektorów napięcia wyznaczonych przy zastosowaniu klasycznej metody DTC [2], [15], [16]. Poprawa tej niedogodności w modyfikowanych układach z wykorzystaniem sterowania DTC stanowi jedną z pożądanych cech z uwagi na aspekty ekonomiczne, gdyż częstotliwość łączeń decyduje o stratach mocy przekształtnika statycznego i jego sprawności [2].

### 1.1.8. Wpływ tętnień momentu napędowego na kanał przenoszenia mocy od silnika do koła w metodzie DTC

Istotnymi aspektami poprawy właściwości technicznych są zmniejszenie częstości występowania tętnień momentu elektromagnetycznego i obniżenie ich wartości. Pożądane jest to nie tylko z uwagi na aspekty czysto naukowe, ale również przemysłowe. Dla producentów pojazdów trakcyjnych stanowi to bardzo ważną zaletę względem produktów oferowanych przez konkurencję. Okazuje się bowiem, że tętnienia momentu nierzadko mogą przekładać się na aspekty ekonomiczne.

Mogą się one wiązać między innymi ze skutkami takimi jak:

- obniżenie niezawodności pojazdu trakcyjnego,
- zwiększenie częstotliwości przeglądów jednostek napędowych,
- zwiększenie częstości wymian maszyn elektrycznych sterowanych opisywaną metodą,
- zwiększenie częstości wymiany podzespołów układu napędowego, między innymi wałów maszyn, łożysk i innych.

Wymienione czynniki na tle wymagań rynkowych wiązać się mogą między innymi z mniejszą ilością zamówień i utratą renomy przez markę przedsiębiorstwa produkującego napędy i pojazdy trakcyjne, niejednokrotnie wypracowanej przez lata. Czynniki te obniżają również rentowność pojazdów trakcyjnych, a w szczególnych przypadkach mogą prowadzić do większego zapotrzebowania na ich liczbę z uwagi na częstsze przeglądy w stosunku do pojazdów o lepszych właściwościach technicznych, oferowanych przez konkurencję. Gdy konieczne stają się częstsze przeglądy pojazdów trakcyjnych, wzrasta zapotrzebowanie przewoźnika na ilość pojazdów zastępczych, które przejmą zadania tych podlegających przeglądowi.

Na dodatek niezastosowanie się do zaleceń producenta pojazdów trakcyjnych w przypadku dużych tętnień momentu elektromagnetycznego maszyny może zagrozić bezpieczeństwu osób pracujących na pojeździe podczas jego eksploatacji.

Większe tętnienia momentu wokół wartości zadanej nie tylko powodują zmniejszenie niezawodności maszyny elektrycznej sterowanej poprzez metodę DTC, ale również w sposób pośredni mogą być odpowiedzialne za uszkodzenia elementów mechanicznych układu napędowego pojazdu trakcyjnego. Tymi elementami między innymi mogą być wirniki maszyn sterowanych, wały wirników, ich łożyska i inne.

Przykładowo proces pośredniego uszkodzenia wału układu napędowego, bądź też jego łożysk, hipotetycznie można opisać w następujący sposób.

Założmy, że tętnienia momentu elektromagnetycznego powodują powstanie w pierwszej kolejności skręcania w elemencie wirującym maszyny elektrycznej. Nazwijmy to pierwszym efektem bezpośrednim tętnienia. To skręcanie generuje naprężenia styczne w przekrojach poprzecznych tego elementu. Są to naprężenia, które co do wartości w danym punkcie przekroju obracającego się zmieniają się w czasie tak często jak moment elektromagnetyczny maszyny elektrycznej (ich wartości odwzorowują proporcjonalnie przebieg tętnienia). Trzeba więc koniecznie pamiętać, że to obciążenie nie jest obciążeniem statycznym. Z drugiej strony założmy, że w wyniku tętnień momentu elektromagnetycznego występujących na wirniku maszyny elektrycznej następuje trwała deformacja tego wirnika. Będzie to drugi efekt bezpośredni. Z kolei, pośrednio z niego wyniknie przesunięcie środka ciężkości elementu obracającego się w stosunku do jego położenia, gdy element nie był zdeformowany. Jak zostanie wyjaśnione poniżej, deformacja ta spowoduje powstanie w przekroju również naprężeń normalnych od zginania i tnących od ścinania. Będzie to zatem w ogólności w każdym punkcie przekroju poprzecznego elementu obracającego się złożony stan naprężenia. Założymy jednak, że wpływ zginania będzie dominujący nad ścinaniem. Powtórzmy, że ten złożony stan naprężenia z dominacją wpływu zginania będzie pośrednim efektem wynikającym z tętnienia momentu elektromagnetycznego. Ten efekt też będzie zmienny w czasie, ale w stosunku do zmian naprężeń wynikających ze skręcania można go będzie uznać za pseudo statyczny (mimośród będzie się zmieniał, ale znacząco wolniej niż przebieg tętnienia).

Może zaistnieć niebezpieczeństwo, że deformacja pod wpływem tętnienia momentu (drugi efekt bezpośredni) będzie niewielka względem wymiarów elementów maszyny, ale na tyle znacząca, że spowoduje zmiany położenia środków ciężkości w przekrojach poprzecznych wirującego elementu układu napędowego. Można zatem stwierdzić, że osoba eksploatująca pojazd zapewne miałaby istotne trudności w zauważeniu takiej usterki, a co za tym idzie, pojazd nie zostałby skierowany do naprawy.

Powstanie w przekroju naprężeń normalnych od zginania i tnących od ścinania można spróbować uzasadnić następująco. Przemieszczenie środka ciężkości w stosunku do jego położenia początkowego na osi wału pod wpływem tętnień momentu elektromagnetycznego powoduje powstanie mimośrodów. Podczas pracy układu napędowego, gdy jego zdeformowany element będzie wirował z niezerową prędkością, na powstałym mimośrodku pojawi się siła odśrodkowa. Kierunek tej siły w przybliżeniu będzie linią skierowaną prostopadle do

początkowej osi wału i będzie przechodził przez punkt nowego miejscowego (wynikającego z trwałej deformacji elementu) środka ciężkości danego przekroju poprzecznego wirnika maszyny. Wartość tej siły będzie wprost proporcjonalna do kwadratu prędkości kątowej elementu wirującego układu napędowego pojazdu trakcyjnego oraz do wartości wspomnianego mimośrod. Element wirujący układu napędowego na skutek oddziaływania wspomnianej siły odśrodkowej przy niezerowej prędkości zdeformowanego elementu układu napędowego będzie podlegał zginaniu i ścinaniu [17]. W ogólności w każdym przekroju poprzecznym wzdłuż osi elementu obracającego się powstaną zatem siły przekrojowe w postaci momentu gnącego i siły tnącej. Moment spowoduje powstanie (dodatkowych) naprężeń normalnych w przekrojach poprzecznych, natomiast siła tnąca przyczyni się w tych przekrojach do powstania (dodatkowych) naprężeń stycznych [17].

Wspomniane naprężenia od skręcania (pierwszy efekt bezpośredni tętnienia momentu pochodzącego od metody DTC), jak i naprężenia od zginania i ścinania (efekt mimośrodu) złożą się w punktach rozważanego przekroju na stany naprężenia odpowiedzialne za odkształcenia trwałe powodujące powiększanie się deformacji elementu wirującego układu napędowego. Z kolei dalsza deformacja przyczyni się znów do wzrostu naprężeń normalnych i tnących w przekrojach poprzecznych, a to znów doprowadzi do wzrostu deformacji itd. Może to spowodować uszkodzenia jednego lub kilku z wirujących elementów układu napędowego po nieokreślonym czasie eksploatacji pojazdu.

Zastanówmy się, jaka może być – określona przynajmniej w sposób jakościowy – decydująca przyczyna tego zniszczenia. Jeśli przekrój, w którym nastąpiło zniszczenie, miałby przełom typowy dla zniszczenia zmęczeniowego, czyli część zewnętrznych warstw gładka, a środek chropowaty, to można by podejrzewać dominujący wpływ pierwszego efektu bezpośredniego, czyli naprężeń ścinających pochodzących od skręcania z tętnienia momentu elektromagnetycznego. Natomiast gdyby przełom był typowy dla zniszczenia nagłego, oznaczałoby to, że za awarię odpowiadają naprężenia normalne od zginania. Zginanie rozumiane jest jako wtórny efekt tętnienia momentu wynikający z deformacji osi układu wirującego pod wpływem zmian siły napędowej. Jak widać, dla przyjętych założeń, główną przyczyną uszkodzenia, niezależnie od ścieżki jego rozwoju (dominacja wpływu skręcania lub zginania), jest tętnienie momentu elektromagnetycznego.

Ilustracyjnie, można przypomnieć typowe rozkłady naprężeń na przekroju poprzecznym w trzech omówionych tutaj przypadkach mechanicznych: skręcania, zginania i ścinania. Zaznaczmy jednak wyraźnie, że podane rozkłady odpowiadają dla uproszczenia wyводу obciążeniom przykładowym w sposób statyczny, co jest w tym miejscu dużym przybliżeniem.

Rozkłady będą przedstawione na przykładzie przekroju poprzecznego litego wału kołowego, tylko aby uwidocznić ich charakterystykę. Należy jednak pamiętać, że rzeczywisty obiekt, na przykład wirnik, może mieć zupełnie inną, w tym złożoną, geometrię.

Rozpatrując stan naprężenia ze względu na skręcanie stwierdzić można, że naprężenia w przekroju poprzecznym tego elementu pochodzą od momentu skręcającego, który jest superpozycją wytwarzanego wewnątrz maszyny momentu elektromagnetycznego oraz występującego chwilowego momentu obciążenia wału tej maszyny. Rozkład naprężeń jest następujący: w środku ciężkości danego przekroju poprzecznego tego elementu naprężenia są równe zero, a następnie rosną liniowo w kierunku obwodu, gdzie osiągają wartości maksymalne. Kierunek naprężeń jest prostopadły do promienia wodzącego danego punktu [18].

W elemencie podlegającym zginaniu naprężenia normalne mają następujący rozkład w przekroju poprzecznym: ekstremalne wartości przyjmowane są dla włókien skrajnych (dotyczy to zarówno ujemnych wartości, czyli odpowiadających ścisnaniu, jak i dodatnich, czyli odpowiadających rozciąganiu); natomiast naprężenia nie występują na powierzchni neutralnej przechodzącej przez kolejne środki ciężkości przekrojów poprzecznych (dla pręta pryzmatycznego prostoliniowego będzie to płaszczyzna neutralna, lub – dla jednego przekroju poprzecznego: oś neutralna) [18].

W opisywanym przypadku należy mieć również na uwadze naprężenia styczne od siły tnącej. Naprężenia te określa się w sposób inżynierski tzw. wzorami Żurawskiego [18] jako naprężenia równoległe do kierunku siły tnącej o rozkładzie wartości parabolicznym wzdłuż tego kierunku oraz na naprężenia o kierunku prostopadłym do działającej siły o przebiegu wartości liniowym z miejscem zerowym w środku przekroju. Rzeczywisty rozkład wartości jest więc opisany powierzchnią nieliniową, a kierunki wypadkowe są różne w zależności od punktu w przekroju. Literatura podaje, że wpływu tych sił nie powinno się pomijać w obliczeniach statycznych belek na zginanie dla przypadku belek krótkich i wąskich [17].

Jak już wspomniano wyżej, zgodnie z przyjętymi założeniami, główną przyczyną awarii elementów wirujących jest tętnienie momentu elektromagnetycznego, niezależnie od tego, który wpływ jest dominujący – skręcanie lub zginanie. Powstanie uszkodzeń zależeć będzie od częstości wystąpień zmian momentu, od chwilowych wartości pulsacji momentu względem wartości zadanej, od wartości zadanej (średniej) momentu działającego na element wirujący oraz od paramentów charakteryzujących ten element: wymiarów zewnętrznych elementu, biegunowego i osiowego momentu bezwładności elementu, wymiarów przekroju

poprzecznego elementu, rodzaju materiału, z którego ten element został wykonany i wielkości je charakteryzujących.

Powyżej wymienione czynniki i skutki istotnie uwypuklają wagę zmniejszenia tętnień momentu elektromagnetycznego w układach napędowych sterowanych poprzez metodę DTC. Potrzeba zmniejszenia tętnień tego momentu dla pojazdów trakcyjnych z jednostkami napędowymi sterowanymi poprzez tę metodę, we współczesnych czasach stanowi trudność, jak również ważne zagadnienie zarówno przemysłowe, jak i naukowe. Potrzeba ta w dziedzinie napędów trakcyjnych jest szczególnie istotna ze względu na moce i wielkości instalowanych maszyn elektrycznych w układach napędowych pojazdów trakcyjnych sterowanych poprzez tę metodę. Dlatego też potrzeba ta stanowi jedną z okoliczności, które wpłynęły na podjęcie tematu pracy.

#### **1.1.9. Okoliczności i przyczyny podjęcia tematu pracy**

Do okoliczności i przyczyn podjęcia tematu należą:

- ✓ Wzrost wymagań eksploatacyjnych stawiany współczesnym układom regulacji w napędach trakcyjnych, a co za tym idzie konieczność rozwoju istniejących metod sterowania napędami współczesnych pojazdów trakcyjnych, tworzenie nowych, oryginalnych koncepcji układów regulacji opartych o te metody, jak i tworzenie zupełnie nowych metod sterowania układami napędowymi pojazdów trakcyjnych.
- ✓ Konieczność realizacji sposobu sterowania maszyną indukcyjną umożliwiającego poprawę działania metody DTC w zakresie obniżenia wartości tętnień momentu elektromagnetycznego bez zmiany jej struktury wewnętrznej, a w najlepszym przypadku bez zmiany nastaw regulatorów funkcjonującej metody sterowania na pojeździe. Dzięki temu będzie istniała możliwość modernizacji pojazdów trakcyjnych wykorzystujących metodę DTC przy minimalnej ingerencji w układ sterowania.
- ✓ Chęć poprawy niezawodności pojazdu trakcyjnego oraz prawdopodobne zmniejszenie częstotliwości przeglądów pojazdów już istniejących, jak również konstruowanych i projektowanych jednostek napędowych pojazdów trakcyjnych wykorzystujących metodę DTC.
- ✓ Możliwość zmniejszenia częstości wymian maszyn elektrycznych sterowanych metodą DTC.



- ✓ Możliwość zmniejszenia częstości wymian podzespołów układu napędowego pojazdu trakcyjnego, między innymi takich jak wały maszyn, bądź też łożyska je podtrzymujące i inne.
- ✓ Możliwość podniesienia rentowności pojazdu trakcyjnego, dzięki zwiększeniu jego niezawodności ze względu na uszkodzenia pochodzące od tętnień momentu elektromagnetycznego, które występują w klasycznej metodzie DTC.
- ✓ Możliwość podniesienia bezpieczeństwa osób pracujących na pojeździe podczas jego eksploatacji.

Wobec powyżej wymienionych okoliczności i przyczyn podjęcia tematu pracy, zmierza ona w swej ostatecznej formie do zaproponowania koncepcji dodatkowego układu regulacji dla pojazdu trakcyjnego wykorzystującego metodę DTC, który umożliwiłby obniżenie tętnień momentu elektromagnetycznego pochodzących od tej metody. Przy tym układ ten ma za zadanie obniżenie tętnień momentu elektromagnetycznego przy minimalnej ingerencji w układ sterowania na tym pojeździe. Dzięki temu będzie istniała możliwość modernizacji pojazdu bez potrzeby wymiany i dodatkowych ustawień już istniejących i funkcjonujących podzespołów układu napędowego sterowanego poprzez metodę DTC. Pojawi się również możliwość projektowania pojazdów trakcyjnych wykorzystujących zaproponowaną koncepcję, co w konsekwencji umożliwić może w przyszłości ich praktyczną realizację.

## 2. Cel i zakres pracy

Tematy związane z poprawą właściwości regulacyjnych przekształtnikowych napędów trakcyjnych z maszyną indukcyjną cieszą się popularnością. Wynika to przede wszystkim z faktu, że niezbędne dla tej technologii przekształtniki statyczne osiągnęły już bardzo wysoki poziom niezawodności. Niezawodny przekształtnik pozwala na zajęcie się problemami, które dotychczas nie mogły być rozpatrywane bardziej szczegółowo. Środek ciężkości badań nad tymi układami przesunął się w kierunku metod sterowania układem przekształtnikowym. Pracuje się nad poprawą właściwości regulacyjnych metod sterowania, które już teraz znalazły najszersze zastosowanie. Wśród tych metod znajdują się też metoda DTC i dlatego obserwuje się koncentrację badań nad polepszeniem jej właściwości regulacyjnych. Oczekuje się, że odzwierciedli się to w odpowiednich wskaźnikach technicznych, ekonomicznych oraz będzie miało wpływ na niezawodność i bezpieczeństwo transportu kolejowego.

Badania nad poprawą właściwości regulacyjnych metody DTC pod względem naukowym pozwalają stworzyć szereg różnych koncepcji, których efektywność może być sprawdzona nie tylko na rzeczywistych obiektach, ale również symulacyjnie. Symulacje działania metody DTC, jak i metod z wykorzystaniem wspomnianych koncepcji, są niezwykle użyteczne w trakcji elektrycznej. Fakt ten związany jest z wielkością obiektów modelowanych, ich kosztem, jak i kosztami możliwych modyfikacji tej metody dla pojazdu trakcyjnego.

Aspekty finansowe inwestycji wprowadzenia już poprawnie działającej, zmodyfikowanej metody, która spełnia oczekiwania eksploatacyjne producenta pojazdu trakcyjnego, jak i jego przyszłych użytkowników są znaczące. Dlatego też koncepcja zmodyfikowanej metody spełniającej stawiane jej wymagania techniczne, zanim zostanie zrealizowana w formie prototypu, powinna być wcześniej sprawdzona symulacyjnie.

Symulacja umożliwia sprawdzenie laboratoryjne właściwości zmodyfikowanych algorytmów sterujących bez przeprowadzania ryzykownych, drogich, czasochłonnych i niebezpiecznych badań na obiektach rzeczywistych, do których ośrodki naukowe mają bardzo ograniczony dostęp.

Symulacyjna weryfikacja nowej koncepcji pozwala zaoszczędzić zainteresowanym podmiotom, jak również naukowcom i badaczom czas i pieniądze. Pozwala także wstępnie ocenić przydatność nowej metody w aspekcie wykorzystania jej w różnych gałęziach przemysłu. Symulacja umożliwia również sprawdzenie przebiegów sygnałów nowej, jak i już istniejącej metody stosowanej na pojeździe, do których dostęp w rzeczywistym obiekcie jest ograniczony, a w szczególnych przypadkach wręcz niemożliwy. Brak znajomości tych przebiegów stanowić może trudność między innymi w analizach związanych z zachowaniem obiektu, jak i w określeniu przyczyn tego zachowania.

Mimo tego, że metoda sterowania układu napędowego według algorytmu DTC stosowana jest obecnie w napędach trakcyjnych, istnieje wyraźna potrzeba poprawy jej właściwości regulacyjnych.

Zagadnienia badawcze mające na celu poprawę właściwości metody DTC–ST skupiać się mogą między innymi na:

- ✓ znalezieniu możliwości wzbudzania maszyny przy zadanej zerowej wartości momentu elektromagnetycznego (trudności z rozruchem);
- ✓ poprawie przebiegu prądu w zakresie niskich częstotliwości stojanowych (czyli w zakresie niskich prędkości obrotowych) napędu ze względu na jego odkształcony



charakter oraz zagadnienia związane z heksagonalną postacią strumienia magnetycznego;

- ✓ ograniczeniu zmienności częstotliwości łączy falownika;
- ✓ obniżeniu wartości występujących tętnień momentu elektromagnetycznego.

Na maszynę asynchroniczną zasilaną z dwupoziomowego przekształtnika napięcia w metodzie DTC w danej chwili czasu działa jeden z wektorów wirującego napięcia stojanowego. Należy podkreślić fakt, że liczba tych wektorów jest ograniczona do 8 (6 wektorów aktywnych i 2 zerowe). Na podstawie tego stwierdzić można, że możliwości modyfikacji algorytmów zmian tych wektorów są również ograniczone, "stąd zwykle polepszenie jednych właściwości odbywa się kosztem pogorszenia innych" [2, p. 17]. Sytuacja ta mogłaby ulec zmianie, gdyby maszyna elektryczna zasilana była z przekształtnika mocy, którego długości generowanych wektorów mogłyby być dostosowywane odpowiednio do warunków panujących w obiekcie sterowanym. Możliwe było by to tylko wtedy, gdyby maszyna elektryczna została zasilona z przekształtnika mocy, który długości generowanych wektorów mógłby dostosowywać odpowiednio do wymogów punktu pracy zasilanej maszyny asynchronicznej.

Na podstawie hipotezy odnoszącej się do problemu wykorzystania zmienności długości wektorów napięcia przekształtnikowego do redukcji tętnień momentu napędowego maszyny asynchronicznej w napędach trakcyjnych sformułowano ogólną tezę pracy, która brzmi: "istnieje możliwość ograniczenia składowej przemiennej momentu elektromagnetycznego dla metody DTC poprzez odpowiednie dostosowanie napięcia zasilania falownika dwupoziomowego".

Obszar, w jakim mieści się niniejsza praca, ma charakter naukowy, którego głównym celem jest opracowanie odpowiednich koncepcji dla istniejącego już modelu sterowania maszyną asynchroniczną przy pomocy metody DTC. Należy również podkreślić, że proponowana przez autora pracy metodyka zmiany długości wektorów napięcia przekształtnika mocy poprzez odpowiednie dostosowanie wartości jednego z potencjałów znajdujących się na zaciskach wyjściowych przekształtnika odbywać się będzie niejednokrotnie w stanie nieustalonym pracy maszyny sterowanej. Fakt ten ogranicza możliwości przedstawienia ścisłego rozwiązania zagadnienia poprzez zaprezentowanie odpowiedniego aparatu matematycznego, dlatego też prezentacji tej nie obejmuje zakres pracy.

Autor musiał ograniczyć tematykę swej pracy do wpływu na tętnienia momentu napędowego ze względu na obszerność zadań rozwojowych związanych z modyfikacją metod sterowania. Część analityczna pracy ogranicza się w głównej mierze do opisu stanów ustalonych w układzie napędowym, co w przypadku napędów trakcyjnych jest dopuszczalne ze względu na quasi stacjonarny charakter występujących w trakcji zmian prędkości kątowej wału maszyny. Stany przejściowe o dużej dynamice występujące w tych układach w momencie poślizgu kół, określane terminem angielskim "slip and slide", nie są rozpatrywane w tej pracy. Reakcja układu napędowego na te stany pracy jest tematyką zbyt obszerną, by można było ją uwzględnić w przeprowadzonych badaniach.

Mimo złożoności tematyki praca obejmuje wyjaśnienie postawionej tezy w możliwym do przedstawienia przez autora zakresie. Jako układ do celów badawczych wybrano istniejący model symulacyjny występujący w publikacjach krajowych, jak i zagranicznych [10], [19], [20]. Układ ten został zaprojektowany przez H. Blanchette, L.-A. Dessaint z Ecole de technologie superieure (Montreal) i jest on jednym z układów demonstracyjnych środowiska Matab, Simulink.

Zakres pracy wynika z postawionego problemu. Implikuje on rozwiązanie następujących zadań:

1. Opracowanie w środowisku Simulink układu sterowania napięciem zasilania falownika dwupoziomowego dla zaprojektowanego w tym środowisku układu sterowania wektorowego maszyny ASM z bezpośrednim zadawaniem momentu, zasilanego ze sterowanego idealnego źródła napięcia.
2. Zastosowanie opracowanego układu sterowania napięciem zasilania falownika dwupoziomowego do ograniczenia składowej przemiennej momentu elektromagnetycznego w zaprojektowanym w środowisku Simulink modelu silnika ASM sterowanego wektorowo z bezpośrednim zadawaniem momentu elektromagnetycznego.

**Założenia upraszczające odnoszące się do zastosowanego modelu maszyny asynchronicznej:**

- Zakłada się idealną liniowość i symetryczność maszyny asynchronicznej – uzwojenia stojana rozłożone są symetrycznie po obwodzie stojana, indukcyjności uzwojeń spełniają warunek symetryczności, obwód magnetyczny jest liniowy, izotropowy.
- Rozłożenie przestrzenne uzwojenia stojana i wirnika maszyny asynchronicznej zastępuje się uzwojeniami skupionymi.
- Zjawisko naskórkowości prądu, nasycenia obwodu magnetycznego oraz straty w obwodzie magnetycznym maszyny (straty na prądy wirowe oraz na histerezę) zostają pominięte.
- Pomija się straty w łożyskach i na wentylację.
- Pominięty zostaje wpływ temperatury i prądu na elementy zastępcze silnika.
- Pomija się wyższe harmoniczne przestrzennego rozkładu pola w szczelinie powietrznej.
- Pomiary napięć i prądów przeprowadzane są w sposób idealny, tolerancja pomiarów zostaje pominięta.
- Pomiar prędkości obrotowej wału maszyny asynchronicznej dokonywany jest ze stałą dokładnością, określaną jako idealna, pomija się wszelkie zjawiska na styku koło–szyna.

**Założenia upraszczające odnoszące się do zastosowanych modeli przekształtników statycznych:**

- Przekształtniki te zasilane są z idealnych źródeł napięcia i sterowane symetrycznie z cyfrowego sterownika impulsowego.

**Założenia upraszczające związane z częścią mechaniczną układu przenoszenia mocy [21]:**

- Zakłada się skupienie wszystkich mas wirujących (silnika, przekładni, itd.) i ich doskonałą sztywność, a połączenia między masami wirującymi traktuje się jako bezmasowe, a luz przekładniowy jako pomijalnie mały.
- Jako pomijalnie małe zakłada się odkształcenia występujące na połączeniach między masami wirującymi.
- Zakłada się, że siły i momenty obrotowe przyłączone są do środków ciężkości mas skupionych.

**Założenia upraszczające odnoszące się do algorytmów sterujących:**

- Sygnały w układzie sterowania DTC, jak i opracowanego dodatkowego układu obniżającego poziom tętnień momentu elektromagnetycznego metody są niezaszumione.
- Metoda sterowania posiada cyfrowe regulatory histerezy.
- Układ estymatora momentu i strumienia ma możliwość wyprowadzenia sygnału będącego informacją o wartości obliczonego momentu elektromagnetycznego.
- Modyfikacja zakłada możliwość integracji dodatkowego obiektu usprawniającego i modyfikującego pracę metody regulacji DTC.
- Ewentualne opóźnienia obliczeń badanego układu sterowania metody DTC nie są pominięte, układ bloku metody DTC działa z jednokrokovym opóźnieniem częstotliwości taktowania zegara  $T_s$  (Sampling time).
- Ewentualne opóźnienia w obliczeniach układu sterowania wartością napięcia wejściowego falownika dwupoziomowego są pominięte. Dopuszcza to quasi-stacjonarny charakter przebiegów regulacyjnych w układach trakcyjnych.
- Analizowana praca układu sterowania rozpatrywana jest tylko w pierwszym kwadrancie mocy mechanicznej.

Praca w głównej mierze dotyczy opracowania koncepcji dodatkowego układu sterowania do metody sterowania wektorowego DTC. Koncepcja ta zgodnie z tezą pracy związana jest z opracowaniem układu, dzięki któremu istniałaby możliwość zmniejszenia tętnień momentu elektromagnetycznego sterowanej maszyny asynchronicznej poprzez układ sterowania DTC. Przy tym wprowadzenie dodatkowego modułu ma nie wymagać zmian w estymatorze, tablicy przełączeń czy też zmian nastaw regulatorów metody DTC. Dodatkowy układ sterowania ma spełnić cel przy możliwie małym pogorszeniu właściwości dynamicznych metody, co ma być dodatkową zaletą opracowanej koncepcji. Praca badawcza nad koncepcją układu obejmuje zakres bezrekuperacyjnej pracy układu, dlatego też analizy i badania wykorzystania opracowanej koncepcji nie obejmują tych stanów pracy układu napędowego, przy których następuje zwrot energii do sieci.

Ze względu na różnorodność pojazdów trakcyjnych opracowana koncepcja nie ma za zadanie odpowiedzieć na pytania techniczne takie jak:

- Czy dodatkowy układ da się zamontować na już istniejącym pojeździe (lokalizacja, moc zasilania, poziomy napięcie)?

- Czy istnieje możliwość wyprowadzenia sygnału estymowanego momentu elektromagnetycznego sterowanej maszyny elektrycznej z metody DTC?
- Jak dodatkowy układ sterowania będzie reagował na stany awaryjne napędu oraz jak można go podłączyć do modułów diagnostyki pojazdu?

Odpowiedzi na te pytania pozostawia się konstruktorom, bądź też projektantom pojazdu wykorzystującego opracowaną i przedstawioną w pracy koncepcję.

Do badań nad układem sterowania DTC, jak i współpracy tej metody z opracowanym dodatkowym układem sterowania wykorzystano system zasilania trakcji tramwajowej 600 V DC. Przy tym założono, że system zasilania dysponuje nieograniczoną mocą i jest w stanie utrzymać stałą wartość napięcia zasilania przy wszystkich stanach obciążenia.

Zaproponowany przez autora układ sterowania wektorowego DTC z możliwością dostosowania wartości napięcia zasilania falownika napięcia dla uproszczenia będzie nazywany w niniejszej pracy układem DTC–MD.

### 3. Konstrukcja pracy

We wstępie do niniejszej pracy autor przedstawił rys historyczny rozwoju trakcji elektrycznej na świecie, na podstawie którego stwierdził, że wzrost wymagań eksploatacyjnych stawianych współczesnym układom regulacji w napędach trakcyjnych jest nieunikniony. W rozdziale pierwszym zostały opisane też różne metody sterowania przekształtników zasilających maszyny indukcyjne. Opisano zalety i wady tych metod, trudności występujące w metodzie DTC–ST oraz ich rozwiązania. Rozdział ten zawiera także szerszy opis trudności związanej z wpływem tętnień momentu napędowego na kanał przenoszenia mocy od silnika do koła w metodzie DTC. Podkreślono w nim wagę zmniejszenia tętnień momentu elektromagnetycznego w układach napędowych sterowanych poprzez metodę DTC i w związku z tym przedstawiono okoliczności i przyczyny podjęcia tematu pracy.

Rozdział 2. Cel i zakres pracy autor rozpoczął od opisu narodzin samej koncepcji pracy. Zawarł w nim objaśnienie sensu tytułu, założenia do pracy, informację o tym, w jakim rozmiarze praca została podjęta, czego praca dotyczy, a czego nie oraz w jakim obszarze się mieści.

Rozdział 4. Opis analityczny metody sterowania DTC–ST zawiera klasyfikację wektorowych metod sterowania momentem i strumieniem. Opisano w nim ideę sterowania

wektorowej metodą DTC–ST za pomocą wektorów napięcia wytwarzanych przez dwupołożeniowy falownik. Przedstawiono podział na sektory w metodzie DTC–ST oraz w jaki sposób odbywa się chwilowa zmiana położenia wektora strumienia stojana pod wpływem działania wspomnianych wektorów napięcia. Opisano czynniki wpływające na decyzję o wyborze wektora napięcia w metodzie DTC–ST. Przedstawiono wzór na chwilowy moment elektromagnetyczny maszyny indukcyjnej oraz jego przekształconą postać dla pierwszej harmonicznej tego momentu. Na podstawie ww. wzoru wyjaśniono ideę wykorzystania regulatorów histerezy oraz tablicy przełączeń, tzw. "switching table" w tej metodzie.

W rozdziale 5. Dotychczasowe metody, które pozwalają osiągnąć cel pracy. Zawarto analizę publikacji dotyczących zasadniczego tematu pracy. Opisano alternatywne rozwiązania problemu obniżenia tętnień momentu elektromagnetycznego maszyny indukcyjnej zawarte w literaturze światowej. W początkowej części rozdziału autor skupia się na przedstawieniu analizy tematu dokonanej przez autora publikacji [2], dodając później swoje uwagi i własne propozycje poszerzające spojrzenie na podjęty problem. Wskazuje też, że podejście do tematyki badawczej zawarte w niniejszej pracy plasuje się poza powszechnym trendem badawczym. Autor pracy w niniejszym rozdziale zwraca szczególną uwagę na rozwiązania problematyki wprowadzające współczynnik wypełnienia ("duty ratio –  $\delta$ ") [16], [33]. Koncepcja opisana w publikacji [33], polegająca na regulacji średniej długości wektora aktywnego napięcia w czasie przełączeń ("switching time") przy wykorzystaniu współczynnika wypełnienia jest niezwykle istotna, ponieważ ostatecznie można sprowadzić ją do idei regulacji wartości napięcia zasilania dwupoziomowego falownika napięcia.

Rozpoczynając rozdział 6. Koncepcja i metoda autora – opis teoretyczny autor wyjaśnia, dlaczego dostosowanie wartości napięcia zasilania falownika powoduje obniżenie tętnień momentu elektromagnetycznego maszyny indukcyjnej. Przedstawia wyniki symulacji układu sterowania maszyną indukcyjną metodą DTC w środowisku Matlab/Simulink. Następnie opisuje koncepcje układu umożliwiającego zmniejszenie tętnień momentu elektromagnetycznego, dzięki której stworzono algorytm służący do tego celu. Na podstawie sformułowanego algorytmu zamodelowano przykładowy układ sterowania maszyną indukcyjną metodą DTC–MD i przedstawiono wyniki symulacji jej pracy. Na zakończenie porównano je z wynikami uzyskanymi dla metody DTC.

W rozdziale 7. Podsumowanie autor podsumowuje efekty swojej pracy. Przypomina, że istnieje możliwość ograniczenia składowej przemiennej momentu elektromagnetycznego dla metody DTC poprzez odpowiednie dostosowanie wartości napięcia zasilania falownika dwupoziomowego, czego dowiódł w rozdziałach poprzednich. Prezentuje także rezultaty

obliczeń charakterystycznych wielkości związanych z tętnieniami momentu uzyskanych dla metod DTC i DTC–MD. Porównując wyniki dla obu metod autor stwierdza, że w rzeczywistości wykorzystanie zaproponowanych przez niego rozwiązań powinno poprawić niezawodność maszyny indukcyjnej.

#### **4. Opis analityczny metody sterowania DTC–ST**

Metody sterowania maszyną asynchroniczną możemy podzielić na metody z udziałem sprzężeń zwrotnych i bez ich udziału. Przykładem metody bez sprzężenia zwrotnego jest sterowanie skalarne, natomiast jako przykład metod sterowania maszyną asynchroniczną wykorzystujących sprzężenia zwrotne można podać metody sterowania wektorowego. Klasyfikację wektorowych metod sterowania momentem i strumieniem przedstawia tabela 1. Metody te wykorzystują estymatory napięcia i prędkości, by móc sterować strumieniem i momentem elektromagnetycznym maszyny indukcyjnej. Praca układów estymacji w tym przypadku może opierać się o dane pobierane z mierzonych sygnałów maszyny bezpośrednio, bądź też pośrednio wykorzystując stosowne obliczenia. Nie wszystkie z metod sterowania wektorowego wymagają transformacji układów współrzędnych poza układem estymatora, wykorzystania regulatorów typu PI, wykorzystania modulacji szerokości impulsów (PWM) czy też montażu enkoderów mierzących pozycję elementu wirującego [22].



Tab. 1 Klasyfikacja wektorowych metod sterowania momentem i strumieniem [2]

<b>Sterowanie wektorowe</b>	Sterowanie z orientacją wektora pola (FOC)	Orientacją względem strumienia wirnika	Sterowanie bezpośrednie (DFOC Blaschke)
			Sterowanie pośrednie (IFOC Hasse)
		Orientacją względem strumienia stojana	Sterowanie pośrednie (NFO)
			Sterowanie ze sprzężeniem $M, \Psi$
			DTFC Predykcyjne
	Sterowanie nieliniowe (feedback linearisation)		
	Bezpośrednia regulacja momentu i strumienia (DTFC)	DTC-SVM	Sterowanie pośrednie (NFO)
			Sterowanie ze sprzężeniem $M, \Psi$
			DTFC Predykcyjne
		DTC (Takahashi)	Sterowanie pośrednie (NFO)
			Sterowanie ze sprzężeniem $M, \Psi$
			DTFC Predykcyjne
		DSC (Depenbrock)	
	Sterowanie nieliniowe (passivity based control)		

Zaproponowany w Japonii w 1985 roku przez I. Takahashi–ego i Noguchi–ego układ sterowania wektorowego DTC [23] jest układem, który posiada wymienione wyżej cechy [22]. Zaletami tego układu są między innymi bardzo dobre właściwości dynamiczne, dobre właściwości statyczne jak również dobre właściwości układu sterowania przy wysokich prędkościach kątowych wału maszyny [3].



Rysunek 6 przedstawia schemat sterowania wektorowego metodą DTC-ST [2], [3], [24], gdzie:

$\Psi_{sref}$  – zadana wartość chwilowa strumienia magnetycznego stojana;

$\Psi_s$  – estymowany sygnał chwilowej wartości strumienia stojana maszyny sterowanej;

$\Psi_{s\alpha}, \Psi_{s\beta}$  – estymowany sygnał chwilowego strumienia stojana maszyny sterowanej w osiach  $\alpha, \beta$ ;

$M_{zad}$  – zadana wartość chwilowa momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej;

$M_e$  – estymowany sygnał chwilowego momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej;

dpsi – sygnał wyjściowy dwustanowego regulatora histerezy strumienia;

dM – sygnał wyjściowy trójstanowego histerezy regulatora momentu;

$u_{sABC}$  – sygnał chwilowy napięć zasilania stojana maszyny sterowanej;

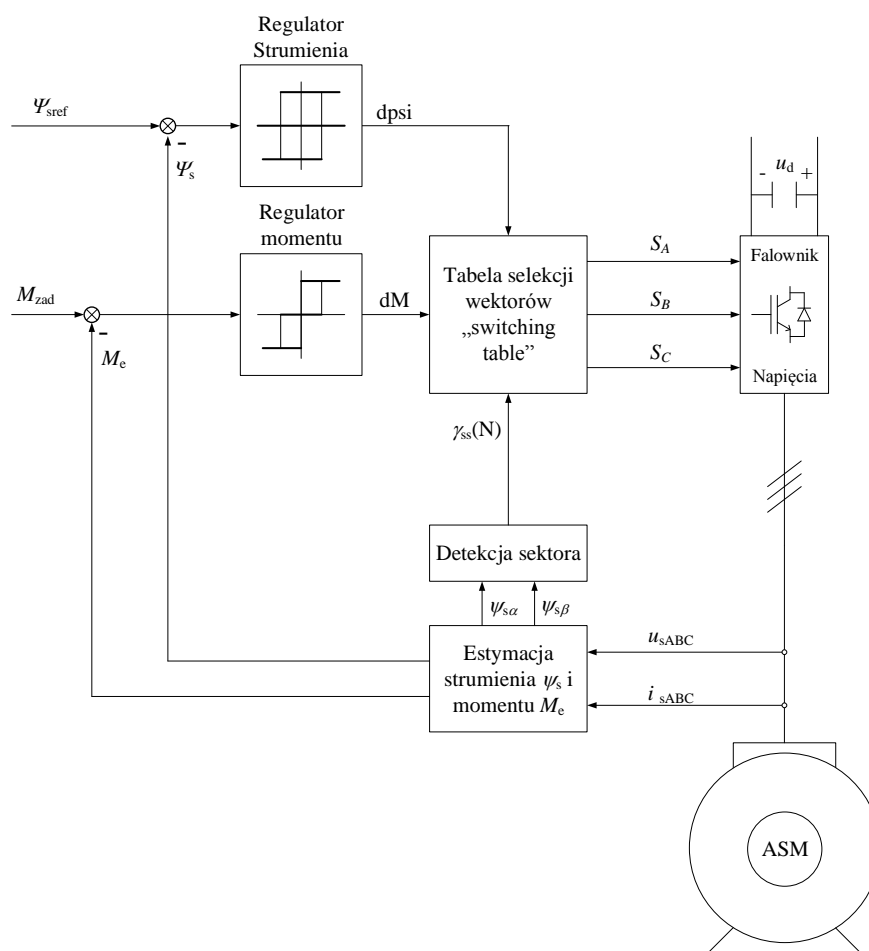
$i_{sABC}$  – sygnał chwilowy prądów stojana maszyny sterowanej;

$u_d = u_d(t)$  – wartość chwilowa napięcia zasilania falownika napięcia;

$\omega_m$  – chwilowa wartość prędkości kątowej maszyny sterowanej;

$S_A, S_B, S_C$  – czasowe, dyskretne sygnały sterujące przełączeniem dwupółprzewodnikowych kluczy falownika napięcia;

$\gamma_{ss}(N)$  – numer sektora, w którym znajduje się wektor  $\vec{\psi}_s(t)$ .

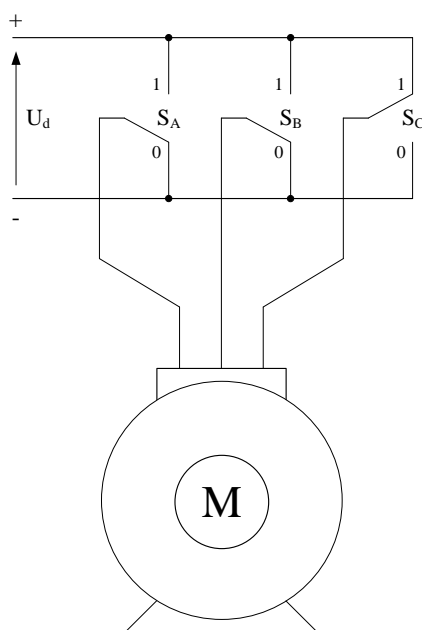


Rys. 6. Schemat sterowania wektorowego metodą DTC-ST [2], [3], [24]

Ideę sterowania DTC-ST (Rys. 6) sprowadzić można do odpowiedniego zadawania sygnałów sterujących odpowiedzialnych za przełączanie zaworów energoelektronicznych falownika napięcia zasilającego maszynę sterowaną [24]. Przełączenia te następują na podstawie danych otrzymanych między innymi z estymatora jednostki napędowej układu napędowego oraz wartości sygnałów zadanych dla tego układu. Dane, na podstawie których następują przełączenia, informują o aktualnym stanie elektromagnetycznym układu napędowego [24].

Zasadę działania metody sterowania wektorowego DTC-ST można wytłumaczyć zakładając, że falownik napięcia w tym układzie jest urządzeniem bezstratnym, złożonym z trzech kluczy dwupołożeniowych  $S_A$ ,  $S_B$ ,  $S_C$  połączonych ze sobą równolegle i przyłączonych do wspólnego obwodu unipolarnego napięcia. Przy tym każdy z tych kluczy reprezentuje działanie zaworów elektroenergetycznych dla danej gałęzi tego układu [24] i jest jej analogiem mechanicznym. Natomiast każda z gałęzi układu reprezentuje gałąź bezstratnego

falownika napięcia dla jednej z jego faz. Na rysunku 7 przedstawiono schemat ideowy tego układu.



Rys. 7. Analogia mechaniczna falownika służąca do wyjaśnienia zasady działania układu sterowania wektorowego DTC-ST [24]

Każdemu z dwupółosiowych kluczy przypisać można czasowy, dyskretny sygnał sterujący jego przełączeniem  $S_A$ ,  $S_B$ ,  $S_C$ , który może przyjąć wartości 0 lub 1. Przy wartości równej 1 klucz znajduje się w pozycji górnej, łączącej jego zacisk wyjściowy połączony jest z wyższym potencjałem obwodu pośredniego przekształtnika. Przy zerowej wartości sygnału sterującego klucz znajduje się w pozycji dolnej i jego wyjście połączone jest z niższym potencjałem obwodu pośredniego.

Dzięki takiemu zdefiniowaniu sygnałów sterujących  $S_i$  ( $i = A, B, C$ ) można zapisać równanie (1) opisujące analitycznie na płaszczyźnie Gaussa, położenie wektora napięcia trójfazowego w niezmiennym w czasie, prostokątnym układzie współrzędnych  $\alpha$ ,  $\beta$ , dla którego oś  $\alpha$  pokrywa się z osią fazy A opisywanego falownika napięcia [24]:

$$\underline{u}_s(S_A, S_B, S_C) = \vec{u}_s(t) = \frac{2}{3} \cdot \left( S_A + S_B \cdot e^{j\frac{2}{3}\pi} + S_C \cdot e^{j\frac{4}{3}\pi} \right) \cdot u_d, \quad [24], [25] \quad (1)$$

gdzie  $u_d = u_d(t)$  jest wartością chwilową napięcia zasilania falownika.

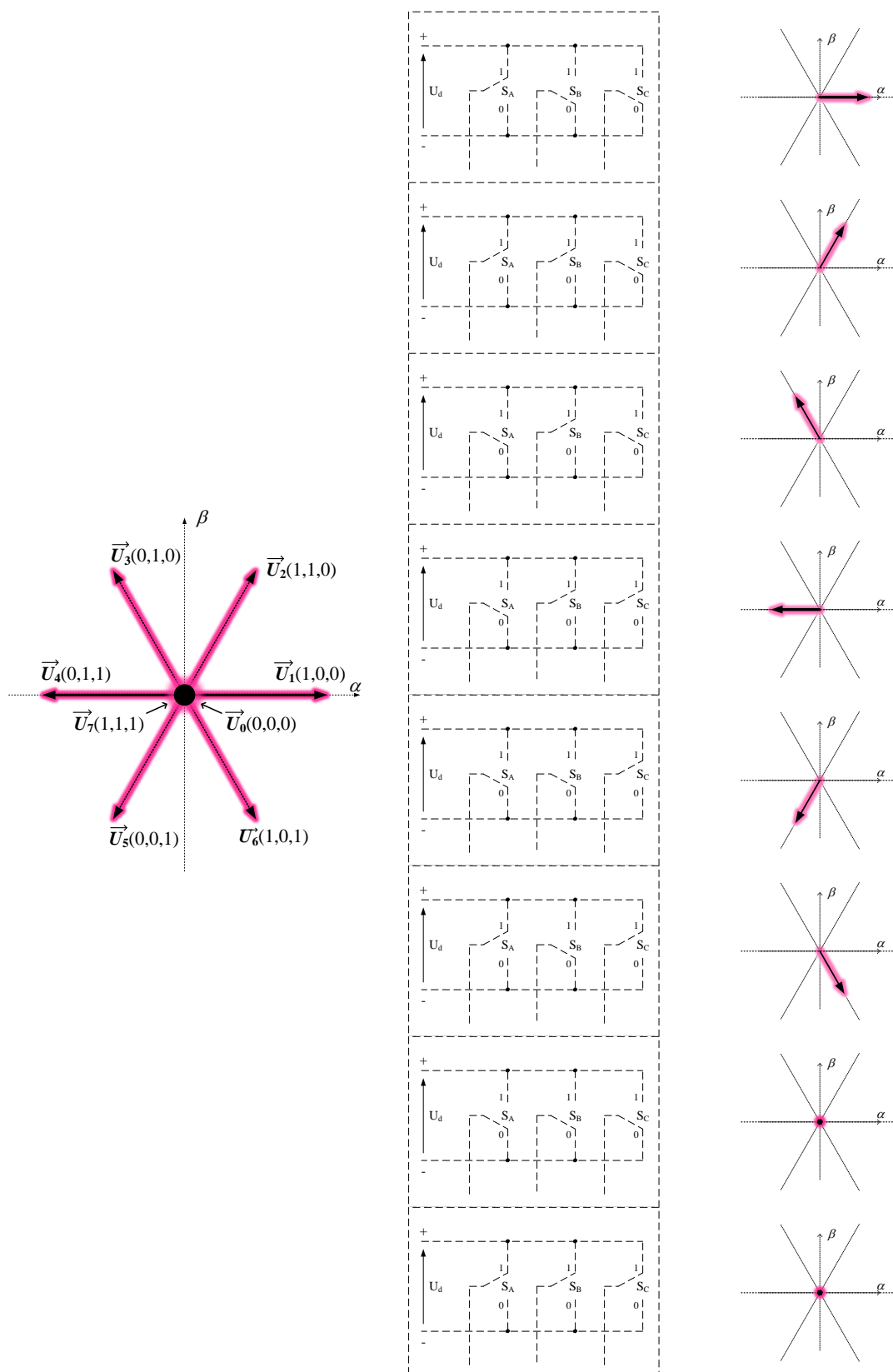
Równanie (1) dla znanych wartości chwilowych sygnałów sterujących ( $S_A$ ,  $S_B$ ,  $S_C$ ) oznacza dokładną definicję wartości napięć fazowych zasilających maszynę asynchroniczną.

Wszystkie możliwe do ustawienia pozycje kluczy dwupołożeniowych ze schematu ideowego falownika (rys. 7) wraz z odpowiadającymi im położeniami wektora napięcia  $\underline{u}_s(S_A, S_B, S_C)$  przedstawia rysunek 8. Rysunek ten ilustruje także rezultaty równania (1).

W literaturze spotkać się można również z następującą postacią równania (1) [24], [25]:

$$\begin{cases} \underline{u}_s(S_A(t), S_B(t), S_C(t)) = \frac{2}{3} \cdot u_d \cdot e^{j\frac{(k-1)}{3}\pi} & \text{dla } k = 1, 2, 3, 4, 5, 6 \\ \underline{u}_s(S_A, S_B, S_C) = 0 & \text{dla } k = 0, 7. \end{cases} \quad \begin{matrix} (2a) \\ (2b) \end{matrix}$$

przy czym równanie (2a) opisuje wektory niezerowe przekształtnika zasilanego ze źródła napięcia stałego. Równanie (2b) opisuje wektory zerowe  $U_0(0,0,0)$  i  $U_7(1,1,1)$  tego przekształtnika (Rys. 8).



Rys. 8. Ustawienia kluczy dwupołożeniowych w analogu mechanicznym idealnego falownika trójfazowego oraz odpowiadające tym ustawieniom położenia wektora napięcia  $\underline{u}_s(S_A, S_B, S_C)$

[24]

Na podstawie równań (1), (2a), (2b), stwierdzić można, że trójfazowy przekształtnik dwupołożeniowy jest w stanie wytworzyć wektor wirujący napięcia trójfazowego zajmujący 8 różnych pozycji. Przy tym 6 z nich (100, 010, 001, 110, 101, 011) odpowiada niezerowemu wektorowi napięcia  $\underline{u}_s(S_A, S_B, S_C)$  i definiuje się je jako aktywne wektory napięcia, natomiast pozostałe 2 mają wartość zerową (000, 111) i definiuje się je jako wektory pasywne.

W klasycznej metodzie DTC każdemu z wymienionych wektorów aktywnych przypisuje się indywidualny sektor działania. Każdy z tych wektorów zajmuje pozycję będącą osią symetrii swego sektora. Każdy sektor ograniczony jest przez zakres kątowy wynoszący  $60^\circ$ , przy czym granice sektora uzyskuje się poprzez obrót definiującego go wektora względem środka układu współrzędnych o  $+30^\circ$  i o  $-30^\circ$  w stosunku do położenia pierwotnego. Sektory te określają przedziały kątowe (Rys. 9) [24], [25]:

$$\text{Sektor 1 dla wektora napięcia } \overrightarrow{u_{s1}} \quad \gamma_1 \in \left( -\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{6} \right) \quad (3a)$$

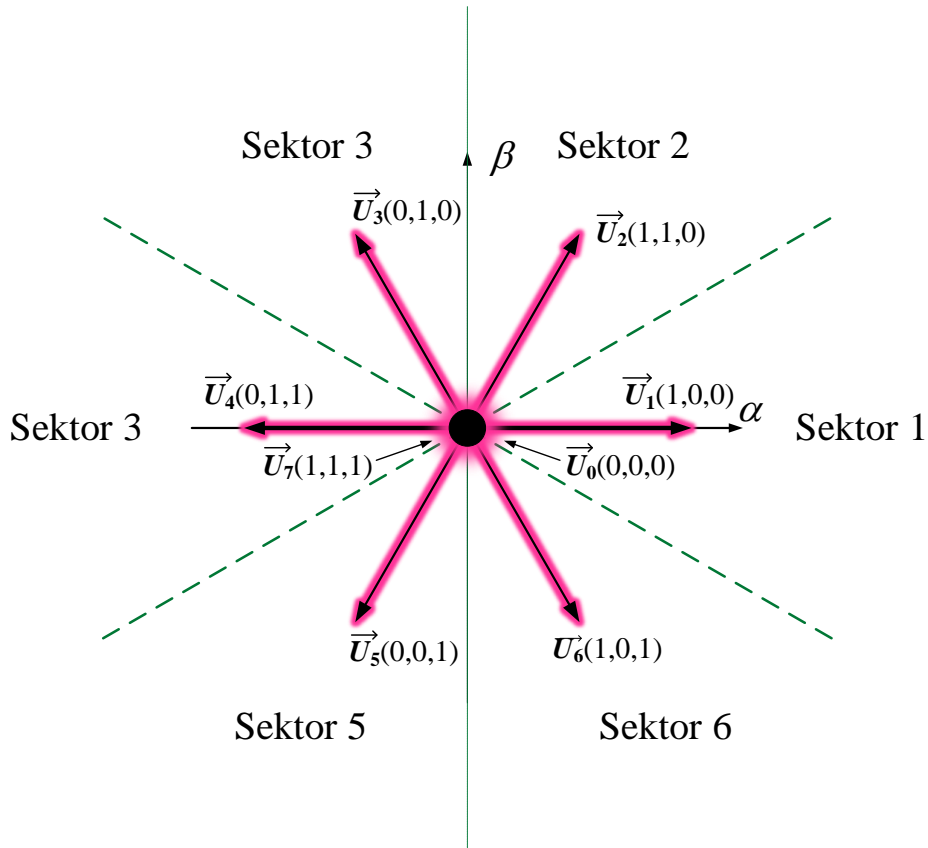
$$\text{Sektor 2 dla wektora napięcia } \overrightarrow{u_{s2}} \quad \gamma_2 \in \left( \frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{2} \right) \quad (3b)$$

$$\text{Sektor 3 dla wektora napięcia } \overrightarrow{u_{s3}} \quad \gamma_3 \in \left( \frac{\pi}{2}, \frac{5\pi}{6} \right) \quad (3c)$$

$$\text{Sektor 4 dla wektora napięcia } \overrightarrow{u_{s4}} \quad \gamma_4 \in \left( \frac{5\pi}{6}, -\frac{5\pi}{6} \right) \quad (3d)$$

$$\text{Sektor 5 dla wektora napięcia } \overrightarrow{u_{s5}} \quad \gamma_5 \in \left( -\frac{5\pi}{6}, -\frac{\pi}{2} \right) \quad (3e)$$

$$\text{Sektor 6 dla wektora napięcia } \overrightarrow{u_{s6}} \quad \gamma_6 \in \left( -\frac{\pi}{2}, -\frac{\pi}{6} \right) \quad (3f)$$



Rys. 9. Wektory napięcia i odpowiadające im sektory dla klasycznej metody DTC–ST

Metoda DTC–ST dokonuje odpowiedniej selekcji następnej pozycji wirującego wektora napięcia  $\vec{u}_s(S_A, S_B, S_C)$  w danej chwili czasu w celu osiągnięcia zadanych wartości momentu elektromagnetycznego i strumienia magnetycznego skojarzonego z uzwojeniem stojana sterowanej maszyny.

Zakładając pomijalny wpływ spadku napięcia na elementach rezystancyjnych uzwojeń stojana maszyny sterowanej, równanie różniczkowe opisujące chwilową zmianę położenia wektora strumienia stojana można zapisać w następujący sposób [24], [25]:

$$\frac{d\vec{\psi}_s(t)}{dt} = \vec{U}_{st}(t) - R_{st} \cdot \vec{I}_{st}(t) \approx \vec{U}_{st}(t) \quad (4)$$

gdzie:

$\vec{\psi}_s(t)$  – wirujący wektor strumienia skojarzonego stojana (nazywany dalej w pracy wektorem strumienia magnetycznego stojana),

$\vec{U}_{st}(t)$  – wirujący wektor napięcia zasilającego uzwojenie stojana maszyny sterowanej (nazywany dalej w pracy wektorem napięcia zasilania stojana),

$\vec{I}_{st}(t)$  – wirujący wektor prądu w uzwojeniach stojana maszyny sterowanej,

$R_{st}$  – rezystancja uzwojenia stojana maszyny sterowanej.

Na podstawie równania 4 stwierdzić można, że wektor strumienia magnetycznego stojana  $\vec{\psi}_s(t)$  jest zależny od przebiegu czasowego położenia wektora napięcia zasilania stojana  $\vec{U}_{st}(t)$ . Pomijając wpływ rezystancji uzwojenia stojana i zakładając nieskończenie krótki czas przełączeń zaworów tego falownika w metodzie DTC–ST, równanie 4 można zapisać w postaci 5 [24], [25].

$$\vec{\psi}_s(t) = \int_0^t \vec{u}_s(t) dt \quad (5)$$

Wektor strumienia skojarzonego jest całką z wektora napięcia i wskutek tego nie zmienia swej wartości w sposób skokowy. Natomiast dokonując linearyzacji równania 5, chwilową zmianę położenia wektora strumienia stojana  $\Delta\vec{\psi}_s(\Delta t)$  opisać można równaniem:

$$\Delta\vec{\psi}_s(\Delta t) = \vec{u}_s(n \cdot \Delta t) \cdot \Delta t \quad (6)$$

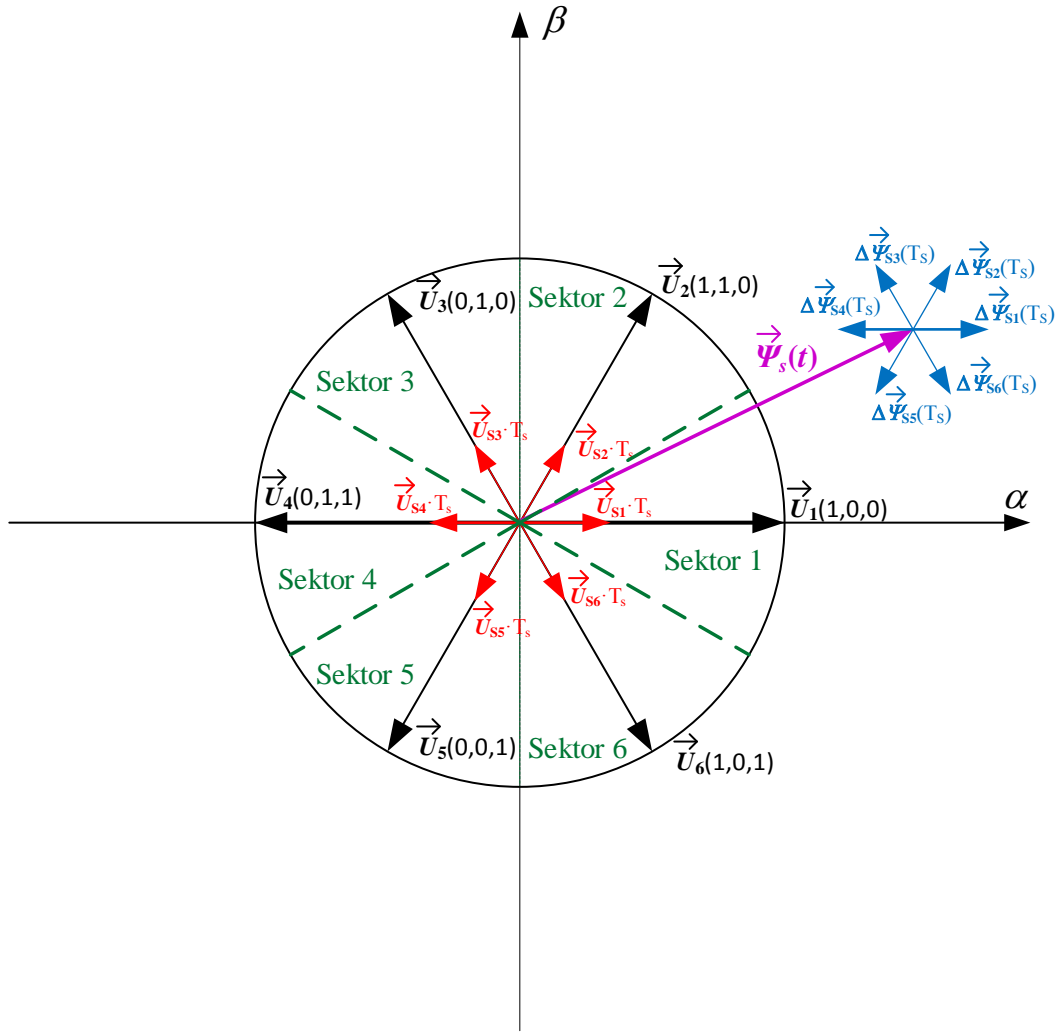
gdzie  $n$  –  $n$ -ta krotność czasu próbkowania.

Przy zastąpieniu  $\Delta t$  czasem próbkowania  $T_s$  równanie (6) ma postać:

$$\Delta\vec{\psi}_s(T_s) = \Delta\vec{\psi}_s = \vec{u}_s(n \cdot T_s) \cdot T_s \quad (7)$$

Rysunek 10 ilustruje usytuowanie wektorów napięcia stojana  $\vec{u}_{s1}, \vec{u}_{s2}, \vec{u}_{s3}, \vec{u}_{s4}, \vec{u}_{s5}, \vec{u}_{s6}$ , sektorów wraz z ich numeracją, wektora strumienia magnetycznego stojana  $\vec{\psi}_s(t)$  oraz wektorów chwilowych zmian położenia wektora strumienia stojana  $\Delta\vec{\psi}_s$  [24]. Wartość wirującego wektora strumienia skojarzonego stojana  $\vec{\psi}_s(t)$  zmienia się wskutek zsumowania się jego chwilowej wartości z wektorem jego zmiany, który ustawiony jest w tym samym kierunku, w którym działa wektor napięcia.

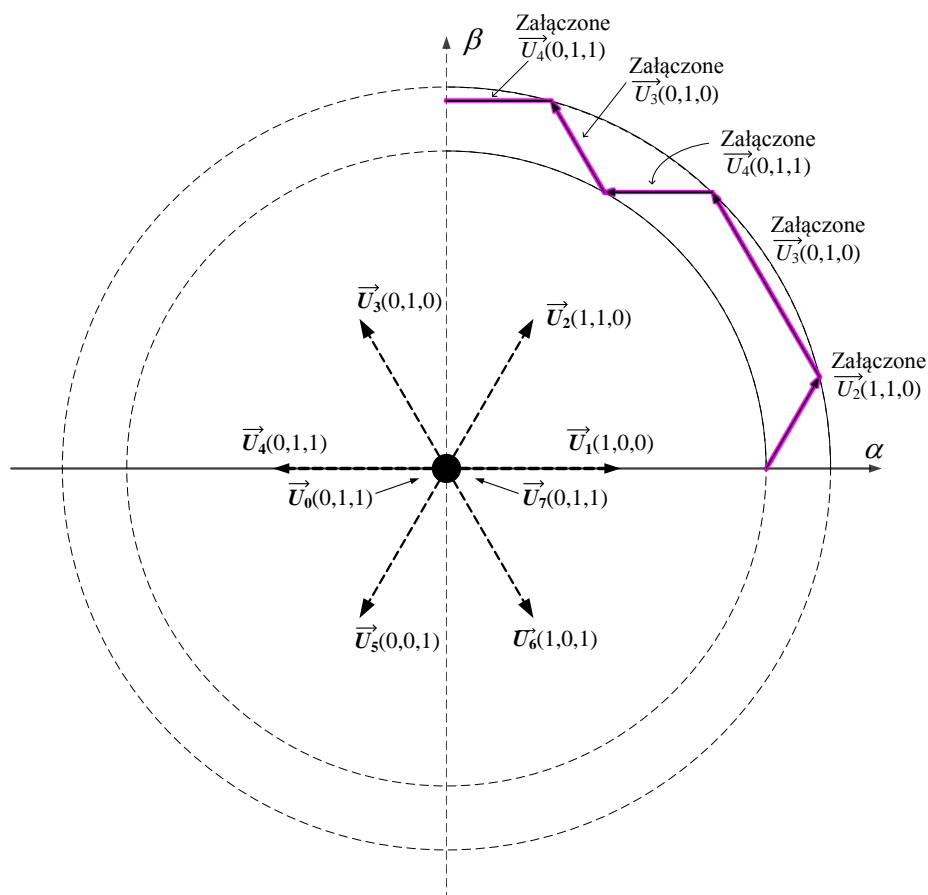




Rys. 10. Usytuowanie wektorów napięcia stojana  $\vec{u}_{s1}, \vec{u}_{s2}, \vec{u}_{s3}, \vec{u}_{s4}, \vec{u}_{s5}, \vec{u}_{s6}$ , sektorów wraz z ich numeracją, wektora strumienia magnetycznego stojana  $\vec{\psi}_s(t)$  oraz wektorów chwilowych zmian położenia wektora strumienia stojana  $\Delta\vec{\psi}_s$  [24]

Analizując równania (5), (6), (7) stwierdzić można, że położenie wektora strumienia magnetycznego stojana  $\vec{\psi}_s(t)$  jest zależne od przebiegu czasowego położenia wektora napięcia zasilania stojana  $\vec{u}_s(t)$ . Natomiast z faktu, iż wektor  $\vec{u}_s(t)$  w metodzie DTC-ST opisany jest układem równań (2a) i (2b) wynika, że chwilowa zmiana położenia wektora strumienia stojana  $\Delta\vec{\psi}_s(\Delta t)$  może być zrealizowana dla wektorów aktywnych falownika napięcia. Zgodnie z równaniem (5) wektory pasywne  $\underline{u}_s(0,0,0)$ ,  $\underline{u}_s(1,1,1)$  nie powodują zmiany wektora strumienia magnetycznego stojana, co również potwierdza fakt braku zmiany położenia wektora strumienia stojana  $\Delta\vec{\psi}_s(\Delta t)$  (6), (7) [24].

Przykładowa sekwencja zmian położenia wektora strumienia stojana  $\Delta\vec{\psi}_s(\Delta t)$  wymuszonych poprzez zmianę położenia wektora napięcia zasilania obwodów stojana  $\vec{u}_s(t)$  prezentuje rysunek 11.



Rys. 11. Przykładowa sekwencja zmian położenia wektora strumienia stojana  $\Delta\vec{\psi}_s(\Delta t)$  wymuszonych poprzez zmianę położenia wektora napięcia zasilania obwodów stojana  $\vec{u}_s(t)$

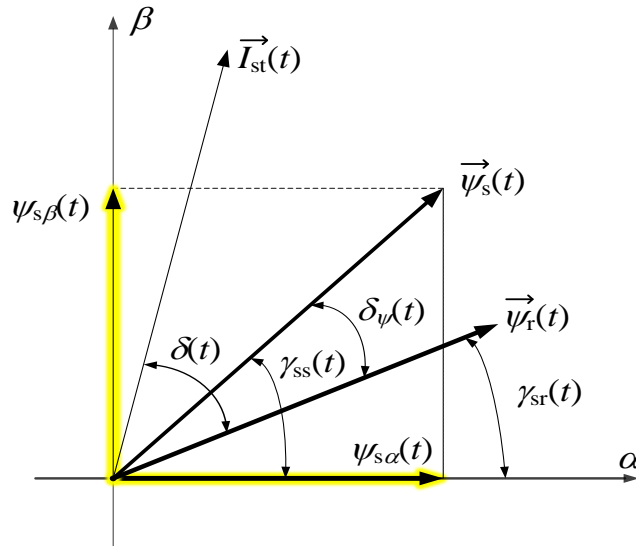
Sekwencja na rysunku 11 została przedstawiona dla przełączeń wektorów  $\vec{u}_{s2}$ ,  $\vec{u}_{s3}$ ,  $\vec{u}_{s4}$  w czasie ciągłym  $t$ , dla nieskończenie krótkiego czasu przełączenia tych wektorów i dla stałej wartości napięcia zasilania  $u_d$ .

Decyzja o wyborze wektora  $\vec{u}_s(t)$  w metodzie DTC–ST podejmowana jest na podstawie informacji czy maszyna sterowana w bieżącej chwili czasu przy zadanych wartościach sygnałów sterujących ma byćysterowana w taki sposób, ażeby:

- nastąpiło zwiększenie wartości wektora strumienia magnetycznego stojana  $\vec{\psi}_s(t)$  i przesunięcie kątowe tego wektora zgodnie z kierunkiem wirowania wału maszyny sterowanej;
- nastąpiło zmniejszenie wartości wektora strumienia magnetycznego stojana  $\vec{\psi}_s(t)$  i przesunięcie kątowe tego wektora zgodnie z kierunkiem wirowania wału maszyny sterowanej;
- nie było konieczności załączenia jednego z wektorów aktywnych  $\vec{u}_s(t)$  ze względu na fakt, że aktualny moment elektromagnetyczny jest dopuszczalny;
- nastąpiło zwiększenie wartości wektora strumienia magnetycznego stojana  $\vec{\psi}_s(t)$  wraz z jego przesunięciem kątowym skierowanym przeciwnie do kierunku wirowania wału maszyny sterowanej;
- nastąpiło zmniejszenie wartości wektora strumienia magnetycznego stojana  $\vec{\psi}_s(t)$  wraz z jego przesunięciem kątowym skierowanym przeciwnie do kierunku wirowania wału maszyny sterowanej.

Pomimo znajomości odpowiedzi chwilowej na wymienione zapytania konieczna jest również informacja, w którym z wyszczególnionych sektorów  $\gamma_i$ , (dla  $i= 1, 2, 3, 4, 5, 6$ ) znajduje się w bieżącej chwili czasu wektor strumienia magnetycznego stojana  $\vec{\psi}_s(t)$ .

Na rysunku 12 przedstawione zostało na płaszczyźnie  $\alpha, \beta$  chwilowe wzajemne ustawienie wektorów: prądu stojana  $\vec{I}_{st}(t)$ , strumienia skojarzonego ze stojanem  $\vec{\psi}_s(t)$ , oraz strumienia skojarzonego z wirnikiem  $\vec{\psi}_r(t)$  występujące w jednym ze stanów obciążenia maszyny indukcyjnej. Zaznaczone zostały też występujące w tym stanie kąty  $\delta(t)$ ,  $\delta_\psi(t)$ ,  $\gamma_{ss}(t)$ ,  $\gamma_{sr}(t)$  [25]. Wśród nich występuje kąt  $\gamma_{sr}(t)$  informujący o położeniu wektora  $\vec{\psi}_r(t)$  mierzonego względem osi  $\alpha$ , jak i kąt  $\gamma_{ss}(t)$  informujący o położeniu wektora  $\vec{\psi}_s(t)$  mierzonego w analogiczny sposób.



Rys. 12. Przykładowe położenie wektorów  $\vec{I}_{st}(t)$ ,  $\vec{\psi}_r(t)$ ,  $\vec{\psi}_s(t)$  maszyny indukcyjnej oraz opisujące je kąty [25]

Pozostałe dwa kąty  $\delta(t)$ ,  $\delta_\psi(t)$  są wykorzystywane w metodach sterowania wektorowego. Kąt  $\delta(t)$  wykorzystuje się w metodzie FOC [25]. Kąt  $\delta_\psi(t)$  z kolei jest argumentem funkcji sinus we wzorze (9) na chwilowy moment elektromagnetyczny maszyny indukcyjnej [25]. Kąt ten posłuży w niniejszej pracy do objaśnienia idei sterowania momentem elektromagnetycznym w metodzie DTC-ST. Jest to kąt zakreślający łuk pomiędzy wektorem położenia strumienia magnetycznego stojana  $\vec{\psi}_s(t)$  i wektorem położenia strumienia magnetycznego wirnika  $\vec{\psi}_r(t)$ . Kąt ten zdefiniować można zgodnie z równaniem (8).

$$\delta_\psi(t) = \gamma_{ss}(t) - \gamma_{sr}(t) \quad (8)$$

Wzór na chwilowy moment elektromagnetyczny maszyny indukcyjnej zapisać można w postaci [26]:

$$M_e(t) = p \cdot L_M \cdot \left( i_q(t) \cdot i'_\alpha(t) - i_d(t) \cdot i'_\beta(t) \right) \quad (9a)$$

gdzie [26]:

$p$  – liczba par biegunów maszyny asynchronicznej,

$$L_M = \frac{3}{2} \cdot L_\mu,$$

$L_\mu$  – indukcyjność główna fazy uzwojenia stojana,

$i'_\alpha(t) = n_{ws} \cdot i_\alpha(t)$  – prąd w osi  $\alpha$  przeliczony na stronę stojana,

$i'_\beta(t) = n_{ws} \cdot i_\beta(t)$  – prąd w osi  $\beta$  przeliczony na stronę stojana,

$i_d(t), i_q(t)$  – prąd stojana odpowiednio w osiach  $d, q$  w obwodzie stojana,

$$n_{ws} = \frac{k_{uw} \cdot N_w}{k_{us} \cdot N_s},$$

$k_{uw}$  – współczynnik uzwojenia wirnika,

$k_{us}$  – współczynnik uzwojenia stojana,

$N_w$  – liczba zwojów jednej fazy uzwojenia wirnika,

$N_s$  – liczba zwojów jednej fazy uzwojenia stojana,

#### 4.1. Sterowanie momentem elektromagnetycznym i strumieniem w metodzie DTC-ST

Przy odpowiednich założeniach i po przekształceniach wzór 9a może być zapisany następująco [25]:

$$M_e(t) = p_b \cdot \frac{m_s}{2} \cdot \frac{L_M}{L_r \cdot L_s - L_M^2} \cdot \psi_s(t) \cdot \psi_r(t) \cdot \sin(\delta_\psi(t)) \quad (9)$$

gdzie [25]:

$p_b$  – liczba par biegunów maszyny indukcyjnej,

$m_s$  – liczba uzwojeń fazowych maszyny indukcyjnej,

$L_M$  – indukcyjność magnesująca (ang. main, magnetizing inductance),

$L_s$  – indukcyjność własna uzwojenia stojana (ang. stator winding self-inductance),

$L_r$  – indukcyjność własna uzwojenia wirnika (ang. rotor winding self-inductance),

$\psi_s(t)$  – wartość wektora położenia strumienia magnetycznego stojana  $\vec{\psi}_s(t)$ ,

$\psi_r(t)$  – wartość wektora położenia strumienia magnetycznego wirnika  $\vec{\psi}_r(t)$ .

Gdy parametry maszyny indukcyjnej są stałe, równanie (9) można przedstawić w poniższej postaci [24]:

$$M_e(t) = C_M \cdot \psi_s(t) \cdot \psi_r(t) \cdot \sin(\delta_\psi(t)) \quad (10)$$

gdzie:

$C_M$  – stała zależna od parametrów maszyny indukcyjnej opisana równaniem (11).

$$C_M = p_b \cdot \frac{m_s}{2} \cdot \frac{L_M}{L_r \cdot L_s - L_M^2} \quad (11)$$

Równanie (10) złożone jest z trzech wielkości zależnych od czasu  $\psi_s(t)$ ,  $\psi_r(t)$ ,  $\delta_\psi(t)$  i jednej stałej  $C_M$ . Analizując to równanie wraz z równaniami (5), (6), (7) można zauważyć, że na zmianę wartości  $\psi_s(t)$  i kąta  $\delta_\psi(t)$  ma wpływ położenie, wartość i czas działania każdego z wektorów aktywnych wektora  $\vec{u}_s(t)$  napięcia zasilania obwodów stojana. Wektory te pośrednio wpływają także na położenie wektora strumienia magnetycznego wirnika  $\vec{\psi}_r(t)$ .

Wektory pasywne wektora  $\vec{u}_s(t)$  napięcia zasilania obwodów stojana zgodnie z równaniami (6), (7) z kolei nie powodują zmiany wartości  $\psi_s(t)$ . Niemniej jednak ich wystąpienie w czasie z uwagi na fakt przemieszczania kąтового wektora  $\vec{\psi}_r(t)$  strumienia magnetycznego wirnika spowoduje zmianę kąta  $\delta_\psi(t)$  [24].

Ze względu na to, że stała czasowa obwodu wirnika jest większa od stałej czasowej obwodu stojana w maszynie indukcyjnej, na wystąpienie jednego z wektorów aktywnych wektora  $\vec{u}_s(t)$  lub na zmianę wektora aktywnego wektora  $\vec{u}_s(t)$ , od wektora strumienia magnetycznego wirnika  $\vec{\psi}_r(t)$  [24] szybciej reaguje wektor strumienia magnetycznego stojana  $\vec{\psi}_s(t)$  [24]. Przy tym przy zmianie jednego z wektorów aktywnych wektora  $\vec{u}_s(t)$  na inny wektor aktywny tego wektora zmiana wartości wektora  $\vec{\psi}_s(t)$  następuje szybciej i w większej mierze niż dla wektora  $\vec{\psi}_r(t)$ . Fakty te wykorzystuje się w metodzie sterowania wektorowego DTC-ST, ponieważ odpowiednie wystąpienie jednego z wektorów aktywnych  $\vec{u}_s(t)$  w odpowiednim czasie będzie powodować zmianę wektora strumienia magnetycznego stojana  $\vec{\psi}_s(t)$  jednocześnie przy nieznacznej zmianie wektora strumienia magnetycznego wirnika  $\vec{\psi}_r(t)$ . Konsekwencją tego będzie zmiana wartości chwilowej  $\psi_s(t)$  wektora strumienia magnetycznego stojana  $\vec{\psi}_s(t)$ , jak i kąta  $\delta_\psi(t)$ .

Zgodnie z równaniem (10) istnieje możliwość sterowania wartością bezwzględną momentu elektromagnetycznego maszyny indukcyjnej poprzez zmianę wartości chwilowej  $\psi_s(t)$ . Możliwość sterowania wartością i znakiem momentu elektromagnetycznego tej maszyny może być realizowana poprzez zmianę wartości chwilowej kąta  $\delta_\psi(t)$ .

Dodatni znak momentu elektromagnetycznego maszyny indukcyjnej występuje, gdy moment ten jest zgodny ze zwrotem prędkości kątowej wirnika maszyny [24]. Znak ten występuje w równaniu (10), gdy wartość chwilowa kąta  $\delta_\psi(t)$  jest większa od zera stopni i mniejsza od stu osiemdziesięciu stopni. W zakresie tym wektor strumienia magnetycznego stojana  $\vec{\psi}_s(t)$  wyprzedza wektor strumienia magnetycznego wirnika  $\vec{\psi}_r(t)$  (patrz: rysunek 12, równanie 8) [24]. Gdy wartość chwilowa kąta  $\delta_\psi(t)$  jest większa od minus stu

osiemdziesięciu stopni i mniejsza od zera stopni wówczas znak momentu elektromagnetycznego maszyny indukcyjnej jest ujemny. Maszyna wytwarza wówczas moment hamujący (moment o przeciwnym zwrocie w stosunku do zwrotu prędkości kątowej wirnika maszyny) [24].

Spoglądając na rysunek 10 zauważyć można, że zilustrowano na nim przypadek, dla którego wektor strumienia magnetycznego stojana  $\vec{\psi}_s(t)$  znajduje się w sektorze 1.

Analizując możliwy wpływ zmian położenia końca tego wektora, biorąc pod uwagę możliwość jego przemieszczenia o jeden z wektorów  $\Delta\vec{\psi}_{si}(T_s)$  ( $i=1, 2, 3, 4, 5, 6$ ) na skutek wystąpienia jednego z wektorów aktywnych napięcia  $\vec{u}_s(t)$  w określonym przedziale czasu  $T_s$ , stwierdzić można, że zmiana położenia końca wektora  $\vec{\psi}_s(t)$  w kierunku przeciwnym do ruchu wskazówek zegara na analizowanej płaszczyźnie będzie realizowana, gdy wystąpi jeden z wektorów napięcia  $\vec{u}_{s2}, \vec{u}_{s3}, \vec{u}_{s4}$ . Natomiast zmiana położenia tego wektora w kierunku zgodnym z ruchem wskazówek zegara będzie realizowana, gdy wystąpi jeden z wektorów napięcia  $\vec{u}_{s1}, \vec{u}_{s5}, \vec{u}_{s6}$ .

Na podstawie równania (8), przy założeniu przeciwnego do ruchu wskazówek zegara kierunku przesunięcia kątowego wektora strumienia magnetycznego wirnika  $\vec{\psi}_r(t)$ , można stwierdzić, że wystąpienie wektorów napięcia  $\vec{u}_s(t)$  powodujących zmianę położenia końca wektora  $\vec{\psi}_s(t)$  zgodnie z kierunkiem przesunięcia kątowego wektora  $\vec{\psi}_r(t)$  na tej płaszczyźnie spowoduje wzrost wartości kąta  $\delta_\psi(t)$  z równania (10). Dla podanego założenia wystąpienie wektorów napięcia  $\vec{u}_s(t)$  powodujących zmianę położenia końca wektora  $\vec{\psi}_s(t)$  w kierunku przeciwnym do kierunku przesunięcia kątowego wektora  $\vec{\psi}_r(t)$  (tzn. zgodnym z ruchem wskazówek zegara) na omawianej płaszczyźnie spowoduje zmniejszenie wartości kąta  $\delta_\psi(t)$ .

Analizując możliwy wpływ zmian położenia końca wektora  $\vec{\psi}_s(t)$  z rysunku 10, biorąc pod uwagę możliwość jego przemieszczenia o jeden z wektorów  $\Delta\vec{\psi}_{si}(T_s)$  ( $i=1,2,3,4,5,6$ ) na skutek wystąpienia jednego z wektorów aktywnych napięcia  $\vec{u}_s(t)$  w określonym przedziale czasu  $T_s$  stwierdzić można także, że długość tego wektora (wartość  $\psi_s(t)$ ) wzrośnie, gdy wystąpi jeden z wektorów napięcia  $\vec{u}_{s1}, \vec{u}_{s2}, \vec{u}_{s6}$ , natomiast zmaleje gdy wystąpi jeden z wektorów napięcia  $\vec{u}_{s3}, \vec{u}_{s4}, \vec{u}_{s5}$ .

Podobną analizę przeprowadzić można dla położenia wektora  $\vec{\psi}_s(t)$  w pozostałych sektorach (sektory od 2 do 6) przy założeniach: znajomości sektora, w którym wektor  $\vec{\psi}_s(t)$  znajduje się w bieżącej chwili czasu i kierunku przesunięcia kątowego wektora strumienia



magnetycznego wirnika  $\vec{\psi}_r(t)$  oraz przy braku znajomości rozwartości kątów  $\delta_\psi(t)$ ,  $\gamma_{ss}(t)$ . Wyniki takich analiz prowadzą do następujących wniosków:

Gdy wektor  $\vec{\psi}_s(t)$  występuje w danym sektorze, wystąpienie w odpowiednio dużym przedziale czasu wektora aktywnego napięcia  $\vec{u}_s(t)$  definiującego ten sektor powoduje wzrost wartości chwilowej  $\psi_s(t)$ . Niemniej jednak zmiana rozwartości kąta  $\delta_\psi(t)$  jest niejednoznaczna.

✓ Wystąpienie w odpowiednio dużym przedziale czasu wektora aktywnego napięcia  $\vec{u}_s(t)$  następującego zgodnie z kierunkiem przesunięcia kąтового wektora  $\vec{\psi}_r(t)$  w pierwszej kolejności po wektorze aktywnym napięcia  $\vec{u}_s(t)$  definiującym sektor, w którym znajduje się w bieżącej chwili czasu wektor  $\vec{\psi}_s(t)$ , powoduje wzrost wartości chwilowej  $\psi_s(t)$ , jak i zwiększenie kąta  $\delta_\psi(t)$  [24].

✓ Wystąpienie w odpowiednio dużym przedziale czasu wektora aktywnego napięcia  $\vec{u}_s(t)$  następującego zgodnie z kierunkiem przesunięcia kąтового wektora  $\vec{\psi}_r(t)$  w drugiej kolejności po wektorze aktywnym napięcia  $\vec{u}_s(t)$  definiującym sektor, w którym znajduje się w bieżącej chwili czasu wektor  $\vec{\psi}_s(t)$ , powoduje spadek wartości chwilowej  $\psi_s(t)$ , jak i zwiększenie kąta  $\delta_\psi(t)$  [24].

✓ Wystąpienie w odpowiednio dużym przedziale czasu wektora aktywnego napięcia  $\vec{u}_s(t)$  następującego przeciwnie do kierunku przesunięcia kąтового wektora  $\vec{\psi}_r(t)$  w pierwszej kolejności po wektorze aktywnym napięcia  $\vec{u}_s(t)$  definiującym sektor, w którym znajduje się w bieżącej chwili czasu wektor  $\vec{\psi}_s(t)$ , powoduje wzrost wartości chwilowej  $\psi_s(t)$ , jak i zmniejszenie kąta  $\delta_\psi(t)$  [24].

✓ Wystąpienie w odpowiednio dużym przedziale czasu wektora aktywnego napięcia  $\vec{u}_s(t)$  następującego przeciwnie do kierunku przesunięcia kąтового wektora  $\vec{\psi}_r(t)$  w drugiej kolejności po wektorze aktywnym napięcia  $\vec{u}_s(t)$  definiującym sektor, w którym znajduje się w bieżącej chwili czasu wektor  $\vec{\psi}_s(t)$ , powoduje spadek wartości chwilowej  $\psi_s(t)$ , jak i zmniejszenie kąta  $\delta_\psi(t)$  [24].

✓ Gdy wektor  $\vec{\psi}_s(t)$  występuje w danym sektorze, wystąpienie w odpowiednio dużym przedziale czasu wektora aktywnego napięcia  $\vec{u}_s(t)$  zwróconego przeciwnie do wektora aktywnego napięcia  $\vec{u}_s(t)$  definiującego ten sektor powoduje spadek wartości chwilowej  $\psi_s(t)$ , natomiast zmiana rozwartości kąta  $\delta_\psi(t)$  jest niejednoznaczna.



## 4.2. Regulatory i tablica przełączeń w metodzie DTC-ST

W metodzie DTC-ST możliwość konfiguracji kluczy dwupółosiowych falownika jest wykluczona w dwóch przypadkach:

- przy wystąpieniu wektora aktywnego  $\vec{u}_s(t)$  definiującego sektor, w którym w bieżącej chwili znajduje się wektor  $\vec{\psi}_s(t)$ ,
- przy wystąpieniu wektora aktywnego napięcia  $\vec{u}_s(t)$  przeciwnego do wyżej wymienionego wektora aktywnego napięcia.

Wynika to z niejednoznacznej zmiany rozwartości kąta  $\delta_\psi(t)$  spowodowanej wystąpieniem tych wektorów aktywnych napięcia.

Natomiast konfiguracja kluczy dwupółosiowych falownika powodująca wystąpienie pozostałych wektorów aktywnych napięcia  $\vec{u}_s(t)$  w stanie pracy silnikowej maszyny indukcyjnej określa w sposób jednoznaczny możliwości zmiany rozwartości kąta  $\delta_\psi(t)$ , jak i zmiany wartości chwilowej  $\psi_s(t)$  ze wzoru (10) na moment elektromagnetyczny maszyny indukcyjnej.

Wystąpienie tych wektorów może spowodować zwiększenie lub zmniejszenie rozwartości kąta  $\delta_\psi(t)$  przy jednoczesnym wzroście lub spadku wartości chwilowej  $\psi_s(t)$ .

Wystąpienie wektorów pasywnych  $\underline{u}_s(0,0,0)$ ,  $\underline{u}_s(1,1,1)$  nie powoduje zmiany chwilowej  $\psi_s(t)$  zgodnie z równaniem (5).

Ze względu na wyżej wymienione fakty w metodzie DTC-ST wykorzystuje się przedstawione na rysunku 6 regulatory histerezy.

Na podstawie sygnału wejściowego dwustanowy regulator histerezy strumienia określa sygnał wyjściowy decydujący o tym, czy ma nastąpić wzrost czy spadek wartości chwilowej  $\psi_s(t)$  w przypadku wystąpienia jednego z wektorów aktywnych napięcia  $\vec{u}_s(t)$ .

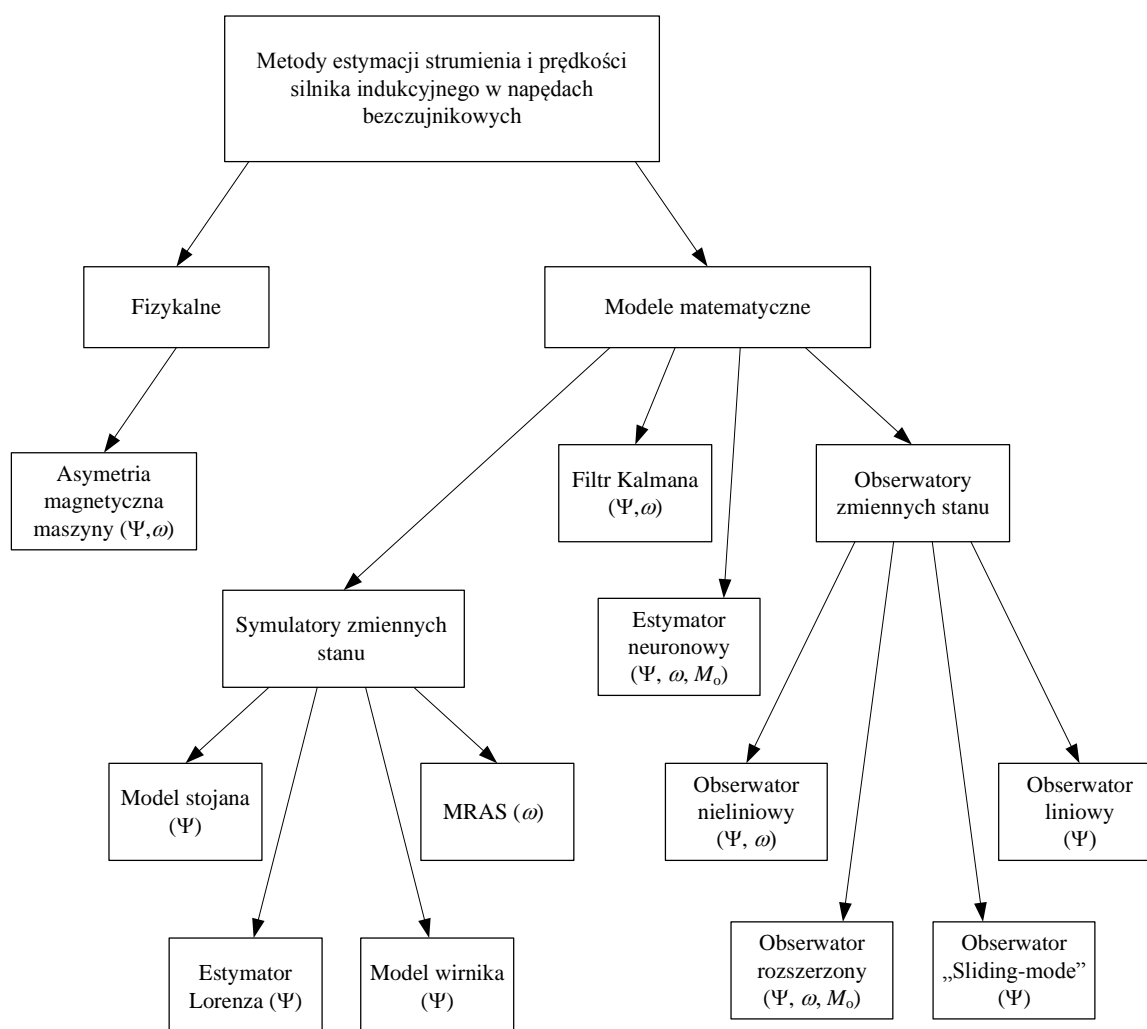
Natomiast trójstanowy regulator histerezy momentu na podstawie sygnału wejściowego określa sygnał wyjściowy decydujący o zmianie rozwartości kąta  $\delta_\psi(t)$ .

W metodzie bezpośredniego sterowania momentem DTC-ST na wejściu regulatora strumienia wprowadzany jest sygnał uchybu strumienia. Sygnał ten jest różnicą pomiędzy chwilową wartością zadaną strumienia magnetycznego stojana  $\psi_{sref}(t)$  a wartością chwilową  $\psi_s(t)$  obliczoną w bloku "Estymacja strumienia  $\psi_s$  i momentu  $M_e$ " (rysunek 6).

Sygnałem wejściowym regulatora momentu w metodzie tej jest sygnał uchybu momentu. Sygnał ten jest różnicą pomiędzy chwilową wartością zadaną momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej  $M_{zad}(t)$  a chwilową wartością momentu

elektromagnetycznej maszyny sterowanej  $M_e(t)$  obliczoną w bloku "Estymacja strumienia  $\psi_s$  i momentu  $M_e$ " (rysunek 6).

W bloku "Estymacja strumienia  $\psi_s$  i momentu  $M_e$ " obliczane są również wartości  $\psi_{s\alpha}(t)$ ,  $\psi_{s\beta}(t)$ , które są rzutami wektora  $\vec{\psi}_s(t)$  kolejno na osie  $\alpha$ ,  $\beta$  z rysunku 12. Estymowane wartości  $\psi_{s\alpha}(t)$ ,  $\psi_{s\beta}(t)$  wprowadzane są na wejściu bloku "Detekcja sektora" (rysunek 6), z którego uzyskiwana jest informacja  $\gamma_{ss}(N)$  będąca numerem sektora, w którym znajduje się wektor  $\vec{\psi}_s(t)$ . Klasyfikację metod odtwarzania zmiennych stanu silnika indukcyjnego, które przy określonych warunkach można wykorzystać między innymi w metodzie DTC-ST w bloku estymacji, zamieszczono na rysunku 13 [24].



Rys. 13. Klasyfikacja metod odtwarzania zmiennych stanu silnika indukcyjnego w napędach bezczujnikowych [24]

Wybór odpowiedniego wektora napięcia zasilania maszyny sterowanej  $\vec{u}_s(t)$  w opisywanej metodzie zależy od sygnału wyjściowego regulatora strumienia dps, sygnału wyjściowego regulatora momentu dM, jak i numeru sektora  $\gamma_{ss}(N)$  [24].

Przełączenia stanu sygnału dps opisują zależności [24], [25]:

$$\text{jeżeli } \psi_{sref}(t) - \psi_s(t) > H_\psi \quad , \quad \text{to } dps = 1; \quad (12a)$$

$$\text{jeżeli } \psi_{sref}(t) - \psi_s(t) < H_\psi \quad , \quad \text{to } dps = 0; \quad (12b)$$

gdzie:  $H_\psi$  jest zakresem histerezy regulatora strumienia [24].

Przełączenia stanu sygnału dM opisują zależności [24] , [25]:

$$\text{jeżeli } |M_{zad}(t) - M_e(t)| > H_M \quad , \quad \text{to } dM = 1; \quad (13a)$$

$$\text{jeżeli } |M_{zad}(t) - M_e(t)| = 0 \quad , \quad \text{to } dM = 0; \quad (13b)$$

$$\text{jeżeli } |M_{zad}(t) - M_e(t)| < H_M \quad , \quad \text{to } dM = -1; \quad (13c)$$

gdzie:  $H_M$  jest zakresem histerezy regulatora momentu [24].

Wybór ten dokonywany jest na podstawie tabeli przełączeń, tak zwanej "switching table", zamieszczonej poniżej.

Tab. 2. Tabela przełączeń "switching table" [25]

Dpsi	dM	Sektor 1	Sektor 2	Sektor 3	Sektor 4	Sektor 5	Sektor 6
1	1	$\vec{u}_{s2}$	$\vec{u}_{s3}$	$\vec{u}_{s4}$	$\vec{u}_{s5}$	$\vec{u}_{s6}$	$\vec{u}_{s1}$
	0	$\vec{u}_{s7}$	$\vec{u}_{s0}$	$\vec{u}_{s7}$	$\vec{u}_{s0}$	$\vec{u}_{s7}$	$\vec{u}_{s0}$
	-1	$\vec{u}_{s6}$	$\vec{u}_{s1}$	$\vec{u}_{s2}$	$\vec{u}_{s3}$	$\vec{u}_{s4}$	$\vec{u}_{s5}$
0	1	$\vec{u}_{s3}$	$\vec{u}_{s4}$	$\vec{u}_{s5}$	$\vec{u}_{s6}$	$\vec{u}_{s1}$	$\vec{u}_{s2}$
	0	$\vec{u}_{s0}$	$\vec{u}_{s7}$	$\vec{u}_{s0}$	$\vec{u}_{s7}$	$\vec{u}_{s0}$	$\vec{u}_{s7}$
	-1	$\vec{u}_{s5}$	$\vec{u}_{s6}$	$\vec{u}_{s1}$	$\vec{u}_{s2}$	$\vec{u}_{s3}$	$\vec{u}_{s4}$

Wybór poszczególnych wektorów w przedstawionej tabeli wynika z opisanych wyżej wniosków, które otrzymano na podstawie przeprowadzonych analiz dotyczących skutków wystąpienia poszczególnych wektorów napięcia zasilania maszyny sterowanej w opisywanej metodzie przy założeniach: znajomości sektora, w którym wektor  $\vec{\psi}_s(t)$  znajduje się w bieżącej chwili czasu i kierunku przesunięcia kąтового końca wektora strumienia magnetycznego wirnika  $\vec{\psi}_r(t)$  oraz przy braku znajomości rozwartości kątów  $\delta_\psi(t)$ ,  $\gamma_{ss}(t)$ . Przy tym należy zaznaczyć, że jednym z czynników, który wyróżnia metody bezpośredniego sterowania momentu i strumienia, jest wybór wektorów zerowych i niezerowych w

poszczególnych komórkach tabeli przełączeń [24]. Jest to tak zwany "algorytm wyboru wektorów niezerowych i zerowych napięcia stojana" [24].

W metodzie bezpośredniego zadawania momentu na uwagę zasługuje również fakt, że metoda ta została zaproponowana jako analogowa metoda sterowania (analog control method) [25]. Wykorzystanie w metodzie tej odpowiednio ustawionych analogowych regulatorów histerezy skutkuje poprawnym działaniem układu sterowania [25]. Niemniej jednak można również stosować w niej cyfrowe regulatory histerezy. Różnice pomiędzy wykorzystaniem histerezy regulatorów analogowych i cyfrowych opisano w pozycji [25].

W pozycji tej na przykładzie dwóch różnych częstotliwości próbkowania histerezy regulatorów cyfrowych opisano również, jaki wpływ mają te częstotliwości na wybrane sygnały dla klasycznej metody DTC. Przy tym należy zaznaczyć, że przy zastosowaniu cyfrowego regulatora histerezy o stałym czasie próbkowania  $T_s$  i odpowiednio wysokiej częstotliwości próbkowania otrzymuje się wyniki działania cyfrowych regulatorów histerezy podobne do wyników działania analogowych wersji tych regulatorów [25].

W pozycji tej przedstawiono między innymi przebiegi momentu elektromagnetycznego maszyny przy wykorzystaniu częstotliwości próbkowania 15 kHz i 40 kHz. Jednym z wniosków na podstawie przedstawionych wyników był wzrost tętnień momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej przy wykorzystaniu niższej z częstotliwości próbkowania.

Wymóg wykorzystania wysokiej częstotliwości próbkowania cyfrowych regulatorów histerezy w układach sterowania wektorowego z bezpośrednim zadawaniem momentu i strumienia (DTC) zawierających regulatory histerezy tego typu uznano za jedną z ujemnych stron tej metody [25].

## 5. Dotychczasowe metody, które pozwalają osiągnąć cel pracy.

W rozdziale pierwszym opisano istotę wpływu tętnień momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej w metodzie DTC na jej aspekty ekonomiczne i techniczne. Opisano także możliwe skutki występowania tych tętnień. Jednocześnie należy dodać, że im większe wartości wspomnianych tętnień tym prawdopodobieństwo wystąpienia opisanych skutków będzie większe w krótszym czasie eksploatacji pojazdu wykorzystującego tę metodę sterowania. Dlatego też tematyka obniżenia wartości tętnień momentu elektromagnetycznego w metodzie DTC jest podejmowana w badaniach naukowych.

W pracy [2] autor pisze: "zmienna częstotliwość łączy i tętnień momentu (...) są eliminowane lub minimalizowane poprzez stosowanie metod DTC–SVM (direct torque control – space vector modulation) (...) lub innych rozwiązań opierających się na swego rodzaju modulacji szerokości impulsów wektorów napięcia, wyznaczonych przy zastosowaniu standardowej metody DTC".

Autor ten podaje jednocześnie cechę charakterystyczną standardowej metody DTC. Jest nią "właściwość, że w stanie ustalonym wykorzystywane są trzy wektory (dwa aktywne i zerowy), podobnie jak w standardowej PWM (pulse width modulation)". Podaje on: "różnica polega na tym, że w klasycznej PWM przełączenia następują w określonej kolejności, podczas gdy w metodzie DTC o kolejności decydują uchyby momentu i strumienia. Tak więc metoda DTC powinna zapewniać jednocześnie minimalizację tętnień i częstotliwości łączy". Píše również: "obie te cechy są pożądane ze względu na poprawę właściwości technicznych (zmniejszenie tętnień prędkości) i ekonomicznych (częstotliwość łączy decydujących o stratach mocy i sprawności przekształtnika) napędu", co niewątpliwie stanowi istotną zaletę wykorzystania metody DTC w napędach trakcyjnych i nie tylko.

Autor monografii [2] zwraca uwagę także na podejmowaną w niniejszej pracy tematykę obniżenia wartości tętnień momentu elektromagnetycznego w metodzie DTC pisząc, że jest to "jeden z kierunków zmian dotyczących polepszenia właściwości DTC". Kierunek ten według niego ma polegać na "zmniejszeniu tętnień momentu przy niezmiennym czasie próbkowania (...) oraz na stabilizacji częstotliwości łączy łączników przekształtnika". Cytuje on również prace, w których podjęto kierunek badań związanych ze zmniejszeniem tętnień momentu przy niezmiennym czasie próbkowania. Są to między innymi [27], [28], [29], [30], [16].

Autor [2] pisze również, że realizacja badań w tym kierunku podąża dwiema drogami. Pierwsza "polega na realizacji takiej struktury regulatorów momentu i strumienia (z wykorzystaniem regulatorów liniowych), która w końcowym etapie regulacji wykorzystuje napięciową modulację PWM. Algorytmy te określane mianem DTC–SVM (...), z uwagi na zastosowane regulatory PI w torze regulacji momentu i strumienia, charakteryzują się dłuższym czasem odpowiedzi na skokową zmianę momentu, aczkolwiek złożone układy regulatorów zbliżają ich właściwości do właściwości metod DTC z regulatorami nieliniowymi (...)".

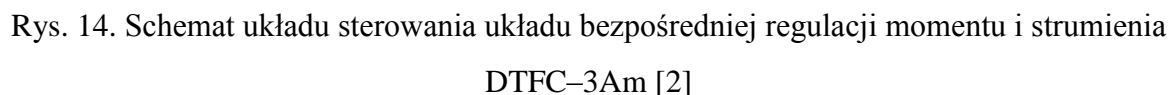
Druga droga polegać ma na "ulepszeniu klasycznej koncepcji nieliniowych (histerezowych) regulatorów momentu i strumienia na DTC przez wprowadzenie dodatkowych algorytmów modulacji w czasie próbkowania  $T_P$  (sampling time) (...). Wykorzystywane są w tym celu dodatkowe trójkątne sygnały modulujące (...) uchyby momentu i strumienia, powodujące zmniejszenie tętnień kosztem zwiększenia częstotliwości łączy przekształtnika (...). Najbardziej zaawansowane algorytmy wykorzystują predykcję o różnym poziomie skomplikowania (...)"

Autor niniejszej pracy zgadza się w powyższej kwestii z autorem pozycji [2], jak również zgodnie z nim zauważa, że "Szersze możliwości rozwiązania problemów metody DTC–ST dają przekształtniki wielopoziomowe, w których większa liczba wektorów napięcia otwiera dużo więcej możliwości realizacji różnych algorytmów sterownia (...)"

Dla obydwu dróg i pozostałych rozwiązań problemów metody DTC autor [2] podaje stosowną literaturę w tej tematyce.

Praca [2] również podejmuje tematykę związaną ze zmniejszeniem tętnień momentu i częstotliwości przełączania zaworów przekształtnika. Autor prezentuje w niej "metodę regulacji momentu i strumienia (DTFC–3A) oraz jej modyfikację (DTFC–3Am), umożliwiającą zmniejszenie tętnień momentu i częstotliwości przełączania zaworów przekształtnika". Metoda DTFC–3Am jest rozbudowaną wersją metody DTFC–3A (direct torque and flux control – 3 areas) [2].

Schemat układu bezpośredniej regulacji momentu i strumienia DTFC–3Am prezentuje rysunek 14. Na rysunku tym widać, że schemat metody DTFC–3Am posiada bloki o podobnych nazwach jak w metodzie DTC, niemniej jednak na tym schemacie układu sterowania zauważyć można również bloki dodatkowe. Dlatego też struktura metody DTFC–3Am względem klasycznej metody DTC uległa modyfikacji.



Przykładowo:

- str. 51



- Pozycja [29] z kolei przedstawia "nową strategię przełączeń" ("a new switching strategy ") dla urządzeń przełączających i nową strategię wyboru wektorów napięcia w metodzie DTC, która umożliwia między innymi redukcję tętnień momentu w tej metodzie. Strategia ta wymaga ingerencji w algorytm przełączeń wspomnianej metody.

- Pozycja [30] przedstawia symulacje w środowisku Matlab metody DTC uzyskane na podstawie wykorzystania opracowanego przez autorów sterownika nazwanego "unified flux and torque controller" umożliwiającego obniżenie tętnień momentu. Przy tym stopień skomplikowania tego sterownika jest znacznie większy niż wykorzystane w klasycznej metodzie DTC układy regulatorów histerezowych dwu- i trójpołożeniowych.

Badania nad obniżeniem tętnień momentu elektromagnetycznego, w których zauważalne jest podejście polegające na ingerencji wewnątrz struktury metody DTC, obejmują także wykorzystanie sztucznych sieci neuronowych [6], [9].

Wspomnianą tendencję zauważyć można także w pracach nad obniżeniem wartości tętnień momentu elektromagnetycznego w metodzie DTC, w których wykorzystuje się algorytmy logiki rozmytej [19], [28], [16], [33].

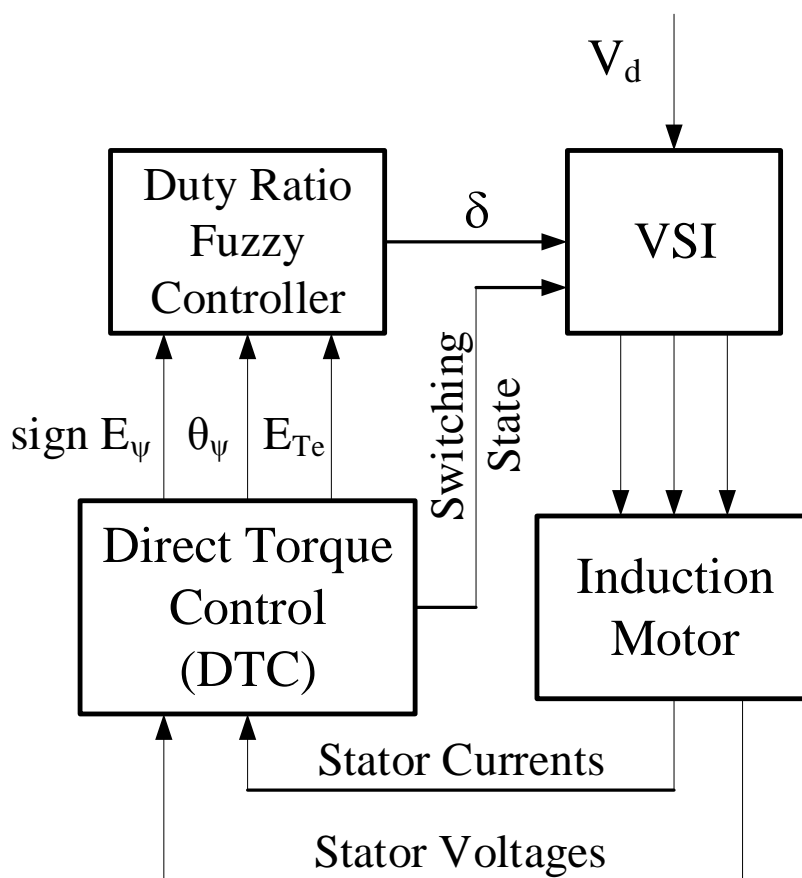
Pozycja [16] pokazuje, w jaki sposób można zastosować algorytmy logiki rozmytej przy dołączeniu przed układem falownika napięcia w metodzie DTC bloku modulatora "Fuzzy logic modulator" (FLM). Przy tym blok FLM wprowadza wartość współczynnika wypełnienia ("duty ratio –  $\delta$ "), której w klasycznej metodzie nie ma. Uzyskuje się przez to obniżenie tętnień momentu elektromagnetycznego przy jednoczesnym zachowaniu histerezowych regulatorów w schemacie metody.

Idea wprowadzenia współczynnika wypełnienia w przypadku wykorzystania algorytmów logiki rozmytej nie jest odosobniona.

W pracy [33] autorzy stwierdzają, że tętnienia momentu elektromagnetycznego i strumienia w klasycznej metodzie DTC wynikają z faktu, iż żaden z wektorów przekształtnika napięcia nie jest w stanie wytworzyć oczekiwanych zmian zarówno w momencie jak i strumieniu stojana: "In classical DTC induction motor drive there are torque and flux ripples because none of the inverter switching vectors is able to produce the desired changes in both torque and stator flux". Autorzy pracy proponują podejście podziału czasu przełączeń ("switching time") w taki sposób, że w części tego czasu występować będzie wektor aktywny, natomiast w pozostałej jego części wektor ten zastąpi wektor zerowy. Czas wystąpienia wektora aktywnego określać ma tzw. współczynnik wypełnienia ("duty ratio –  $\delta$ ") o wartościach z przedziału od zera do jeden. Współczynnik wypełnienia określają algorytmy oparte o logikę rozmytą na podstawie wielkości wejściowych takich jak uchyb momentu i kąt



strumienia stojana. Rysunek 15 przedstawia schemat blokowy sterowania współczynnikiem wypełnienia.



Rys. 15. Schemat blokowy sterowania współczynnikiem wypełnienia z wykorzystaniem algorytmów logiki rozmytej [33]

Idea ta umożliwia zmianę wartości wektorów napięć bez ingerencji w zmianę wartości  $V_d$  (Rys. 15) napięcia zasilania falownika. Podobne rozwiązanie prezentowane jest również w publikacji [28], w której zaznacza się, że redukcję tętnień momentu można także osiągnąć poprzez zmniejszenie wartości napięcia zasilania falownika napięcia lub redukcję czasu przełączeń ("reducing (...) the switching time"). Autorzy tej publikacji dodają jednocześnie, że przy małych wartościach napięcia zakres osiągniętych prędkości, dla których maszyna może pracować jest mniejszy niż w przypadku zasilania wyższymi wartościami napięcia ("At low input dc voltages the range of speeds, in which machine can operate, becomes small"). Dodają oni również, że przy wyższych prędkościach siła elektromagnetyczna generowana w maszynie wzrasta do poziomu, przy którym napięcie wejściowe nie będzie już w stanie wytworzyć wymaganego momentu i strumienia ("At higher speeds the emf generated in the machine increases to a level, where the input voltage would no longer be able to generate the

required torque and flux regulation"). Autorzy [28] uzasadniają w ten sposób odejście od idei wykorzystania zmniejszenia napięcia do celów obniżenia tętnień momentu elektromagnetycznego ("Thus using low voltage levels is not desirable for the machine operation").

Należy zaznaczyć, że autorzy tej publikacji wykorzystują również algorytmy logiki rozmytej powiązane z ideą zastosowania współczynnika wypełnienia ("duty ratio –  $\delta$ ") podczas każdego okresu przełączeń ("switching period") w celu zmniejszenia wartości tętnień momentu elektromagnetycznego. Rozwiązanie to osiągają przy braku obniżenia wartości napięcia zasilania falownika napięcia.

Istotnym do zauważenia jest, że zainteresowanie metodą DTC do sterowania maszyną indukcyjną rozwinęło się już w 1996 roku dzięki wprowadzeniu na rynek przez firmę ABB jej komercyjnego produktu [16].

Oznacza to, że do 2016 roku badania nad poprawą metody będą prowadzone już przez co najmniej 20 lat. Wobec tego interesującym jest, dlaczego wspomniane tendencje w badaniach nad obniżeniem tętnień momentu elektromagnetycznego dotyczą w głównej mierze ingerencji w strukturę samej metody, zmiany strategii przełączeń lub też wprowadzają dodatkowe algorytmy modulacji w czasie próbkowania  $T_P$  (sampling time). Podejście związane ze zmianą struktury, jak i wprowadzania algorytmów dotyczących tylko wielkości fizycznej takiej jak czas z jednej strony umożliwia osiągnięcie celu. Z drugiej jednak strony każdorazowe podejście do tego zagadnienia w taki sposób ogranicza badacza do pewnego rodzaju rozwiązania wpisującego się w ramy wieloletnich badań prowadzonych przez grono naukowców z całego świata.

Ciekawym również faktem jest zauważenie przez światowych badaczy możliwości osiągnięcia redukcji tętnień momentu elektromagnetycznego maszyny indukcyjnej poprzez zmniejszenie wartości napięcia zasilania falownika napięcia. Niemniej jednak zamiast podejmować tę tematykę, uzasadniają trudności z nią związane [28] i przedstawiają rozwiązania zawierające się w wyżej wspomnianych ramach badań.

Według autora pracy jest to zaskakujące, ponieważ trudności występujące w badaniach naukowych nad rozwiązaniem jakiegoś zagadnienia stanowią nieodłączną część pracy badacza. Autor analizując literaturę światową pomimo, iż spotkał się z faktami, z których wynika, że wartość napięcia zasilania falownika napięcia ma wpływ na tętnienia momentu elektromagnetycznego maszyny indukcyjnej [28], nie zauważył w tej literaturze podejścia do tematyki ograniczenia składowej przemiennej momentu elektromagnetycznego dla metody

DTC poprzez odpowiednie dostosowanie wartości napięcia zasilania falownika dwupoziomowego.

Analiza literatury doprowadziła autora pracy do wniosku, iż podejście do tematyki badawczej zawartej w niniejszej pracy plasuje się poza powszechnym trendem badawczym. W konsekwencji przejawia się to w nowatorskim podejściu do badań nad ograniczeniem składowej przemiennej momentu elektromagnetycznego dla metody DTC.

Autor stwierdza, że rozwiązania zawarte w niniejszej pracy pozwolić mogą na świeże i szersze spojrzenie na zagadnienia związane z obniżeniem wartości tętnień momentu wytwarzanych przez maszynę indukcyjną sterowaną poprzez metodę DTC.

Wspomniane szersze spojrzenie na tematykę badawczą zmierza do osiągnięcia mniejszych wartości tętnień momentu dla metody DTC z propozycją autora w stosunku do tętnień występujących dla metody DTC dzięki odpowiedniemu dostosowaniu wartości napięcia zasilania falownika napięcia.

Szersze spojrzenie obejmuje także odejście od powszechnie przeprowadzanych modyfikacji struktury metody. Autorowi udaje się to wykonać przy założeniu, że modyfikacją nie jest wyprowadzenie na zewnątrz struktury metody DTC sygnałów takich jak elektromagnetyczny moment maszyny i momentu zadany oraz nieobniżona wartość napięcia zasilania falownika napięcia.

## 6. Koncepcja i metoda autora – opis teoretyczny

Publikacja [33] wskazuje, że ograniczenie składowej przemiennej momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej w metodzie DTC można osiągnąć poprzez podział okresu przełączeń (switching time) w taki sposób, że w części tego okresu występować będzie wektor aktywny, natomiast w pozostałej jego części zostanie on zastąpiony wektorem zerowym. Rzeczywiście idea ta prowadzi to zmniejszenia tętnień momentu, jednakże wiąże się ona również ze zwiększeniem liczby przełączeń kluczy falownika w okresie przełączeń. Idee tę można wytłumaczyć fizycznie, do czego posłużą rysunki 16a, 16b, 16c, 16d, 16e, 16f, 16g i 16h.

Rysunki te prezentują przykładowy przebieg sekwencji przełączeń wektorów napięcia w metodzie DTC–ST z wykorzystaniem analogowych regulatorów histerezowych.

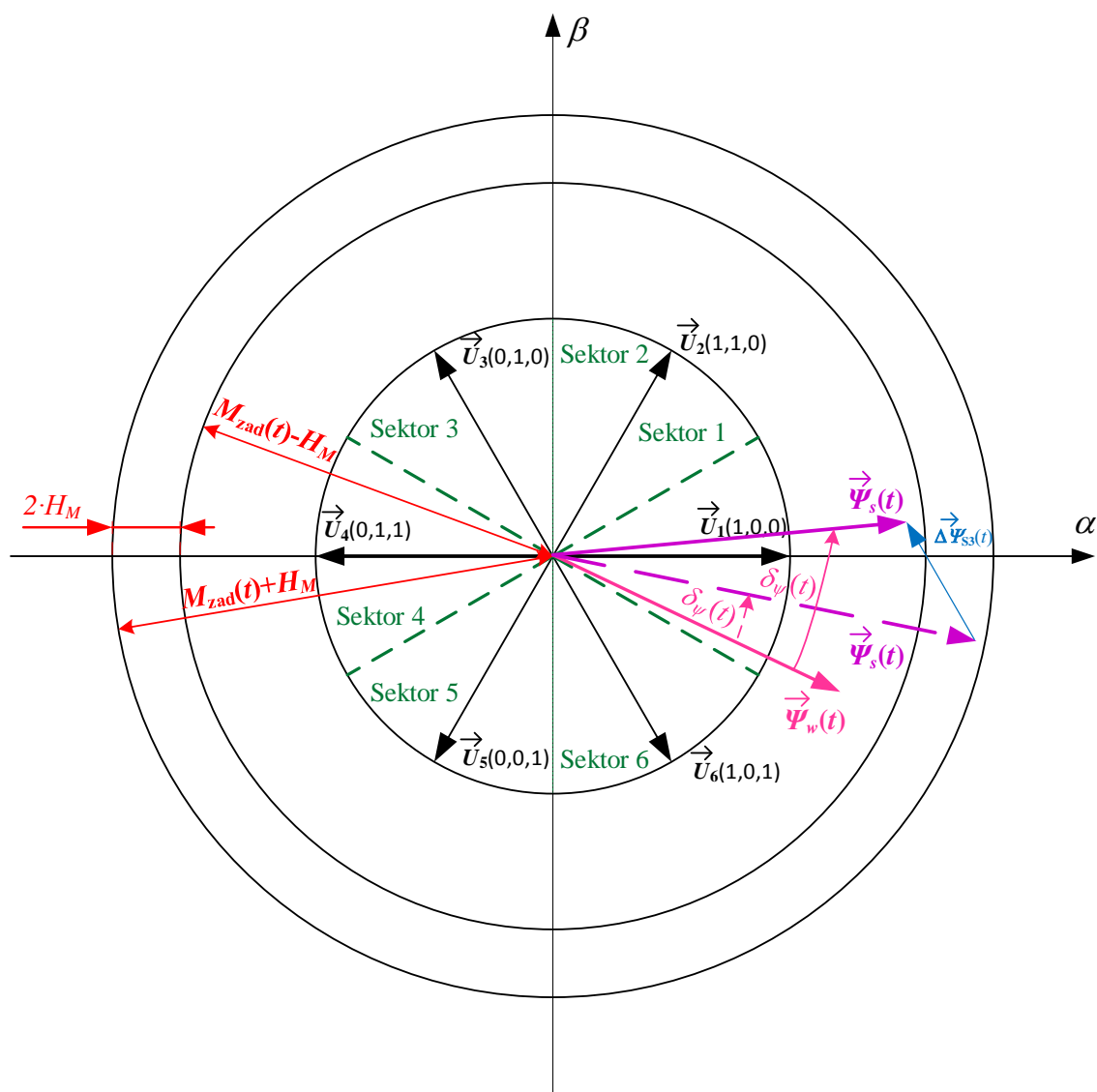
Na rysunkach tych kolorem różowym zaznaczono wektor  $\vec{\psi}_r(t)$  strumienia magnetycznego wirnika i kąt  $\delta_\psi(t)$  ze wzoru 8 (przedstawiony także we wzorach 9 i 10).

Kolorem fioletowym zaznaczono wektor  $\vec{\psi}_s(t)$  strumienia magnetycznego stojana. Kolorem niebieskim zaznaczono zmianę położenia wektora strumienia stojana  $\Delta\vec{\psi}_s(t)$  na skutek wystąpienia danego wektora napięcia zasilania obwodów stojana  $\vec{u}_s(t)$ . Kolorem czerwonym przedstawiono histerezę momentu  $2 \cdot H_M$ . Linia przerywaną zaznaczono poprzednie położenie danego wektora lub kąta. Założono, że szybkość zmian położenia wektora  $\vec{\psi}_r(t)$  w stosunku do szybkości zmian położenia wektora  $\vec{\psi}_s(t)$  jest znacznie mniejsza. Założono pracę maszyny sterowanej w stabilnej części jej charakterystyki mechanicznej. Założono także, że wektor  $\vec{\psi}_r(t)$  nie zmienia swojego początku na wirniku maszyny sterowanej i że początek tego wektora jest znany i ustalony. Ponadto założono, iż przemieszczenie kątowe  $\vec{\psi}_r(t)$  jest równe przemieszczeniu kątowemu wirnika maszyny. Kolejnymi założeniami są: brak niewyrównoważenia wału maszyny sterowanej i przeciwny zwrot do ruchu wskazówek zegara prędkości kątowej tego wału w chwili początkowej.

Na rysunku 16a zaprezentowano zmianę położenia końca wektora  $\vec{\psi}_s(t)$  na skutek  $\Delta\vec{\psi}_{s3}(t)$ . Zmiana położenia wektora  $\vec{\psi}_s(t)$  strumienia stojana spowodowana jest załączeniem wektora napięcia  $\vec{U}_3(0,1,0)$  w określonym przedziale czasu. Zmiana ta powoduje wzrost kąta  $\delta_\psi(t)$  i spadek wartości  $\psi_s(t)$  ze wzoru na chwilową wartość momentu elektromagnetycznego maszyny indukcyjnej (wzór 10). Następnie na rysunku 16b przedstawiono przemieszczenie końca wektora  $\vec{\psi}_r(t)$  w celu zilustrowania miary szybkości zmian tego wektora. Przy tym należy zaznaczyć, że zgodnie z założeniami szybkość ta zależy między innymi od wartości momentu bezwładności wału maszyny sterowanej i aktualnej wartości prędkości kątowej tego wału. Na ww. rysunku zauważyć można, że nastąpiła zmiana wektora zasilania obwodów stojana  $\vec{u}_s(t)$  z wektora  $\vec{U}_3(0,1,0)$  na wektor  $\vec{U}_2(1,1,0)$ . Zmiana ta wynika z przekroczenia wartości  $\psi_{szad}(t) - H_\psi$  histerezy regulatora strumienia i nie przekroczenia wartości  $M_{zad}(t) + H_M$  histerezy regulatora momentu, skutkiem czego jest wzrost wartości kąta  $\delta_\psi(t)$  i wzrost wartości  $\psi_s(t)$  ze wzoru 10. Rysunek 16c przedstawia zmianę położenia wektora  $\vec{\psi}_s(t)$  na skutek  $\Delta\vec{\psi}_{s2}(t)$ . Zmiana ta jest wynikiem załączenia wektora  $\vec{U}_2(1,1,0)$  w danym przedziale czasu. Rysunek 16d pokazuje przemieszczenie wektora  $\vec{\psi}_r(t)$  na skutek wystąpienia wektora  $\vec{U}_2(1,1,0)$ . Na rysunku tym widać także zmianę wektora napięcia  $\vec{U}_2(1,1,0)$  na wektor  $\vec{U}_6(1,0,1)$ . Dzieje się tak ze względu na przekroczenie wartości  $M_{zad}(t) + H_M$  histerezy regulatora momentu przy jednoczesnym nieprzekroczeniu wartości  $\psi_{szad}(t) + H_\psi$  histerezy regulatora strumienia. Wystąpienie wektora napięcia

$\vec{U}_6(1,0,1)$  powodować będzie spadek wartości kąta  $\delta_\psi(t)$  i wzrost wartości  $\psi_s(t)$  ze wzoru 10. Na rysunku 16e zaprezentowano zmianę położenia wektora  $\vec{\psi}_s(t)$  na skutek  $\Delta\vec{\psi}_{s6}(t)$ . Rysunek 16f przedstawia przemieszczenie wektora  $\vec{\psi}_r(t)$ . Na rysunku tym zauważyć można także, że nastąpiła zmiana wektora zasilania obwodów stojana  $\vec{u}_s(t)$  z wektora  $\vec{U}_6(1,0,1)$  na wektor  $\vec{U}_5(0,0,1)$ . Zmiana ta wynika z przekroczenia wartości  $\psi_{szad}(t) + H_\psi$  histerezy regulatora strumienia i nieprzekroczenia wartości  $M_{zad}(t) - H_M$  histerezy regulatora momentu. Skutkiem wystąpienia wektora  $\vec{U}_5(0,0,1)$  w rozważanym sektorze jest spadek wartości kąta  $\delta_\psi(t)$  i spadek wartości  $\psi_s(t)$  ze wzoru 10. Rysunek 16g przedstawia zmianę położenia wektora  $\vec{\psi}_s(t)$  na skutek  $\Delta\vec{\psi}_{s5}(t)$ , przy czym należy zaznaczyć, że zmiana ta spowodowała obniżenie wartości kąta  $\delta_\psi(t)$  do wartości ze znakiem ujemnym. Skutkiem tego wartość chwilowa momentu elektromagnetycznego maszyny indukcyjnej zmienia znak na przeciwny (wzór 10). Na rysunku 16h zauważalny jest również wpływ wystąpienia momentu elektromagnetycznego o znaku przeciwnym w stosunku do początkowego na przemieszczenie się wektora  $\vec{\psi}_r(t)$ . Na rysunku tym widać także zmianę wektora napięcia  $\vec{U}_5(0,0,1)$  na wektor  $\vec{U}_3(0,1,0)$ . Dzieje się tak ze względu na przekroczenie wartości  $M_{zad}(t) - H_M$  histerezy regulatora momentu przy jednoczesnym nieprzekroczeniu wartości  $\psi_{szad}(t) - H_\psi$  histerezy regulatora strumienia.

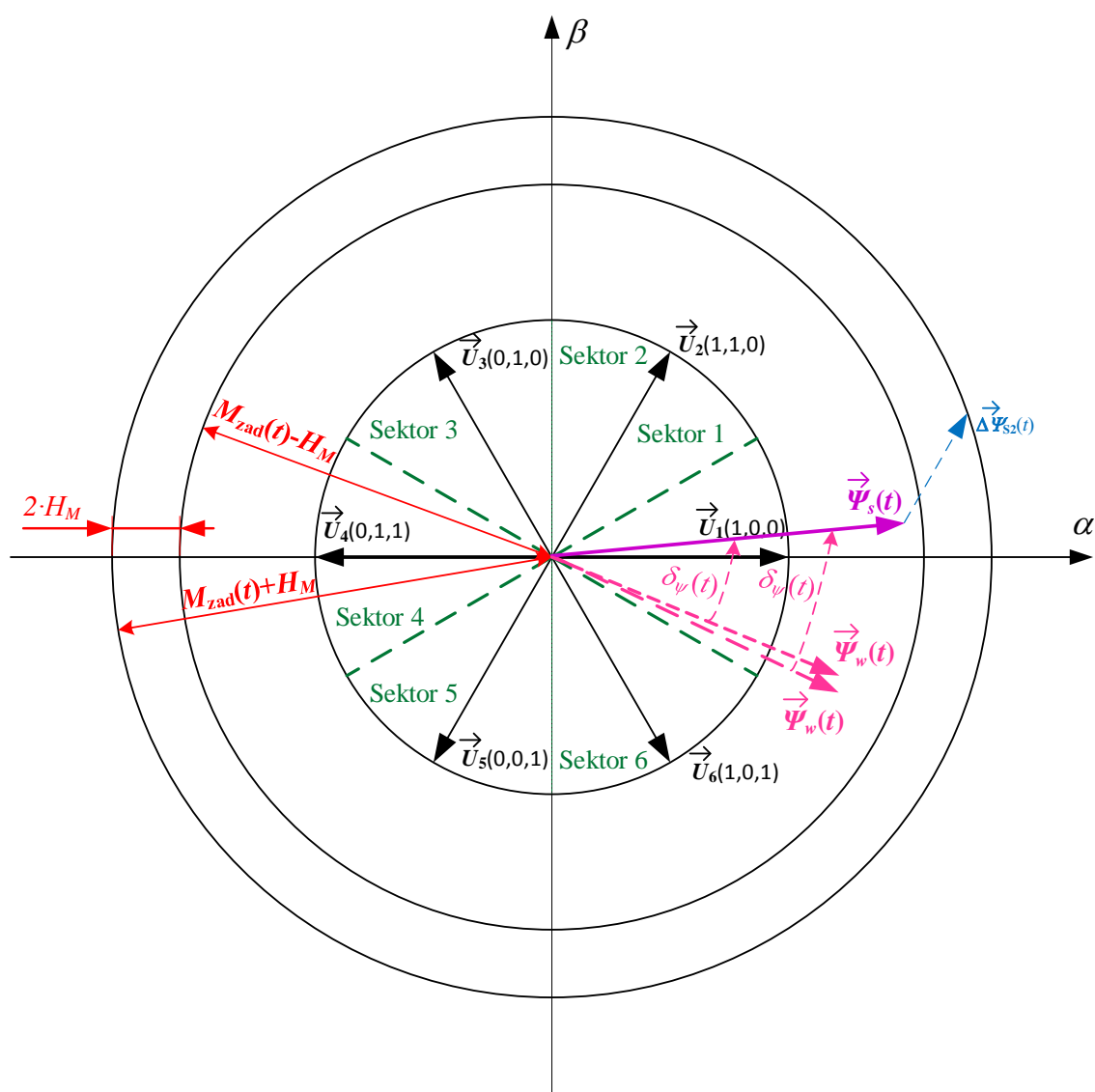
a)



Rys. 16a. Przykładowa sekwencja przełączeń wektorów napięcia w metodzie DTC–ST i jej wpływ na wielkości determinujące wartość momentu elektromagnetycznego ze wzoru 10.

KROK 1

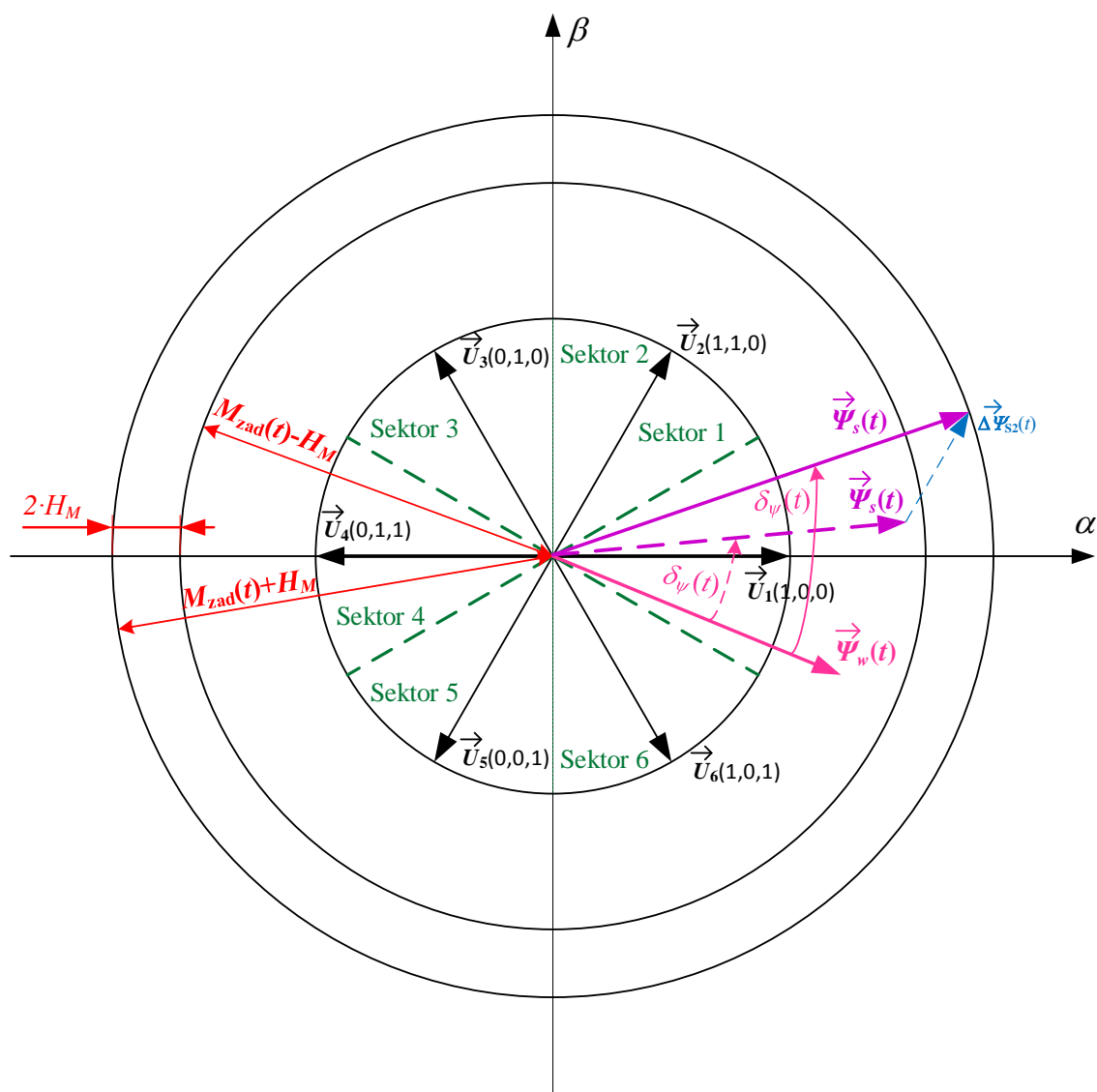
b)



Rys. 16b. Przykładowa sekwencja przełączeń wektorów napięcia w metodzie DTC–ST i jej wpływ na wielkości determinujące wartość momentu elektromagnetycznego ze wzoru 10.

KROK 2

c)

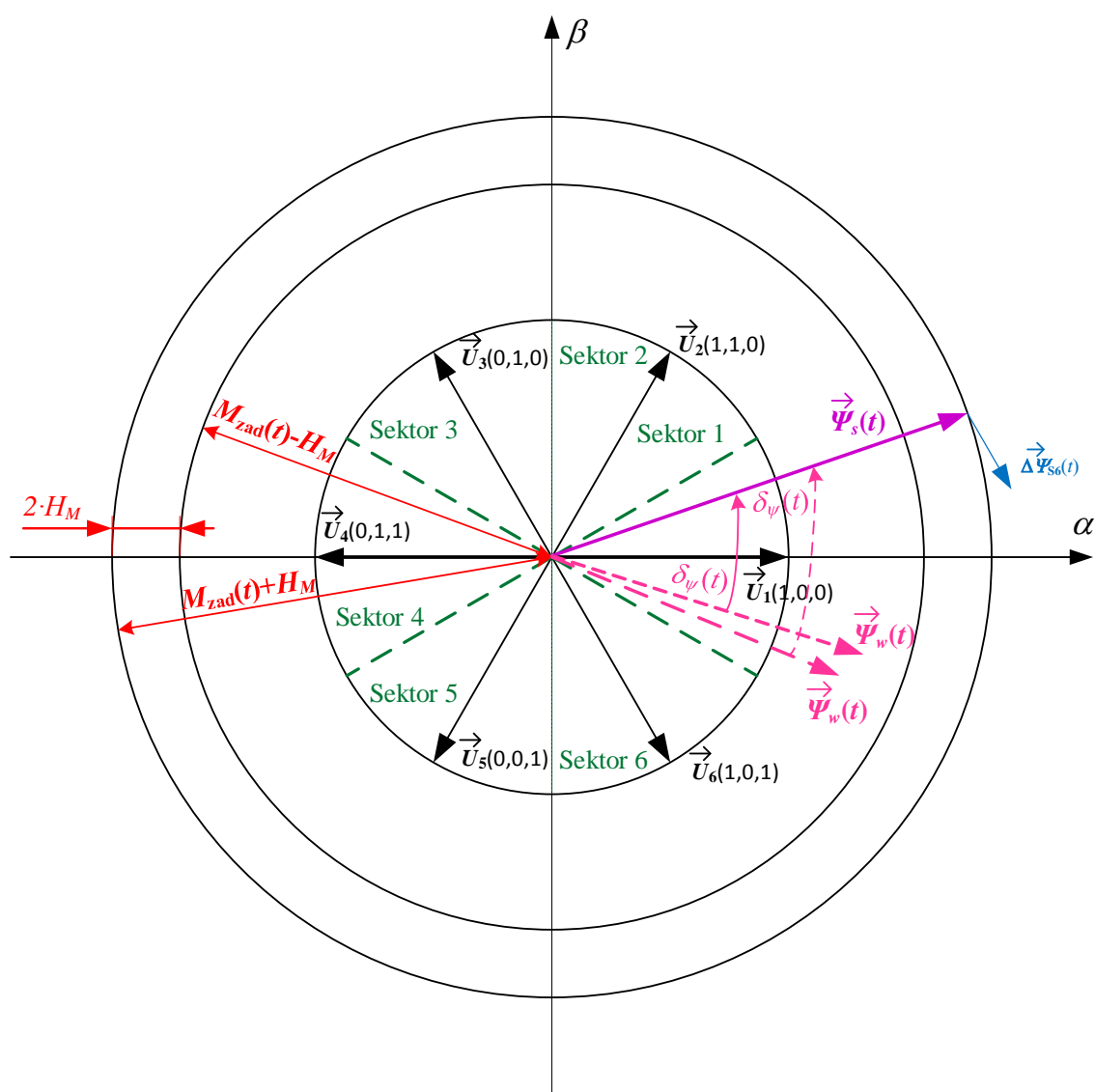


Rys. 16c. Przykładowa sekwencja przełączeń wektorów napięcia w metodzie DTC–ST i jej wpływ na wielkości determinujące wartość momentu elektromagnetycznego ze wzoru 10.

KROK 3



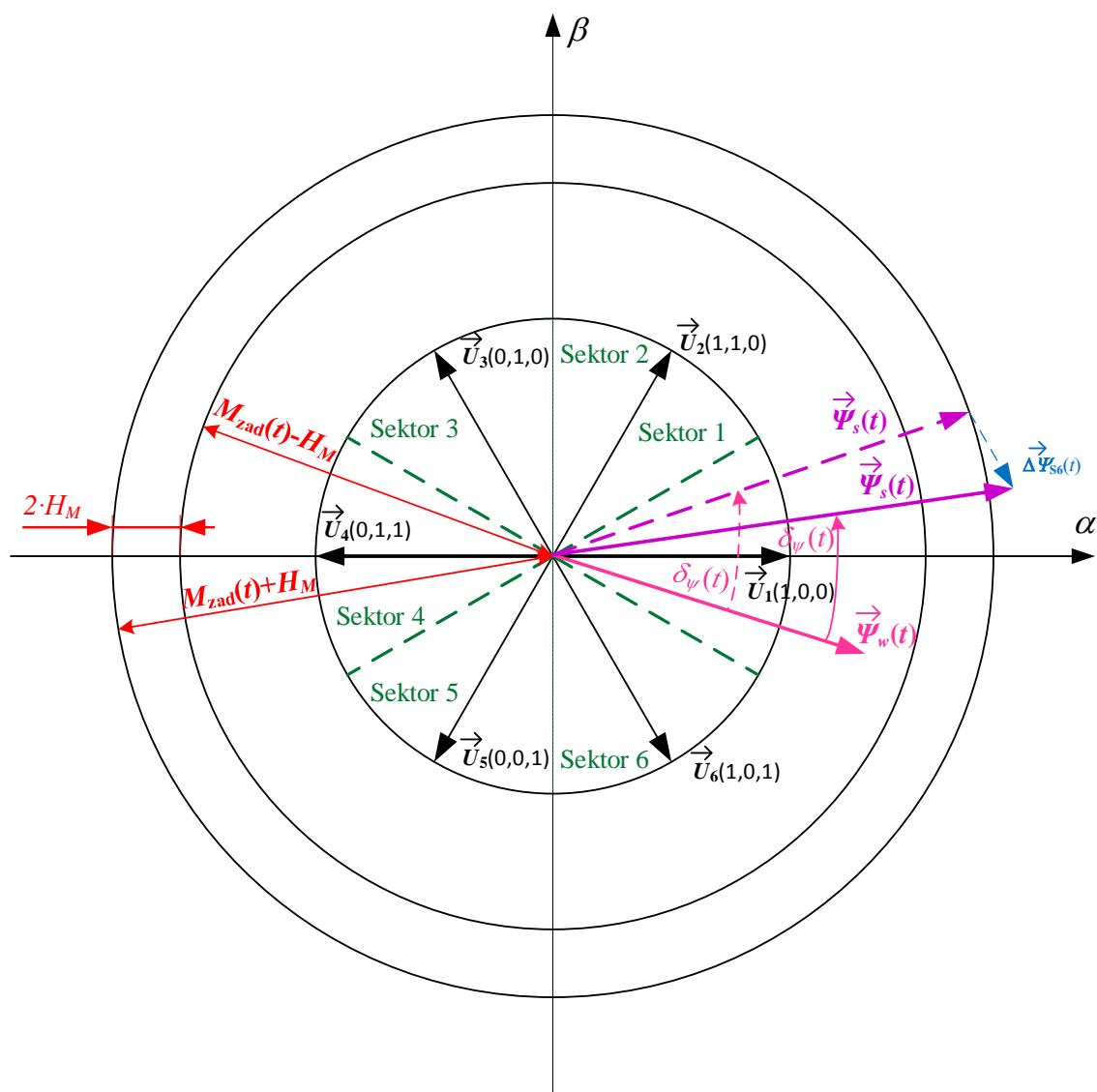
d)



Rys. 16d. Przykładowa sekwencja przełączeń wektorów napięcia w metodzie DTC–ST i jej wpływ na wielkości determinujące wartość momentu elektromagnetycznego ze wzoru 10.

KROK 4

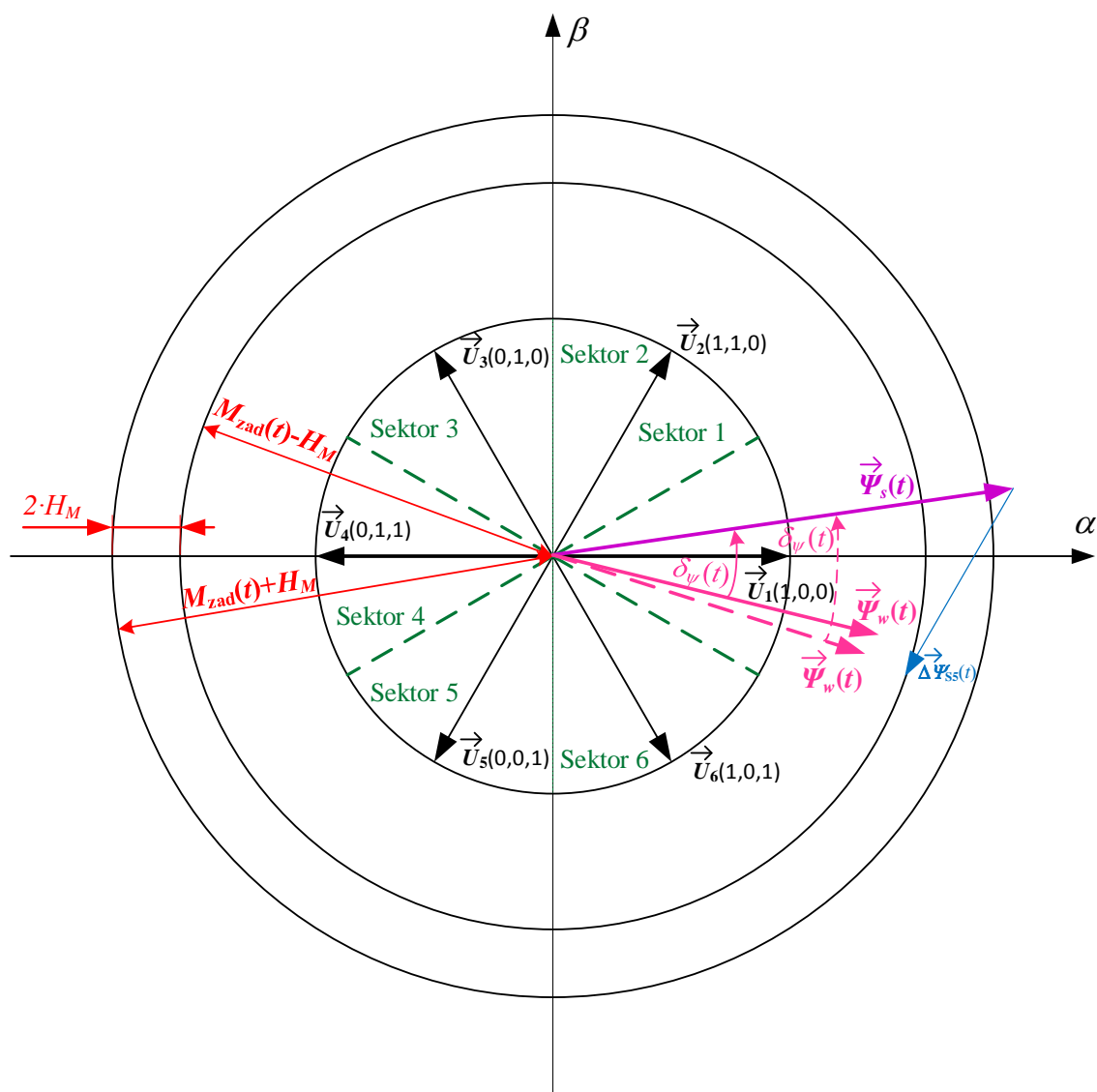
e)



Rys. 16e. Przykładowa sekwencja przełączeń wektorów napięcia w metodzie DTC–ST i jej wpływ na wielkości determinujące wartość momentu elektromagnetycznego ze wzoru 10.

KROK 5

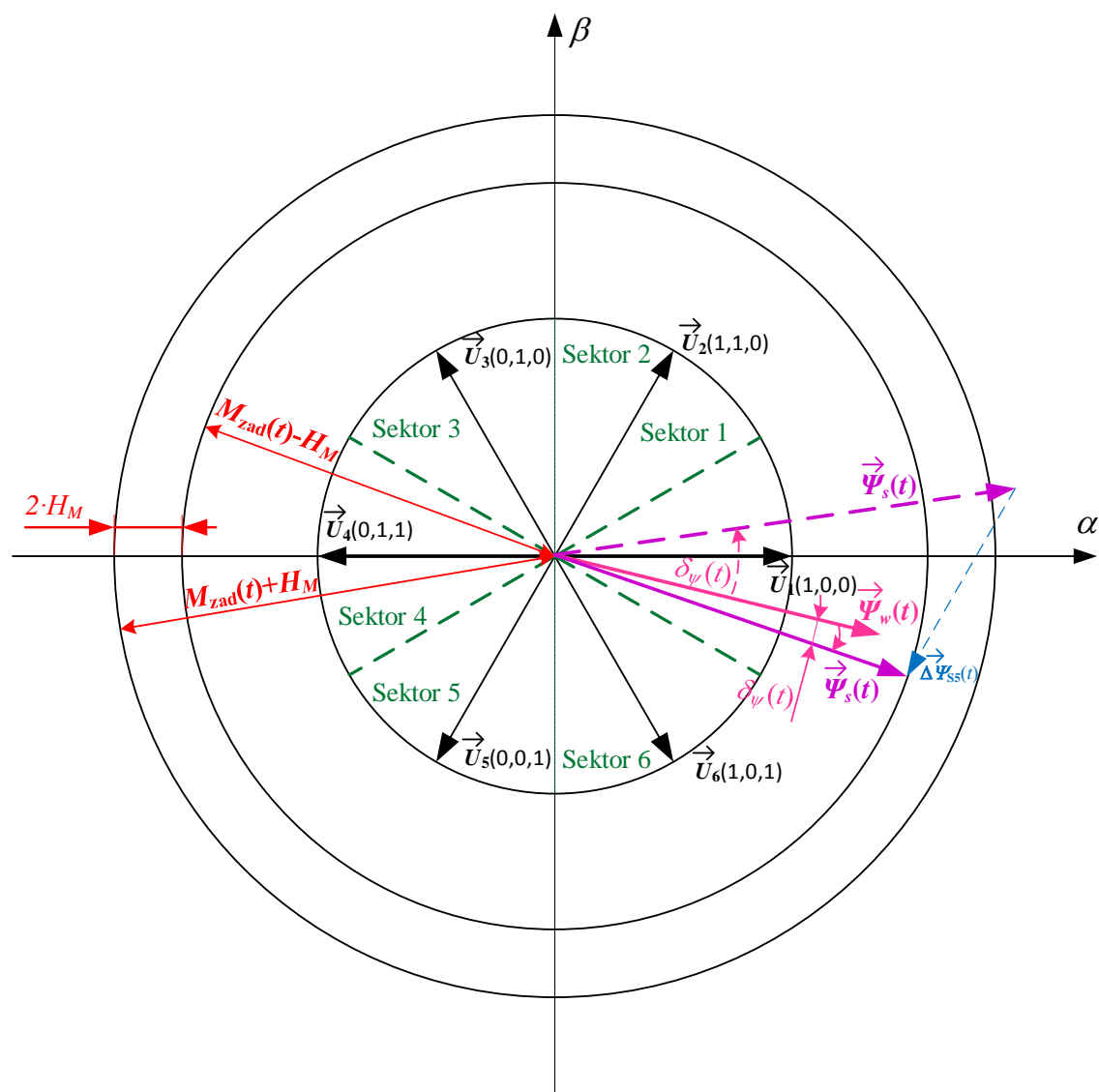
f)



Rys. 16f. Przykładowa sekwencja przełączeń wektorów napięcia w metodzie DTC–ST i jej wpływ na wielkości determinujące wartość momentu elektromagnetycznego ze wzoru 10.

KROK 6

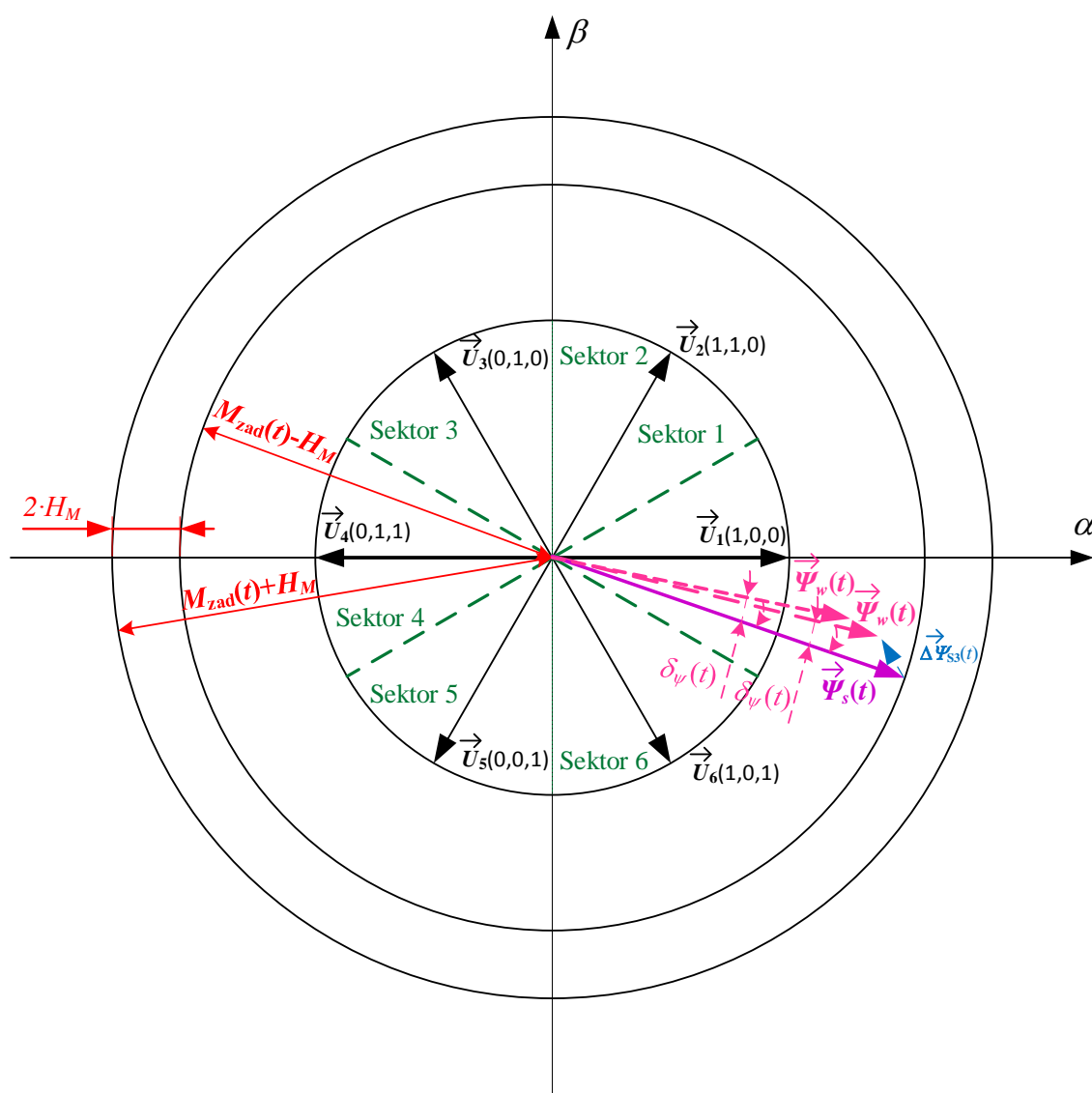
8a)



Rys. 16g. Przykładowa sekwencja przełączeń wektorów napięcia w metodzie DTC–ST i jej wpływ na wielkości determinujące wartość momentu elektromagnetycznego ze wzoru 10.

KROK 7

h)



Rys. 16h. Przykładowa sekwencja przełączeń wektorów napięcia w metodzie DTC–ST i jej wpływ na wielkości determinujące wartość momentu elektromagnetycznego ze wzoru 10.

### KROK 8

Rysunki od 16a do 16h ilustrują występujące kolejno po sobie przełączenia wektorów napięcia zasilania obwodów stojana  $\vec{u}_s(t)$  oraz ich skutki. Co istotne, pokazują również miarę szybkości zmian wektora  $\vec{\psi}_r(t)$  oraz jak duża jest liczba przełączeń kluczy falownika. Analizując wspomniane rysunki ze względu na założenie niezmienności położenia początku wektora  $\vec{\psi}_r(t)$  na wirniku maszyny sterowanej i związania przemieszczenia kąowego wirnika z przemieszczeniem kąowym  $\vec{\psi}_r(t)$  zauważyć można, że podczas wszystkich zmian wektora

napięcia  $\vec{u}_s(t)$  (5 zmian) wektor  $\vec{\psi}_r(t)$  przemieszczał się w znacznie mniejszym stopniu niż wektor  $\vec{\psi}_s(t)$ . Zauważyć można także, że przekroczenie wartości  $M_{\text{zad}}(t)+H_M$  pętli histerezy momentu (Rys. 16d) spowodowane było między innymi przez szybkość zmian wektora  $\vec{\psi}_s(t)$ . Do sytuacji tej nie doszło by tak szybko w dwóch przypadkach.

W przypadku pierwszym szybkość przemieszczenia wektora  $\vec{\psi}_r(t)$  powinna być większa od założonej. Zgodnie z założeniem do rysunków 16a do 16h wiążącym przemieszczenie kątowe wału maszyny sterowanej z przemieszczeniem wektora  $\vec{\psi}_r(t)$  oznaczałoby to:

- mniejszy od założonego dla rysunków moment bezwładności wału maszyny albo
- większą od założonej dla rysunków początkową prędkość wirowania wału maszyny sterowanej albo
- wystąpienie obydwu tych zmian naraz.

Należy zaznaczyć, że zmiana momentu bezwładności maszyny sterowanej lub też celowa zmiana prędkości wału tej maszyny, aby nie osiągnąć tak szybkiego przeregulowania momentu, jest niedopuszczalna w pojazdach trakcyjnych. Oznaczałoby to, że pojazd powinien poruszać się ma zawsze z daną prędkością o ściśle ustalonym momencie bezwładności, by móc obniżyć możliwe do wystąpienia podczas jazdy tętnienia momentu.

W drugim przypadku należałoby zmniejszyć szybkość przemieszczania końca wektora  $\vec{\psi}_s(t)$  przy zadanym wektorze napięcia zasilania stojana  $\vec{u}_s(t)$  tak, by przemieszczenie końca wektora  $\vec{\psi}_r(t)$  mogło nadążyć za zmianami położenia końca wektora  $\vec{\psi}_s(t)$ .

Fizykalne wyjaśnienie idei publikacji [33], w której obniżono wartości tętnień momentu, polega na skróceniu czasu wystąpienia wektora napięcia zasilania  $\vec{u}_s(t)$  w taki sposób, że w części okresu przełączeń występował będzie wektor aktywny, natomiast w pozostałej jego części wektor ten został zastąpiony przez wektor zerowy. Zgodnie z równaniem (5) spowoduje to zmniejszenie zmiany wektora  $\vec{\psi}_s(t)$ , jaka by wystąpiła w przypadku załączenia wektora aktywnego w pełnym okresie przełączeń (switching time).

Przedstawione rozwiązanie oparte o wykorzystanie współczynnika wypełnienia pozostawia bez zmian wartości napięcia zasilania obwodów stojana (a co za tym idzie długości załączanych wektorów  $\vec{u}_s(t)$ ) i wykorzystuje czas z równania 5 jako wielkość fizyczną, która ma spowodować ograniczenie przemieszczenia końca wektora  $\vec{\psi}_s(t)$ .

Ze względu na określony okres przełączeń układ będzie funkcjonował w następujący sposób:

Założmy, że układ zasilania falownika w metodzie sterowania jest zasilany ze źródła napięcia stałego o stałej, niezmienniej wartości i pracuje chwilowo ze stałym współczynnikiem wypełnienia równym 0,3 w bieżącym i kolejnym okresie przełączeń. Założmy także, że w bieżącym i kolejnym okresie przełączeń układ sterowania załącza wektor aktywny napięcia  $\vec{u}_s(t)$  zasilania falownika.

Praca układu przy powyższych założeniach, ze współczynnikiem wypełnienia równym 0,3 oznacza, że w okresie przełączeń nastąpi 0,3 razy mniejsze przemieszczenie końca wektora  $\vec{\psi}_s(t)$  w stosunku do pracy układu ze współczynnikiem wypełnienia równym 1.

Jeden z wektorów aktywnych  $\vec{u}_s(t)$  załączony w okresie przełączeń przez 0,3 czasu trwania tego okresu spowoduje przemieszczenie końca wektora  $\vec{\psi}_s(t)$  z szybkością proporcjonalną do wartości napięcia zasilania falownika.

Ze względu na szybkość przemieszczenia końca wektora  $\vec{\psi}_s(t)$  spowodowaną wartością napięcia zasilania falownika układ w tym przypadku wykorzystuje tylko czas 0,3 okresu przełączeń. Przemieszczenie to jest wystarczające by w pozostałej części okresu przełączeń koniec wektora  $\vec{\psi}_s(t)$  pozostawał w spoczynku, dlatego też następuje przełączenie wektora aktywnego napięcia  $\vec{u}_s(t)$  na jeden z wektorów pasywnych. Powoduje to zwiększenie liczby przełączeń w omawianym okresie. Sytuacja ta powtarza się w kolejnym okresie przełączeń.

Analizując omawiany przypadek stwierdzić można, że w okresie przełączeń, wartość średnia długości wektora napięcia  $\vec{u}_s(t)$  jest o 0,7 mniejsza od wartości średniej długości tego wektora dla pracy tego układu ze współczynnikiem wypełnienia równym 1. Oznacza to między innymi, że wartość napięcia zasilania maszyny w tym czasie jest na tyle duża, że wystarczy załączenie wektora napięcia  $\vec{u}_s(t)$  na czas nie przekraczający jednej trzeciej okresu przełączeń by koniec wektora  $\vec{\psi}_s(t)$  uległ przemieszczeniu w wystarczającym stopniu.

Oznacza to także, że skoro w omawianym okresie przełączeń średnia długość wektora napięcia  $\vec{u}_s(t)$  jest równa 0,3 długości tego wektora dla działania tego układu ze współczynnikiem wypełnienia równym 1, to skutek ten poprzez analogię jest możliwy również do osiągnięcia poprzez zadanie wartości napięcia zasilania falownika równej 0,3 nieobniżonej wartości napięcia zasilania tego falownika przy jednoczesnym braku przełączeń załączonego wektora aktywnego na wektor zerowy w okresie przełączeń. Takie podejście do zagadnienia zgodnie ze wzorem 5 spowoduje teoretycznie przemieszczenie końca wektora  $\vec{\psi}_s(t)$  w stopniu analogicznym jak w przypadku działania układu ze współczynnikiem wypełnienia równym 0,3 przy jednocześnie stałym, nieobniżonym założonym napięciu zasilania falownika napięcia. Jednakże w przypadku załączenia wspomnianej mniejszej

wartości wektora aktywnego napięcia  $\vec{u}_s(t)$  przemieszczenie końca tego wektora będzie odbywać się w sposób ciągły w pełnym okresie przełączeń działania układu. Wynikać to będzie z faktu nie wystąpienia ani raz wektora pasywnego w tym okresie. Zaletą takiego podejścia (w tej idei) jest zmniejszenie liczby przełączeń kluczy falownika w okresie przełączeń w stosunku do tej liczby dla przypadku omawianego układu pracującego ze współczynnikiem wypełnia mniejszym od 1. Rozwiązanie to wymaga jednak wyspecjalizowanego układu umożliwiającego regulację napięcia zasilania falownika. Jak wynika z powyżej przeprowadzonej poprzez analogię analizy, idea takiego układu doprowadzić mogłaby nie tylko do obniżenia tętnień momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej, ale również mogłaby osiągać założony cel przy jednoczesnym zmniejszeniu liczby przełączeń wektora napięcia  $\vec{u}_s(t)$  w okresie przełączeń w stosunku do omawianego przypadku opisanej powyżej idei wykorzystania współczynnika wypełnienia w okresie przełączeń. Niemniej jednak obniżenie tętnień momentu nie wystąpiłoby, gdyby układ regulacji napięcia zasilania falownika wysterowany był na wartość napięcia zasilania równą nieobniżonej wartości zasilania falownika.

Na dodatek obniżenie wartości napięcia w niektórych przypadkach nie będzie mogło mieć pozytywnego wpływu na działanie układu. Przykładowo może ono powodować pogorszenie właściwości dynamicznych układu. Właściwości te są jedną z zalet układu DTC. Dlatego też projektowany układ regulujący wartością napięcia zasilania układu falownika napięcia powinien działać w taki sposób, ażeby pogorszenie wymienionych właściwości było minimalne bądź też nie występowało.

Brak wystąpienia pogorszenia lub też możliwa jego minimalizacja jest do osiągnięcia na przykład, gdyby układ regulacji napięcia zasilania falownika posiadał możliwość wykrycia wystąpienia stanu dynamicznego czy też zmiany momentu zadanego dla maszyny sterowanej w możliwie najszybszy sposób. Następnie po wykryciu tego stanu lub wymienionej zmiany układ ten w możliwie szybki sposób przystępowałby do przywrócenia nieobniżonej wartości napięcia zasilania falownika. Szybkość i skuteczność wykrycia stanu dynamicznego lub zmiany momentu zadanego maszyny, jak i szybkość przywrócenia nieobniżonej wartości napięcia zasilania falownika stanowiłyby w tym przypadku jeden z czynników, które świadczyłyby o mierze obniżenia właściwości dynamicznych układu sterowania DTC–MD.

Układ regulacji napięcia zasilania dla metody DTC oparty o koncepcję wykrycia zmiany momentu zadanego maszyny sterowanej proponowany jest w niniejszym opracowaniu.



## 6.1. Koncepcja układu umożliwiającego wykrycie zmiany momentu zadanego maszyny sterowanej w metodzie DTC

Odpowiednia regulacja napięcia zasilania falownika w metodzie DTC teoretycznie umożliwia osiągnięcie mniejszych tętnień momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej. Niemniej jednak obniżone napięcie zasilania falownika może skutkować między innymi pogorszeniem właściwości dynamicznych tej metody sterowania.

Znaczące obniżenie tych właściwości stanowić może istotną wadę wykorzystania regulatorów napięcia zasilania falownika, dlatego też uzasadnionym staje się użycie układu wykrywającego domniemany stan dynamiczny maszyny w tej metodzie lub też zmiany momentu zadanego tej maszyny, który jednocześnie posiadać będzie zdolność nadzoru poprawnej pracy układu sterowania maszyny napędowej metodą DTC–MD.

Cechą szczególnie istotną w wykryciu domniemanego stanu dynamicznego, jak i zmiany momentu zadanego maszyny w metodzie DTC jest czas mierzony od chwili wystąpienia stanu dynamicznego albo zmiany momentu zadanego maszyny do chwili wykrycia go przez układ jego detekcji. Im czas ten jest krótszy tym właściwości dynamiczne będącej tematem niniejszej pracy metody sterowania będą bardziej zbliżone do właściwości dynamicznych oryginalnej metody DTC.

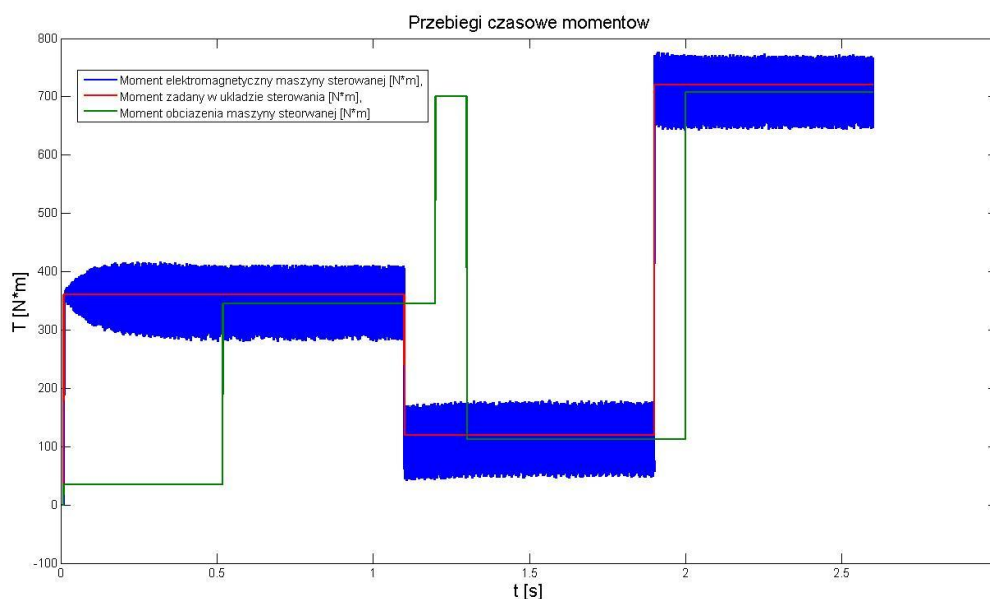
Cechą równie istotną, co czas wykrycia stanu dynamicznego lub czas zmiany momentu zadanego maszyny przez układ detekcji tego stanu lub tej zmiany, jest jego skuteczność. Skuteczność ta rozumiana jest jako liczba rzeczywistych wystąpień stanu dynamicznego lub zmian momentu zadanego maszyny w układzie sterowania w stosunku do liczby wszystkich wykryć domniemanych stanów dynamicznych lub zmian momentu zadanego przez układ detekcji tego stanu lub tych zmian. Cecha ta jest istotna z uwagi na fakt, iż koncepcja wykorzystania regulatora napięcia zasilania falownika w metodzie DTC, prezentowana w pracy, charakteryzuje się możliwie jak najszybszym sprowadzeniem obniżonej wartości napięcia zasilania falownika do nieobniżonej wartości napięcia zasilania falownika po wykryciu domniemanego stanu dynamicznego/zmiany momentu zadanego maszyny sterowanej. Dzięki takiemu podejściu do zagadnienia układ z regulatorem napięcia zasilania falownika ma cechować się możliwie jak najbardziej podobnymi do klasycznej metody DTC właściwościami dynamicznymi przy jednoczesnej zdolności do obniżenia tętnień momentu elektromagnetycznego w czasie, gdy prędkość obrotowa maszyny sterowanej utrzymywana

jest w okolicach stałej wartości dla przypadku, gdy nie ma konieczności zasilania falownika nieobniżoną wartością napięcia zasilania.

Koncepcja układu wykrywającego stan dynamiczny, jak i wykrywającego zmiany momentu zadanego maszyny sterowanej w metodzie DTC ze względu na występujące w niej tętnienia momentu i szereg innych zjawisk wymaga nie tylko podłoża teoretycznego związanego z tą metodą, ale również przeprowadzenia symulacji przebiegów czasowych określonych sygnałów. Dzięki takim symulacjom, jak i wspomnianej teorii można przedstawić sposób realizacji wspomnianej koncepcji w formie funkcjonującej aplikacji.

### 6.1.1. Wyniki symulacji pracy maszyny indukcyjnej sterowanej metodą DTC

Na rysunku 17 przedstawiono symulację przebiegu czasowego momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej (kolor niebieski) na zadany sygnał momentu elektromagnetycznego w metodzie DTC (kolor czerwony) przy zasilaniu falownika napięcia ze źródła napięcia stałego o stałej, niezmienniej wartości napięcia równej 600 V. Dodatkowo kolorem zielonym został zaznaczony przebieg czasowy momentu roboczego maszyny sterowanej. Zadaną wartość momentu elektromagnetycznego ustawiono zgodnie z tabelą 3.



Rys. 17. Przebiegi czasowe momentów maszyny sterowanej w metodzie DTC przy zasilaniu falownika napięcia ze źródła napięcia stałego o stałej, niezmienniej wartości napięcia równej 600 V; kolor czerwony – moment zadany w układzie sterowania, kolor niebieski – moment elektromagnetyczny maszyny sterowanej, kolor zielony – moment roboczy maszyny sterowanej

Tab. 3 Ustawiony sygnał zadany momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej

Czas ustawienia wartości zadanej momentu elektromagnetycznego [s]	0	0.01	1.1	1.9
Wartość momentu zadanego [N·m]	0	360	120	720

Zadany moment roboczy maszyny sterowanej ustawiono jako stały w każdym z przedziałów czasu. Tabela 4 prezentuje ustawiony moment roboczy maszyny sterowanej w danej chwili czasu. Na podstawie tabel 3 i 4 stwierdzić można, że zmiana zadanego momentu elektromagnetycznego maszyny, jak i momentu roboczego w przedstawionym przypadku następowała w sposób skokowy.

Tab. 4. Ustawiony moment roboczy maszyny sterowanej dla danej chwili czasu

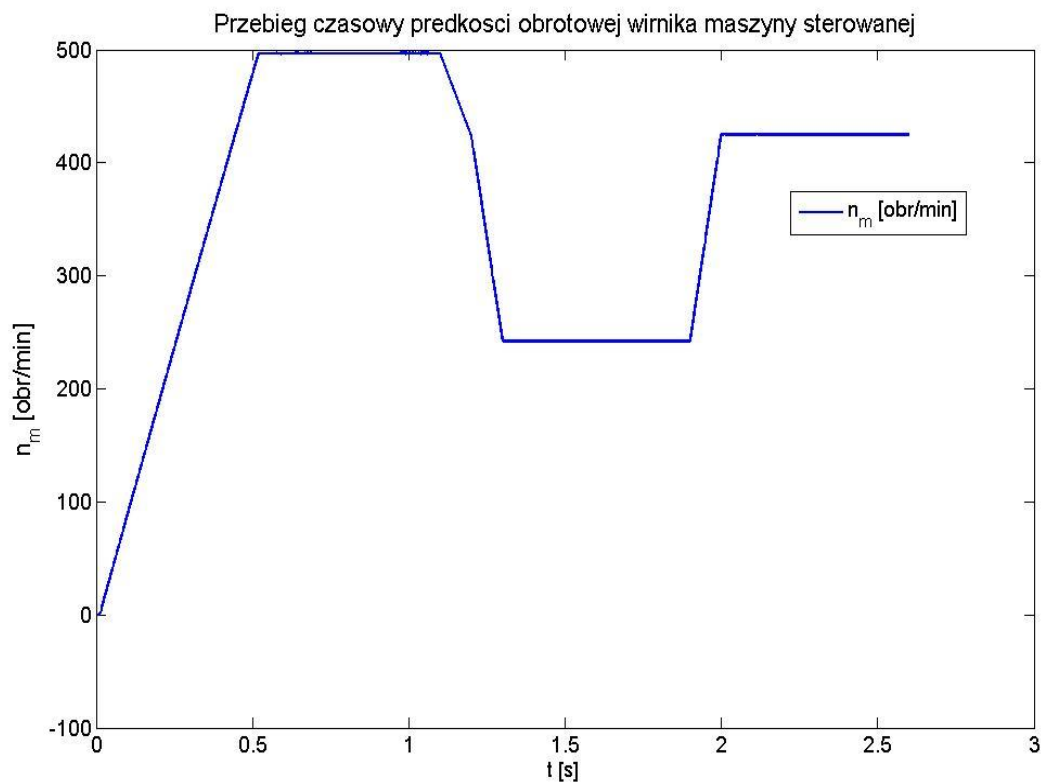
Czas ustawienia wartości momentu roboczego [s]	0	0.01	0.52	1.2	1.3	2
Wartość momentu roboczego [Nm]	0	35	345	700	112	707.19

Rysunek 18 prezentuje przebieg czasowy wartości strumienia zadanego. Wartość ta przez cały czas symulacji była ustawiona na wartość 0,8 Wb.

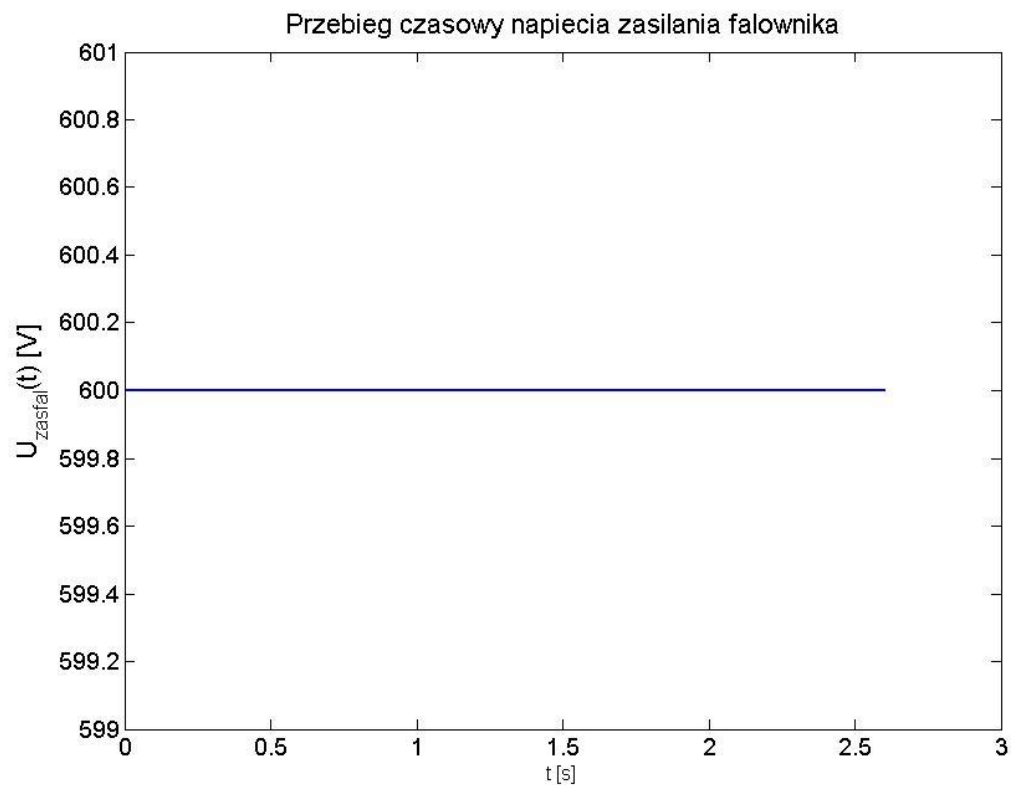


Rys. 18. Przebieg czasowy wartości strumienia zadanego w weberach

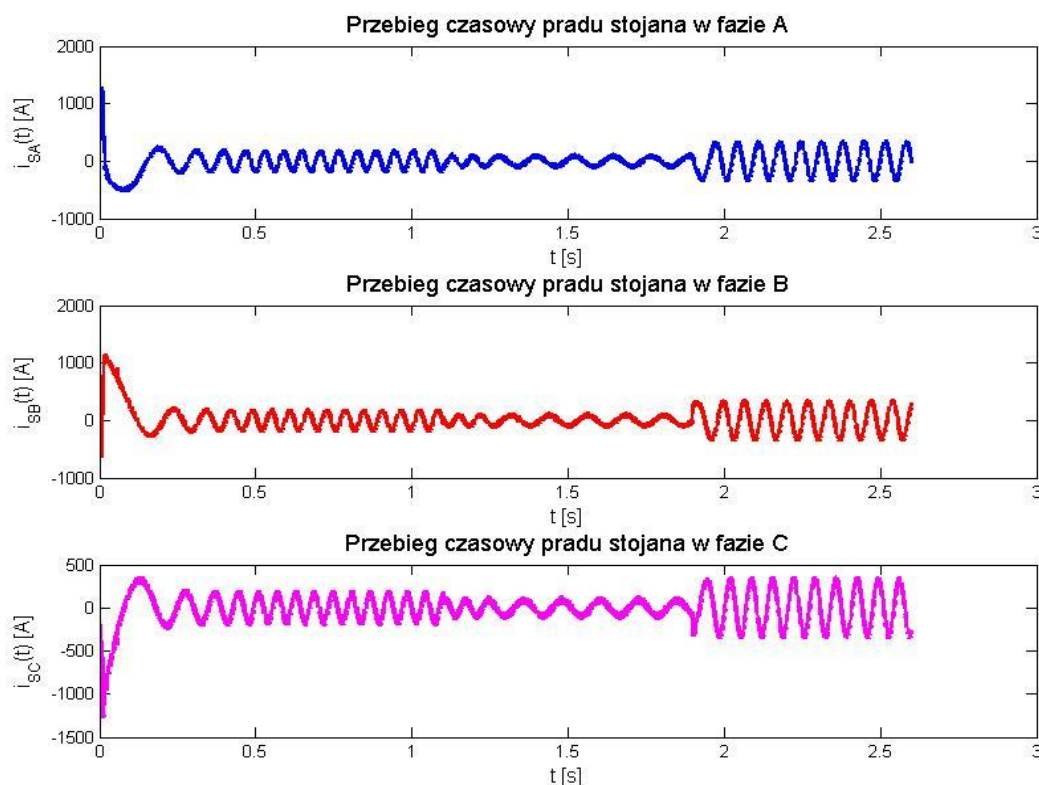
Z kolei rysunek 19 prezentuje przebieg czasowy prędkości obrotowej maszyny sterowanej. Natomiast przebieg czasowy napięcia zasilania falownika i przebieg czasowy prądów w fazach stojana pokazano kolejno na rysunkach 20 i 21.



Rys. 19. Przebieg czasowy prędkości obrotowej maszyny sterowanej



Rys. 20. Przebieg napiecia zasilania falownika napiecia



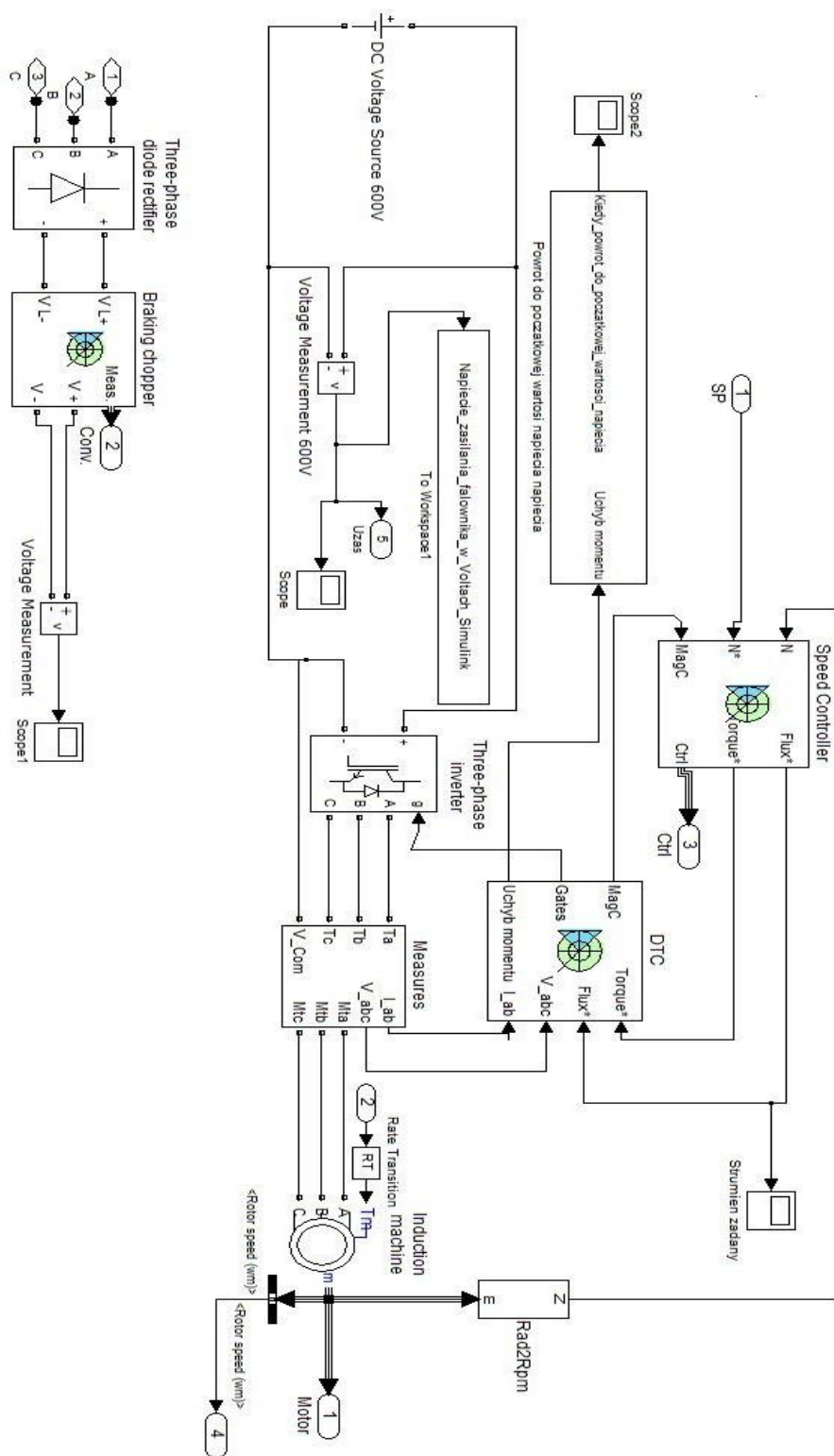
Rys. 21. Przebieg prądów w fazach stojana maszyny sterowanej

Ustawione wartości zadanego momentu elektromagnetycznego i momentu roboczego maszyny sterowanej zostały tak dobrane, by maszyna sterowana podczas symulacji pracowała w stanach dynamicznych, takich jak rozpędzanie i hamowanie, jak również mogła osiągnąć stan, w którym prędkość obrotowa maszyny sterowanej utrzymywana jest w okolicach stałej wartości.

Symulację wykonano na podstawie układu "AC4 - DTC Induction 200 HP Motor Drive" (ac4\_example.mdl) zawartego w bibliotece SimPowerSystems\Demos\Electric Drive Models środowiska Matlab/Simulink wersji R2011b (7.13.0.564). Układ "AC4 - DTC Induction 200 HP Motor Drive" (ac4\_example.mdl) ustawiono jako układ regulacji momentu (Regulation type – Torque regulation) oraz zmodyfikowano go w taki sposób, aby falownik napięcia był zasilany ze źródła napięcia stałego o stałej, niezmienniej wartości napięcia równej 600 V, jak również sygnał zadany strumienia był ustawiony przez cały czas symulacji na wartość 0,8 Wb.

Schemat układu "AC4 - DTC Induction 200 HP Motor Drive" i schemat struktury wewnętrznej bloku "DTC Induction Motor Drive" tego układu po modyfikacji układu zasilania falownika i ustawieniu podanego wcześniej strumienia zadanego prezentują rysunki 22 i 23. Czas symulacji ustawiono na 2,6 s.





Rys. 23. Schemat struktury wewnętrznej bloku "DTC Induction Motor Drive", układu "AC4 - DTC Induction 200 HP Motor Drive", dla którego uzyskano przebiegi z rysunków od 17 do 21



Symulacja została wykonana dla następujących ustawień modelu układu sterowania [34]:

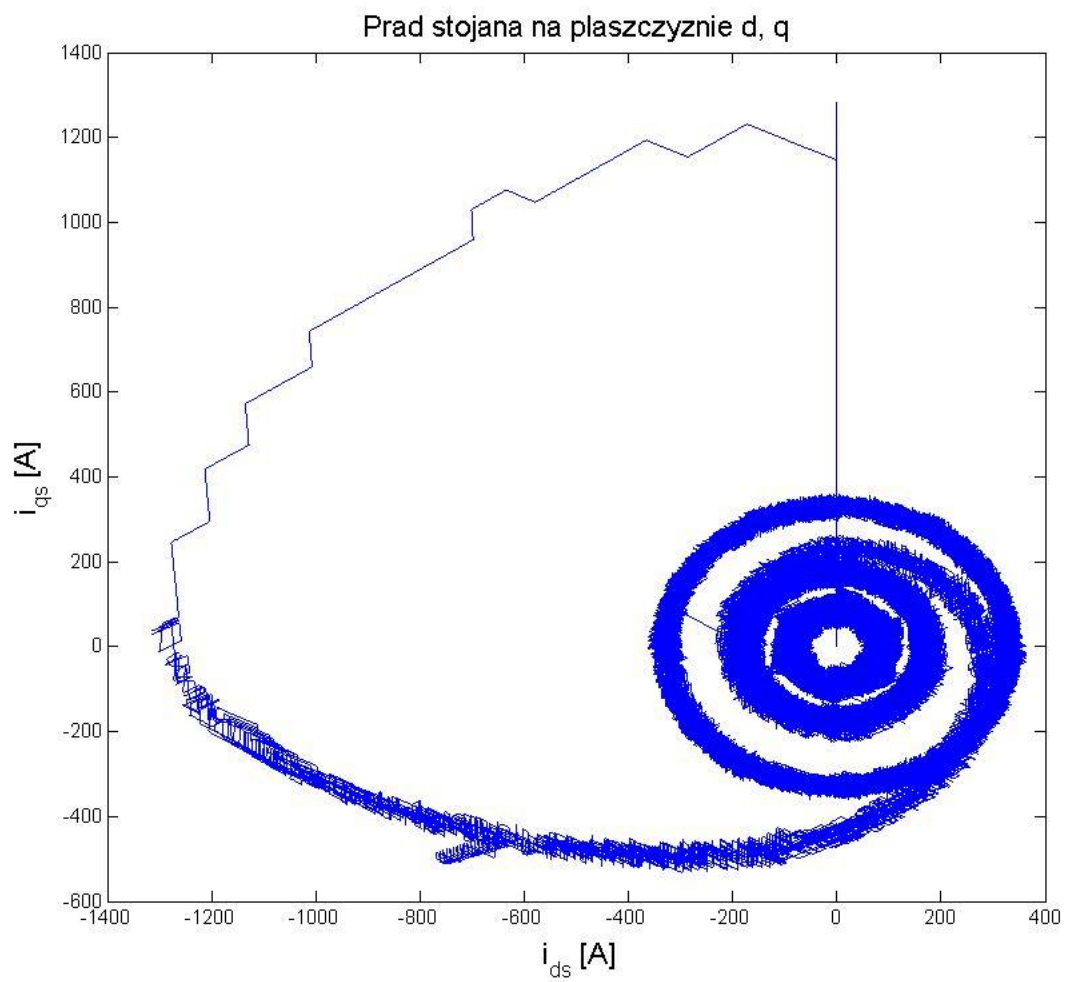
1. system zasilania został "zdyskretyzowany" z krokiem czasowym równym  $2\ \mu\text{s}$ ,
2. regulator prędkości odczytywał dane co  $140\ \mu\text{s}$ ,
3. układ sterowania DTC pracował dla czasu próbkowania  $20\ \mu\text{s}$ .

"The power system has been discretised with a  $2\ \mu\text{s}$  time step. The speed controller uses a  $140\ \mu\text{s}$  sample and the DTC controller uses a  $20\ \mu\text{s}$  sample time in order to simulate a microcontroller control device. " [34].

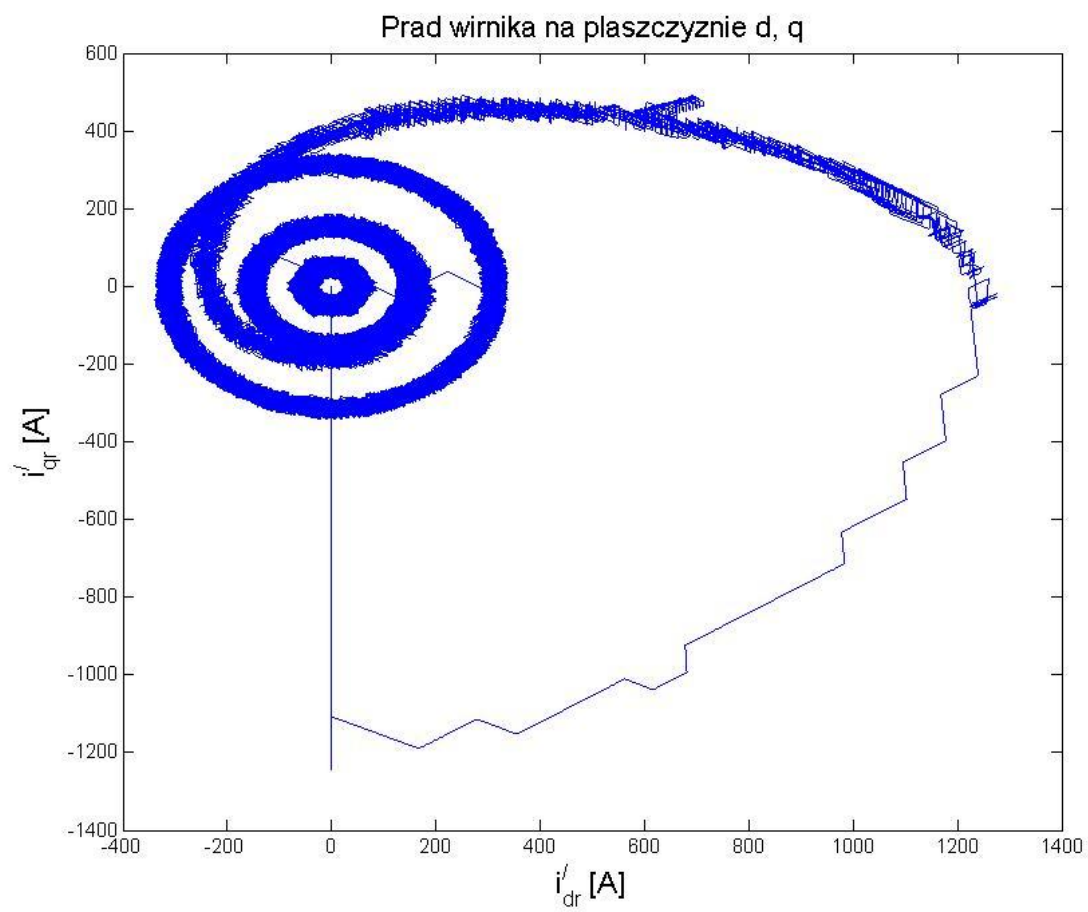
Ustawienia symulacji, parametry modelu silnika i układu sterowania zostały ustawione jako domyślne i przedstawiono je w Załączniku 1.

Na podstawie symulacji otrzymano również:

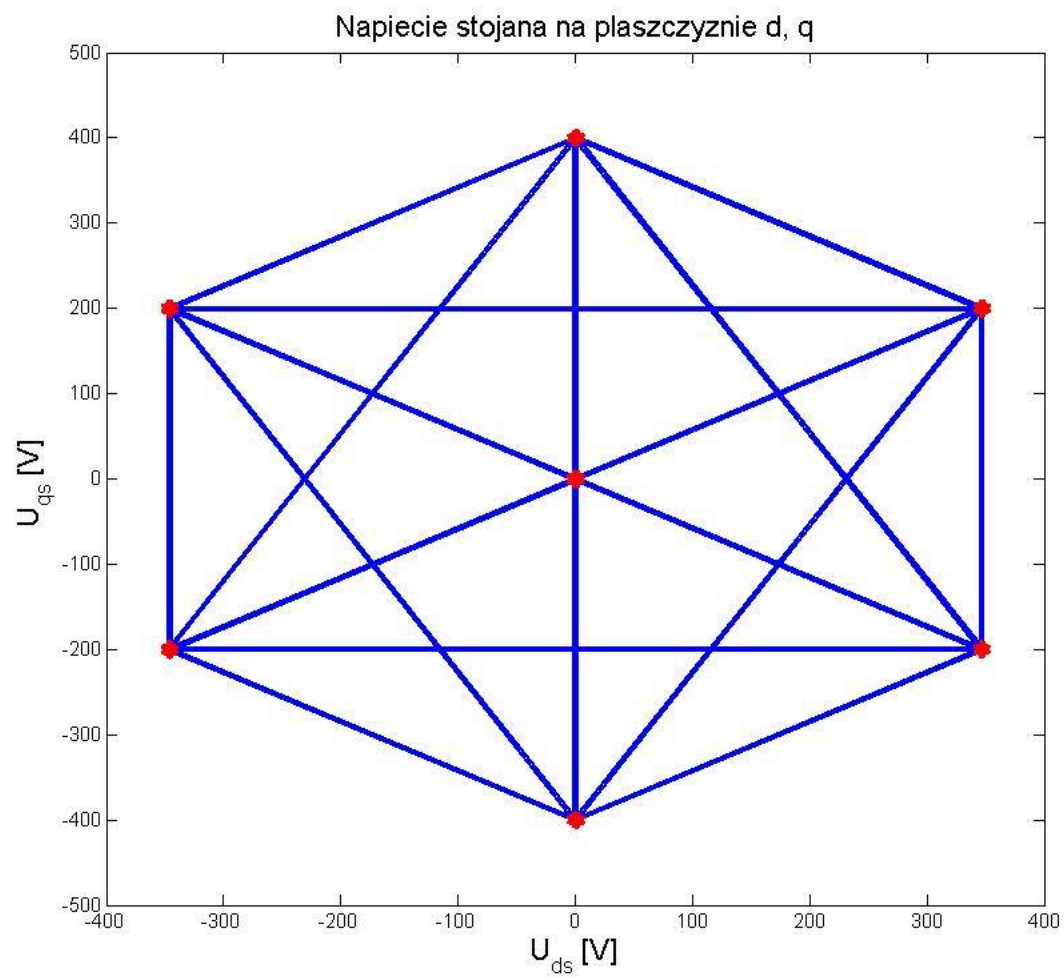
- ❖ przebieg prądu stojana na płaszczyźnie  $d, q$  (rysunek 24),
- ❖ przebieg prądu wirnika na płaszczyźnie  $d, q$  (rysunek 25),
- ❖ przebieg napięcia stojana na płaszczyźnie  $d, q$  (rysunek 26),
- ❖ przebieg strumienia magnetycznego stojana na płaszczyźnie  $d, q$  (rysunek 27),
- ❖ przebieg strumienia magnetycznego wirnika na płaszczyźnie  $d, q$  (rysunek 28).



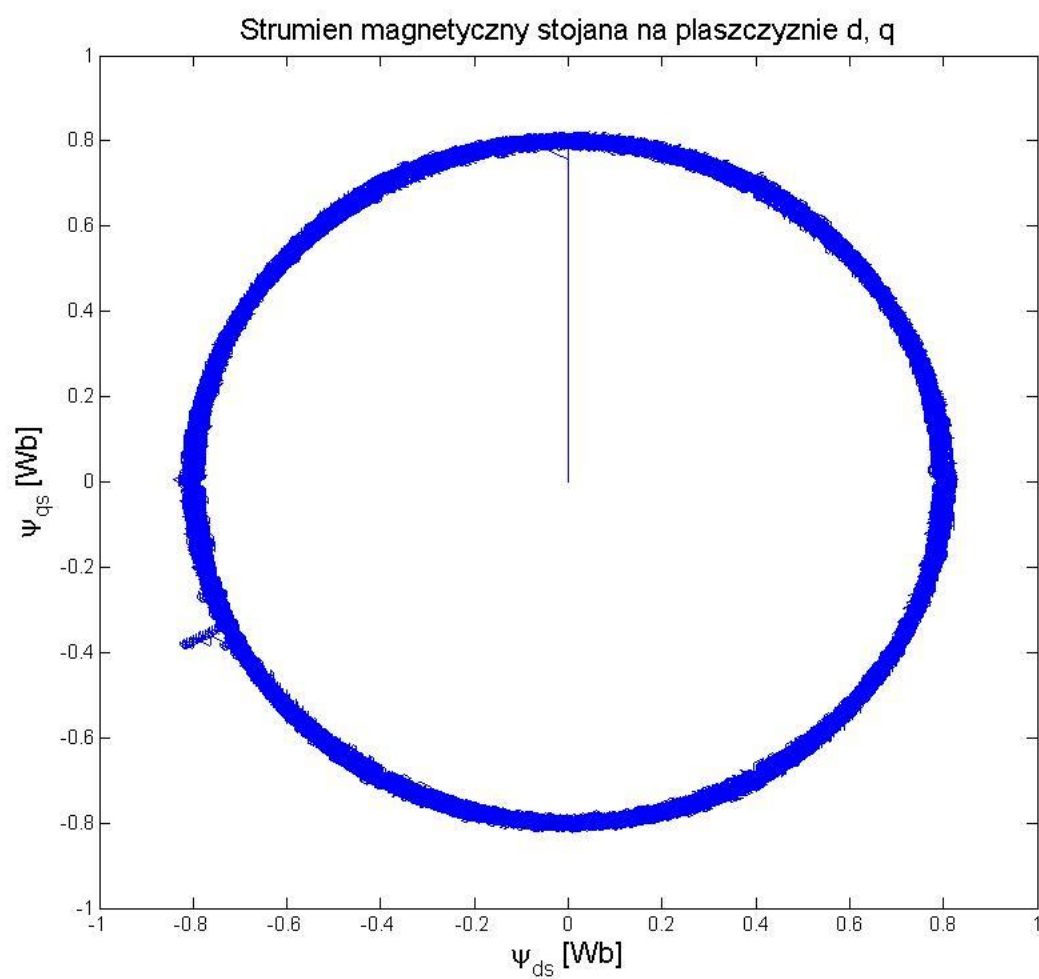
Rys. 24. Przebieg prądu stojana na płaszczyźnie  $d, q$



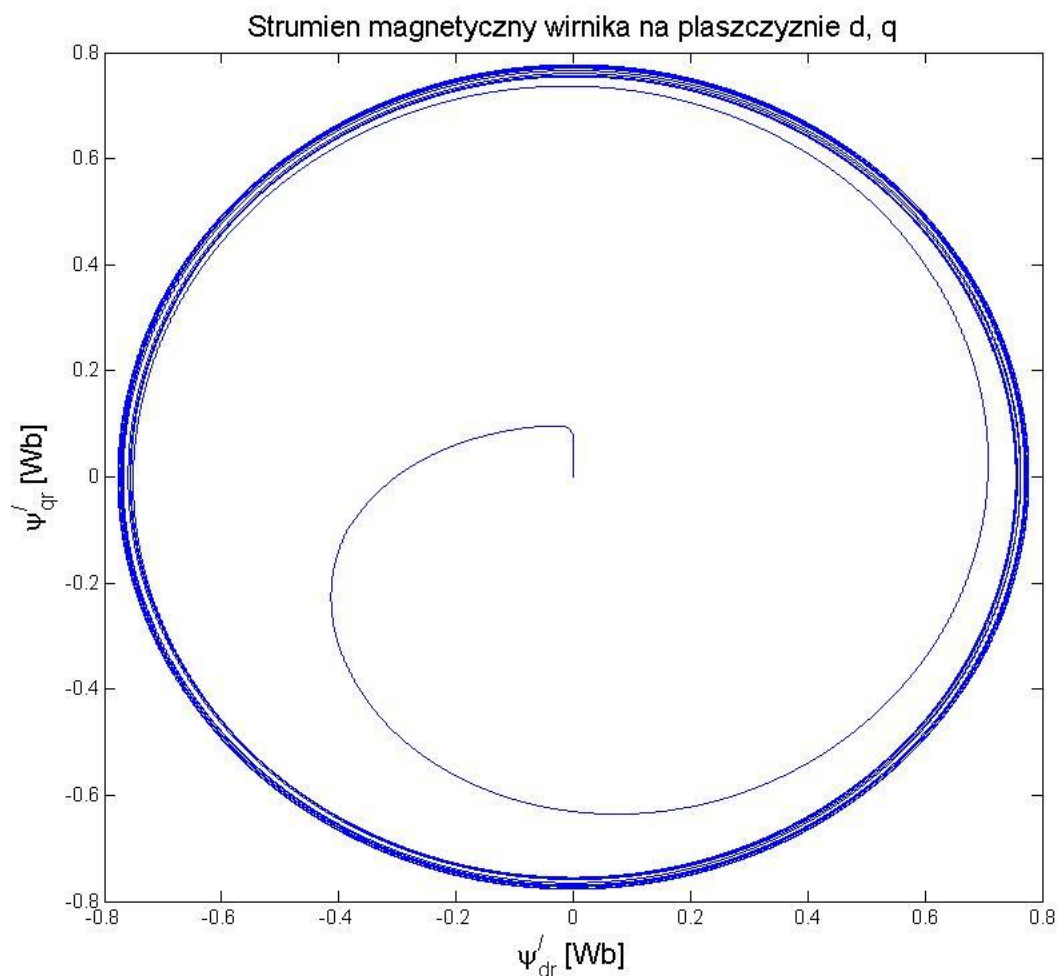
Rys. 25. Przebieg prądu wirnika na płaszczyźnie  $d, q$



Rys. 26. Przebieg napięcia stojana na płaszczyźnie  $d, q$



Rys. 27. Przebieg strumienia magnetycznego stojana na płaszczyźnie  $d, q$

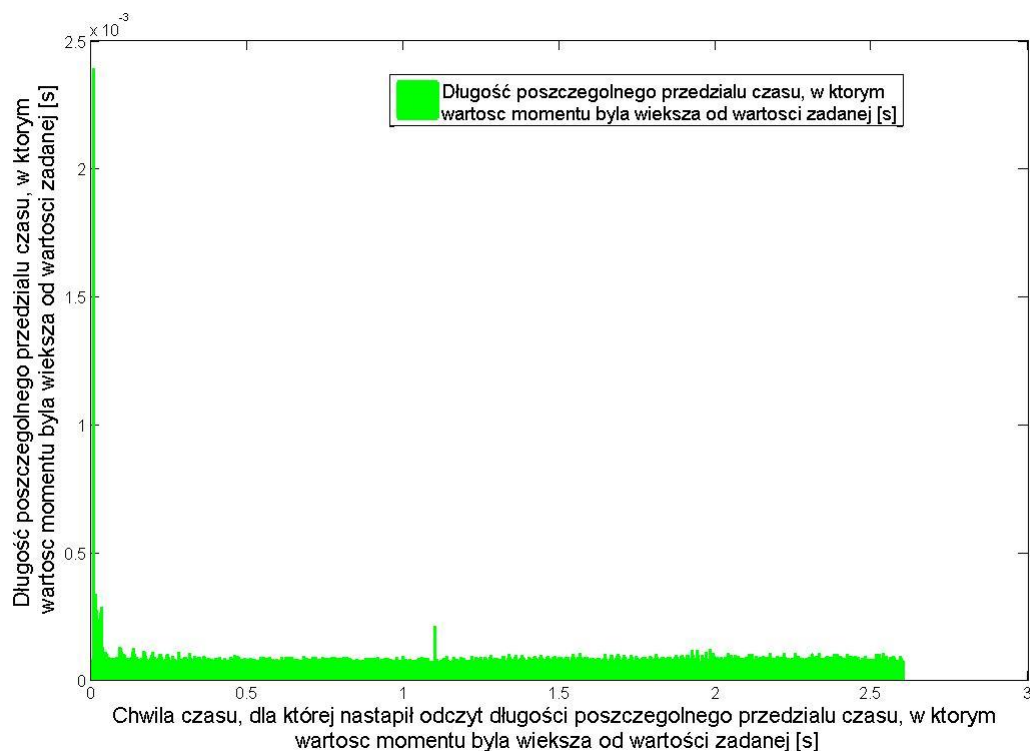


Rys. 28. Przebieg strumienia magnetycznego wirnika na płaszczyźnie  $d, q$

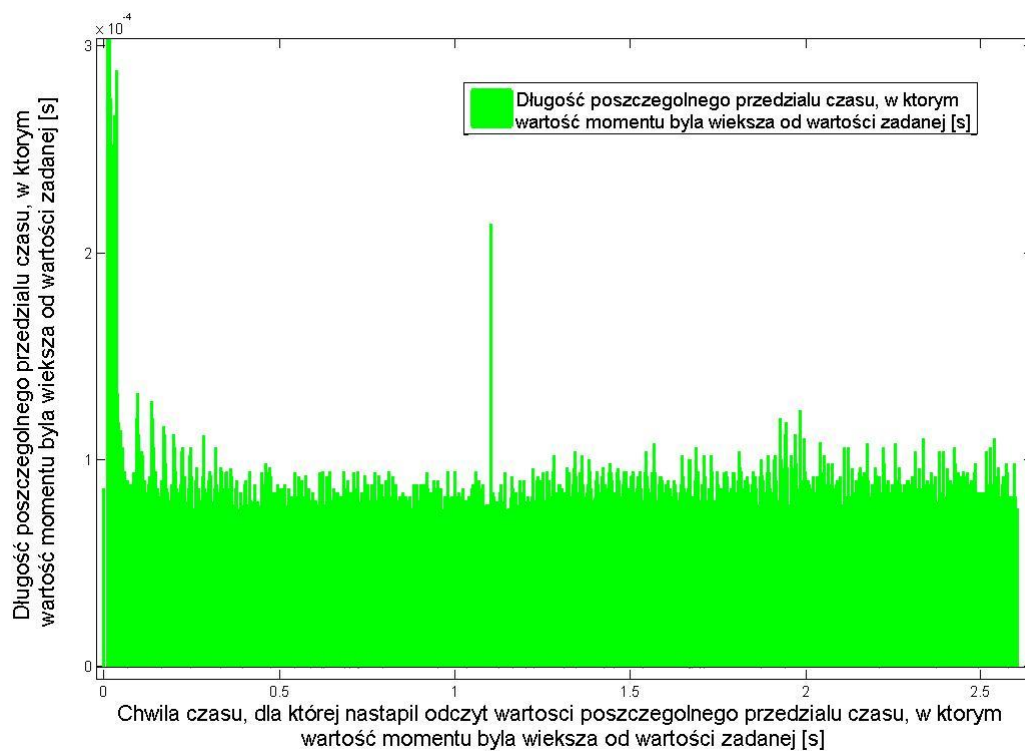
Otrzymane wyniki symulacji posłużyły również do:

- ✓ obliczeń długości poszczególnych przedziałów czasu, dla których sygnał momentu był większy lub też mniejszy od wartości zadanej,
- ✓ obliczeń największych i najmniejszych wartości momentów, które wystąpiły w tych poszczególnych przedziałach czasu dla czasów symulacji, gdy prędkość obrotowa maszyny sterowanej utrzymywana była w okolicach stałej wartości.

Rysunki 29 i 30 przedstawiają wyniki obliczeń długości poszczególnych przedziałów czasu, dla których wartość momentu była większa od wartości zadanej.

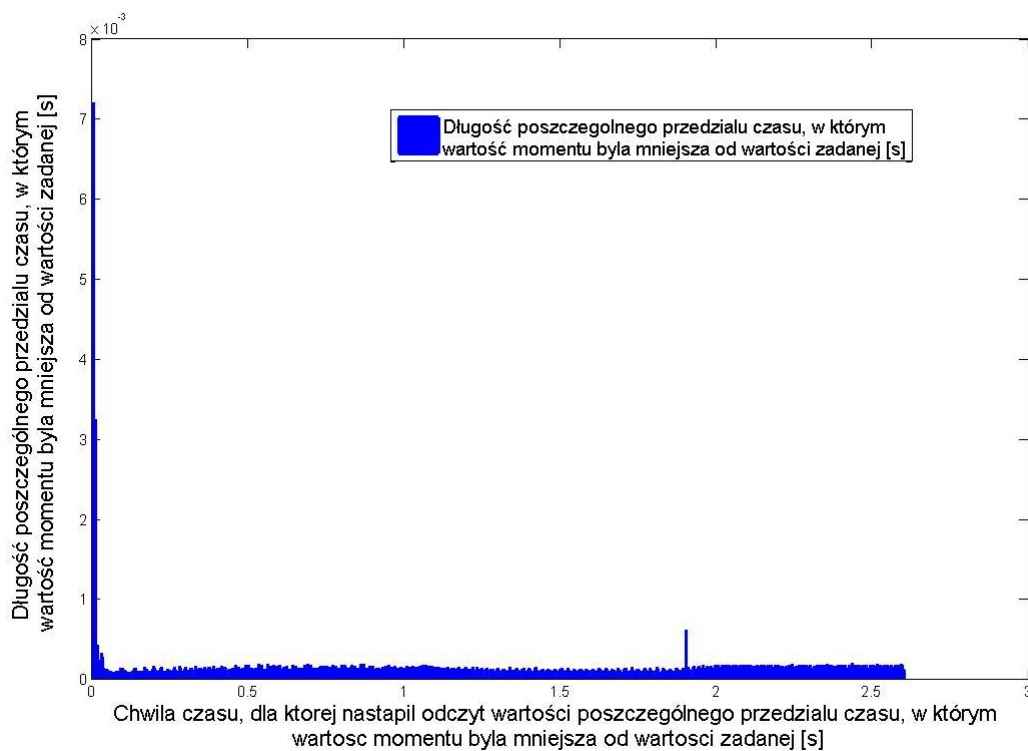


Rys. 29. Wyniki obliczeń długości poszczególnych przedziałów czasu, dla których wartość momentu była większa od wartości zadanej, wykonane dla całego czasu symulacji



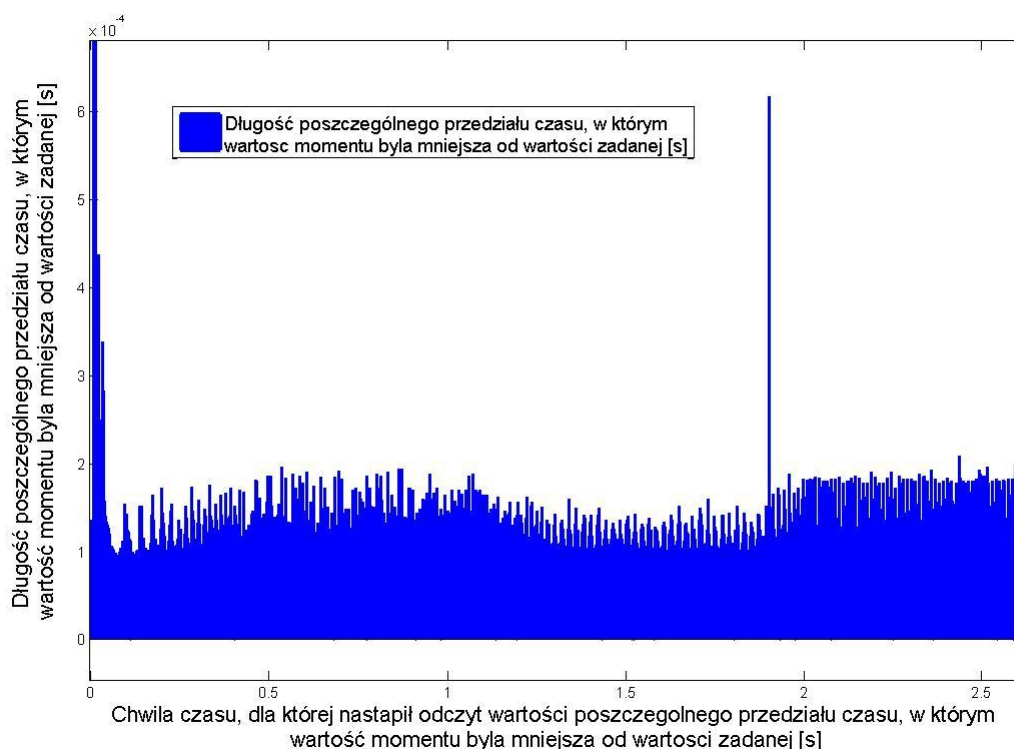
Rys. 30. Powiększony fragment wykresu przedstawiającego wyniki obliczeń długości poszczególnych przedziałów czasu, dla których wartość momentu była większa od wartości zadanej

Rysunki 31 i 32 przedstawiają wyniki obliczeń długości poszczególnych przedziałów czasu, dla których sygnał momentu był mniejszy od wartości zadanej.



Rys. 31. Wyniki obliczeń długości poszczególnych przedziałów czasu, dla których sygnał momentu był mniejszy od wartości zadanej, wykonane dla całego czasu symulacji

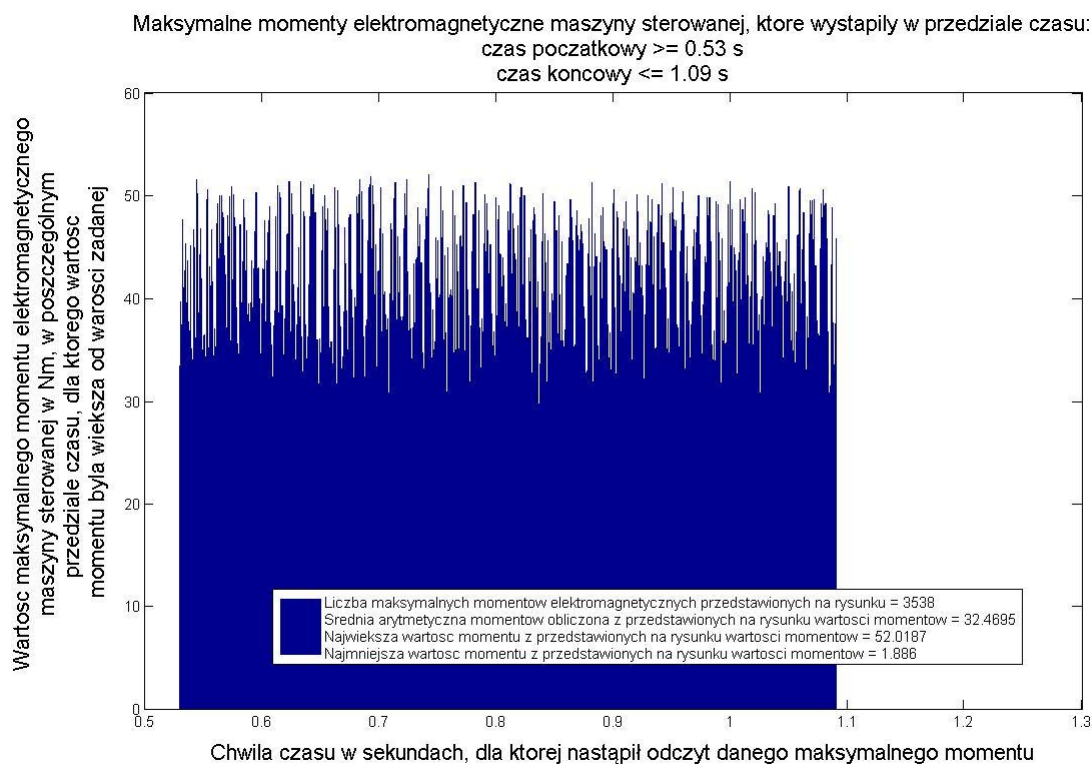




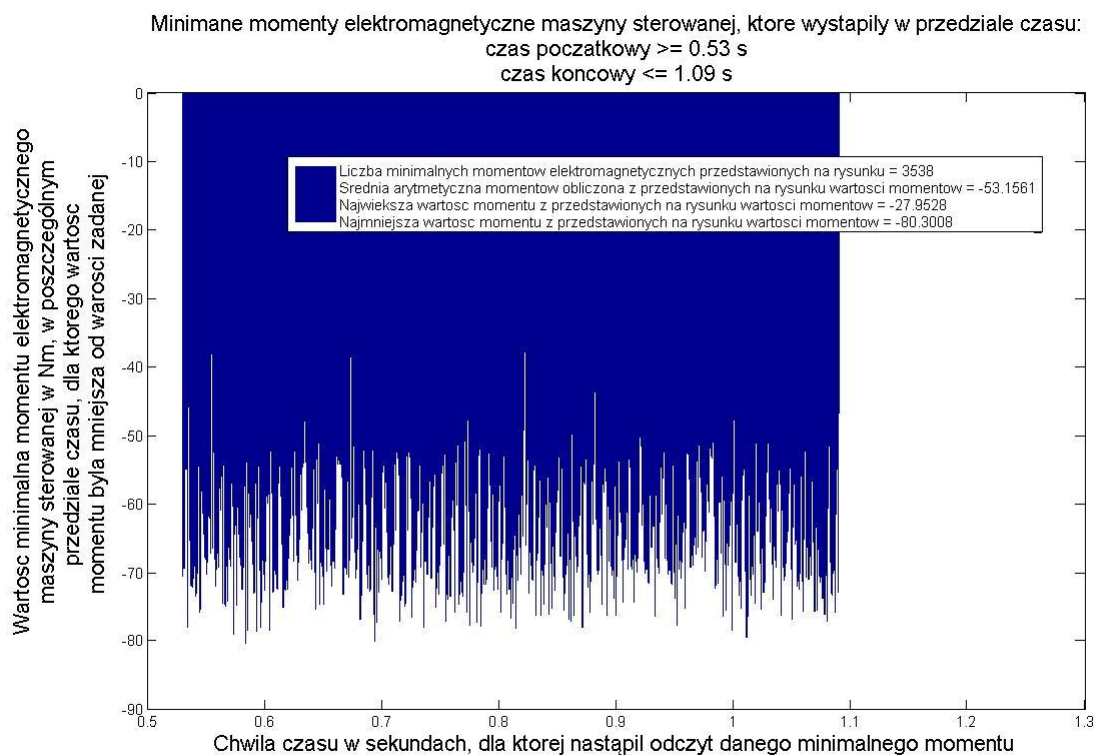
Rys. 32. Powiększony fragment wykresu przedstawiającego wyniki obliczeń długości poszczególnych przedziałów czasu, dla których sygnał momentu był mniejszy od wartości zadanej

Rysunki 33, 35, 37 przedstawiają wyniki obliczeń największych wartości momentów, które wystąpiły w poszczególnych przedziałach czasu. W tych przypadkach wartość momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej była większa od wartości zadanej kolejno dla czasów symulacji: od 0,53 s do 1,09 s, od 1,31 s do 1,89 s, od 2,05 s do 2,59 s. Były to czasy symulacji, w których prędkość obrotowa maszyny sterowanej utrzymywana była w okolicach stałej wartości.

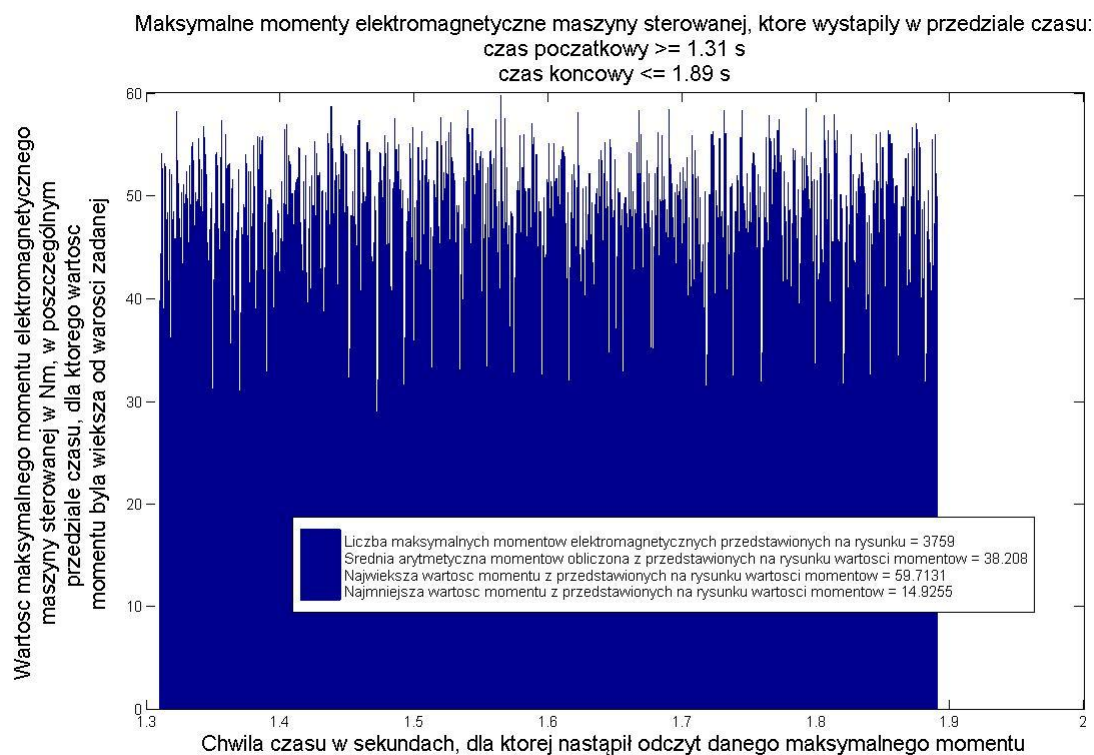
Rysunki 34, 36, 38 przedstawiają wyniki obliczeń najmniejszych wartości momentów, które wystąpiły w poszczególnych przedziałach czasu. W tych przypadkach wartość momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej była mniejsza od wartości zadanej kolejno dla czasów symulacji: od 0,53 s do 1,09 s, od 1,31 s do 1,89 s, od 2,05 s do 2,59 s. Były to czasy symulacji, w których prędkość obrotowa maszyny sterowanej utrzymywana była w okolicach stałej wartości.



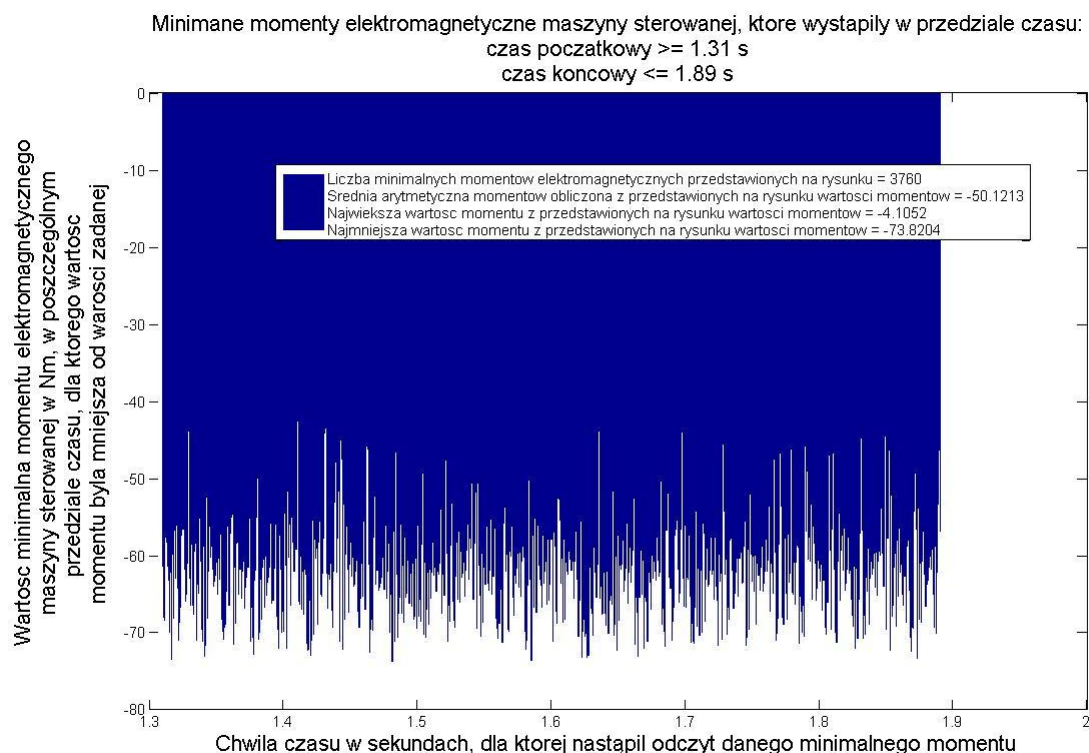
Rys. 33. Wyniki obliczeń największych wartości momentów, które wystąpiły w poszczególnych przedziałach czasu, dla których wartość momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej była większa od wartości zadanej dla czasu symulacji od 0,53 s do 1,09 s



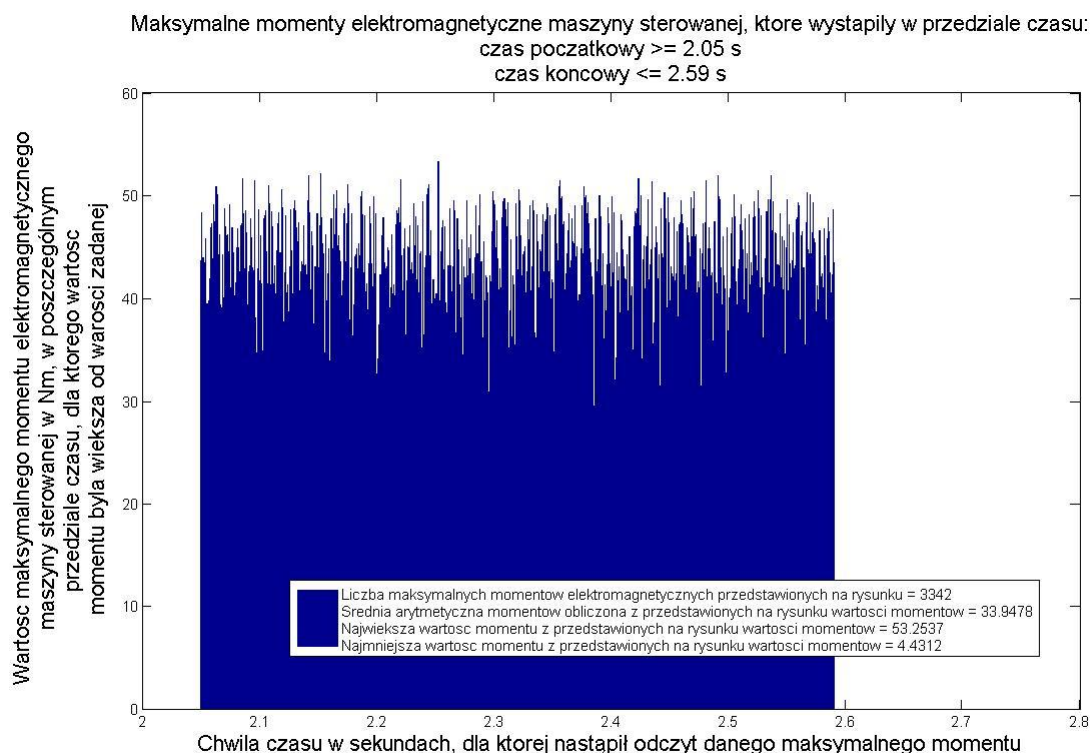
Rys. 34. Wyniki obliczeń najmniejszych wartości momentów, które wystąpiły w poszczególnych przedziałach czasu, dla których wartość momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej była mniejsza od wartości zadanej dla czasu symulacji od 0,53 s do 1,09 s



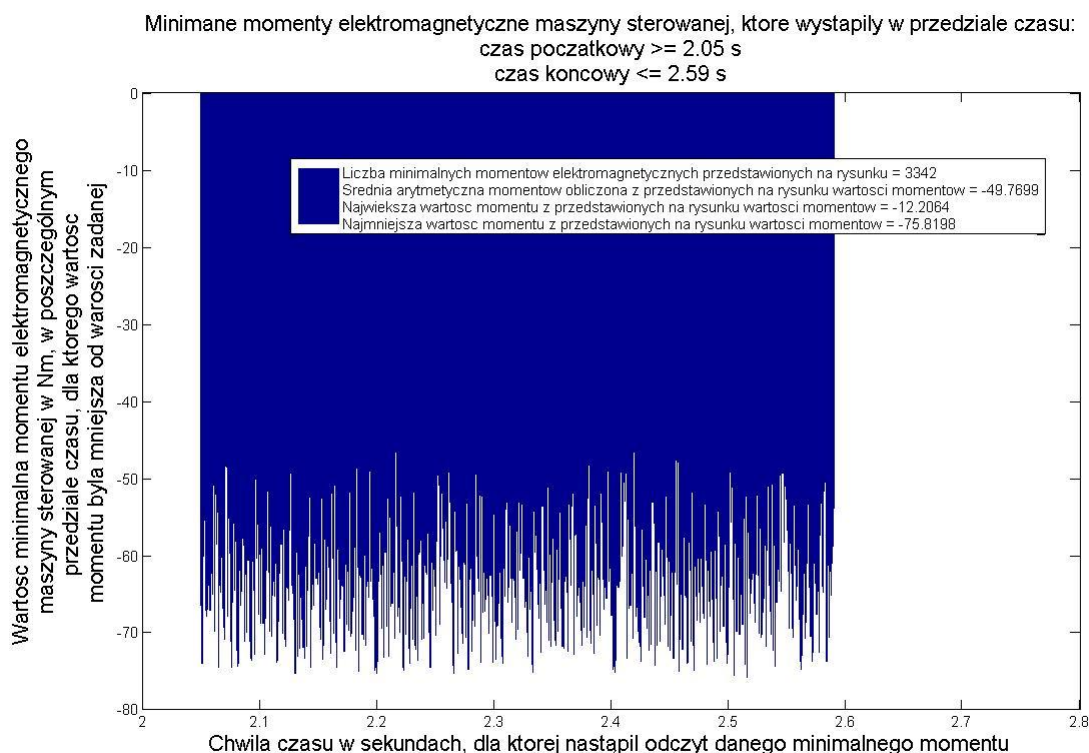
Rys. 35. Wyniki obliczeń największych wartości momentów, które wystąpiły w poszczególnych przedziałach czasu, dla których wartość momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej była większa od wartości zadanej dla czasu symulacji od 1,31 s do 1,89 s



Rys. 36. Wyniki obliczeń najmniejszych wartości momentów, które wystąpiły w poszczególnych przedziałach czasu, dla których wartość momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej była mniejsza od wartości zadanej dla czasu symulacji od 1,31 s do 1,89 s



Rys. 37. Wyniki obliczeń największych wartości momentów, które wystąpiły w poszczególnych przedziałach czasu, dla których wartość momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej była większa od wartości zadanej dla czasu symulacji od 2,05 s do 2,59 s



Rys. 38. Wyniki obliczeń najmniejszych wartości momentów, które wystąpiły w poszczególnych przedziałach czasu, dla których wartość momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej była mniejsza od wartości zadanej dla czasu symulacji od 2,05 s do 2,59 s

Na podstawie przeprowadzonych symulacji stwierdzić można, że:

- ✓ Najmniejsza wartość chwilowa momentu elektromagnetycznego dla czasów symulacji, gdy prędkość obrotowa maszyny sterowanej utrzymywana była w okolicach stałej wartości, była mniejsza od -80 Nm.
- ✓ Największa wartość chwilowa momentu elektromagnetycznego dla czasów symulacji, gdy prędkość obrotowa maszyny sterowanej utrzymywana była w okolicach stałej wartości, osiągnęła prawie 60 Nm.

Wynika stąd, że największe i najmniejsze wartości momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej metodą DTC występujące w przedziałach czasu, gdy prędkość obrotowa maszyny utrzymywana była w okolicach stałej wartości są ograniczone. Wniosek ten nie jest zaskakujący, jednakże biorąc pod uwagę fakt, iż w podanych przedziałach czasu układ sterowania utrzymuje moment elektromagnetyczny maszyny sterowanej w taki sposób, ażeby był on możliwie jak najbliższy momentowi zadanemu.



### 6.1.2. Układ umożliwiający wykrycie zmiany momentu zadanego maszyny sterowanej w metodzie DTC

Można stwierdzić, że przekroczenie chwilowej największej lub najmniejszej wartości momentu elektromagnetycznego dla czasów symulacji, gdy prędkość obrotowa maszyny sterowanej utrzymywana była w okolicach stałej wartości będzie sygnalizować między innymi zmianę momentu zadanego w układzie sterowania w podanych czasach.

Na podstawie powyższego stwierdzenia można zilustrować ideę układu umożliwiającego detekcję zmian momentu zadanego w układzie sterowania w przedziałach czasu, gdy prędkość obrotowa maszyny sterowanej utrzymywana była w okolicach stałej wartości oraz można napisać odpowiednie równania warunkowe opisujące wspomniany układ detekcji.

Wobec faktu, że informację o sygnale zmian momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej wokół wartości zadanej zawiera sygnał uchybu momentu występującego w metodzie sterowania, idea działania układu detekcji funkcjonować będzie na podstawie tego sygnału uchybu.

Wykorzystanie sygnału uchybu momentu umożliwi spełnienie wspomnianego wyżej warunku dla opisywanego układu wykrywającego zmianę momentu zadanego, tzn. zdolności nadzoru poprawnej pracy układu sterowania maszyny napędowej metodą DTC–MD.

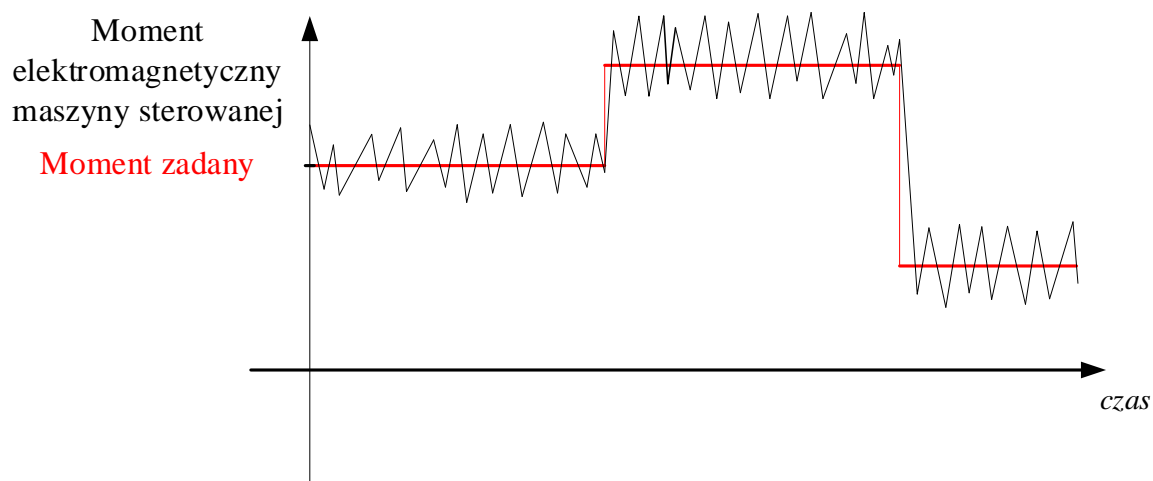
Ideę działania układu detekcji zmian momentu zadanego w układzie sterowania w przedziałach czasu, gdy prędkość obrotowa maszyny sterowanej utrzymywana była w okolicach stałej wartości przedstawiono na rysunku 39, gdzie:

$T_{\max\text{dop}}$  – największa dopuszczalna chwilowa wartość uchybu momentu, po przekroczeniu której następuje wykrycie domniemanej zmiany momentu zadanego,  
 $T_{\min\text{dop}}$  – najmniejsza dopuszczalna chwilowa wartość uchybu momentu, po przekroczeniu której następuje wykrycie domniemanej zmiany momentu zadanego,  
 $S_{\text{det}\epsilon}(t)$  – sygnał wyjściowy układu detekcji zmian momentu zadanego.

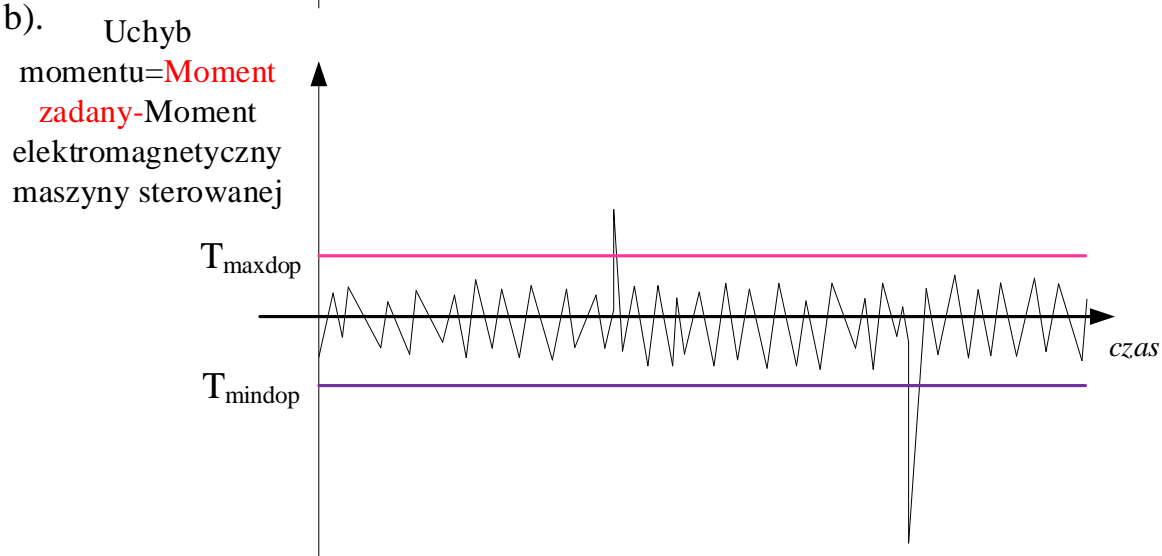
Zdolność nadzoru poprawnej pracy układu sterowania maszyny napędowej metodą DTC–MD zawiera się w tej idei, ponieważ w przypadku, gdy układ będzie zasilany niewystarczającą wartością napięcia zasilania falownika sygnał uchybu momentu powinien przekroczyć jedną z dopuszczalnych chwilowych wartości uchybu momentu  $T_{\max\text{dop}}$  lub  $T_{\min\text{dop}}$  (Rys. 39 b)).



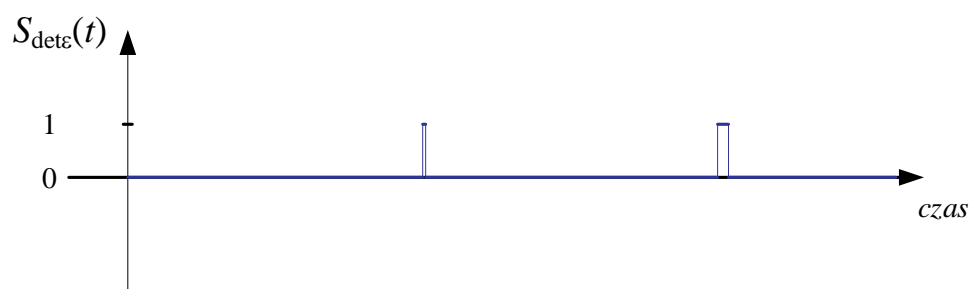
a).



b).



c). Detekcja zmian momentu zadanego



Rys. 39. Idea działania układu detekcji zmian momentu zadanego w układzie sterowania;

Równania opisujące układ detekcji zmian momentu zadanego w układzie sterowania w przedziałach czasu, gdy prędkość obrotowa maszyny sterowanej utrzymywana była w okolicach stałej wartości przykładowo przedstawić można w postaci funkcji warunkowych:

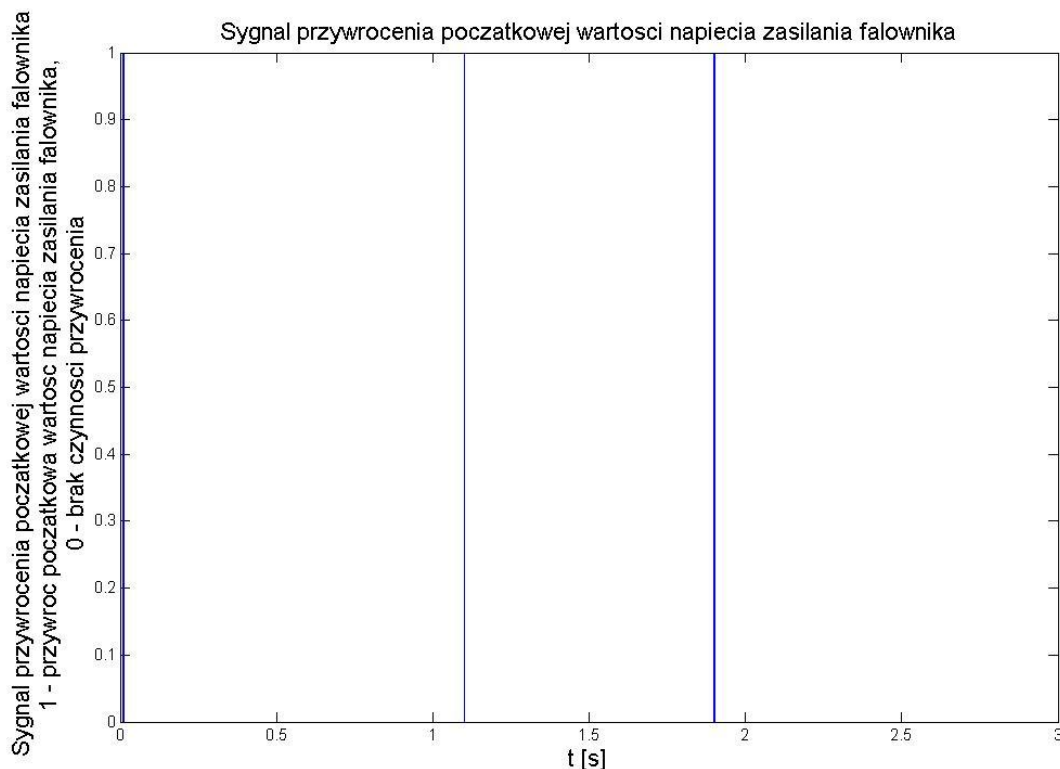
$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Jeżeli} \\ M_{\text{zad}}(t) - M_e(t) > T_{\text{maxdop}} \\ \text{lub} \\ M_{\text{zad}}(t) - M_e(t) < T_{\text{mindop}} \\ \text{wtenczas wykrycie zmian momentu zadanego} \\ S_{\text{det}\epsilon}(t) = 1. \\ \text{W przeciwnym wypadku układ nie wykrywa zmiany momentu zadanego} \\ S_{\text{det}\epsilon}(t) = 0. \end{array} \right. \quad (14)$$

Na rysunku 40 przedstawiono układ detekcji zmian momentu zadanego w układzie sterowania w przedziałach czasu, gdy prędkość obrotowa maszyny sterowanej utrzymywana była w okolicach stałej wartości, zaprojektowany w środowisku Simulink.



Układ ten prawował w trakcie trwania symulacji, dzięki której uzyskano wyniki i rysunki przedstawione w niniejszym rozdziale. Blok główny układu przedstawiono na rysunku 23 i nazwano go "Powrot do początkowej wartosci napiecia napiecia ". Wartość  $T_{\max\text{dop}}$  ustawiono na 80 Nm, wartość  $T_{\min\text{dop}}$  została ustawiona na -55 Nm. Sygnał  $S_{\text{det}\varepsilon}(t)$  nazwano: "kiedy\_powrot\_do\_poczatkowej\_wartosci\_napiecia".

Wyniki pracy układu przedstawia rysunek 41.



Rys. 41. Wyniki pracy układu detekcji zmian momentu zadanego;  
wartość sygnału: 1 – wykrycie zmiany momentu zadanego,  
0 – brak wykrycia zmiany momentu zadanego

Na rysunku 41 zauważyć można, że przekroczenie wartości  $T_{\max\text{dop}}$  lub  $T_{\min\text{dop}}$  uchybu momentu zostało wykryte przez układ trzy razy w trakcie trwania symulacji, w tym dwa razy dla niezerowej prędkości obrotowej. Każda w wykrytych przez układ zmian momentu zadanego wystąpiła w przedziałach czasu, gdy prędkość obrotowa maszyny sterowanej utrzymywana była w okolicach stałej wartości. Przedstawiony wynik symulacji dowodzi poprawności działania układu dla wykonanej symulacji, o ile układowi udało się wykryć przekroczenie wartości uchybu  $T_{\max\text{dop}}$  lub  $T_{\min\text{dop}}$  zgodnie z przedstawionymi funkcjami warunkowymi (14) opisującymi układ detekcji zmian momentu zadanego.

## 6.2. Idea układu sterowania napięciem zasilania falownika dwupoziomowego

W poprzednim rozdziale wyjaśniono zasadę działania układu umożliwiającego wykrycie zmiany momentu zadanego maszyny sterowanej ze znajomości wartości uchybu momentu występującego w układzie sterowania DTC.

Docelowo układ ten powinien mieć za zadanie:

- wykryć zmianę momentu zadanego, a następnie wysłać odpowiedni sygnał (sygnał 1) do układu sterowania napięciem zasilania falownika dwupoziomowego, którego idea zostanie opisana w niniejszym rozdziale,
- nadzorować poprawną pracę układu sterowania maszyny napędowej metodą DTC–MD i w przypadku, gdy wartość napięcia zasilania falownika będzie niewystarczająca układ detekcji ma wysłać odpowiedni sygnał (sygnał 1) do układu sterowania napięciem zasilania falownika dwupoziomowego, którego idea zostanie opisana w niniejszym rozdziale.

W rozdziale 6. Koncepcja i metoda autora – opis teoretyczny wyjaśniono ideę zmniejszenia wartości tętnień momentu elektromagnetycznego poprzez odpowiednie dostosowanie wartości napięcia zasilania falownika. Wyjaśniono, że dzięki odpowiedniemu sterowaniu wartością napięcia zasilania falownika możliwe jest zmniejszenie prędkości przemieszczania się końca wektora strumienia magnetycznego stojana  $\vec{\psi}_s(t)$ . Powoduje to zmniejszenie dysproporcji pomiędzy prędkością przemieszczania się końca wektora strumienia magnetycznego stojana  $\vec{\psi}_s(t)$  a prędkością przemieszczania się końca wektora strumienia magnetycznego wirnika  $\vec{\psi}_r(t)$ , co ma wpływ na moment elektromagnetyczny maszyny asynchronicznej (wzór 10).

Przedstawiona idea zakłada zmniejszenie wspomnianej dysproporcji i polega na odpowiednim sterowaniu wartością napięcia zasilania falownika w taki sposób, żeby różnica prędkości przemieszczania końca wektora strumienia magnetycznego stojana  $\vec{\psi}_s(t)$  i końca wektora strumienia magnetycznego wirnika  $\vec{\psi}_r(t)$  została zredukowana. Przy tym redukcja ta ma umożliwić poprawne funkcjonowanie układu sterowania przy jednoczesnym możliwym do osiągnięcia zmniejszeniu wartości tętnień momentu elektromagnetycznego. Zaletą takiego rozwiązania byłoby także daleko idące zachowanie możliwie jak najbardziej podobnych właściwości metody DTC–MD do właściwości układu pracującego w oparciu o klasyczną metodę DTC. W stanach dynamicznych maszyny sterowanej układem umożliwiającym zachowanie jak najbardziej podobnych właściwości obu metod jest układ umożliwiający

wykrycie stanu dynamicznego maszyny sterowanej wymieniony powyżej lub też wspomniany układ umożliwiający wykrycie zmiany momentu zadanego na podstawie sygnału uchybu momentu.

Porównajmy maszynę pracującą w stanie niedynamicznym z określoną prędkością kątową wału z maszyną pracującą w stanach dynamicznych z taką samą wartością średnią prędkości. W takim przypadku moc pobierana w stanach dynamicznych (przy rozpędzaniu i hamowaniu elektrycznym) jest większa niż moc, którą maszyna pobiera w stanie niedynamicznym. Dlatego też w stanach dynamicznych maszyna sterowana wymaga dostarczenia do układu większej ilości mocy niż w stanach niedynamicznych.

Zachowanie właściwości dynamicznych metody DTC–MD w jak największym podobieństwie do właściwości dynamicznych metody DTC wymagać może dostarczenia w stanach dynamicznych w pierwszej z metod takich ilości energii (mocy), jakie są charakterystyczne dla metody drugiej. W celu dostarczenia wspomnianej mocy w metodzie zaproponowanej przez autora należy natychmiast po wykryciu przez układ detekcji stanu dynamicznego maszyny sterowanej (lub też po wykryciu i wysłaniu odpowiedniego sygnału przez układ detekcji zmiany momentu zadanego) wytworzyć w obwodzie pośrednim falownika odpowiednią dla tego stanu wartość napięcia zasilania falownika. Jeżeli odpowiednia dla tego stanu wartość napięcia zasilania nie jest znana, wówczas można przyjąć wartość nieobniżoną, czyli maksymalną.

Jeśli układ nie wykryje stanu dynamicznego lub nie zostanie wysłany odpowiedni sygnał (sygnał 1) przez układ detekcji zmiany momentu zadanego, to w celu zmniejszenia wartości tętnień momentu elektromagnetycznego układ sterowania napięciem zasilania falownika dwupoziomowego powinien rozpocząć procedurę obniżania wartości napięcia zasilania falownika do jej odpowiedniego poziomu. Poziom ten będzie zależeć od danych warunków elektromechanicznych, w jakich pracuje maszyna sterowana.

Zmniejszenie wartości tętnień momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej w metodzie DTC–MD w większości przypadków może być realizowane tylko w pewnym zakresie, a w pozostałych jest całkowicie niemożliwe.

Uniemożliwienie zmniejszenia wartości tętnień momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej wynika między innymi z faktu, iż wartość napięcia zasilania falownika nie może być mniejsza od wartości napięcia wymaganej do poprawnego funkcjonowania układu napędowego.

Jeśli na przykład układ napędowy pojazdu trakcyjnego został zaprojektowany w taki sposób, by funkcjonować poprawnie dla określonych warunków, przy których ma

wykonywać maksymalną pracę i wymagana jest przy tym nieobniżona wartość napięcia zasilania falownika, wówczas każde obniżenie napięcia zasilania może uniemożliwić poprawne działanie wspomnianego układu.

Uniemożliwienie obniżenia wartości tętnień momentu elektromagnetycznego do danej wartości wynika z tych samych przyczyn, co wspomniane powyżej. Związane jest ono z zadaną wartością momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej w omawianej metodzie sterowania przy danej prędkości wirowania wirnika tej maszyny.

W celu utrzymania prędkości kątowej wału maszyny na tym samym poziomie, np. w czasie jazdy pod górę, potrzebne jest zwiększenie wartości rozwijanego przez nią momentu obrotowego. Oznacza to, że należy dostarczyć do tego układu więcej energii (przy wyższym napięciu zasilania falownika) niż np. przy jeździe po terenie płaskim, gdzie utrzymanie stanu stacjonarnego może być osiągnięte przy mniejszej wartości napięcia zasilającego.

Przedstawiony przykład pokazuje konieczność dostarczenia większej mocy do omawianego układu. Przy ograniczeniu wartości dopuszczalnego prądu przez zabezpieczenie przekształtnika oznacza to konieczność zasilenia falownika wyższym napięciem w każdym przypadku gdy przy obciążeniu prądem znamionowym i niskim napięciu sterowanej maszyny zostanie zadany większy moment elektromagnetyczny (np. jazda pojazdu pod górę). Skutkiem zwiększenia wartości napięcia zasilania falownika, pracującego dotychczas w stanie zredukowanych tętnień momentu elektromagnetycznego (zredukowane napięcie), jest zwiększenie tych tętnień. Dzieje się tak z uwagi na zwiększenie dysproporcji pomiędzy prędkością przemieszczania końca wektora strumienia magnetycznego stojana  $\vec{\psi}_s(t)$  a prędkością przemieszczania końca wektora strumienia magnetycznego wirnika  $\vec{\psi}_r(t)$ . Ograniczy to możliwość obniżenia wartości tętnień momentu elektromagnetycznego do danej wartości w omawianym układzie.

Ze względu na ograniczone możliwości obniżenia wartości tętnień momentu elektromagnetycznego w omawianym układzie konieczne jest dostosowanie wartości napięcia zasilania falownika w określonych przypadkach pracy układu napędowego w oparciu o omawianą metodę sterowania pojazdu trakcyjnego (DTC–MD).

Z obu tych przypadków (jazda pojazdu pod górę i jazda po płaskim terenie) wynika również, że wartość napięcia zasilania, jaką należy zasilić układ falownika w stanie, w którym prędkość obrotowa maszyny sterowanej utrzymywana jest w okolicach stałej wartości, należy dostosować w zależności od prędkości wirowania wirnika maszyny sterowanej w tym stanie, jak i wartości zadanego momentu elektromagnetycznego tej maszyny. Przy tym należy

zaznaczyć, że w pojazdach trakcyjnych metoda sterowania wektorowego DTC jest metodą, w której zadawany jest moment elektromagnetyczny przez prowadzącego pojazd trakcyjny. Ponadto, dla poprawnego funkcjonowania metody nie ma konieczności, aby znana była bezpośrednia prędkość wirowania wirnika maszyny sterowanej. Dlatego pomiar prędkości pojazdu może być wykonywany na podstawie urządzenia pomiarowego zamontowanego nie na wale maszyny sterowanej, lecz na tzw. "kole referencyjnym" pojazdu. W pojazdach takich chwilowa wartość prędkości odczytywana przez układ pomiarowy może być przekłamana ze względu na występujące poślizgi w układzie koło-szyna lub też inne czynniki.

Przypadki wystąpienia przekłamania mogą negatywnie wpłynąć na poprawną pracę układu dostosowującego wartość napięcia zasilania falownika, dlatego układ dostosowujący poziom napięcia zasilania falownika proponowany przez autora nie uwzględnia prędkości wirowania wirnika maszyny sterowanej. Zabieg ten jest celowy z uwagi na to, że układ został zaprojektowany w taki sposób, aby można było go zastosować do jak najszerszego grona pojazdów trakcyjnych wykorzystujących metodę sterowania DTC.

Brak informacji o bieżącej chwilowej prędkości wirowania wirnika maszyny w układzie dostosowującym wartość napięcia zasilania falownika powoduje dodatkowe ograniczenie możliwości zmniejszenia wartości tętnień momentu elektromagnetycznego w funkcji zadanej wartości momentu.

Na uwagę zasługuje fakt, że moc dostarczana do maszyny napędowej w stanach dynamicznych w analizowanej metodzie sterowania może być zawyżona. Jednak istnieje możliwość dostosowania jej wartości do konkretnego przypadku związanego między innymi ze zmianą wartości sygnałów zadanych w układzie sterowania, bądź też ze zmianą czynników zewnętrznych mających odzwierciedlenie w postaci momentu obciążenia wału maszyny.

Proponowane przez autora udoskonalenia metody również umożliwiają takie dostosowanie, choć jest ono realizowane w ograniczonym zakresie.

### **6.3. Koncepcja układu sterowania wartością napięcia zasilania falownika dwupoziomowego proponowana przez autora**

Zmniejszenie wartości tętnień momentu elektromagnetycznego maszyny indukcyjnej w układzie sterowania wektorowego DTC w stanach, w których prędkość obrotowa maszyny sterowanej utrzymywana jest w okolicach stałej wartości przy określonych warunkach pracy maszyny teoretycznie jest możliwe. Możliwość tą daje zastosowanie odpowiedniego układu dostosowującego wartość napięcia zasilania falownika, o ile dostosowanie wartości tego



napięcia nie spowoduje utraty możliwości poprawnej pracy układu sterowania, jak i maszyny sterowanej.

Wartości tętnień momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej w proponowanej przez autora idei ogranicza zadana chwilowa wartość momentu elektromagnetycznego. Przy tym im większa wartość zadana, tym możliwości ograniczenia wartości tętnień momentu elektromagnetycznego w podanych powyżej stanach pracy maszyny są mniejsze.

Możliwość ograniczenia wartości tętnień momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej w układzie sterowania wartością zasilania falownika dwupoziomowego w stanach, w których prędkość obrotowa maszyny sterowanej utrzymywana jest w okolicach stałej wartości jest możliwa na podstawie dwóch sygnałów zmiennych w czasie.

Pierwszym z nich jest wspomniana zadana chwilowa wartość momentu elektromagnetycznego.

Drugim sygnałem jest uchyb momentu (różnica między chwilową wartością momentu zadanego a chwilową wartością momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej), przykładowo odbierany z układu sterowania wektorowego DTC.

Przy czym uchyb momentu jest sygnałem informującym układ dostosowujący wartość napięcia zasilania falownika napięcia o wartości tętnień momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej.

Natomiast sygnał momentu zadanego umożliwia określenie możliwości dostosowania wartości napięcia zasilania falownika, a zatem możliwości ograniczenia tętnień momentu elektromagnetycznego maszyny do pewnej wartości.

Koncepcja obniżenia wartości tętnień momentu elektromagnetycznego maszyny indukcyjnej w układzie sterowania wektorowego DTC w stanie, w którym prędkość obrotowa maszyny sterowanej utrzymywana jest w okolicach stałej wartości poprzez zastosowanie dodatkowego układu dostosowującego wartość napięcia zasilania falownika napięcia, opiera się na następującym algorytmie przyczynowo skutkowym:

1. Sprawdzenie warunku logicznego czy układ może zmniejszyć wartości tętnień momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej.

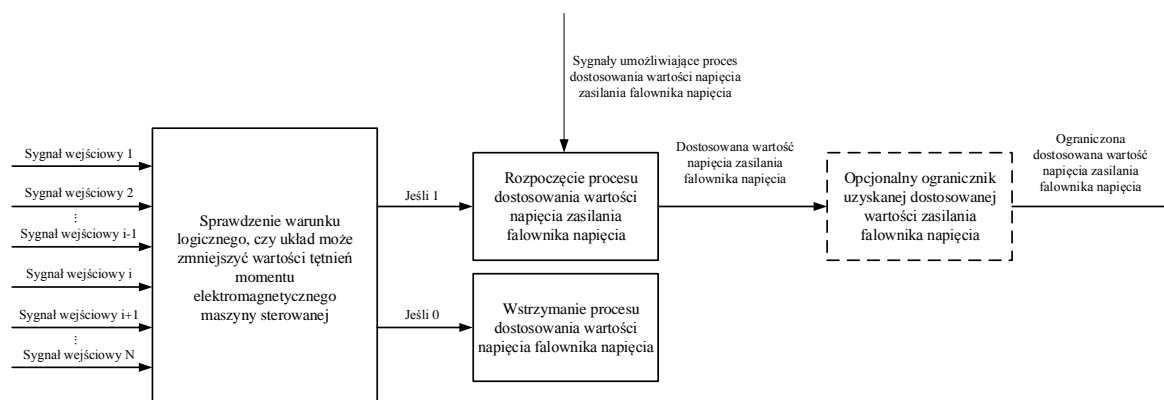
Jeśli warunek logiczny jest spełniony następuje wysłanie sygnału logicznego 1 sygnalizującego rozpoczęcie procesu dostosowania wartości napięcia zasilania falownika. W przeciwnym wypadku następuje wysyłanie sygnału logicznego 0 sygnalizującego wstrzymanie procesu dostosowania wartości napięcia falownika.

2. Wystąpienie sygnału logicznego 1 rozpoczyna proces dostosowania wartości napięcia zasilania falownika. Przy tym proces ten może być opisany ciągami lub ciągiem, funkcjami

lub funkcją, zgodnie z którymi następuje dostosowanie wartości napięcia zasilania falownika. Ciągi lub funkcje zależne są od czasu wystąpienia sygnału logicznego 1. Ciągi lub funkcje mogą mieć arbitralną postać, o ile umożliwiają dostosowanie wartości napięcia przy zapewnieniu poprawnej pracy całego systemu elektromechanicznego pojazdu, na który składają się między innymi jednostka napędowa i układy sterowania zainstalowane na pojeździe trakcyjnym.

3. Jeśli funkcje, zgodnie z którymi następuje dostosowanie wartości napięcia zasilania falownika umożliwiają obniżenie wartości napięcia zasilania poniżej 0 V, bądź też funkcje te umożliwiają nie tylko obniżenie, ale i podnoszenie wartości napięcia zasilania falownika, wówczas na wyjściu funkcji opisujących dostosowanie wartości napięcia zasilania falownika wprowadza się ogranicznik wartości wyjściowych funkcji.

Powyższy algorytm można przedstawić w postaci blokowej, tak jak zostało to zrobione na rysunku 42, gdzie N - liczba sygnałów wejściowych.



Rys. 42. Algorytm ilustrujący koncepcję obniżenia wartości tętnień momentu elektromagnetycznego maszyny indukcyjnej w układzie sterowania wektorowego DTC–MD

Opracowany algorytm wymaga bardziej szczegółowego wyjaśnienia pierwszego punktu.

W punkcie tym sprawdzenie warunku logicznego, czy układ ma możliwość zmniejszenia wartości tętnień momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej może przebiegać poprzez:

- porównanie chwilowych dodatnich wartości uchybu momentu z określoną wartością chwilową  $T_{max\epsilon>0}$  maksymalnych tętnień momentu ze znakiem ujemnym,
- porównanie chwilowych ujemnych wartości uchybu momentu z określoną wartością chwilową  $T_{max\epsilon<0}$  maksymalnych tętnień momentu ze znakiem dodatnim,

c) porównanie chwilowych wartości uchybu momentu z określonymi wartościami chwilowymi maksymalnych tętnień momentu ze znakiem ujemnym ( $T_{\max\epsilon>0}$ ), jak i dodatnim ( $T_{\max\epsilon<0}$ ).

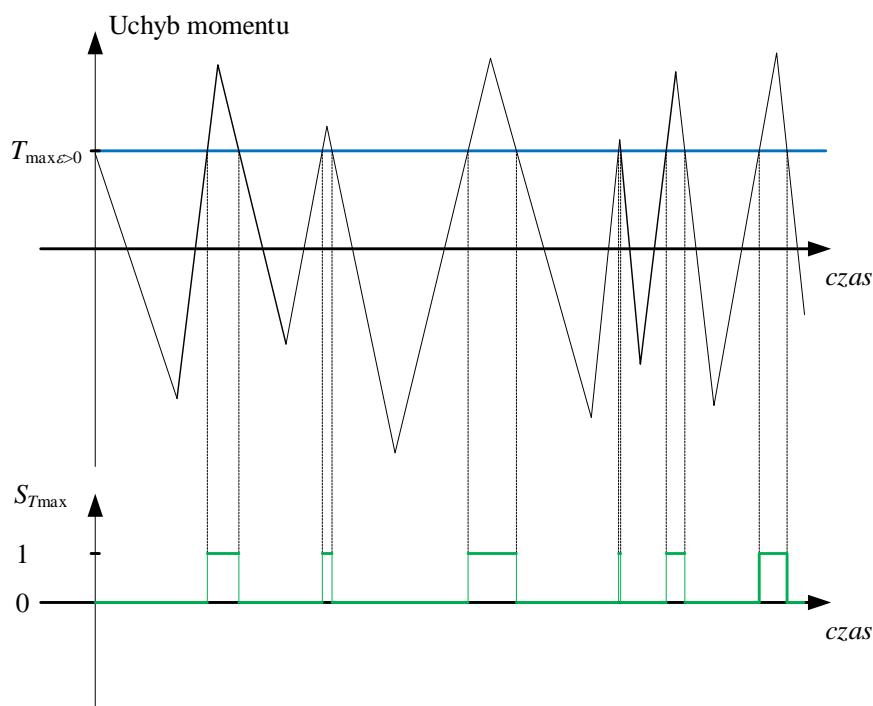
Przypadek a ilustruje rysunek 43, przypadek b ilustruje rysunek 44, przypadek c ilustruje rysunek 45. Na rysunkach 43, 44, 45 przyjęto następujące oznaczenia:

$T_{\max\epsilon>0}$  – określona wartość chwilowa maksymalnych tętnień momentu ze znakiem ujemnym,

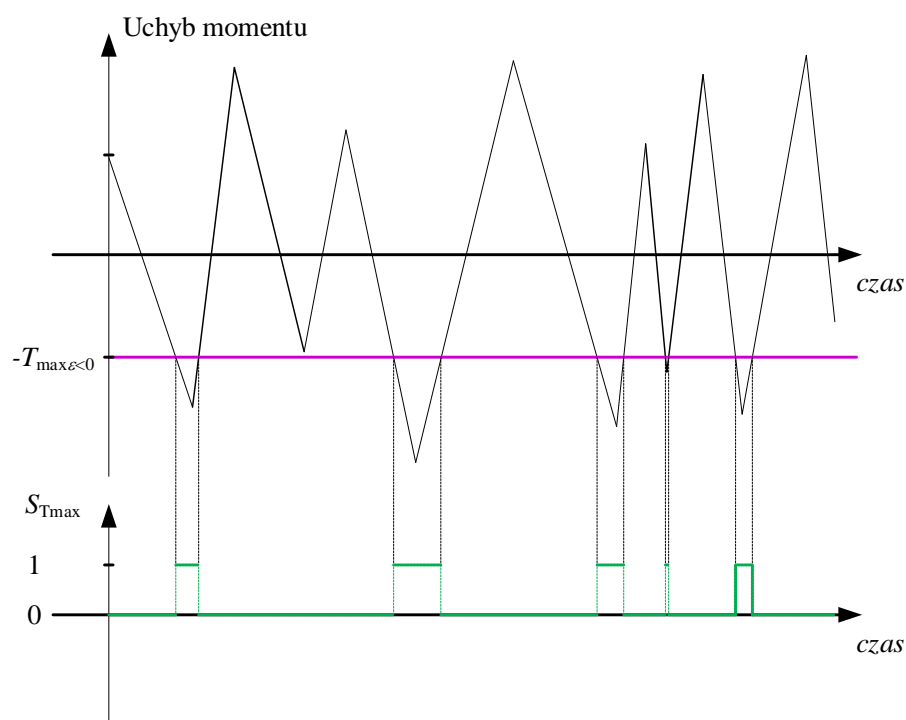
$T_{\max\epsilon<0}$  – określona wartość chwilowa maksymalnych tętnień momentu ze znakiem dodatnim,

$S_{T\max}$  – sygnał wyjściowy bloku "Sprawdzenie warunku logicznego, czy układ może zmniejszyć wartości tętnień momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej".

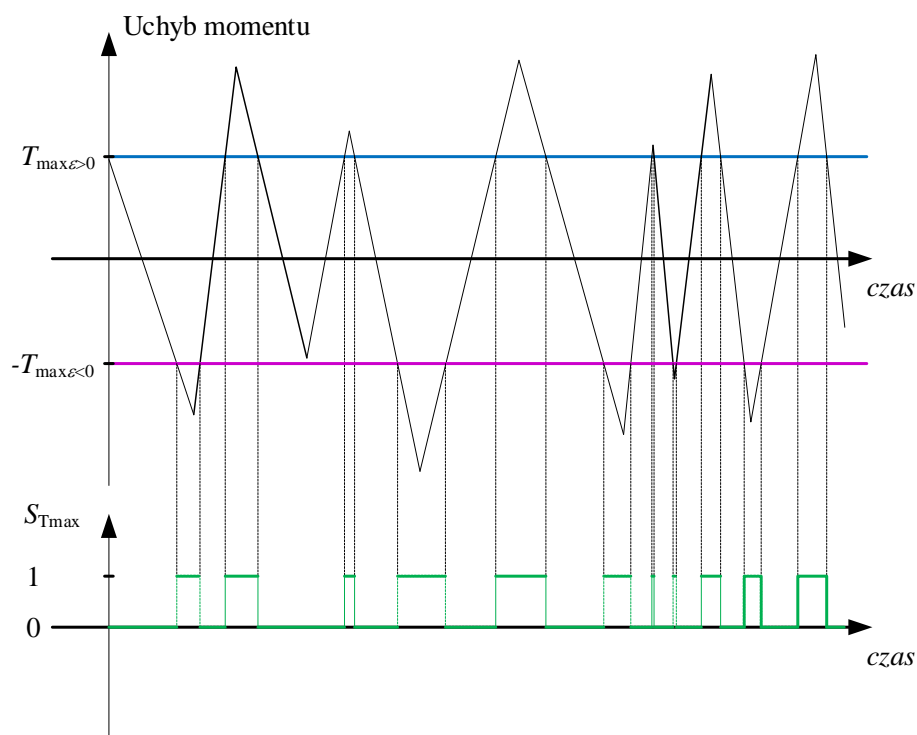
Przy tym w przypadku c określone wartości chwilowe maksymalnych tętnień momentu ze znakiem ujemnym  $T_{\max\epsilon>0}$ , jak i dodatnim  $T_{\max\epsilon<0}$  niekoniecznie mają posiadać tę samą wartość.



Rys. 43. Sprawdzenie warunku logicznego, czy układ może zmniejszyć wartości tętnień momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej, przypadek a)



Rys. 44. Sprawdzenie warunku logicznego, czy układ może zmniejszyć wartości tętnień momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej, przypadek b)



Rys. 45. Sprawdzenie warunku logicznego, czy układ może zmniejszyć wartości tętnień momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej, przypadek c)

### 6.3.1. Równania i realizacja w środowisku Matlab/Simulink układu sterowania wartością napięcia zasilania falownika dwupoziomowego proponowane przez autora

Określone wartości chwilowe maksymalnych tętnień momentu ( $T_{\max\epsilon>0}$ ,  $T_{\max\epsilon<0}$ ) opisać można za pomocą funkcji zależnej od wartości zadanego momentu elektromagnetycznego w metodzie, wartości prędkości wirowania wirnika wału maszyny sterowanej, iloczynu tych wielkości, jak również od innych sygnałów i działań na tych i wspomnianych wcześniej sygnałach. Funkcje zależą również mogą od stałych wartości. Wspomniane określone chwilowe wartości maksymalnych tętnień momentu mogą także wynikać z funkcji warunkowych, bądź też opisać je można przy wykorzystaniu sztucznych sieci neuronowych, algorytmów logiki rozmytej i innych.

Ze względu na powyższe fakty w algorytmie z rysunku 42 na wejściu bloku "Sprawdzenie warunku logicznego, czy układ może zmniejszyć wartości tętnień momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej" zaznaczono większą ilość sygnałów wejściowych niż jeden.

Przykładową realizację funkcji opisującej określone wartości chwilowe maksymalnych tętnień momentu ze znakiem dodatnim (przypadek b –  $T_{\max\epsilon<0}$ ) dla pracy maszyny sterowanej w pierwszym kwadrancie mocy mechanicznej można wyrazić w postaci funkcji liniowej:

$$T_{\max\epsilon<0} = \lambda_{\max\epsilon<0} \cdot M_{\text{zad}}(t) + T_{0\min\epsilon<0} \quad (15)$$

gdzie:

$T_{\max\epsilon<0}$  – określona wartość chwilowa maksymalnych tętnień momentu ze znakiem dodatnim w N·m,

$\lambda_{\max\epsilon<0}$  – bezwymiarowy współczynnik wagi momentu zadanego wpływający na określone wartości chwilowe maksymalnych tętnień momentu ze znakiem dodatnim,

$M_{\text{zad}}(t) = M_{\text{zad}}$  – chwilowa wartość momentu zadanego w N·m,

$T_{0\min\epsilon<0}$  – minimalna wartość określonych wartości chwilowych maksymalnych tętnień momentu ze znakiem dodatnim w N·m.

Na podstawie rysunku 44 równania opisujące sprawdzenie warunku logicznego, czy układ może zmniejszyć wartości tętnień momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej

polegające na porównaniu ujemnych wartości chwilowych uchybu momentu z określoną wartością chwilową maksymalnych tętnień momentu ze znakiem dodatnim  $T_{\max \varepsilon < 0}$  można przedstawić następująco:

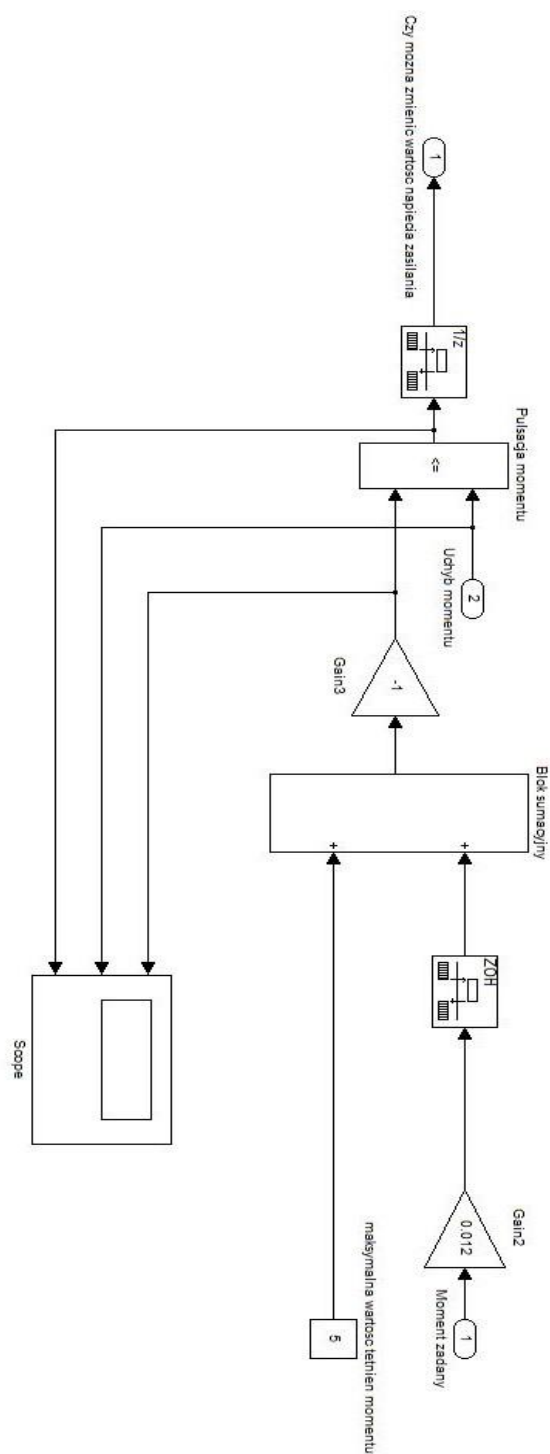
$$\text{Jeżeli } M_{\text{zad}}(t) - M_e(t) > -T_{\max \varepsilon < 0} \quad \text{wtedy } S_{T_{\max}}(t) = S_{T_{\max}} = 0 \quad (16a)$$

$$\text{Jeżeli } M_{\text{zad}}(t) - M_e(t) \leq -T_{\max \varepsilon < 0} \quad \text{wtedy } S_{T_{\max}}(t) = S_{T_{\max}} = 1 \quad (16b)$$

gdzie:

$S_{T_{\max}}(t) = S_{T_{\max}}$  – sygnał wyjściowy bloku "Sprawdzenie warunku logicznego, czy układ może zmniejszyć wartości tętnień momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej".

Realizację tych równań w środowisku Simulink przedstawiono na rysunku 46. Przedstawioną na rysunku realizację sprowadzono do bloku (tzw. "subsystem") o nazwie "Sprawdzenie warunku logicznego czy można zmniejszyć tętnienia momentu" i w dalszej części wykorzystano w proponowanym przez autora pracy układzie sterowania DTC–MD.



Rys. 46. Przykładowa realizacja w środowisku Simulink sprawdzenia warunku logicznego czy układ może zmniejszyć wartości tętnień momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej, przypadek b)

Należy również dodać, że w podobny do przedstawionego powyżej sposobu można zrealizować przypadek sprawdzenia warunku logicznego z rysunku 43 (przypadek a), jak i przypadek sprawdzenia warunku logicznego z rysunku 45 (przypadek c), który stanowi połączenie realizacji przypadków z rysunków 43 i 44.

Kolejnymi etapami algorytmu z rysunku 42 są bloki: "Rozpoczęcie procesu dostosowania wartości napięcia zasilania falownika napięcia" i "Opcjonalny ogranicznik uzyskanej dostosowanej wartości zasilania falownika napięcia".

Sygnałami wejściowymi pierwszego bloku są:

I.  $S_{Tmax}$  – sygnał wyjściowy bloku "Sprawdzenie warunku logicznego, czy układ może zmniejszyć wartości tętnień momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej",

II. Sygnały umożliwiające proces dostosowania wartości napięcia zasilania falownika, do których można zaliczyć między innymi:

- ❖ sygnał wyjściowy układu opisanego w rozdziale 6.1. Koncepcja układu umożliwiającego wykrycie zmiany momentu zadanego maszyny sterowanej w metodzie DTC,

- ❖ sygnał informujący o nieobniżonej wartości napięcia zasilania falownika.

Sygnałem wyjściowym wspomnianego pierwszego bloku jest sygnał "Dostosowana wartość napięcia zasilania falownika napięcia", który jednocześnie stanowi sygnał wejściowy bloku "Opcjonalny ogranicznik uzyskanej dostosowanej wartości zasilania falownika napięcia".

Ze względu na fakt, że blok "Opcjonalny ogranicznik uzyskanej dostosowanej wartości zasilania falownika napięcia" w algorytmie nie wymaga dodatkowych sygnałów wejściowych. W pracy zostanie opisana i przedstawiona przykładowa realizacja bloków algorytmu z rysunku 42: "Dostosowana wartość napięcia zasilania falownika napięcia" i "Opcjonalny ogranicznik uzyskanej dostosowanej wartości zasilania falownika napięcia" w postaci jednego spójnego układu.

Zanim to jednak nastąpi, należy wspomnieć, że proces dostosowania wartości napięcia zasilania falownika może być opisany między innymi za pomocą ciągu, zbioru ciągów, zbioru funkcji lub przy pomocy jednej funkcji, zgodnie z którą następuje dostosowanie wartości napięcia zasilania falownika. Ciągi czy też funkcje te są zależne od czasu wystąpienia sygnału logicznego 1.



Na uwagę zasługuje fakt, iż wspomnianymi ciągami można opisać dostosowaną wartość napięcia zasilania falownika w obliczeniach numerycznych wykonywanych w dyskretnej dziedzinie czasu. Zabieg taki jest szczególnie pomocny przy modelowaniu cyfrowym zadanej dostosowanej wartości napięcia zasilania falownika, która stanowi sygnał wyjściowy układu sterowania wartością napięcia zasilania falownika dwupoziomowego proponowanego przez autora.

Przykładowo ciąg, za pomocą którego można opisać proces dostosowania wartości napięcia zasilania falownika w obliczeniach numerycznych wykonywanych w dyskretnej dziedzinie czasu przedstawić można w postaci:

$$u_{ddost}(i) = u_{dzas}(t_i) - S_i \quad (17)$$

gdzie:

$$S_i = S_{i-1} + u_{dzas}(t_i) \cdot \lambda_{zas} \cdot S_{Tmax}(t_i) \text{ [V]}, \quad \text{przy czym } S_0 = 0$$

$i$  –  $i$ -ta iteracja obliczeń numerycznych ( $i = 1, 2, \dots$ ),

$t_i$  – czas  $i$ -tej iteracji obliczeń numerycznych w sekundach,

$u_{ddost}(i)$  –  $i$ -ta iteracja obliczeń numerycznych zadanej dostosowanej wartości napięcia zasilania falownika napięcia mierzona w woltach,

$u_{dzas}(t_i)$  – nieobniżona wartość napięcia zasilania falownika napięcia mierzona w woltach w czasie  $i$ -tej iteracji obliczeń numerycznych,

$\lambda_{zas}$  – bezwymiarowy współczynnik wagi wystąpienia sygnału  $S_{Tmax}(t_i) = 1$  wpływający na sygnał  $u_{ddost}(i)$ ,

$S_{Tmax}(t_i)$  – sygnał wyjściowy bloku "Sprawdzenie warunku logicznego, czy układ może zmniejszyć wartości tętnień momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej", który wystąpił w czasie  $i$ -tej iteracji obliczeń numerycznych.

Obserwując równanie 17 zauważyć można, że  $i$ -ta iteracja obliczeń numerycznych zadanej dostosowanej wartości napięcia zasilania falownika ( $u_{ddost}(i)$ ) może osiągnąć wartości, które mogłyby wprowadzić układ sterowania w niepoprawny stan pracy, np. wartość  $u_{ddost}(i) < 0$ . Wobec tego celowym staje się wprowadzenie do równania 17 ograniczenia wartości wyjściowej funkcji opisującej  $u_{ddost}(i)$ . Zabieg ten prezentują równania 18a, 18b, 18c:

$$\text{jeżeli } u_{\text{ddost}}(i) < u_{\text{ddostMin}}, \text{ to } u_{\text{ddost}}(i) = u_{\text{ddostMin}} \quad (18a)$$

$$\text{jeżeli } u_{\text{ddostMin}} \leq u_{\text{ddost}}(i) \leq u_{\text{ddostMax}}, \text{ to}$$

$$u_{\text{ddost}}(i) = u_{\text{dzas}}(t_i) - S_i, \quad (18b)$$

gdzie:

$$S_i = S_{i-1} + u_{\text{dzas}}(t_i) \cdot \lambda_{\text{zas}} \cdot S_{\text{Tmax}}(t_i) \text{ [V]}, \quad \text{przy czym } S_0 = 0,$$

$$\text{jeżeli } u_{\text{ddost}}(i) > u_{\text{ddostMax}}, \text{ to } u_{\text{ddost}}(i) = u_{\text{ddostMax}}, \quad (18c)$$

gdzie

$u_{\text{ddostMin}}$  – możliwa do osiągnięcia najmniejsza wartość ciągu  $u_{\text{ddost}}(i)$ ,

$u_{\text{ddostMax}}$  – możliwa do osiągnięcia największa wartość ciągu  $u_{\text{ddost}}(i)$ .

Zapisane równania 18a, 18b, 18c opisują zadaną dostosowaną wartość napięcia zasilania falownika w dyskretnej dziedzinie czasu, która powinna wystąpić na portach zasilania falownika w czasie pracy układu sterowania metodą DTC–MD. Wartość ta teoretycznie przy odpowiednim doborze współczynników i odpowiednich wartościach równań 15, 16a, 16b, 18a, 18b, 18c powinna umożliwić obniżenie wartości tętnień momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej wspomnianej metody w stosunku do tętnień momentu występujących podczas pracy układu DTC zasilanego ze źródła o nieobniżonej wartości napięcia zasilania falownika.

Niemniej jednak przedstawione w niniejszym rozdziale równania 15, 16a, 16b, 18a, 18b, 18c nie uwzględniają możliwości powrotu napięcia do nieobniżonej wartości napięcia zasilania falownika  $u_{\text{dzas}}(t_i)$ , co w niektórych przypadkach pracy układu sterowania metodą DTC–MD stanowić będzie konieczny zabieg. Do tego celu między innymi zaprojektowany został układ detekcji zmian momentu zadanego w układzie sterowania, w przedziałach czasu, w trakcie których prędkość obrotowa maszyny sterowanej utrzymywana jest w okolicach stałej wartości, opisany w rozdziale 6.1. **Koncepcja układu umożliwiającego wykrycie zmiany momentu zadanego maszyny sterowanej w metodzie DTC.**

Dopiero odpowiednie połączenie układu opisanego w niniejszym rozdziale ze wspomnianym wyżej układem detekcji stanowi poprawnie funkcjonujący układ sterowania napięciem zasilania falownika. Umożliwi to nie tylko zmniejszenie tętnień momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej w czasie, kiedy jej prędkość obrotowa

utrzymywana jest w okolicach stałej wartości w metodzie DTC–MD, ale również będzie możliwy nieustanny nadzór nad dostosowywaną wartością napięcia zasilania falownika.

#### **6.4 Połączenie układu sterowania wartością napięcia zasilania falownika dwupoziomowego z układem umożliwiającym wykrycie zmiany momentu zadanego maszyny sterowanej**

Równania 15, 16a, 16b, 18a, 18b, 18c opisują układ umożliwiający obliczenie sygnału zadanego dostosowanej wartości napięcia zasilania falownika w czasie pracy układu sterowania metodą DTC–MD. Nie mniej jednak nie uwzględniają one sprzężenia zwrotnego sygnału wyjściowego układu umożliwiającego wykrycie zmiany momentu zadanego maszyny sterowanej, który zawarty jest w algorytmie z rysunku 42 (Sygnały umożliwiające proces dostosowania wartości napięcia zasilania falownika napięcia). Dlatego też układ umożliwiający obliczenie sygnału zadanej dostosowanej wartości napięcia zasilania falownika w przypadkach:

- wystąpienia zmiany momentu zadanego w układzie sterowania maszyną napędową albo,
- przekroczenia przez chwilową wartość uchybu momentu, np. w stanie dynamicznym, wartości  $T_{\max\text{dop}}$  lub  $T_{\min\text{dop}}$

nie będzie mógł wysłać poprawnego sygnału.

Wynika to z faktu, że we wspomnianych równaniach nie ma zawartej możliwości przywrócenia napięcia zasilania falownika do jego nieobniżonej wartości.

Równania 19, 20a, 20b, 21a, 21b, 21c umożliwiają obliczenie zadanej dostosowanej wartości napięcia zasilania falownika w bieżącym dyskretnym czasie pracy układu sterowania metodą DTC–MD. Uwzględniają one sprzężenie zwrotne od sygnału wyjściowego układu umożliwiającego wykrycie zmiany momentu zadanego maszyny i opisują tylko jedną z wielu możliwych realizacji algorytmu z rysunku 42.

Równania funkcji w dyskretniej dziedzinie czasu opisującej określone wartości chwilowych maksymalnych tętnień momentu ze znakiem dodatnim (Rys. 44 – przypadek b) dla pracy maszyny sterowanej w pierwszym kwadrancie mocy mechanicznej:

$$T_{\max\epsilon < 0} = \lambda_{\max\epsilon < 0} \cdot M_{\text{zad}}(t_i) + T_{0\min\epsilon < 0} \quad (19)$$

$$\text{jeżeli } M_{\text{zad}}(t_i) - M_e(t_i) > -T_{\max\epsilon < 0} \quad \text{wtedy } S_{T_{\max}}(t_i) = 0 \quad (20a)$$

$$\text{jeżeli } M_{\text{zad}}(t_i) - M_e(t_i) \leq -T_{\max\epsilon < 0} \quad \text{wtedy } S_{T_{\max}}(t_i) = 1 \quad (20b)$$

gdzie:

$M_{\text{zad}}(t_i)$  – wartość momentu zadanego w N·m w czasie  $i$ -tej iteracji obliczeń numerycznych,

$M_e(t_i)$  – moment elektromagnetyczny maszyny indukcyjnej w N·m w czasie  $i$ -tej iteracji obliczeń numerycznych,

$S_{\text{Tmax}}(t_i)$  – sygnał wyjściowy bloku "Sprawdzenie warunku logicznego, czy układ może zmniejszyć wartości tętnień momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej" w czasie  $i$ -tej iteracji obliczeń numerycznych.

Równania układu umożliwiającego obliczenie sygnału zadanego dostosowanej wartości napięcia zasilania falownika w bieżącym dyskretnym czasie pracy układu sterowania:

$$\text{Jeżeli } u_{\text{ddost}}(i) < u_{\text{ddostMin}} \quad , \quad \text{to } u_{\text{ddost}}(i) = u_{\text{ddostMin}} \quad (21a)$$

$$\begin{aligned} \text{jeżeli } u_{\text{ddostMin}} \leq u_{\text{ddost}}(i) \leq u_{\text{ddostMax}} \quad , \quad \text{to} \\ u_{\text{ddost}}(i) = u_{\text{dzas}}(t_i) - S_i \end{aligned} \quad (21b)$$

gdzie:

$$S_i = S_{i-1} + u_{\text{dzas}}(t_i) \cdot \lambda_{\text{zas}} \cdot S_{\text{Tmax}}(t_i) - S_{\text{dete}}(t_i) \cdot S_i \text{ [V]}, \quad \text{przy } S_0 = 0$$

$$\text{jeżeli } u_{\text{ddost}}(i) > u_{\text{ddostMax}} \quad , \quad \text{to } u_{\text{ddost}}(i) = u_{\text{ddostMax}} \quad (21c)$$

gdzie:

$S_{\text{dete}}(t_i)$  – sygnał wyjściowy układu detekcji zmian momentu zadanego w układzie sterowania w przedziałach czasu, w których prędkość obrotowa maszyny sterowanej utrzymywana była w okolicach stałej wartości, występujący w czasie  $i$ -tej iteracji obliczeń numerycznych.

Wobec założenia czasowej niezmienniczości wartości napięcia zasilania pojazdu trakcyjnego powyższe równania można zapisać następująco:

$$T_{\text{max}\varepsilon < 0} = \lambda_{\text{max}\varepsilon < 0} \cdot M_{\text{zad}}(t_i) + T_{0\text{min}\varepsilon < 0} \quad (22)$$

$$\text{jeżeli } M_{\text{zad}}(t_i) - M_e(t_i) > -T_{\text{max}\varepsilon < 0} \quad , \quad \text{wtedy } S_{\text{Tmax}}(t_i) = 0 \quad (23a)$$

$$\text{jeżeli } M_{\text{zad}}(t_i) - M_e(t_i) \leq -T_{\text{max}\varepsilon < 0} \quad , \quad \text{wtedy } S_{\text{Tmax}}(t_i) = 1 \quad (23b)$$

$$u_{\text{ddost}}(i) = u_{\text{dzas}}(t_i) - S_i \quad (24)$$

gdzie:

$$\text{jeżeli } S_i < u_{\text{ddostMin}} \quad , \quad \text{to } S_i = u_{\text{ddostMin}} \quad , \quad (25a)$$

$$\text{jeżeli } u_{\text{ddostMin}} \leq S_i \leq u_{\text{ddostMax}} \quad , \quad \text{to} \\ S_i = S_{i-1} + u_{\text{dzas}}(t_i) \cdot \lambda_{\text{zas}} \cdot S_{\text{Tmax}}(t_i) - S_{\text{dett}}(t_i) \cdot S_i \quad [\text{V}], \quad \text{przy } S_0 = 0 \quad , \quad (25b)$$

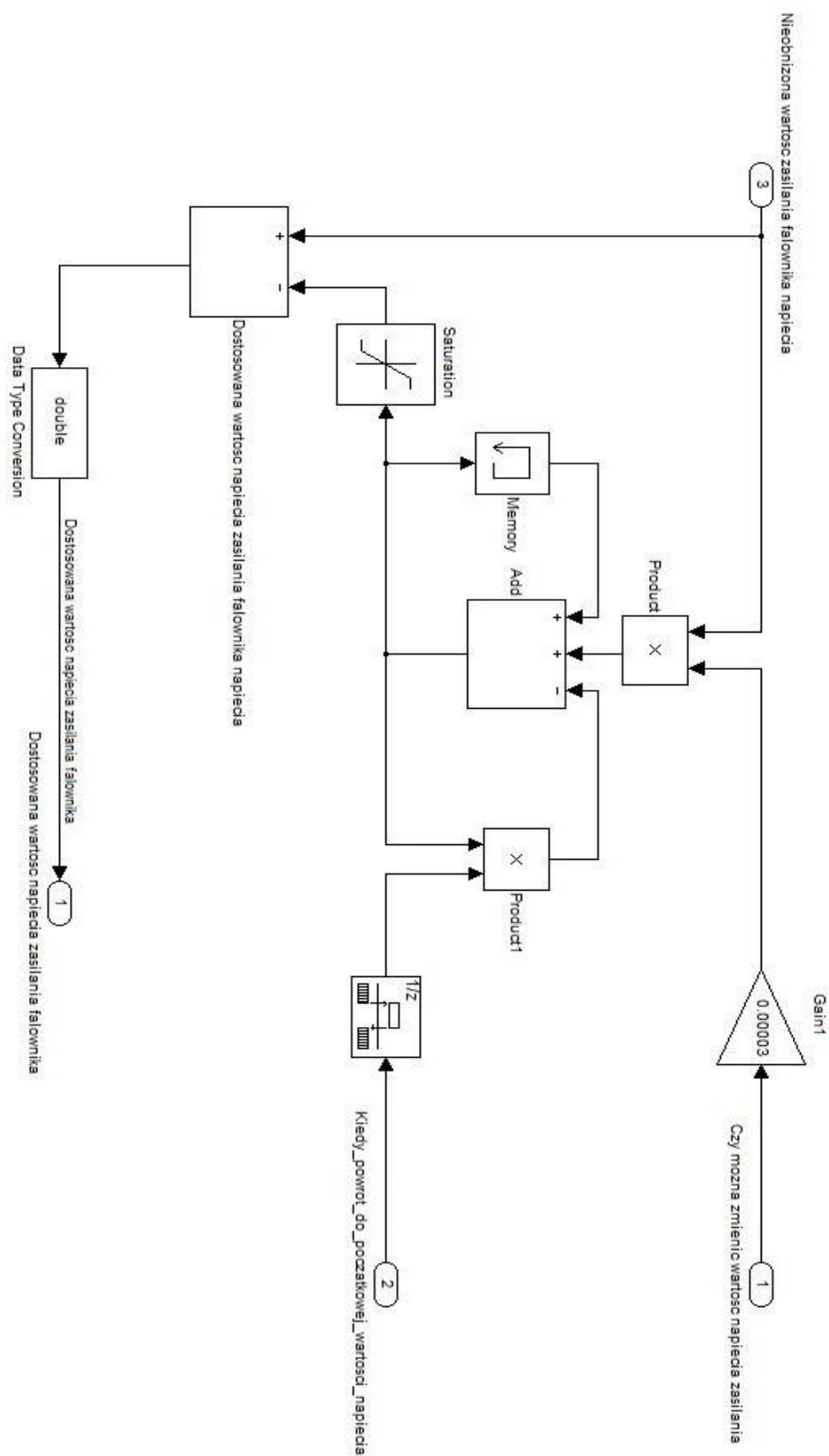
$$\text{jeżeli } S_i > u_{\text{ddostMax}} \quad , \quad \text{to } S_i = u_{\text{ddostMax}} \quad (25c)$$

$u_{\text{ddostMin}}$  – najmniejsza możliwa do osiągnięcia wartość napięcia  $S_i$  w woltach,

$u_{\text{ddostMax}}$  – największa możliwa do osiągnięcia wartość napięcia  $S_i$  w woltach.

#### **6.4.1. Realizacja układu sterowania wartością napięcia zasilania falownika dwupoziomowego z układem umożliwiającym wykrycie zmiany momentu zadanego maszyny sterowanej w środowisku Matlab/Simulink**

Realizację równań 22, 23a, 23b, 24, 25a, 25b, 25c w środowisku Simulink przedstawiono na rysunku 47. Realizację tę sprowadzono do bloku (tzw. "subsystem") o nazwie "Subsystem" i w dalszej części wykorzystano w proponowanym przez autora pracy układzie sterowania metodą DTC–MD.



Rys. 47. Przykładowa realizacja w środowisku Simulink równań 22, 23a, 23b, 24, 25a, 25b, 25c w metodzie DTC–MD

Na rysunku 47 wielkości z równań 22, 23a, 23b, 24, 25a, 25b, 25c opisano następująco:

$u_{ddost}(i)$  – Dostosowana wartość napięcia zasilania falownika,

$u_{dzas}(t_i)$  – Nieobniżona wartość zasilania falownika napięcia,

$S_{dets}(t_i)$  – Kiedy\_powrot\_do\_początkowej\_wartosci\_napięcia,

$S_{Tmax}(t_i)$  – Czy można zmienić wartość napięcia zasilania,

$\lambda_{zas}$  – blok "Gain 1".

Natomiast wielkości  $u_{ddostMin}$  i  $u_{ddostMax}$  wprowadzono do bloku "Saturation", dzięki któremu zrealizowano funkcje warunkowe równań 25a, 25b, 25c.

Wykorzystując bloki z rysunków 46 i 47 zaprojektowano układ sterowania metodą DTC–MD. W powyższym układzie sterowania można zasiląć falownik poprzez specjalnie zaprojektowany układ umożliwiający realizację zadanej dostosowanej wartości napięcia zasilania falownika  $u_{ddost}(i)$  bądź też w przypadku modelu numerycznego zaprojektowanego w środowisku Simulink z idealnego sterowanego źródła napięcia stałego.

Przy tym w procesie projektowania w pierwszym z przytoczonych przypadków należy pamiętać, że procedurę obniżania napięcia można wykonać w różnoraki sposób. Jednakże ważne jest, ażeby szybkość jego obniżenia nie przekraczała szybkości obniżania napięcia, do jakiej zdolny jest specjalnie zaprojektowany układ umożliwiający realizację zadanej dostosowanej wartości  $u_{ddost}(i)$  napięcia zasilania falownika.

Realizację drugiego z przytoczonych przypadków w środowisku Matlab/Simulink prezentują rysunki 40, 46, 47, 48, 49, 50.

Na rysunku 48 przedstawiono schemat układu "AC4 - DTC Induction 200 HP Motor Drive" z możliwością dostosowania wartości napięcia zasilania falownika napięcia oparty o koncepcję autora pracy.

Rysunek 49 prezentuje schemat struktury wewnętrznej bloku "DTC Induction Motor Drive", układu "AC4 - DTC Induction 200 HP Motor Drive" z możliwością dostosowania wartości napięcia zasilania falownika oparty o koncepcję autora pracy.

Z kolei schemat struktury wewnętrznej bloku "Algorytm umożliwiający obniżenie tetnienia momentu elektromagnetycznego" z rysunku 49, w którym realizowane są obliczenia na podstawie równań 22, 23a, 23b, 24, 25a, 25b, 25c, przedstawiono na rysunku 50.

Na rysunku 50 można zauważyć dwa bloki. Strukturę wewnętrzną bloku po prawej stronie o nazwie "Sprawdzenie warunku logicznego czy można zmniejszyć tetnienia momentu" przedstawiono na rysunku 46. Blok ten stanowi realizację równań 22, 23a, 23b.

Blok z rysunku 50, zilustrowany po lewej stronie ("Subsystem"), wykonuje obliczenia zgodnie z równaniami 24, 25a, 25b, 25c, a jego wewnętrzną strukturę przedstawiono na

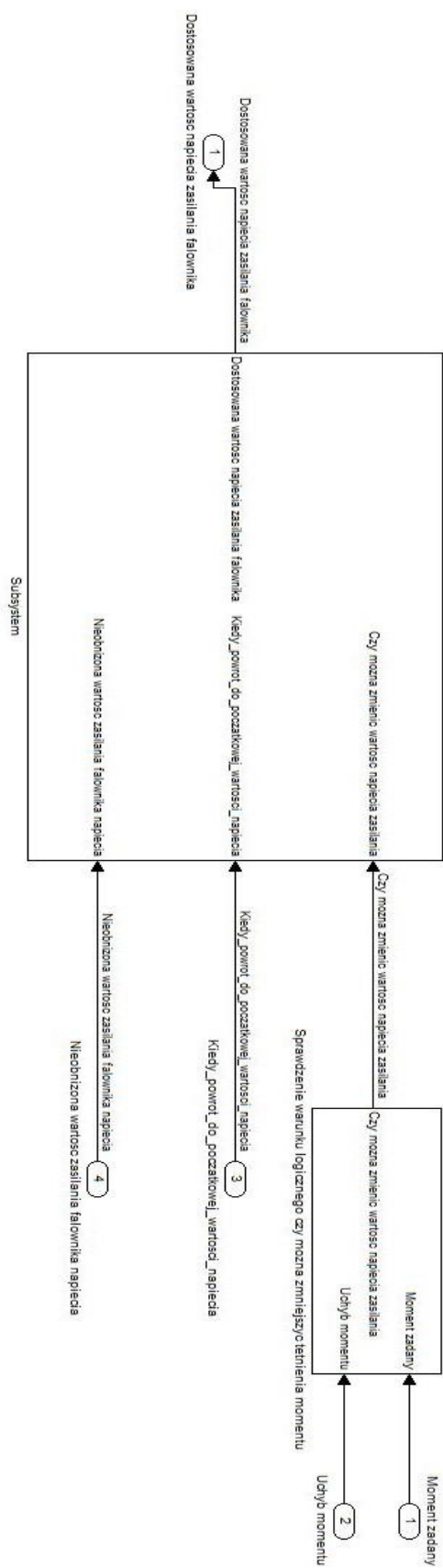
rysunku 47. Sygnałami wejściowymi bloku zgodnie z algorytmem z rysunku 42 są wartości sygnałów:  $S_{Tmax}(t_i)$ ,  $S_{deter}(t_i)$  i  $u_{dzas}(t_i)$ .

Przy tym sygnał  $S_{deter}(t_i)$  pochodzi z układu detekcji zmian momentu zadanego w przedziałach czasu, w których prędkość obrotowa maszyny sterowanej utrzymywana jest w okolicach stałej wartości, reprezentowanego na rysunku 49 przez blok o nazwie "Powrot do początkowej wartości napięcia napięcia". Struktura wewnętrzna tego bloku została przedstawiona na rysunku 40, natomiast zależności opisujące blok prezentuje układ równań warunkowych 14.









Rys. 50. Schemat struktury wewnętrznej bloku "Algorytm umożliwiający obniżenie tetnien momentu elektromagnetycznego" przedstawionego na rysunku 49

### 6.4.2. Wyniki symulacji pracy maszyny indukcyjnej sterowanej metodą DTC–MD

Na podstawie realizacji układu sterowania maszyną indukcyjną metodą sterowania DTC–MD z rysunków 40, 46, 47, 48, 49, 50, można wykonać symulację, której wyniki stanowią będą podstawę przy porównaniu wartości tętnień występujących w trakcie pracy układu sterowania metodą DTC.

Symulację tę wykonano przy następujących wartościach współczynników równań opisujących metodę sterowania DTC–MD:

$M_{\text{zad}}(t_i)$  – zgodnie z tabelą 3 z rozdziału 6.1,

$T_{\text{maxdop}} = 80 \text{ N} \cdot \text{m}$ ,

$T_{\text{mindop}} = -55 \text{ N} \cdot \text{m}$ ,

$\lambda_{\text{max}\varepsilon < 0} = 0,012$ ,

$T_{0\text{min}\varepsilon < 0} = 5 \text{ N} \cdot \text{m}$ ,

$u_{\text{dzas}}(t_i) = 600 \text{ V}$ ,

$\lambda_{\text{zas}} = 0,00003$ ,

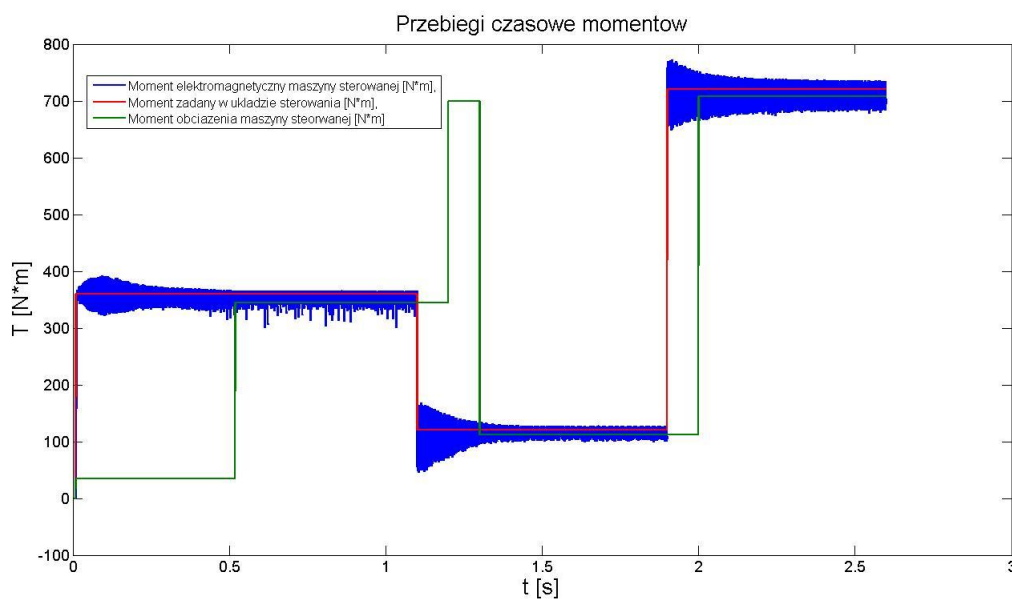
$u_{\text{ddostMin}} = 0 \text{ V}$ ,

$u_{\text{ddostMax}} = 600 \text{ V}$ .

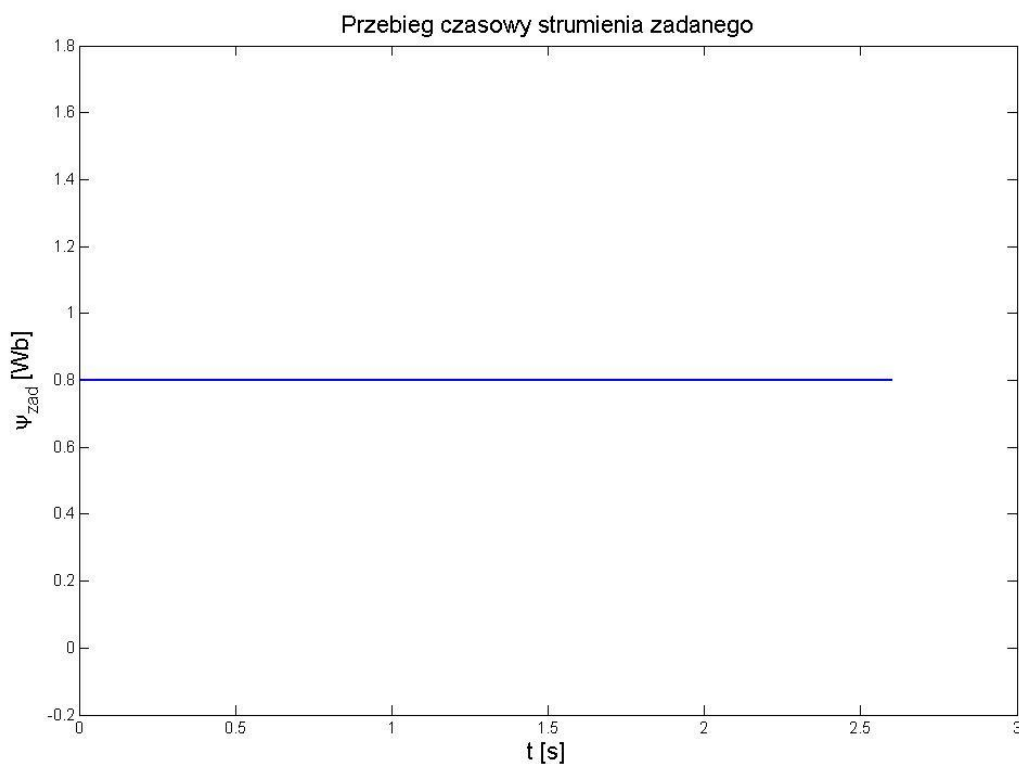
Moment roboczy maszyny został zdefiniowany zgodnie z tabelą 4 z rozdziału 6.1.

Wartości parametrów symulacji, wartości współczynników i sygnałów zadanych w modelu, dla którego została wykonana symulacja pozostały niezmiennicze względem tych, których użyto przy wykonaniu symulacji w rozdziale 6.1. Koncepcja układu umożliwiającego wykrycie zmiany momentu zadanego maszyny sterowanej w metodzie DTC.

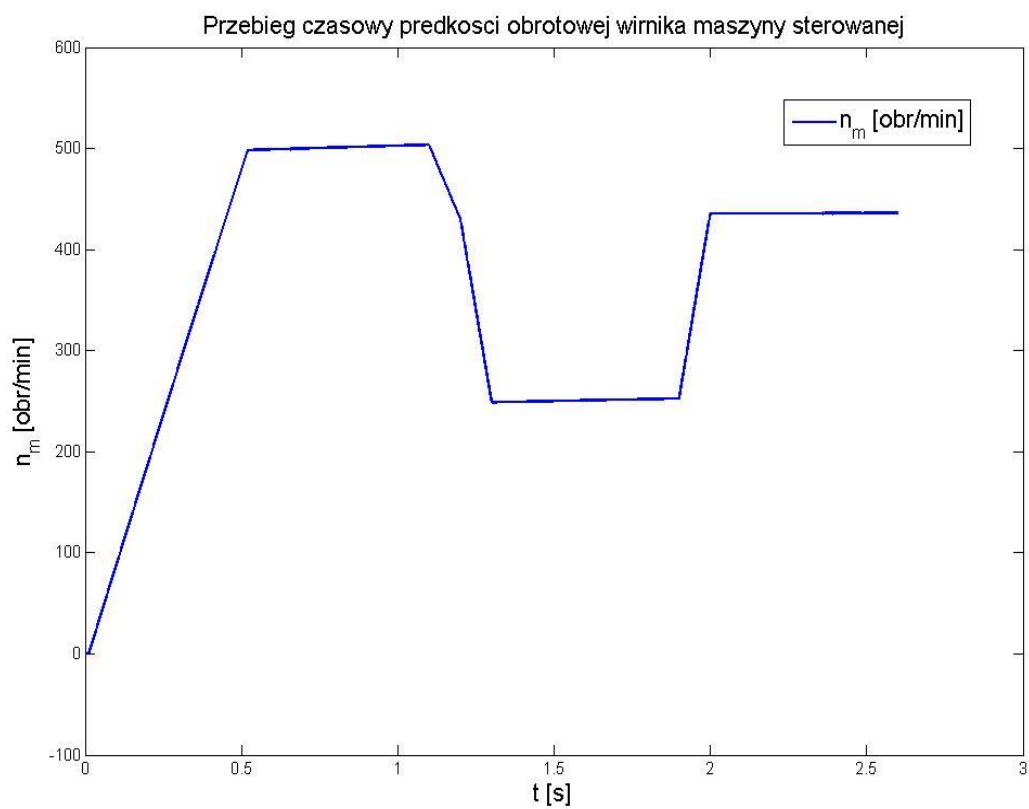
Wyniki uzyskane na podstawie symulacji układu sterowania maszyną indukcyjną metodą sterowania DTC–MD zostały przedstawione na rysunkach 51, 52, 53, 54, 55.



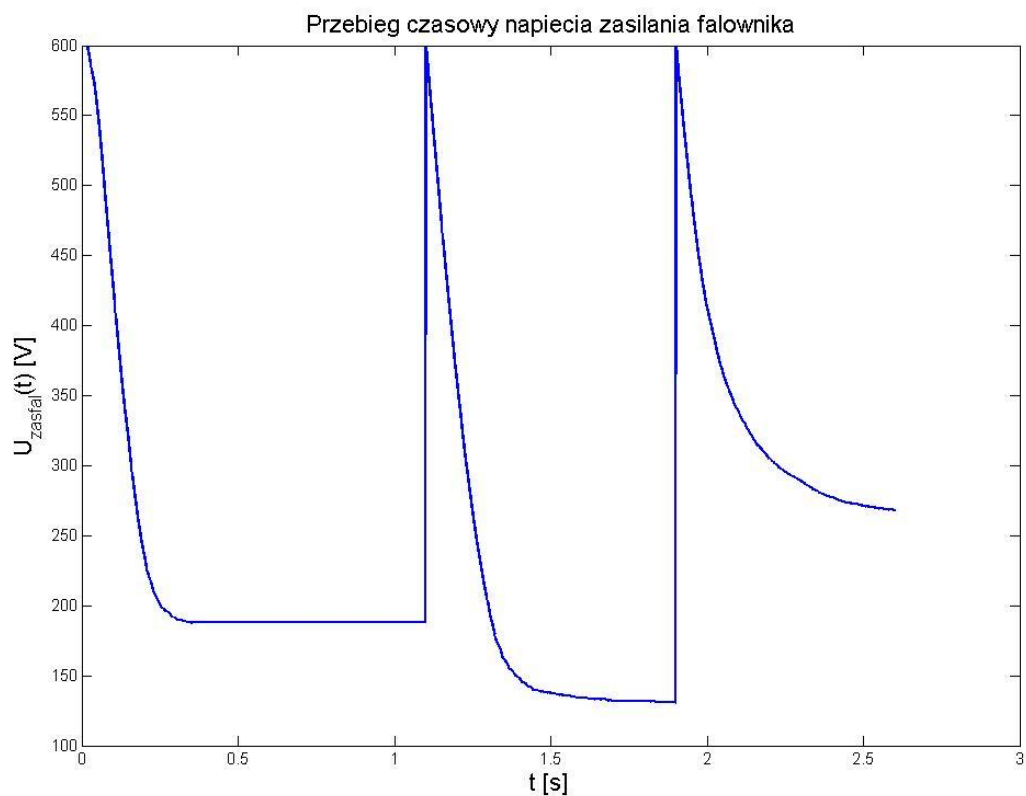
Rys. 51. Przebiegi czasowe momentów maszyny sterowanej w metodzie DTC–MD przy zasilaniu falownika napięcia ze sterowanego idealnego źródła napięcia stałego; kolor czerwony – moment zadany w układzie sterowania, kolor niebieski – moment elektromagnetyczny maszyny sterowanej, kolor zielony – moment roboczy maszyny sterowanej



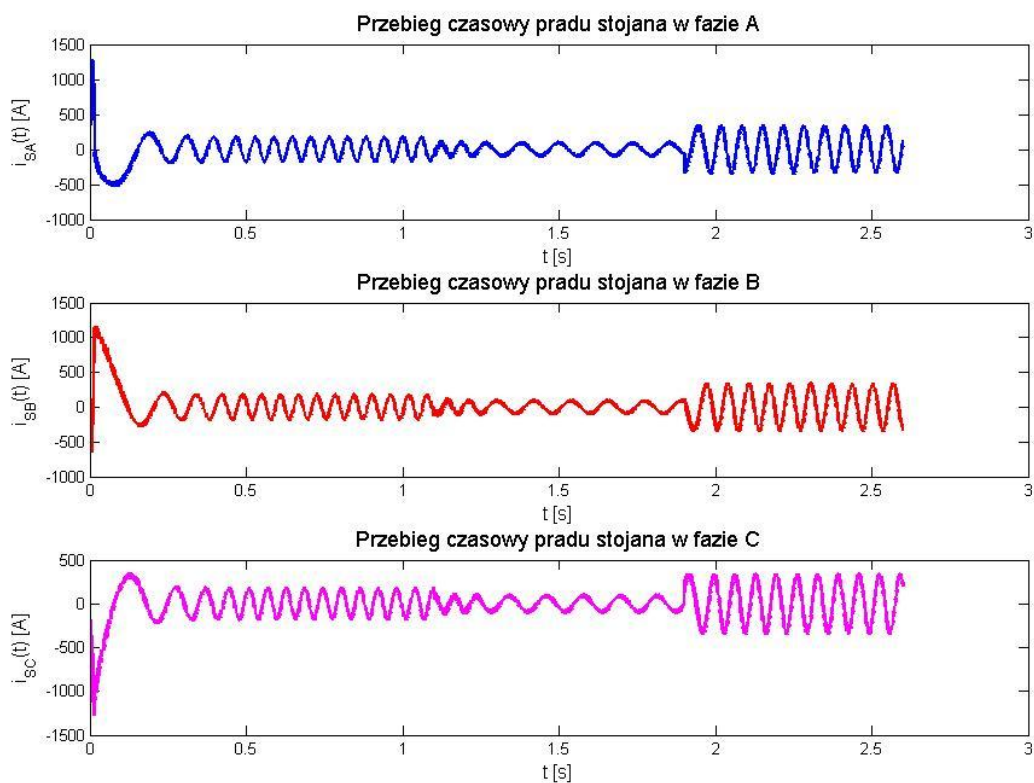
Rys. 52. Przebieg czasowy wartości strumienia zadanego w weberach



Rys. 53. Przebieg czasowy prędkości obrotowej maszyny sterowanej



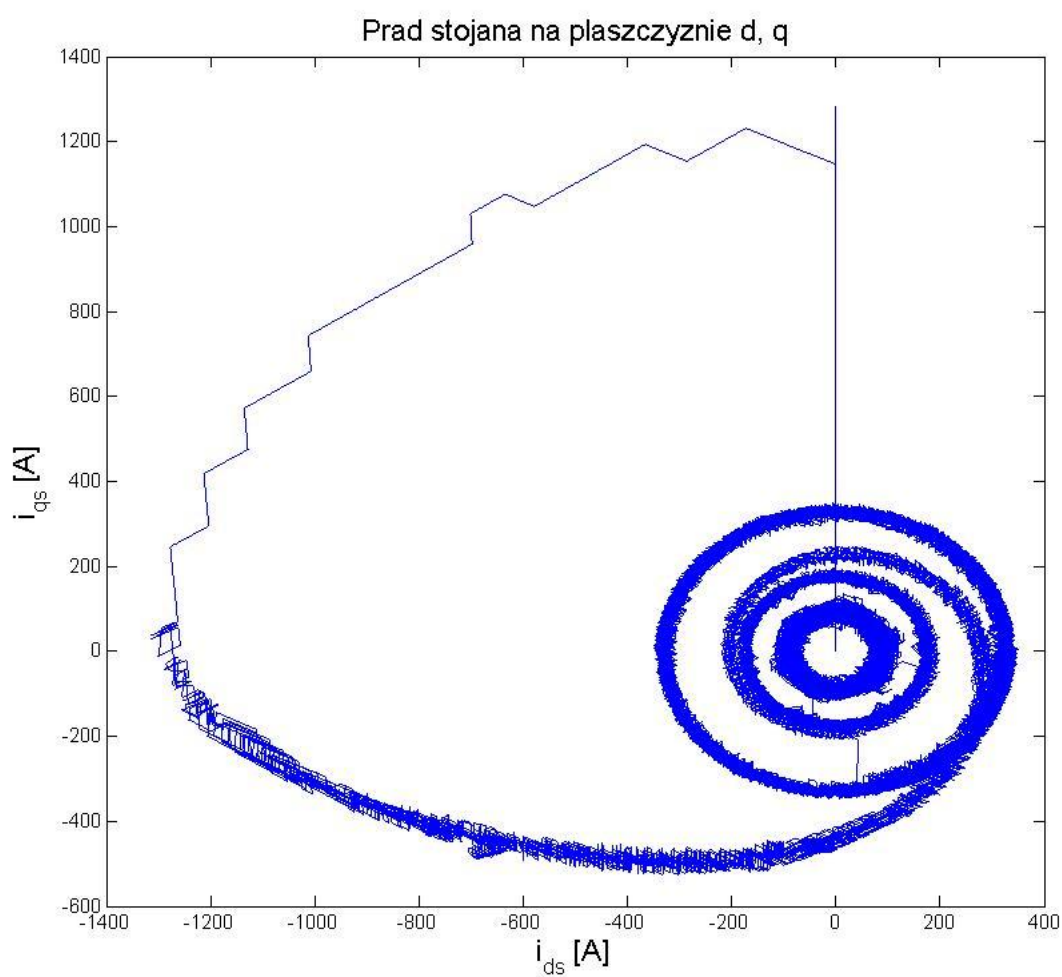
Rys. 54. Przebieg napięcia zasilania falownika napięcia



Rys. 55. Przebiegi prądów w fazach A, B, C stojana maszyny sterowanej

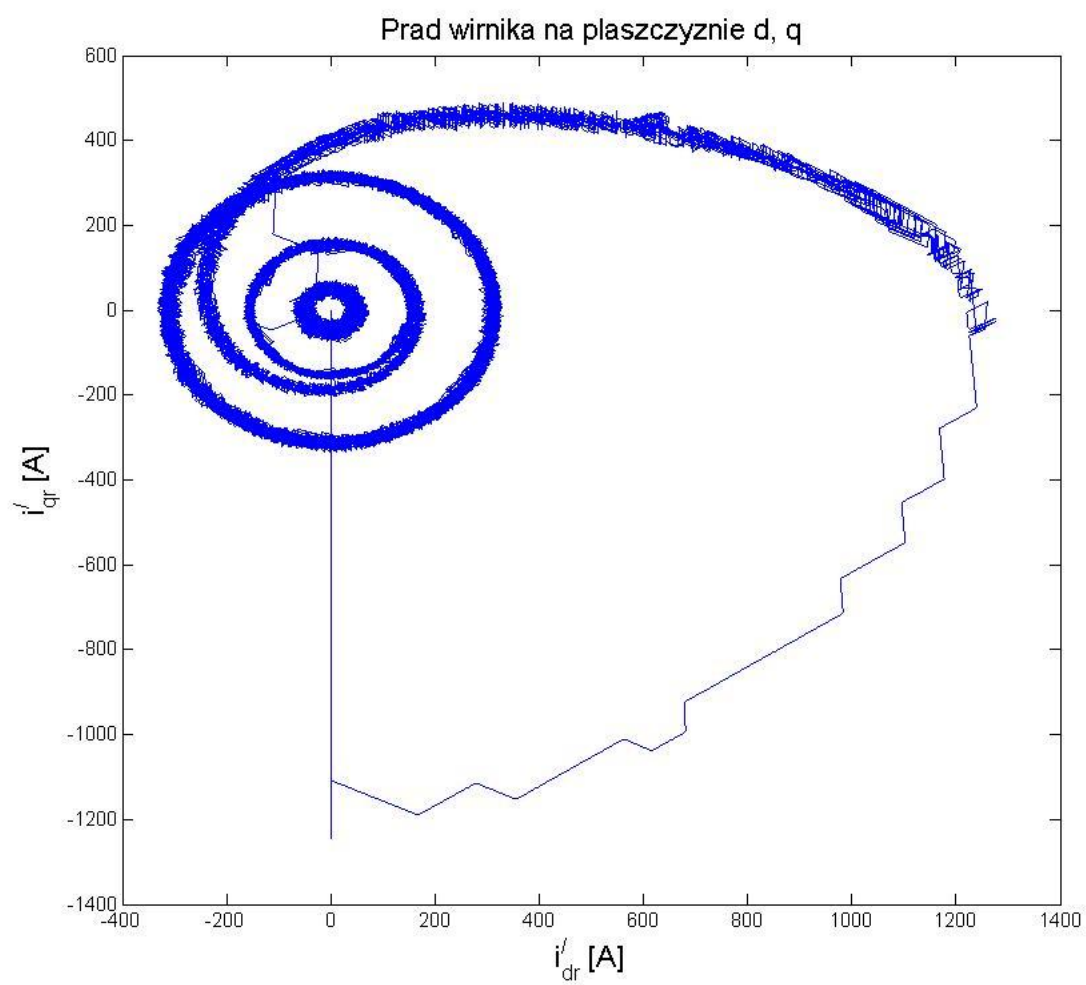
Na podstawie symulacji otrzymano również:

- ❖ przebieg prądu stojana na płaszczyźnie  $d, q$  (rysunek 56),
- ❖ przebieg prądu wirnika na płaszczyźnie  $d, q$  (rysunek 57),
- ❖ przebieg napięcia stojana na płaszczyźnie  $d, q$  (rysunek 58),
- ❖ przebieg strumienia magnetycznego stojana na płaszczyźnie  $d, q$  (rysunek 59),
- ❖ przebieg strumienia magnetycznego wirnika na płaszczyźnie  $d, q$  (rysunek 60).

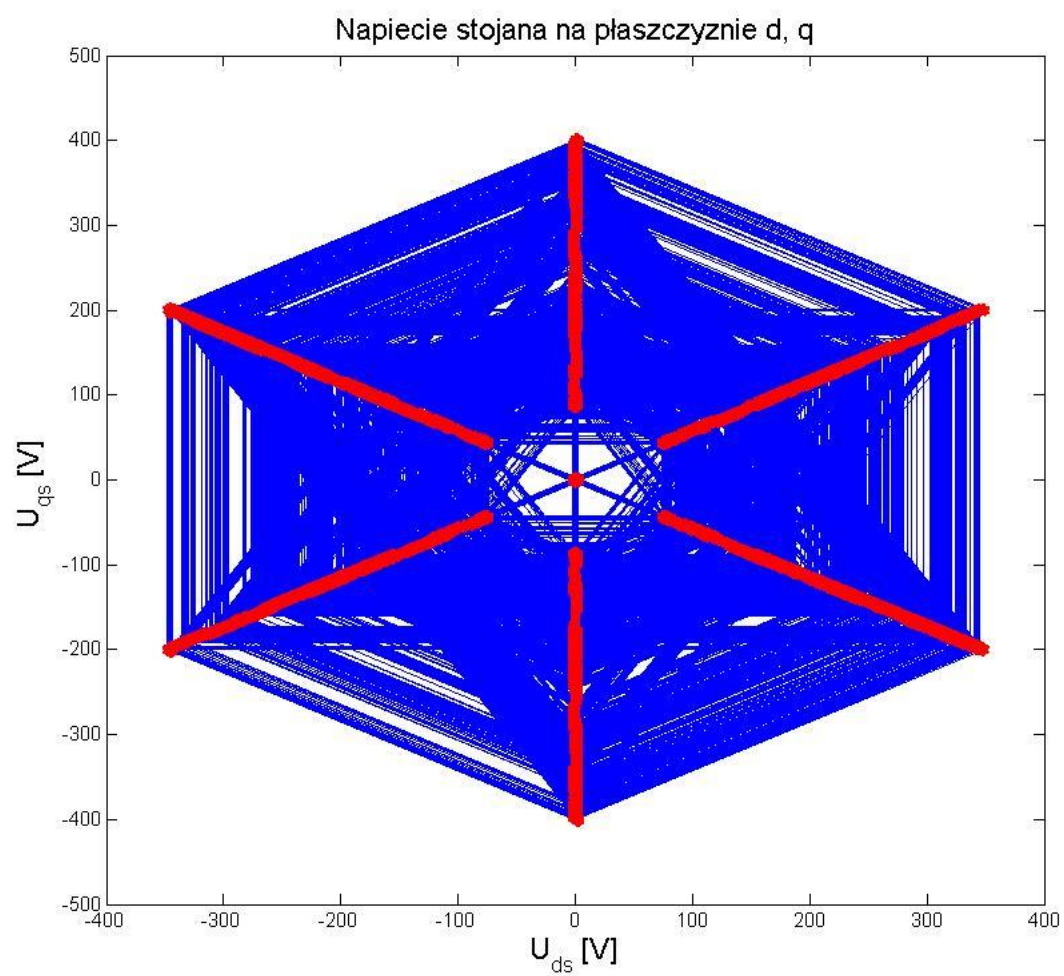


Rys. 56. Przebieg prądu stojana na płaszczyźnie  $d, q$

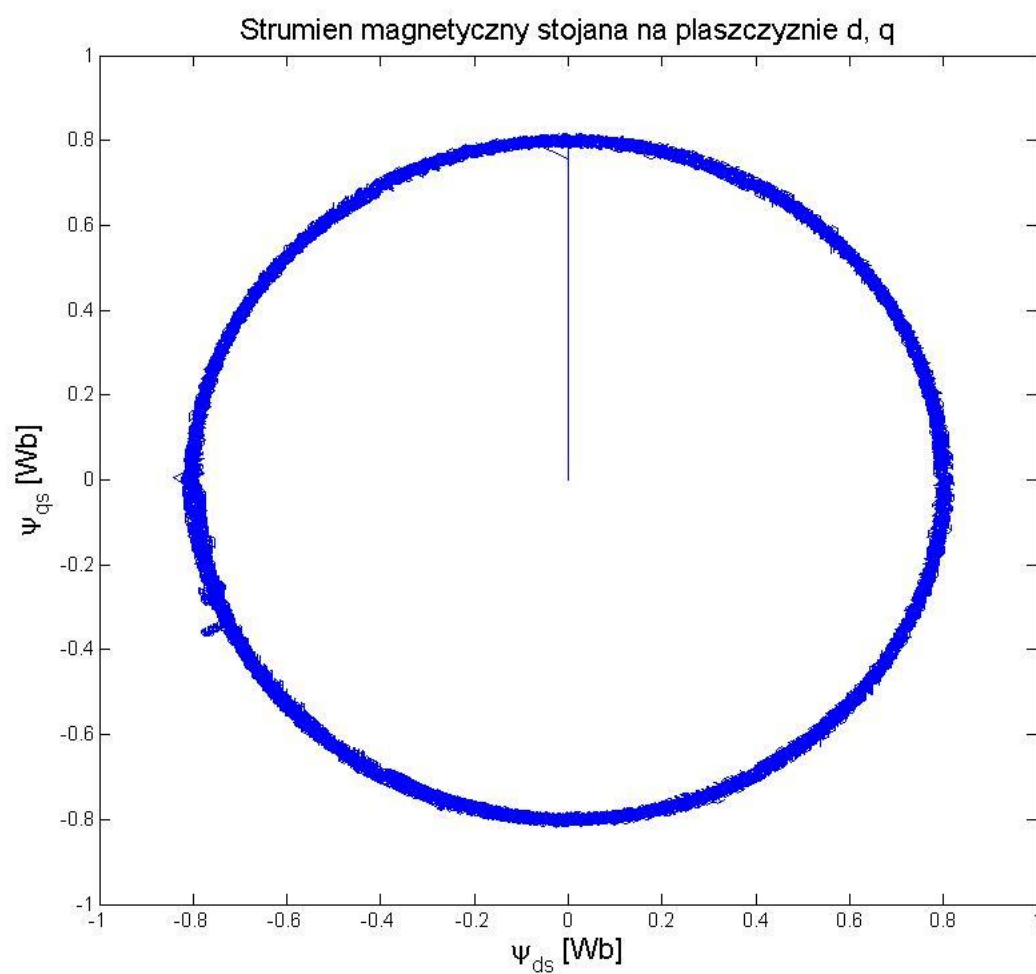




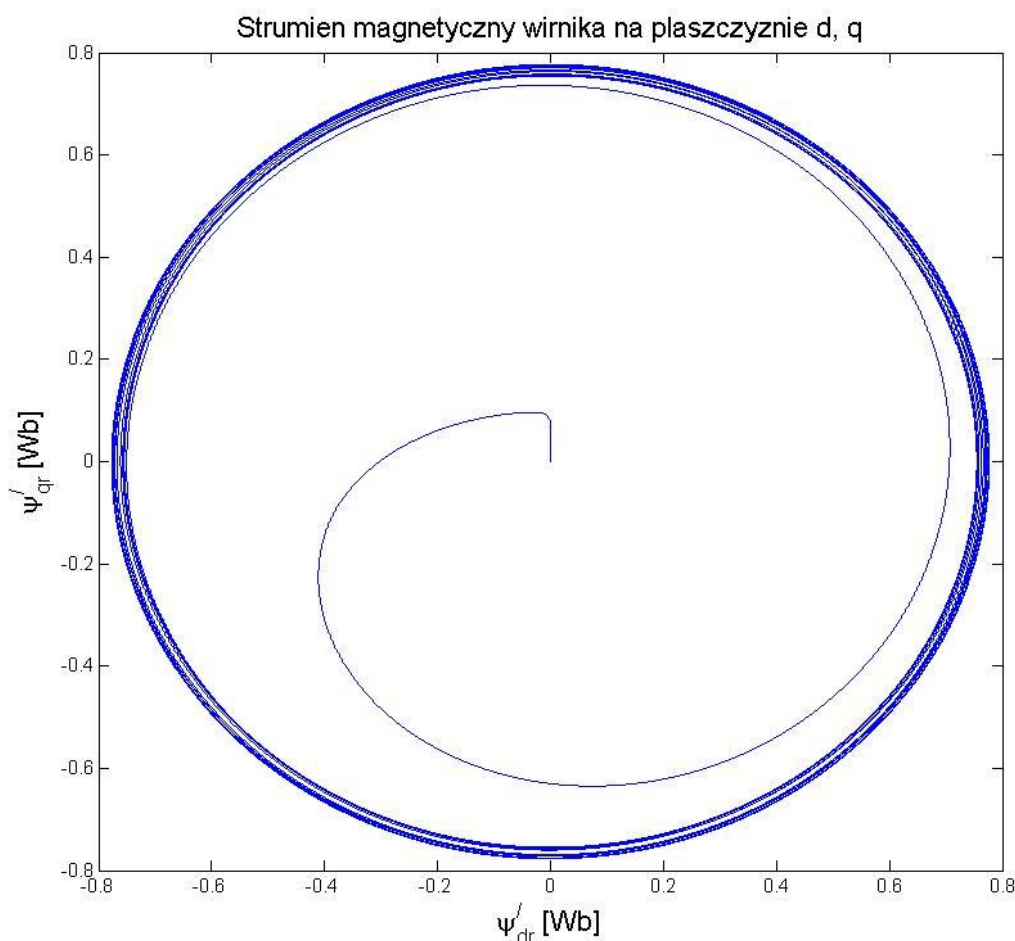
Rys. 57. Przebieg prądu wirnika na płaszczyźnie  $d, q$



Rys. 58. Przebieg napięcia stojana na płaszczyźnie  $d, q$



Rys. 59. Przebieg strumienia magnetycznego stojana na płaszczyźnie  $d, q$



Rys. 60. Przebieg strumienia magnetycznego wirnika na płaszczyźnie  $d, q$

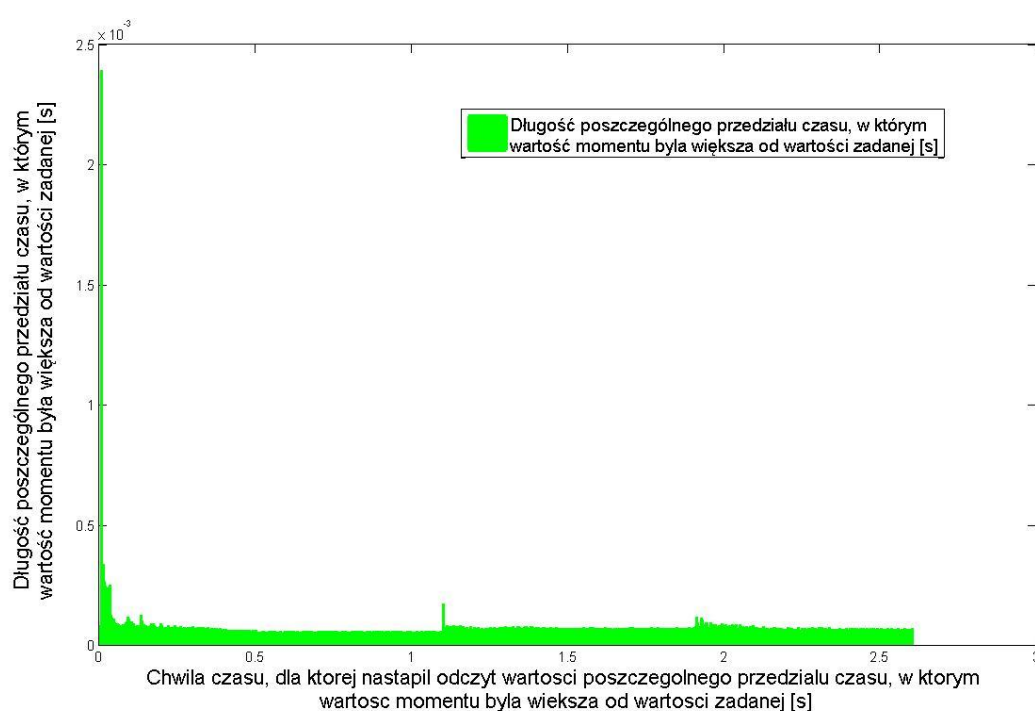
Otrzymane wyniki symulacji, podobnie jak w rozdziale 6.1. Koncepcja układu umożliwiającego wykrycie zmiany momentu zadanego maszyny sterowanej w metodzie DTC, posłużyły do:

- ✓ obliczeń długości poszczególnych przedziałów czasu, dla których sygnał momentu był większy lub też mniejszy od wartości zadanej,
- ✓ obliczeń największych i najmniejszych wartości momentów, które wystąpiły w tych poszczególnych przedziałach czasu dla czasów symulacji, gdy prędkość obrotowa maszyny sterowanej utrzymywana była w okolicach stałej wartości w układzie sterowania zaprezentowanym w rozdziale 6.1. Koncepcja układu umożliwiającego wykrycie zmiany momentu zadanego maszyny sterowanej w metodzie DTC.

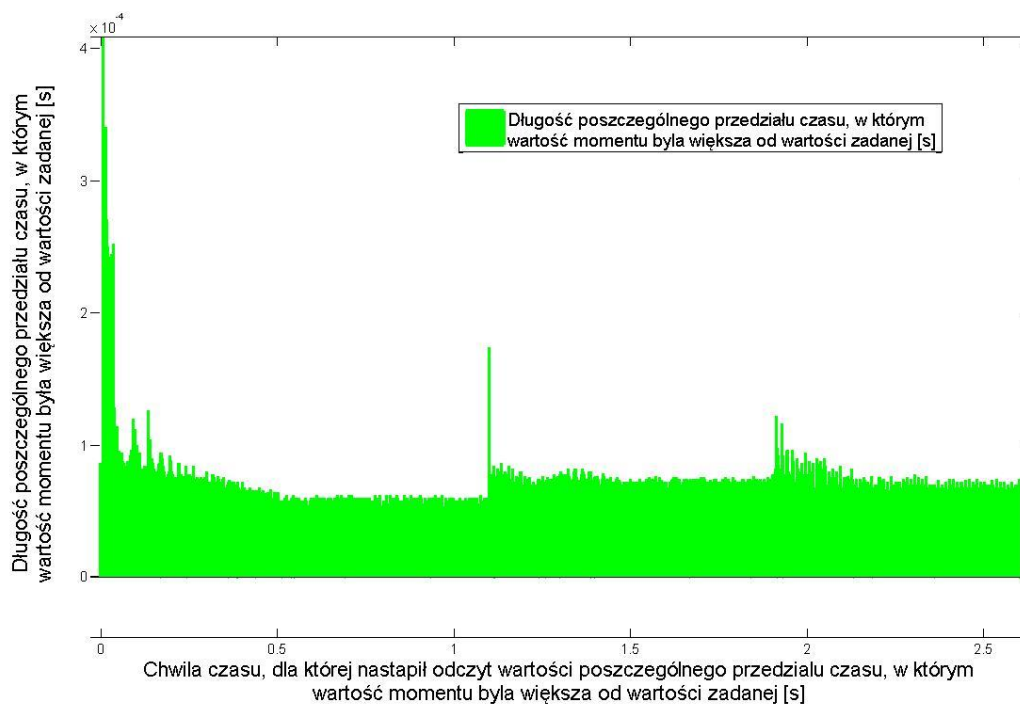
Zabieg ten został wykonany celowo dla zapewnienia możliwości porównania właściwości modelu sterowania metodą DTC (rozdział 6.1. Koncepcja układu

umożliwiającego wykrycie zmiany momentu zadanego maszyny sterowanej w metodzie DTC) z właściwościami modelu sterowania wektorowego proponowanego w niniejszym rozdziale.

Rysunek 61 i 62 przedstawia wyniki obliczeń długości poszczególnych przedziałów czasu, dla których sygnał momentu był większy od wartości zadanej.

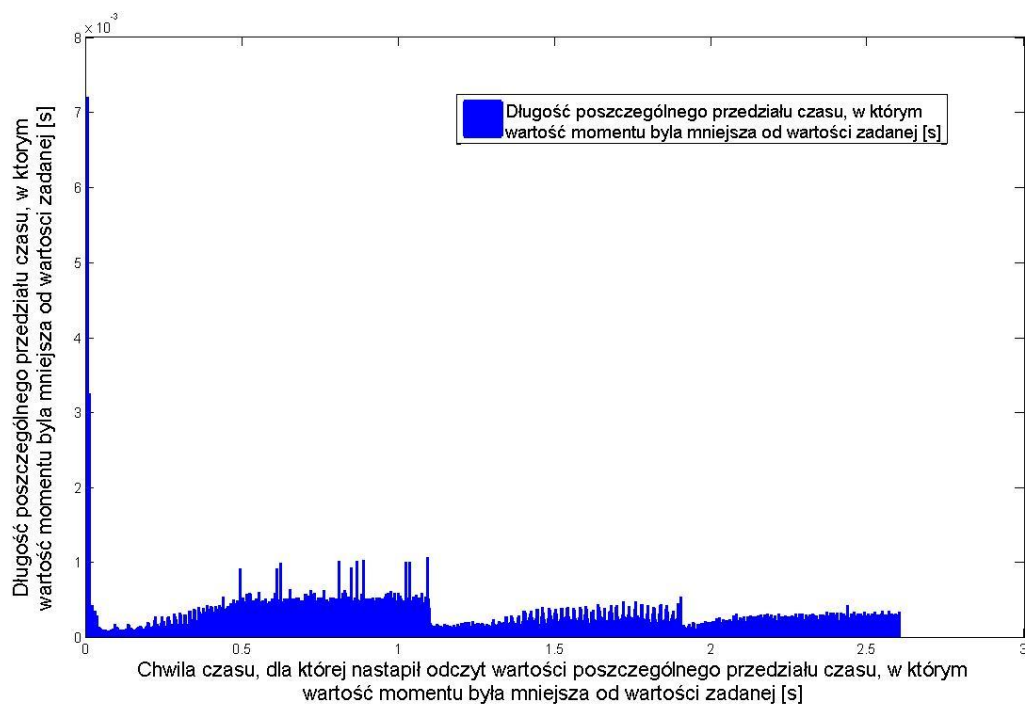


Rys. 61. Wyniki obliczeń długości poszczególnych przedziałów czasu, dla których sygnał momentu był większy od wartości zadanej, wykonane dla całego czasu symulacji

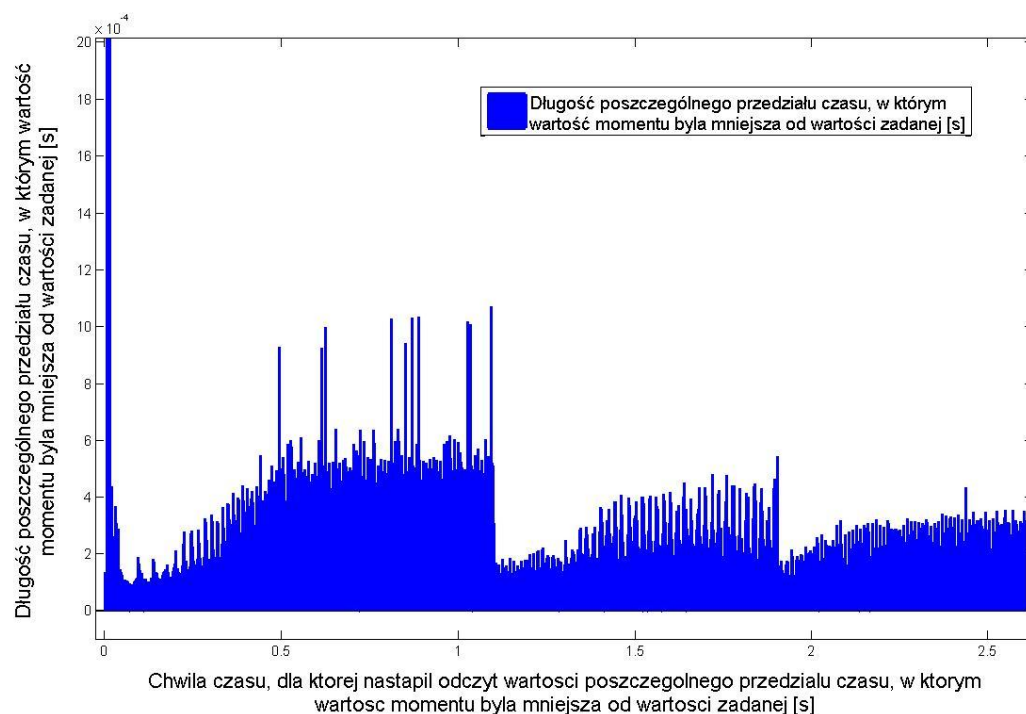


Rys. 62. Powiększony fragment wykresu przedstawiającego wyniki obliczeń długości poszczególnych przedziałów czasu, dla których sygnał momentu był większy od wartości zadanej

Rysunki 63 i 64 przedstawiają wyniki obliczeń poszczególnych przedziałów czasu, dla których sygnał momentu był mniejszy od wartości zadanej.



Rys. 63. Wyniki obliczeń długości poszczególnych przedziałów czasu, dla których sygnał momentu był mniejszy od wartości zadanej, wykonane dla całego czasu symulacji

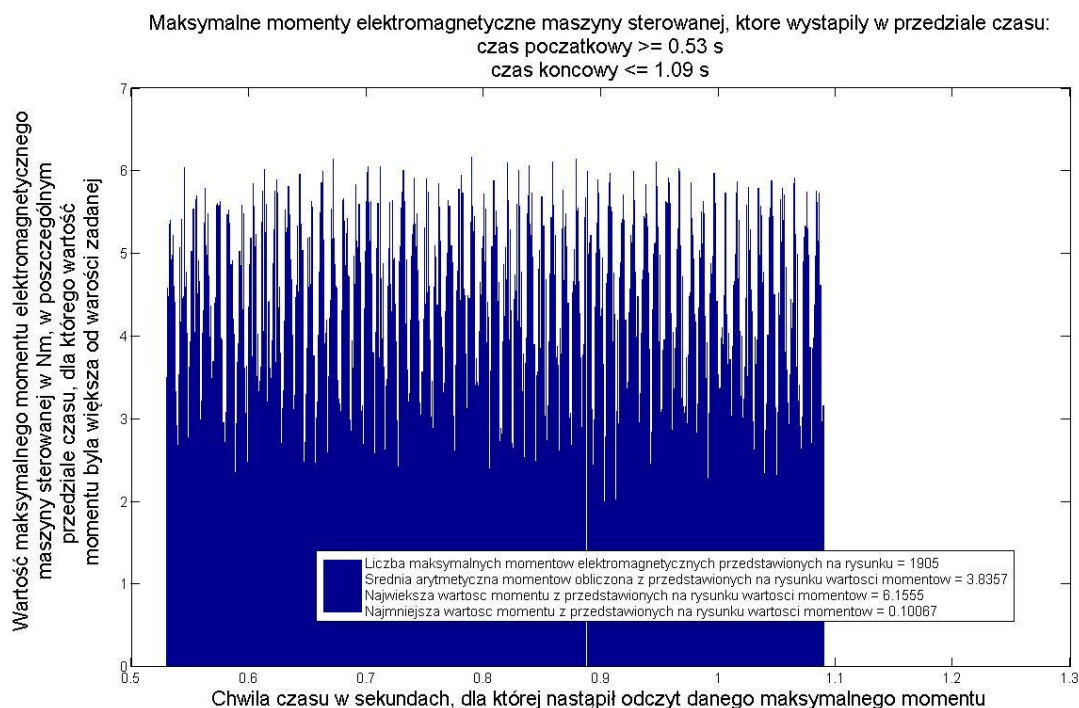


Rys. 64. Powiększony fragment wykresu przedstawiającego wyniki obliczeń długości poszczególnych przedziałów czasu, dla których sygnał momentu był mniejszy od wartości zadanej

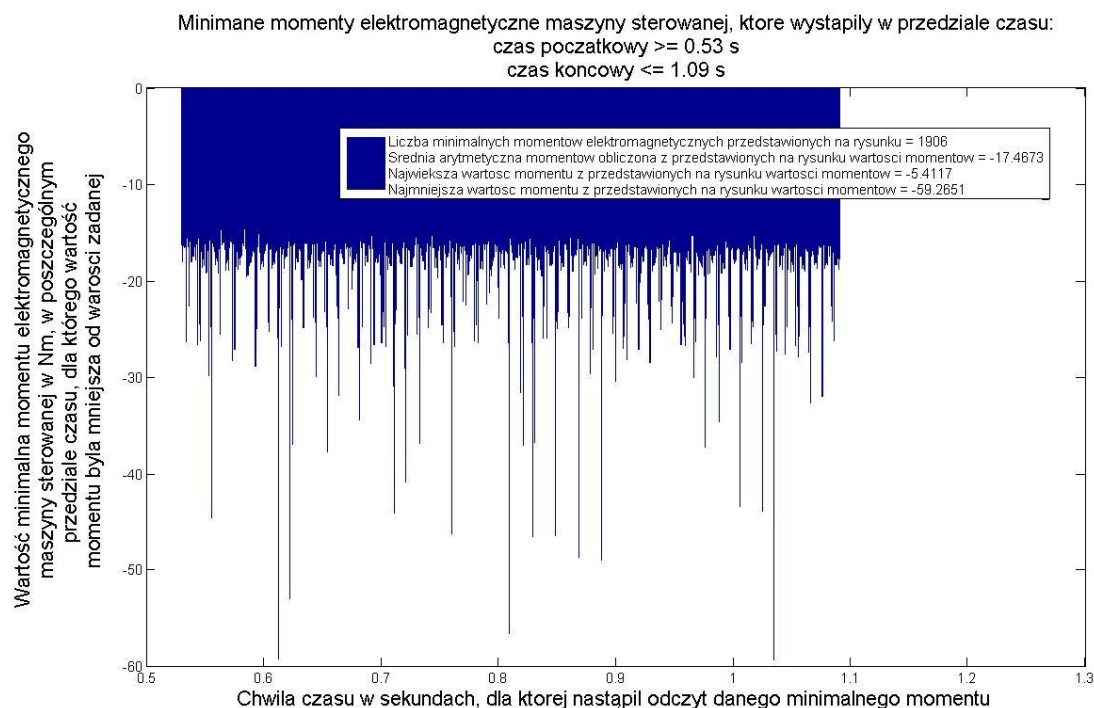
Rysunki 65, 67, 70 przedstawiają wyniki obliczeń największych wartości momentów, które wystąpiły w poszczególnych przedziałach czasu. W tych przypadkach wartość momentu elektromagnetycznego była większa od wartości zadanej – kolejno dla czasów: od 0,53 s do 1,09 s, od 1,31 s do 1,89 s, od 2,05 s do 2,59 s. Były to czasy symulacji, w trakcie których prędkość obrotowa maszyny sterowanej utrzymywana była w okolicach stałej wartości w układzie sterowania zaprezentowanym w rozdziale 6.1. Koncepcja układu umożliwiającego wykrycie zmiany momentu zadanego maszyny sterowanej w metodzie DTC.

Rysunki 66, 68, 71 przedstawiają wyniki obliczeń najmniejszych wartości momentów, które wystąpiły w poszczególnych przedziałach czasu. W tych przypadkach wartość momentu elektromagnetycznego była mniejsza od wartości zadanej – kolejno dla czasów: od 0,53 s do 1,09 s, od 1,31 s do 1,89 s, od 2,05 s do 2,59 s. Były to czasy symulacji, w trakcie których prędkość obrotowa maszyny sterowanej utrzymywana była w okolicach stałej wartości w układzie sterowania zaprezentowanym w rozdziale 6.1. Koncepcja układu umożliwiającego wykrycie zmiany momentu zadanego maszyny sterowanej w metodzie DTC.

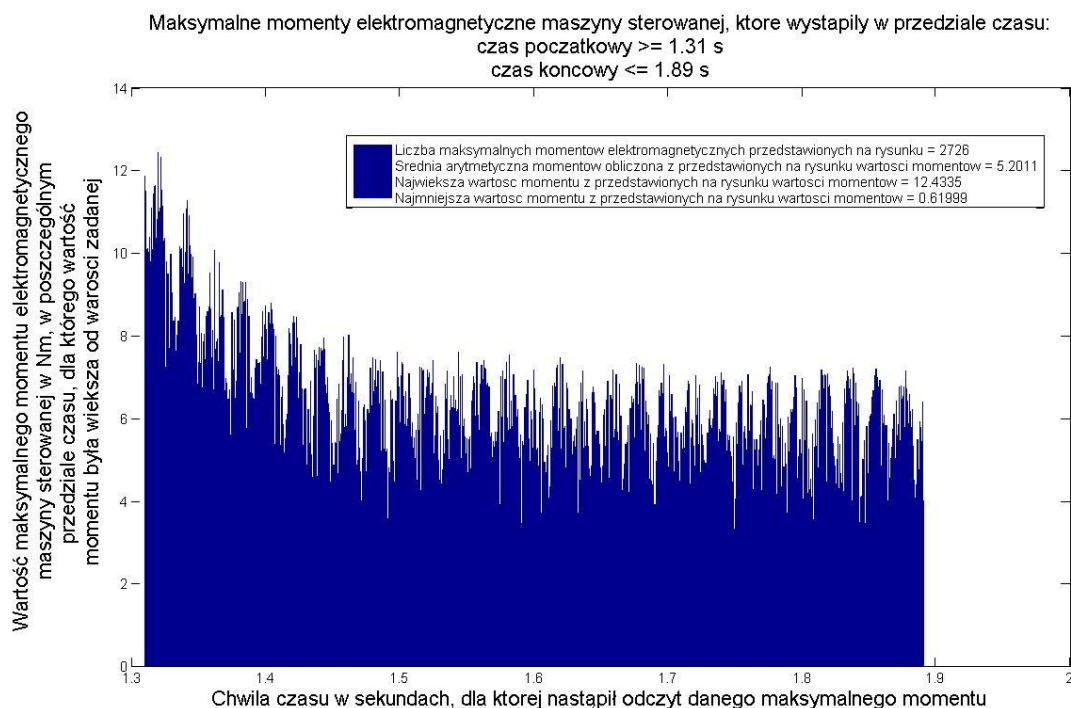




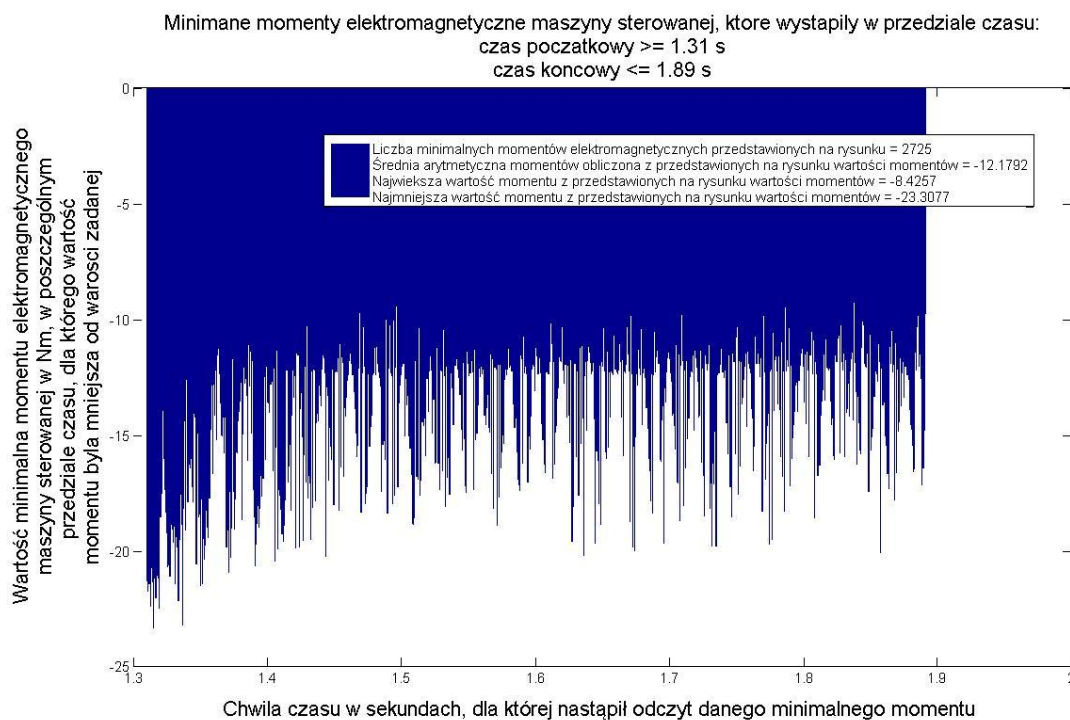
Rys. 65. Wyniki obliczeń największych wartości momentów, które wystąpiły w poszczególnych w przedziałach czasu, dla których wartość momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej była większa od wartości zadanej dla czasu symulacji od 0,53 sekundy do 1,09 sekundy



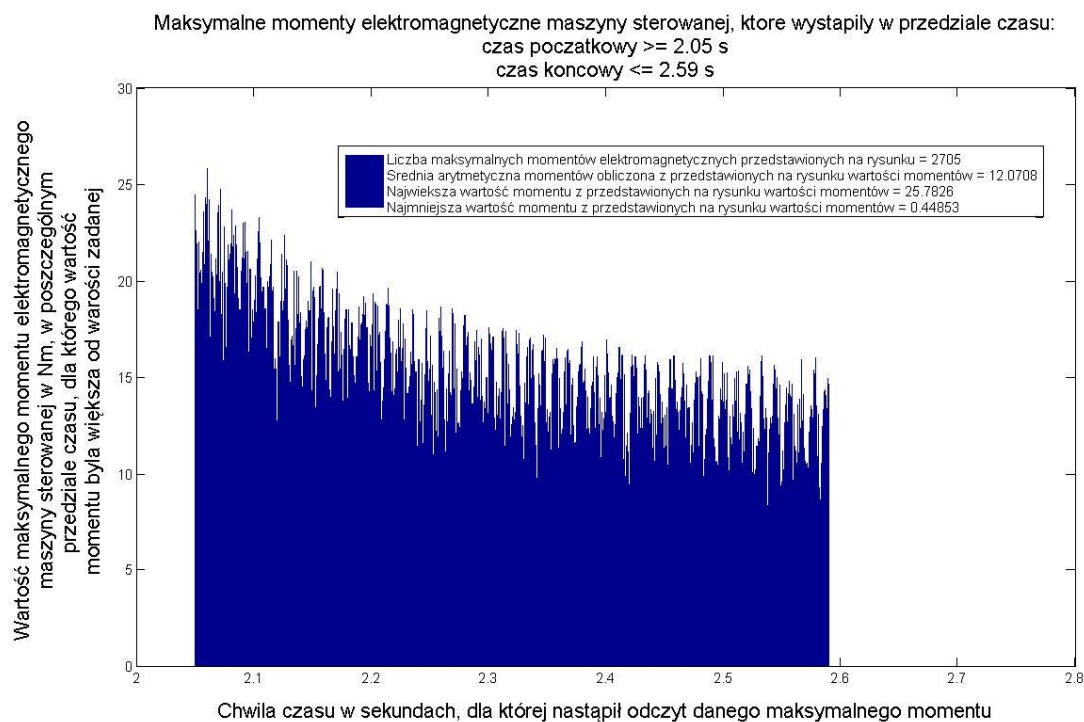
Rys. 66. Wyniki obliczeń najmniejszych wartości momentów, które wystąpiły w poszczególnych przedziałach czasu, dla których wartość momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej była mniejsza od wartości zadanej dla czasu symulacji od 0,53 sekundy do 1,09 sekundy



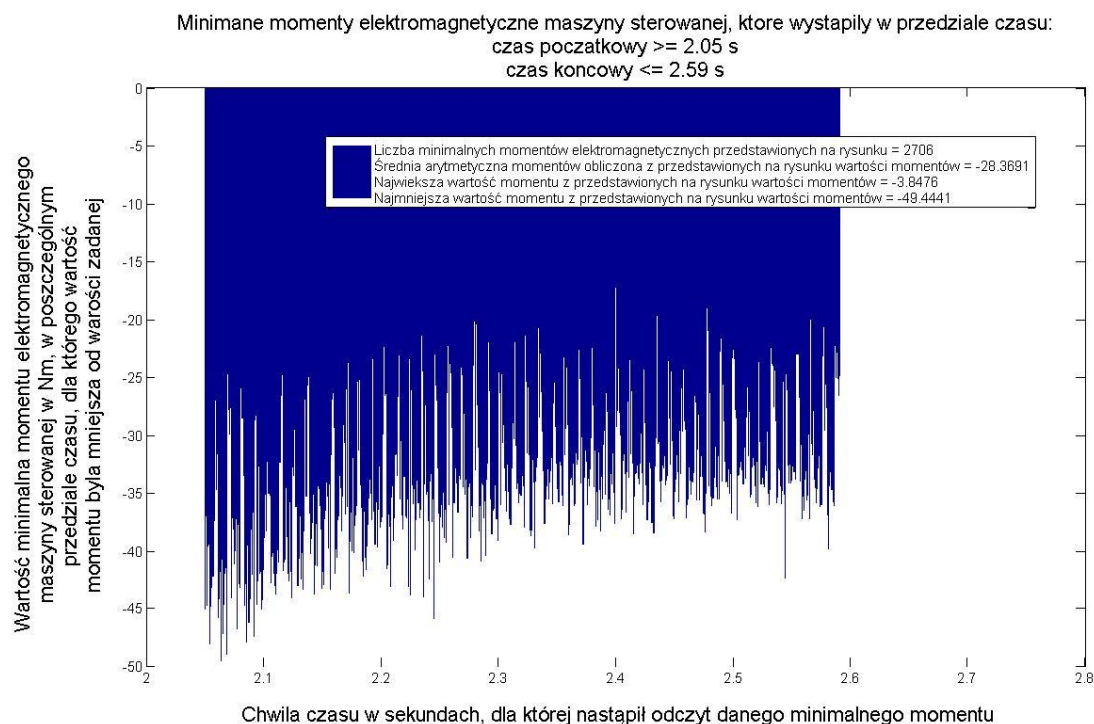
Rys. 67. Wyniki obliczeń największych wartości momentów, które wystąpiły w poszczególnych w przedziałach czasu, dla których wartość momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej była większa od wartości zadanej dla czasu symulacji od 1,31 sekundy do 1,89 sekundy



Rys. 68. Wyniki obliczeń najmniejszych wartości momentów, które wystąpiły w poszczególnych przedziałach czasu, dla których wartość momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej była mniejsza od wartości zadanej dla czasu symulacji od 1,31 sekundy do 1,89 sekundy

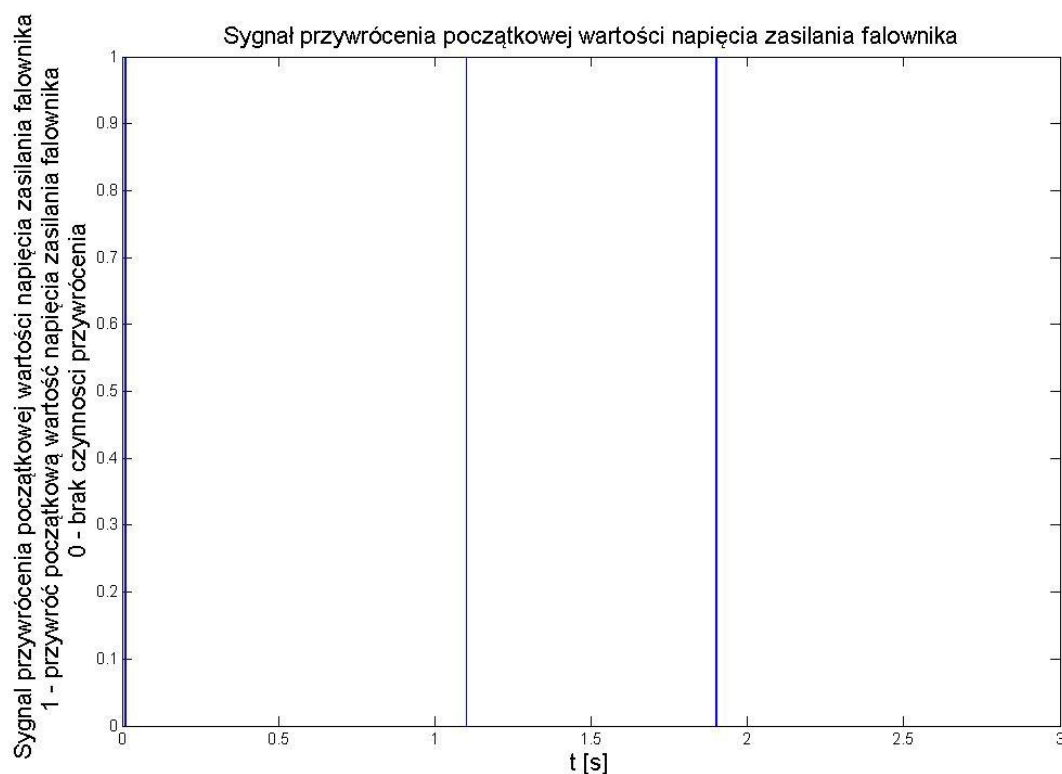


Rys. 70. Wyniki obliczeń największych wartości momentów, które wystąpiły w poszczególnych przedziałach czasu, dla których wartość momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej była większa od wartości zadanej dla czasu symulacji od 2,05 sekundy do 2,59 sekundy



Rys. 71. Wyniki obliczeń najmniejszych wartości momentów, które wystąpiły w poszczególnych przedziałach czasu, dla których wartość momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej była mniejsza od wartości zadanej dla czasu symulacji od 2,05 sekundy do 2,59 sekundy

Rysunek 72 przedstawia wyniki pracy układu detekcji zmian momentu zadanego w układzie sterowania dla wykonanej symulacji.



Rys. 72. Wyniki pracy układu detekcji zmian momentu zadanego w układzie sterowania dla wykonanej symulacji

#### 6.4.3. Porównanie wyników symulacji pracy maszyn indukcyjnych sterowanych metodami DTC i DTC-MD

Porównując wyniki symulacji pracy układu napędowego opartego o metodę sterowania wektorowego DTC (rozdział 6.1. Koncepcja układu umożliwiającego wykrycie zmiany momentu zadanego maszyny sterowanej w metodzie DTC) z rezultatami symulacji pracy układu napędowego opartego o metodę sterowania wektorowego DTC-MD (bieżący rozdział) stwierdzić można, że:

- pomimo zadania w układzie tego samego przebiegu wartości momentu zadanego, jak i momentu roboczego w obydwu analizowanych przypadkach zauważyć można zmniejszenie tętnień momentu elektromagnetycznego w metodzie proponowanej przez autora (porównanie rysunków 17 i 51);
- dynamika układu napędowego sterowanego poprzez metodę proponowaną przez autora pracy w stosunku do metody DTC uległa zmianie. Jest to szczególnie widoczne przy porównaniu rysunków 19 i 53. Na rysunku 19 widać, że maszyna indukcyjna sterowana



poprzez DTC utrzymuje prędkość obrotową w okolicach stałej wartości dla przedziałów czasu od 0,53 sekundy do 1,09 sekundy, od 1,31 sekundy do 1,89 sekundy, od 2,05 sekundy do 2,59 sekundy. Z kolei na rysunku 53 zauważyć można, że w pierwszych dwóch podanych przedziałach czasu maszyna indukcyjna sterowana poprzez metodę proponowaną przez autora pracy przyspiesza;

- wykres ilustrujący przebieg napięcia zasilania falownika dla układu sterowania maszyną indukcyjną metodą DTC–MD (Rys. 54) uległ zmianie w stosunku do przebiegu napięcia zasilania falownika dla układu sterowania maszyną indukcyjną metodą DTC (Rys. 20). Na rysunku 20 widoczna jest niezmienniczość wartości napięcia zasilania falownika, natomiast na rysunku 54 napięcie to ulega zmianom. Zmiany te odbywają się zgodnie z równaniami 22, 23a, 23b, 24, 25a, 25b, 25c. Na wspomnianym rysunku zauważyć można, że przywrócenie wartości napięcia zasilania falownika do jego nieobniżonej wartości odbywa się dzięki układowi detekcji zmian momentu zadanego w układzie sterowania opisanym w rozdziale 6.1. **Koncepcja układu umożliwiającego wykrycie zmiany momentu zadanego maszyny sterowanej w metodzie DTC.** Przy tym przebieg sygnału wyjściowego ilustrującego pracę wspomnianego układu detekcji w metodzie DTC–MD przedstawiono na rysunku 72. Konsekwencje zmian wartości napięcia zasilania falownika (rysunek 54) w stosunku do przypadku z rysunku 20 (brak wspomnianych zmian) są widoczne między innymi na rysunku 58, przedstawiającym napięcie stojana na płaszczyźnie  $d$ ,  $q$ . Na rysunku tym widoczna jest występująca podczas pracy układu sterowania maszyną indukcyjną metodą DTC–MD zmiana długości wektorów napięcia (patrz rozdział We wstępie do niniejszej pracy autor przedstawił rys historyczny rozwoju trakcji elektrycznej na świecie, na podstawie którego stwierdził, że wzrost wymagań eksploatacyjnych stawianych współczesnym układom regulacji w napędach trakcyjnych jest nieunikniony. W rozdziale pierwszym zostały opisane też różne metody sterowania przekształtników zasilających maszyny indukcyjne. Opisano zalety i wady tych metod, trudności występujące w metodzie DTC–ST oraz ich rozwiązania. Rozdział ten zawiera także szerszy opis trudności związanej z wpływem tętnień momentu napędowego na kanał przenoszenia mocy od silnika do koła w metodzie DTC. Podkreślono w nim wagę zmniejszenia tętnień momentu elektromagnetycznego w układach napędowych sterowanych poprzez metodę DTC i w związku z tym przedstawiono okoliczności i przyczyny podjęcia tematu pracy.



Rozdział 2. Cel i zakres pracy autor rozpoczął od opisu narodzin samej koncepcji pracy. Zawarł w nim objaśnienie sensu tytułu, założenia do pracy, informację o tym, w jakim rozmiarze praca została podjęta, czego praca dotyczy, a czego nie oraz w jakim obszarze się mieści.

Rozdział 4. Opis analityczny metody sterowania DTC–ST zawiera klasyfikację wektorowych metod sterowania momentem i strumieniem. Opisano w nim ideę sterowania wektorowego metodą DTC–ST za pomocą wektorów napięcia wytwarzanych przez dwupołożeniowy falownik. Przedstawiono podział na sektory w metodzie DTC–ST oraz w jaki sposób odbywa się chwilowa zmiana położenia wektora strumienia stojana pod wpływem działania wspomnianych wektorów napięcia. Opisano czynniki wpływające na decyzję o wyborze wektora napięcia w metodzie DTC–ST. Przedstawiono wzór na chwilowy moment elektromagnetyczny maszyny indukcyjnej oraz jego przekształconą postać dla pierwszej harmonicznej tego momentu. Na podstawie ww. wzoru wyjaśniono ideę wykorzystania regulatorów histerezy oraz tablicy przełączeń, tzw. "switching table" w tej metodzie.

W rozdziale 5. Dotychczasowe metody, które pozwalają osiągnąć cel pracy. zawarto analizę publikacji dotyczących zasadniczego tematu pracy. Opisano alternatywne rozwiązania problemu obniżenia tętnień momentu elektromagnetycznego maszyny indukcyjnej zawarte w literaturze światowej. W początkowej części rozdziału autor skupia się na przedstawieniu analizy tematu dokonanej przez autora publikacji , dodając później swoje uwagi i własne propozycje poszerzające spojrzenie na podjęty problem. Wskazuje też, że podejście do tematyki badawczej zawarte w niniejszej pracy plasuje się poza powszechnym trendem badawczym. Autor pracy w niniejszym rozdziale zwraca szczególną uwagę na rozwiązania problematyki wprowadzające współczynnik wypełnienia ("duty ratio –  $\delta$ ") , . Koncepcja opisana w publikacji , polegająca na regulacji średniej długości wektora aktywnego napięcia w czasie przełączeń ("switching time") przy wykorzystaniu współczynnika wypełnienia jest niezwykle istotna, ponieważ ostatecznie można sprowadzić ją do idei regulacji wartości napięcia zasilania dwupoziomowego falownika napięcia.

Rozpoczynając rozdział 6. Koncepcja i metoda autora – opis teoretyczny autor wyjaśnia, dlaczego dostosowanie wartości napięcia zasilania falownika powoduje obniżenie tętnień momentu elektromagnetycznego maszyny indukcyjnej. Przedstawia wyniki symulacji układu sterowania maszyną indukcyjną metodą DTC w środowisku Matlab/Simulink. Następnie opisuje koncepcje układu umożliwiającego zmniejszenie tętnień momentu elektromagnetycznego, dzięki której stworzono algorytm służący do tego celu. Na podstawie sformułowanego algorytmu zamodelowano przykładowy układ sterowania maszyną

indukcyjną metodą DTC–MD i przedstawiono wyniki symulacji jej pracy. Na zakończenie porównano je z wynikami uzyskanymi dla metody DTC.

W rozdziale 7. Podsumowanie autor podsumowuje efekty swojej pracy. Przypomina, że istnieje możliwość ograniczenia składowej przemiennej momentu elektromagnetycznego dla metody DTC poprzez odpowiednie dostosowanie wartości napięcia zasilania falownika dwupoziomowego, czego dowiódł w rozdziałach poprzednich. Prezentuje także rezultaty obliczeń charakterystycznych wielkości związanych z tętnieniami momentu uzyskanych dla metod DTC i DTC–MD. Porównując wyniki dla obu metod autor stwierdza, że w rzeczywistości wykorzystanie zaproponowanych przez niego rozwiązań powinno poprawić niezawodność maszyny indukcyjnej.

- 4. Opis ), czego skutkiem jest zmniejszenie szybkości zmian wektora  $\vec{\psi}_s(t)$  z równania 5.

Porównując dalej wyniki symulacji pracy silnika indukcyjnego sterowanego metodą DTC (rozdział 6.1. Koncepcja układu umożliwiającego wykrycie zmiany momentu zadanego maszyny sterowanej w metodzie DTC) z rezultatami symulacji pracy silnika indukcyjnego sterowanego metodą DTC–MD (bieżący rozdział) zauważyć można także, iż:

- większość wyników obliczeń długości poszczególnych przedziałów czasu, dla których sygnał momentu był większy od wartości zadanej, przedstawionych na rysunku 30 (układ sterowania maszyną indukcyjną metodą DTC) osiągnęła wartości około  $0,9 \cdot 10^{-4}$  sekundy. Natomiast wspomniane wyniki obliczeń w przypadku rysunku 62 (układ sterowania maszyną indukcyjną metodą DTC–MD) pokazują, że osiągnięte wartości przeważnie plasują się poniżej  $0,9 \cdot 10^{-4}$  sekundy. Wynika z tego, że długości poszczególnych przedziałów czasu, dla których sygnał momentu był większy od wartości zadanej w metodzie proponowanej przez autora pracy zostały skrócone w stosunku do metody DTC w rozpatrywanym przypadku;
- wyniki obliczeń długości poszczególnych przedziałów czasu, dla których sygnał momentu był mniejszy od wartości zadanej w przypadku pracy układu sterowania maszyną indukcyjną metodą DTC–MD z rysunku 64 osiągają zróżnicowane wartości, które w większości zawierają się w przedziale od  $0,7 \cdot 10^{-4}$  sekundy do  $1 \cdot 10^{-3}$  sekundy. Wyniki tych obliczeń w przypadku pracy układu sterowania maszyną indukcyjną metodą DTC (rysunek 32) są mniej zróżnicowane w stosunku do powyżej wspomnianego przypadku i osiągają wartości w okolicach  $1,7 \cdot 10^{-4}$  sekundy. Wynika z tego, że

przedziały czasu, dla których sygnał momentu jest mniejszy od wartości zadanej w układzie zaproponowanym przez autora, mogą być krótsze lub dłuższe od przedziałów uzyskiwanych z metody DTC.

Powyższe porównania zostały wykonane dla układów przy identycznym ustawieniu wszystkich parametrów dostępnych w modelu DTC (rozdział 6.1. Koncepcja układu umożliwiającego wykrycie zmiany momentu zadanego maszyny sterowanej w metodzie DTC). W takim przypadku w przedziałach czasu, w których w modelu z metodą DTC prędkość obrotowa wirnika była utrzymywana w okolicach stałej wartości, w modelu zaproponowanym przez autora pracy prędkość ta wzrastała w dwóch pierwszych przedziałach czasu.

Wobec powyższego, aby uzyskać pełną informację o wpływie zastosowania przez autora pracy dodatkowych układów do modelu DTC, należy porównać oba modele także w przypadku, gdy w pewnych przedziałach czasu zbliżone do siebie będą przebiegi prędkości obrotowych przy stałych wartościach napięcia (wartość napięcia w metodzie z propozycją autora będzie niższa lub równa wartości napięcia w metodzie DTC).

Ma to istotne znaczenie dla wykazania prawdziwości tezy niniejszej pracy.

Aby to osiągnąć, konieczne będzie dostosowanie: czasów wystąpienia wartości momentu zadanego, przebiegu zadanego momentu roboczego i czasu symulacji. Dostosowanie to umożliwi uzyskanie w obu układach zbliżonych przebiegów prędkości obrotowych przy stałych wartościach napięcia zasilania falownika, a co za tym idzie szczegółową ocenę wartości tętnień momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej.

Tab. 5. Ustawiony moment roboczy maszyny sterowanej dla danej chwili czasu

Czas ustawienia wartości momentu roboczego [s]	0	0.01	0.52	1.2	1.3	5.9
Wartość momentu roboczego [Nm]	0	35	348.2	700	114.33	707.5

Tab. 6 Ustawiony zadany moment elektromagnetyczny maszyny sterowanej

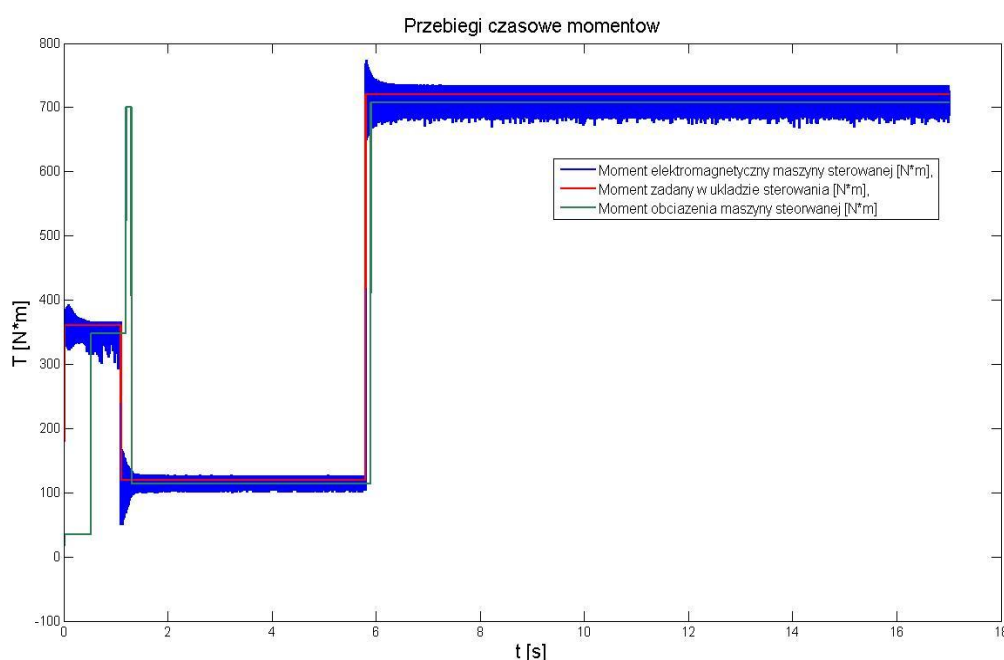
Czas ustawienia wartości zadanej momentu elektromagnetycznego [s]	0	0.01	1.1	5.8
Wartość momentu zadanego [N·m]	0	360	120	720

Tabela 5 przedstawia dostosowane wartości momentu roboczego i czasy ich wystąpienia. Czas symulacji pracy układu sterowania maszyną indukcyjną metodą DTC–MD wydłużono do siedemnastu sekund.

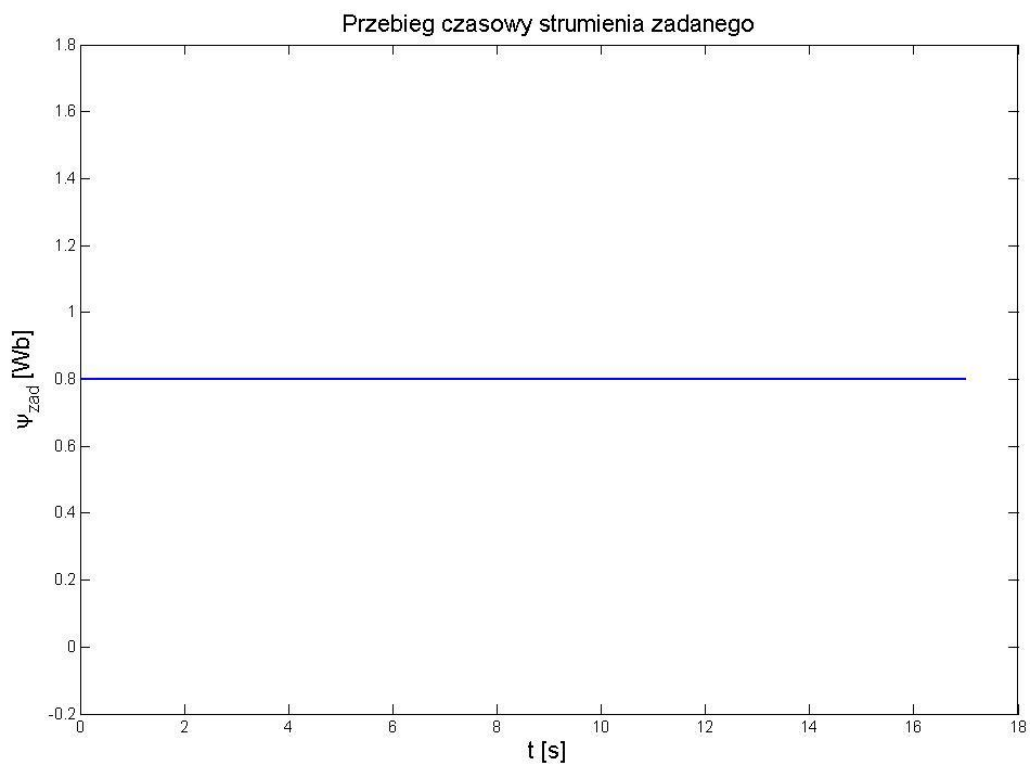
Tabela 6 prezentuje dostosowane czasy występowania określonych wartości momentu zadanego. Na podstawie tabeli 6 stwierdzić można, że wartości momentu zadanego oraz ich ilość nie zmieniły się względem tabeli 3. Zmiana wartości momentu zadanego jest skokowa i występuje tylko w czasach ujętych w tej tabeli.

Wyniki symulacji pracy układu sterowania maszyną indukcyjną metodą DTC–MD dla momentów zadanych zgodnie z tabelami 5 i 6 oraz czasu symulacji wynoszącego 17 sekund przedstawiają rysunki 73, 74, 75, 76, 77.

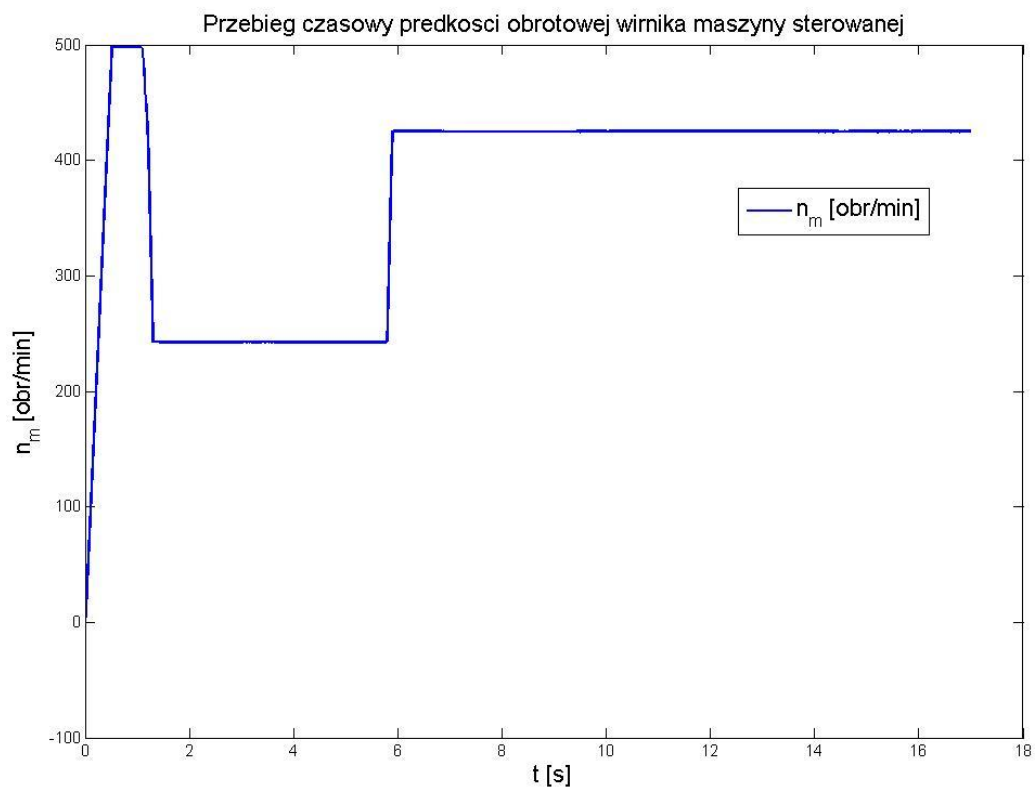
Zaprezentowane wyniki symulacji uzyskano bez zmian pozostałych wartości zadanych, współczynników modelu i parametrów symulacji układu sterowania maszyną indukcyjną metodą DTC–MD przedstawionego powyżej w niniejszym rozdziale.



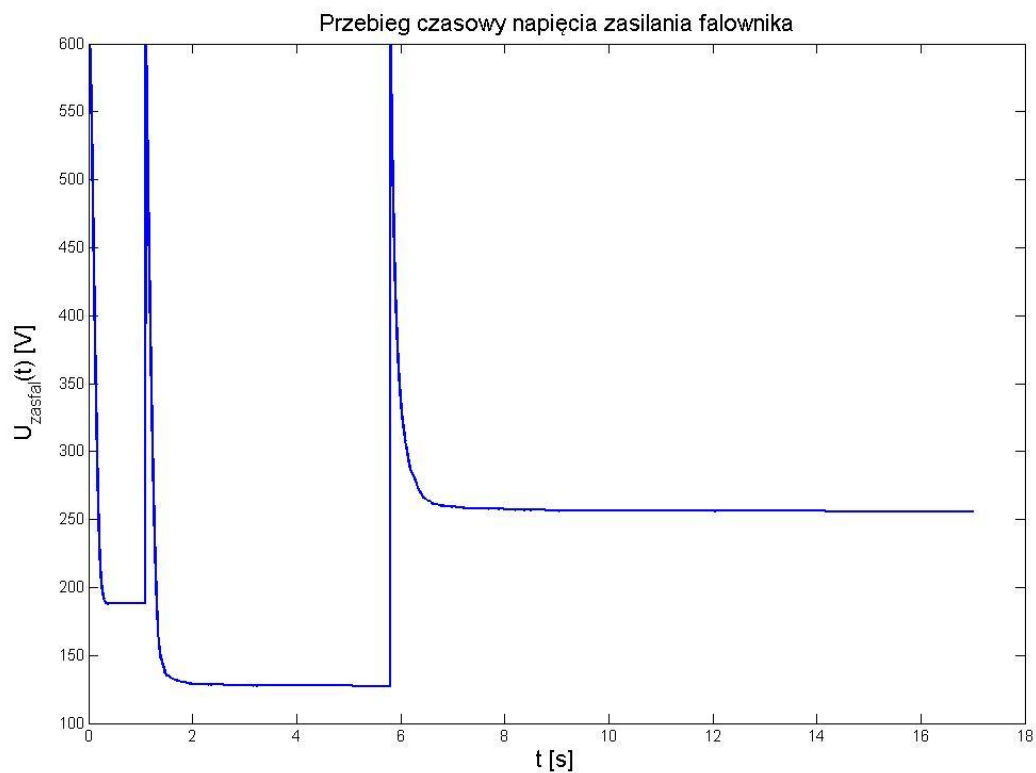
Rys. 73. Przebiegi czasowe momentów maszyny sterowanej w metodzie DTC–MD, przy zasilaniu falownika napięcia ze sterowanego idealnego źródła napięcia stałego; kolor czerwony – moment zadany w układzie sterowania, kolor niebieski – moment elektromagnetyczny maszyny sterowanej, kolor zielony – moment roboczy maszyny sterowanej



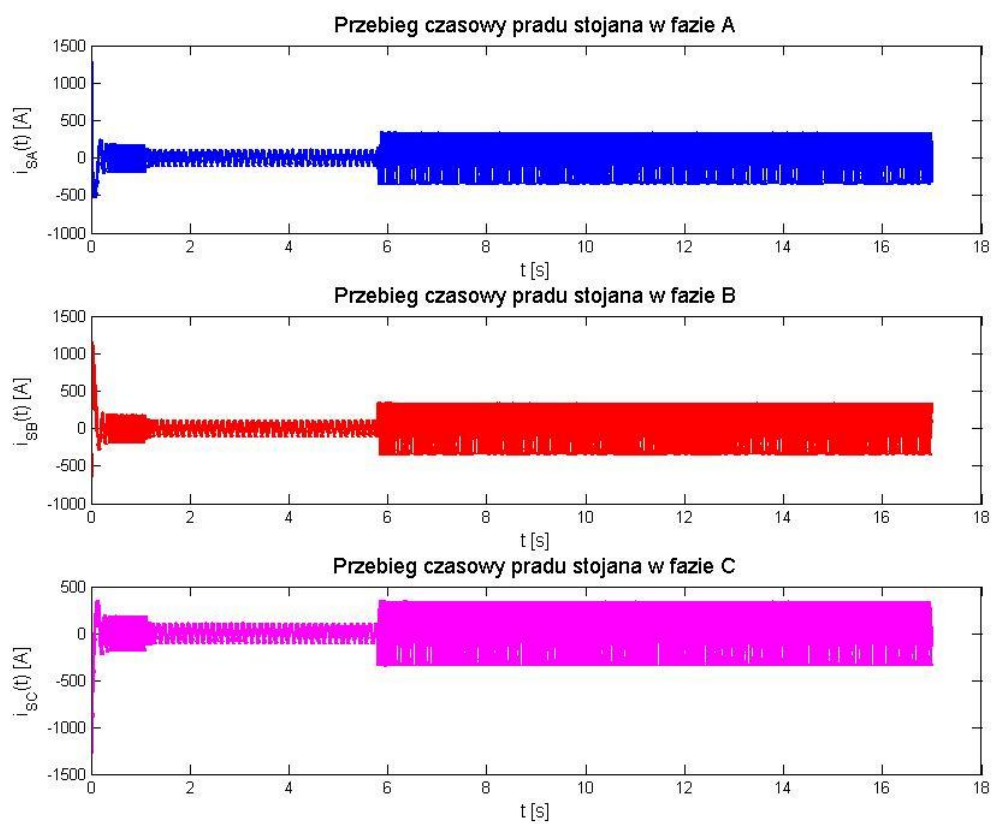
Rys. 74. Przebieg czasowy wartości strumienia zadanego



Rys. 75. Przebieg czasowy prędkości obrotowej maszyny sterowanej



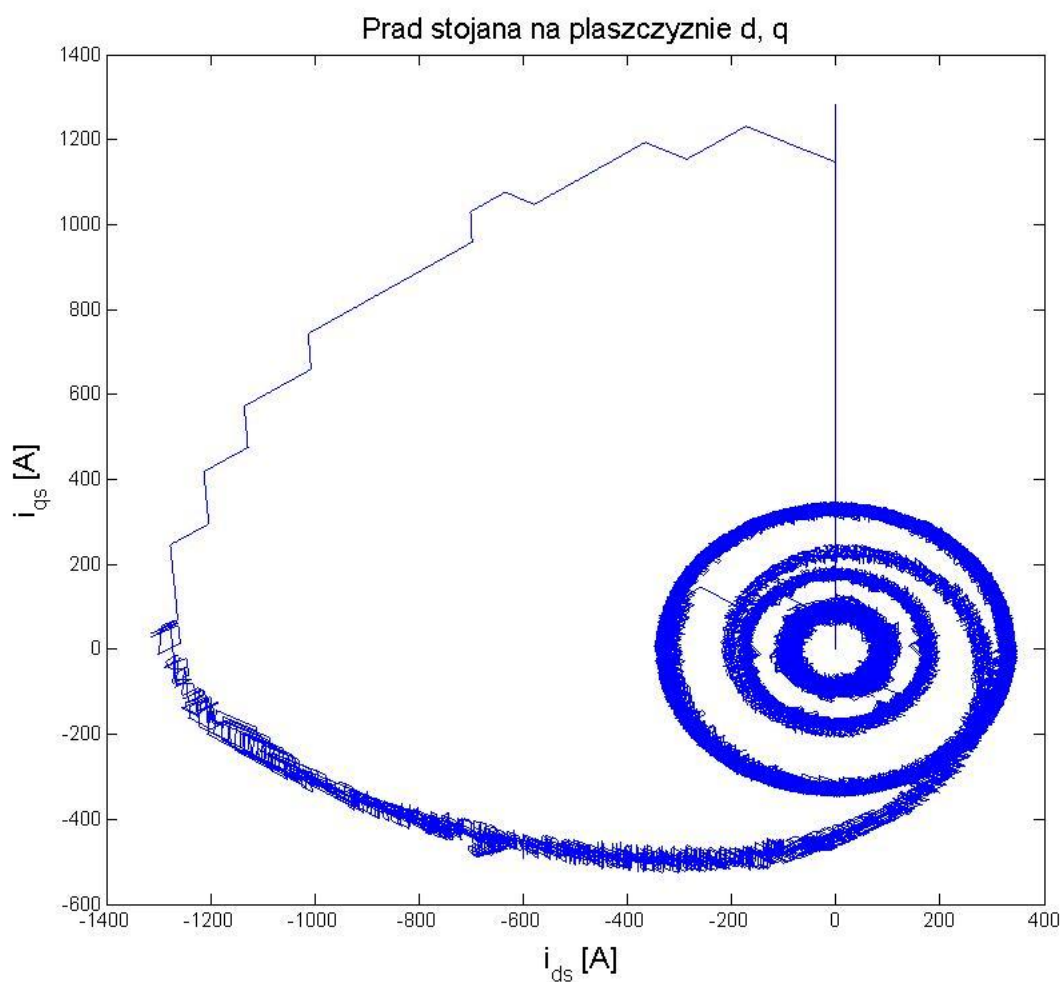
Rys. 76. Przebieg czasowy napięcia zasilania falownika napięcia



Rys. 77. Przebiegi czasowe prądów w fazach A, B, C stojana maszyny sterowanej

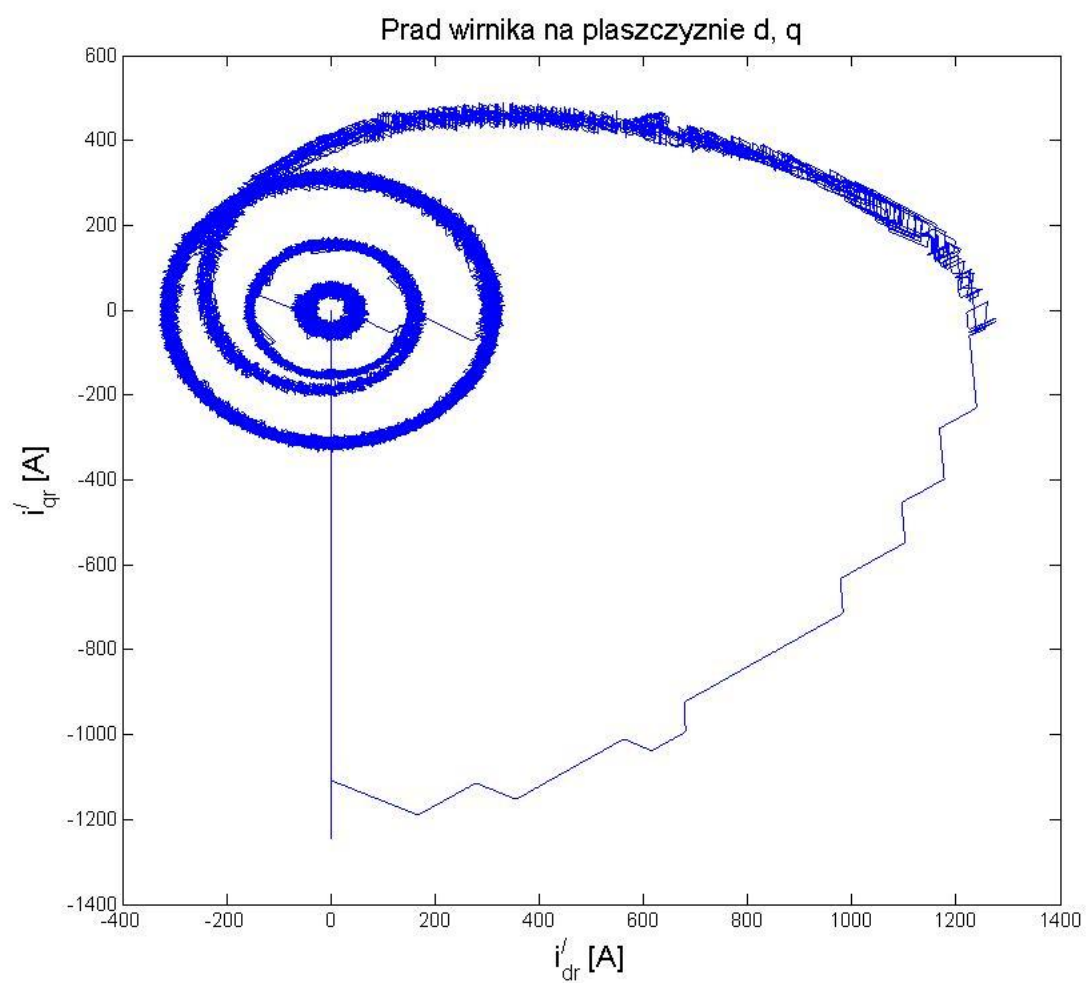
Na podstawie symulacji otrzymano również:

- ❖ przebieg prądu stojana na płaszczyźnie  $d, q$  (rysunek 78),
- ❖ przebieg prądu wirnika na płaszczyźnie  $d, q$  (rysunek 79),
- ❖ przebieg napięcia stojana na płaszczyźnie  $d, q$  (rysunek 80),
- ❖ przebieg strumienia magnetycznego stojana na płaszczyźnie  $d, q$  (rysunek 81),
- ❖ przebieg strumienia magnetycznego wirnika na płaszczyźnie  $d, q$  (rysunek 82).



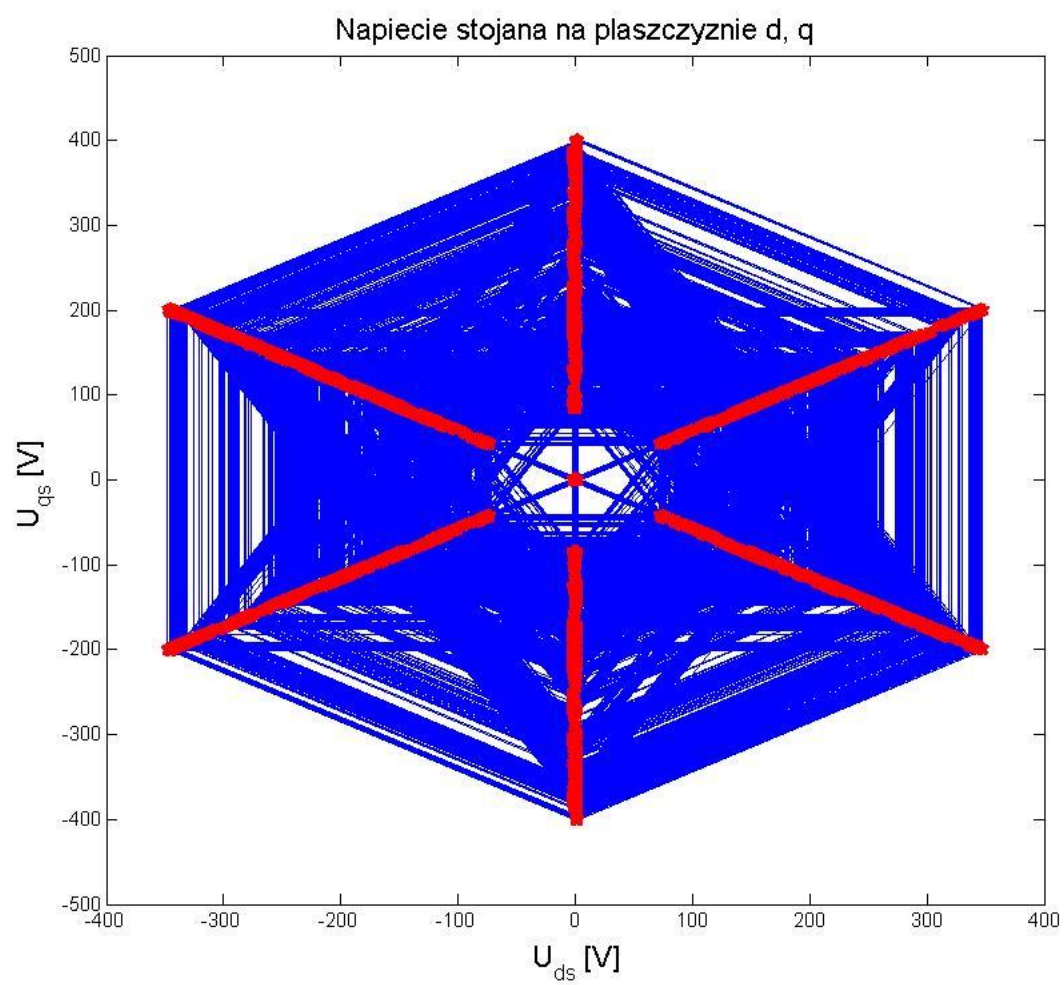
Rys. 78. Przebieg prądu stojana na płaszczyźnie  $d, q$



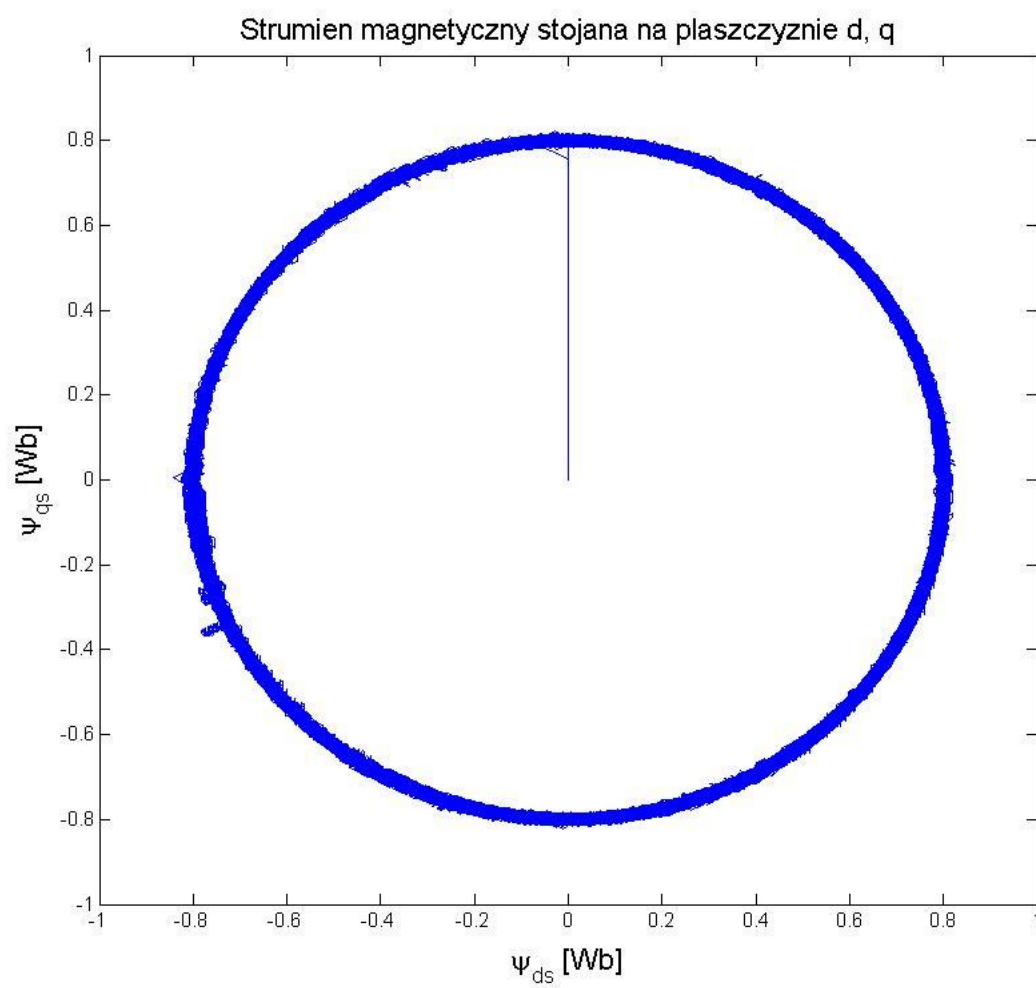


Rys. 79. Przebieg prądu wirnika na płaszczyźnie  $d, q$

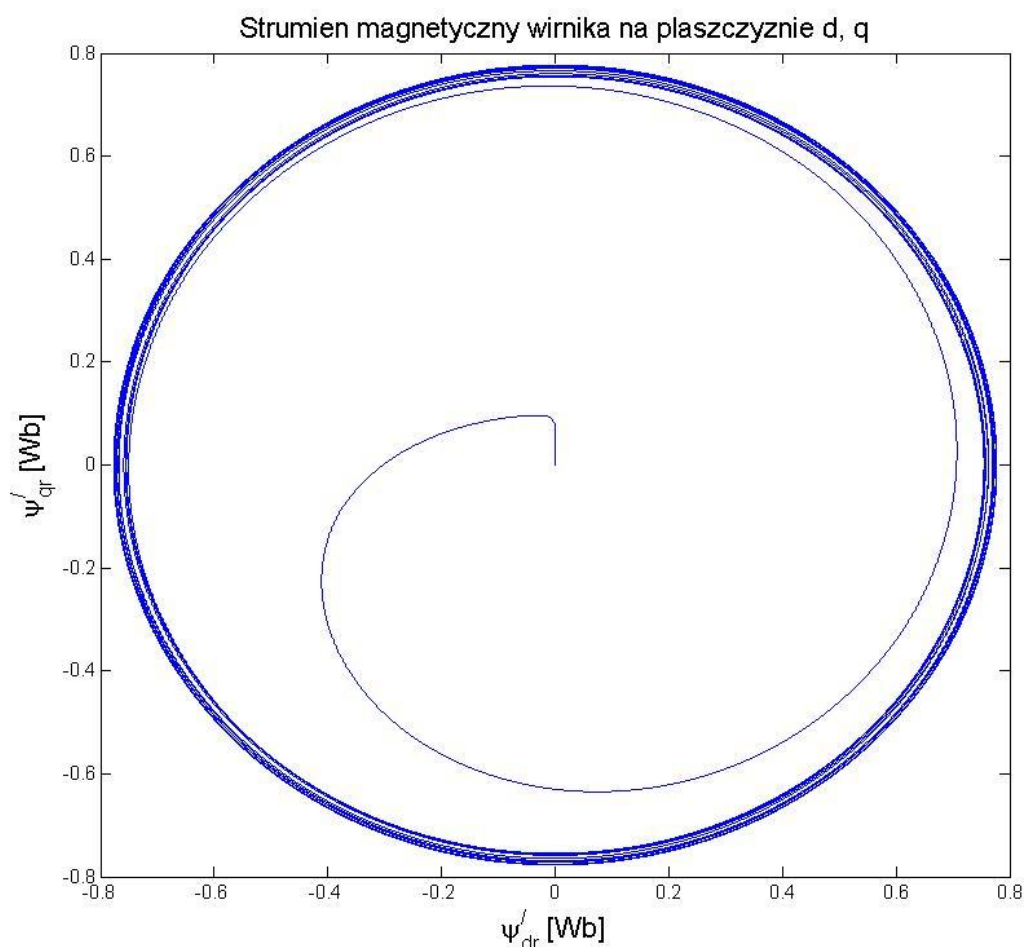




Rys. 80. Przebieg napięcia stojana na płaszczyźnie  $d, q$



Rys. 81. Przebieg strumienia magnetycznego stojana na płaszczyźnie  $d, q$

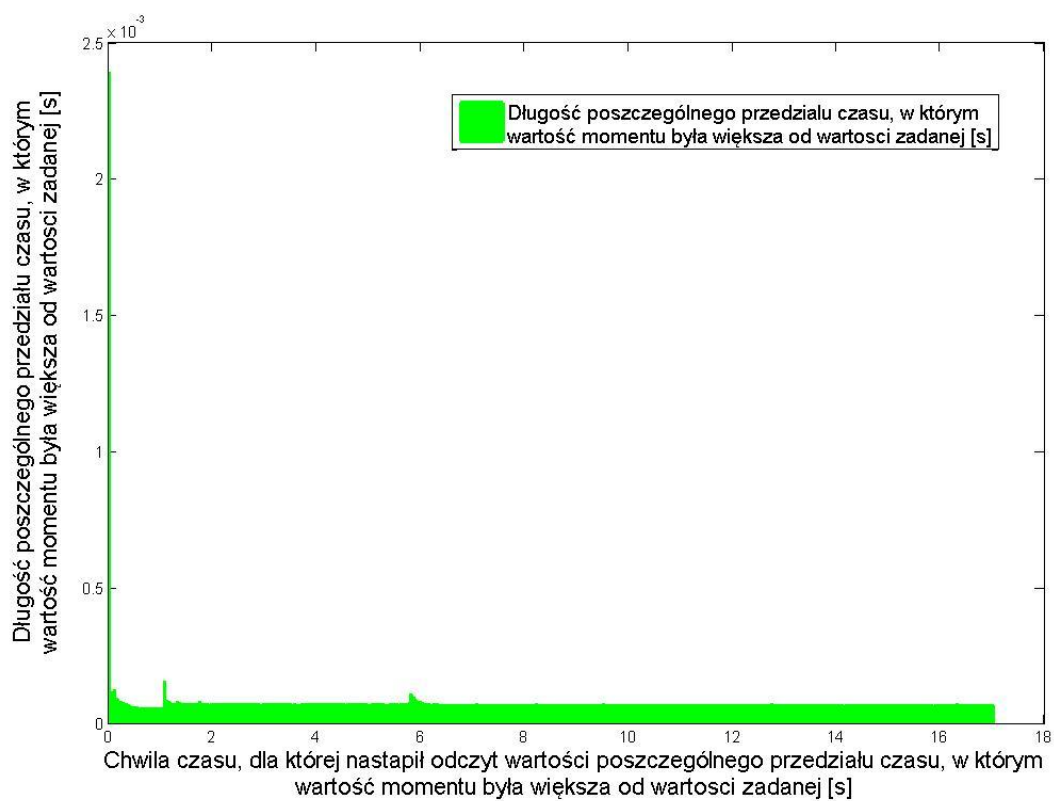


Rys. 82. Przebieg strumienia magnetycznego wirnika na płaszczyźnie  $d, q$

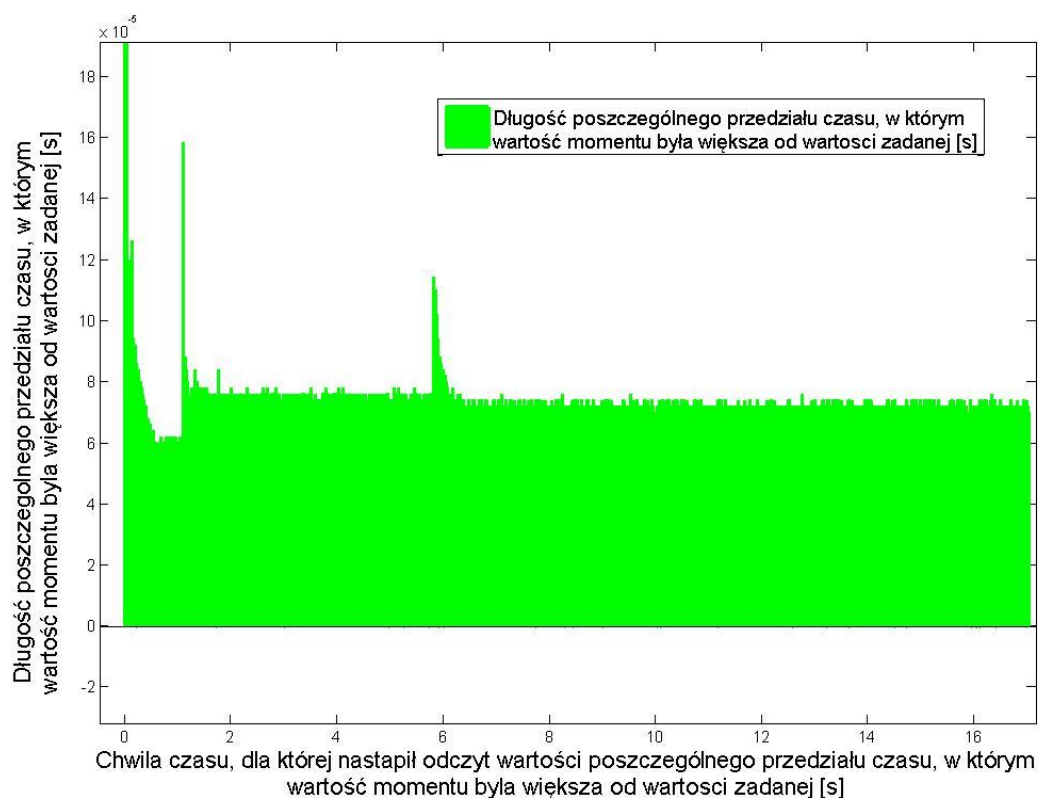
Otrzymane wyniki symulacji, podobnie jak w rozdziale 6.1. Koncepcja układu umożliwiającego wykrycie zmiany momentu zadanego maszyny sterowanej w metodzie DTC, posłużyły również do:

- ✓ obliczeń długości poszczególnych przedziałów czasu, dla których sygnał momentu był większy lub też mniejszy od wartości zadanej,
- ✓ obliczeń największych i najmniejszych wartości momentów, które wystąpiły w tych poszczególnych przedziałach czasu dla czasów symulacji, gdy prędkość obrotowa maszyny sterowanej utrzymywana była w okolicach stałej wartości.

Rysunki 83, 84 przedstawiają wyniki obliczeń długości poszczególnych przedziałów czasu, dla których sygnał momentu był większy od wartości zadanej.

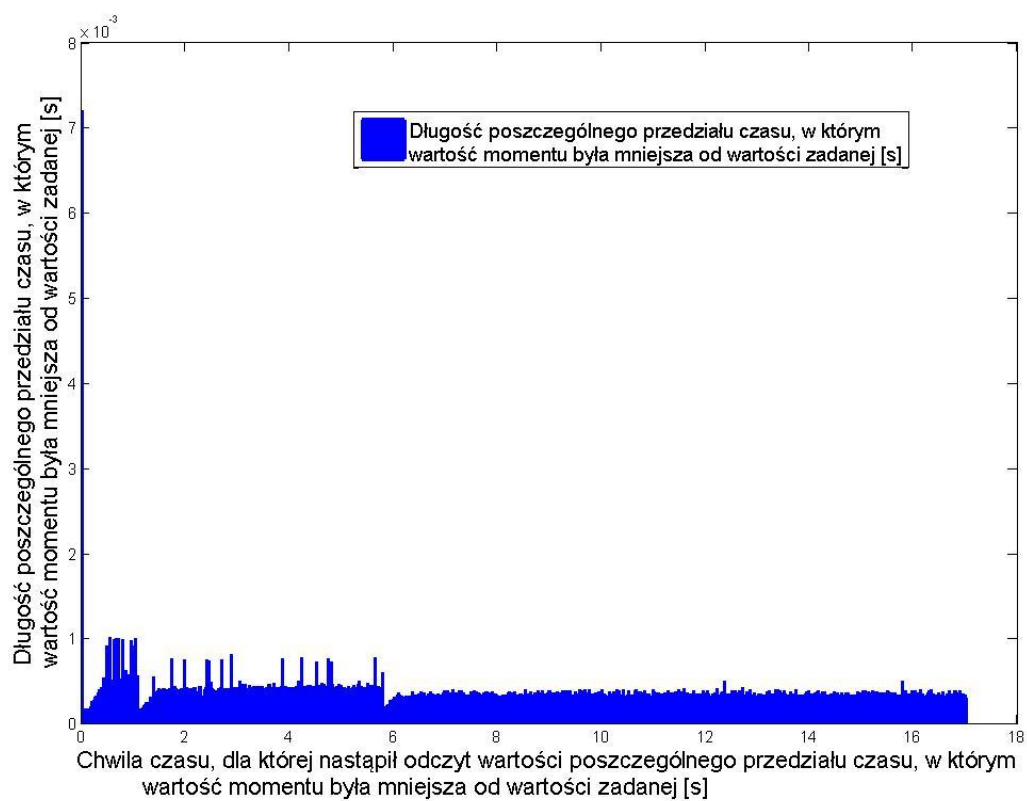


Rys. 83. Wyniki obliczeń długości poszczególnych przedziałów czasu, dla których wartość momentu maszyny sterowanej była większa od wartości zadanej, wykonane dla całego czasu symulacji

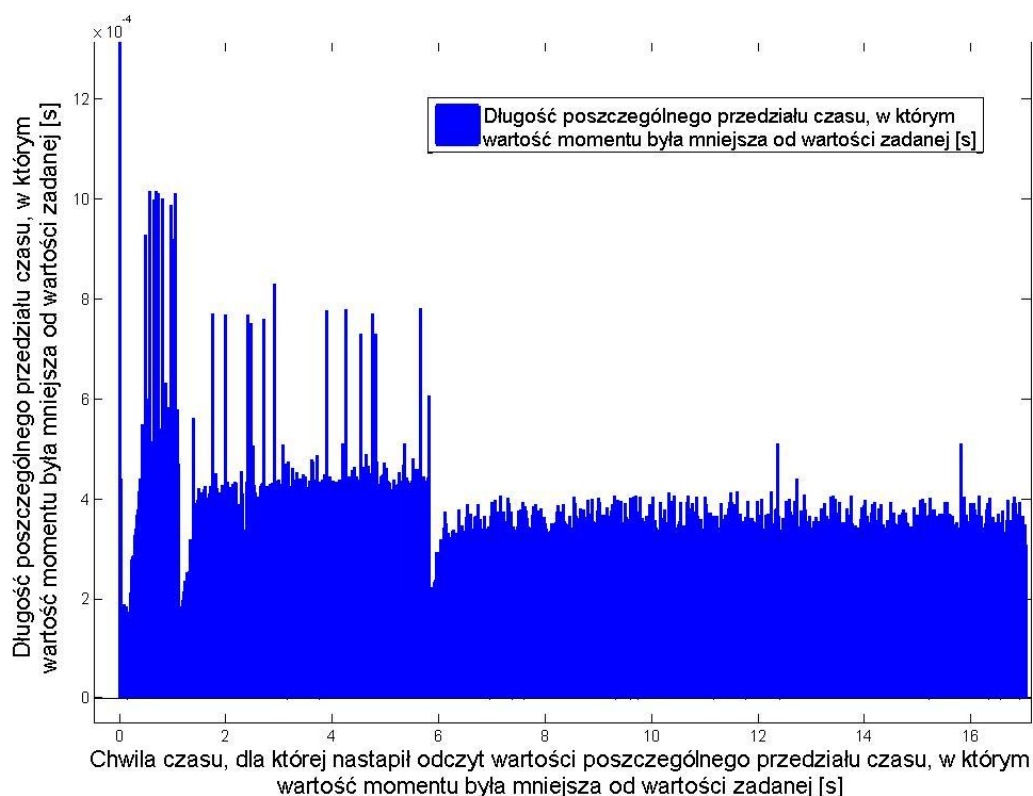


Rys. 84. Powiększony fragment wykresu przedstawiającego wyniki obliczeń długości poszczególnych przedziałów czasu, dla których wartość momentu maszyny sterowanej była większy od wartości zadanej

Rysunki 85 i 86 przedstawiają wyniki obliczeń długości poszczególnych przedziałów czasu, dla których sygnał momentu był mniejszy od wartości zadanej.



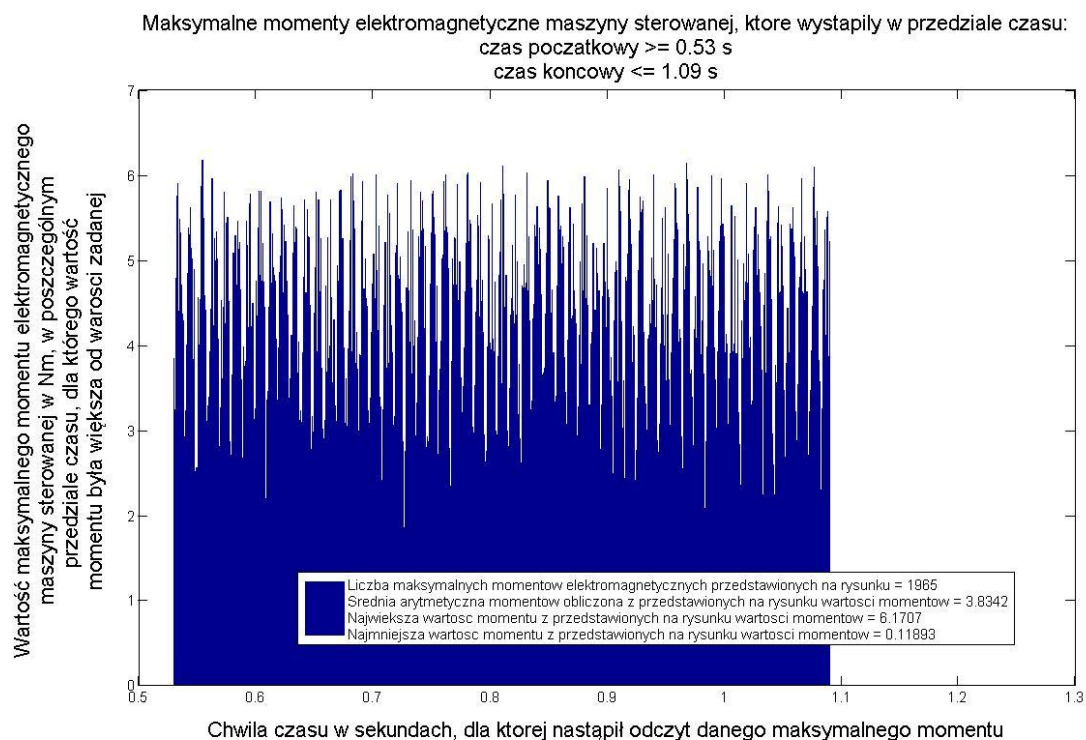
Rys. 85. Wyniki obliczeń długości poszczególnych przedziałów czasu, dla których sygnał momentu był mniejszy od wartości zadanej, wykonane dla całego czasu symulacji



Rys. 86. Powiększony fragment wykresu przedstawiającego wyniki obliczeń długości poszczególnych przedziałów czasu, dla których sygnał momentu był mniejszy od wartości zadanej

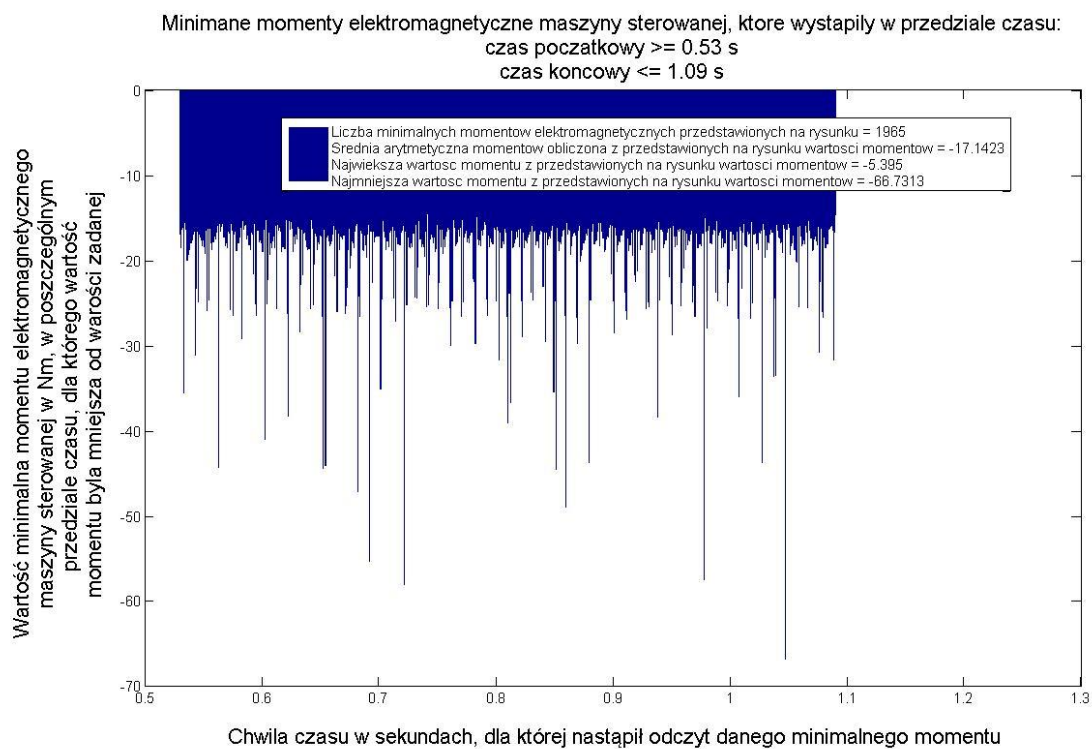
Rysunki 87, 89, 91 przedstawiają wyniki obliczeń największych wartości momentów, które wystąpiły w poszczególnych przedziałach czasu. W tych przypadkach wartość momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej była większa od wartości zadanej kolejno dla czasów symulacji: od 0,53 s do 1,09 s, od 5,15 s do 5,73 s, od 15,50 s do 16,04 s. Były to czasy symulacji, w których prędkość obrotowa maszyny sterowanej utrzymywana była w okolicach stałej wartości, przy stałej wartości napięcia zasilania falownika.

Rysunki 88, 90, 92 przedstawiają wyniki obliczeń najmniejszych wartości momentów, które wystąpiły w poszczególnych przedziałach czasu. W tych przypadkach wartość momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej była mniejsza od wartości zadanej kolejno dla czasów symulacji: od 0,53 s do 1,09 s, od 5,15 s do 5,73 s, od 15,50 s do 16,04 s. Były to czasy symulacji, w których prędkość obrotowa maszyny sterowanej utrzymywana była w okolicach stałej wartości, przy stałej wartości napięcia zasilania falownika.

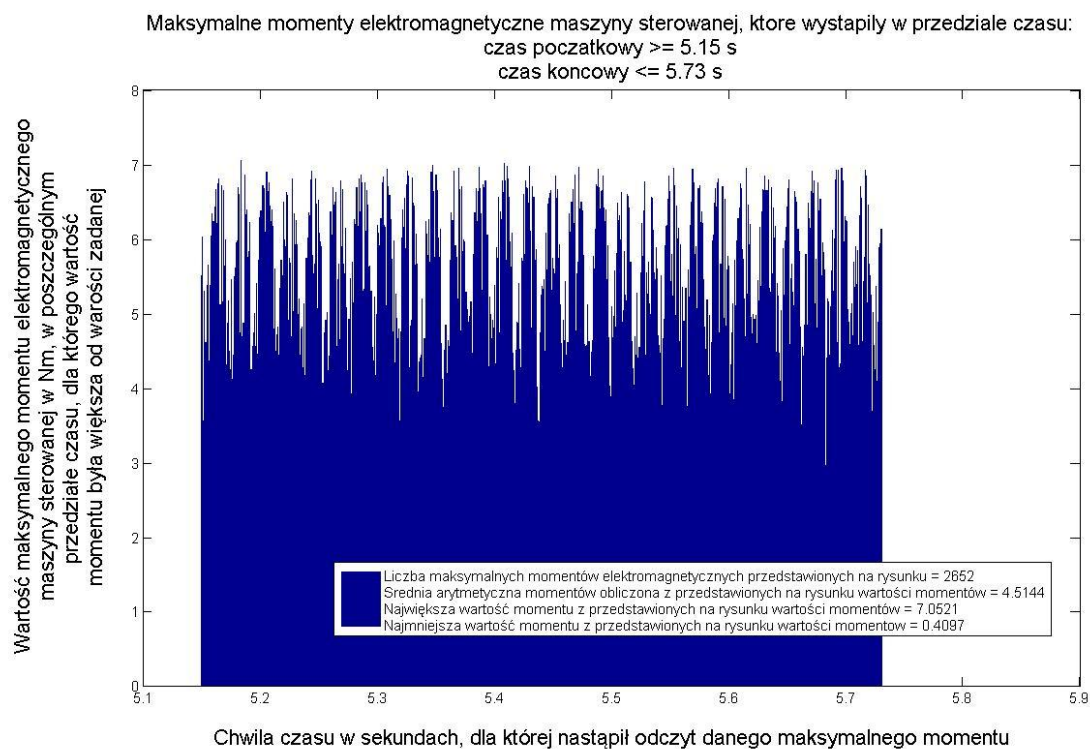


Rys. 87. Wyniki obliczeń największych wartości momentów, które wystąpiły w poszczególnych przedziałach czasu, dla których wartość momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej była większa od wartości zadanej dla czasu symulacji od 0,53 sekundy do 1,09 sekundy

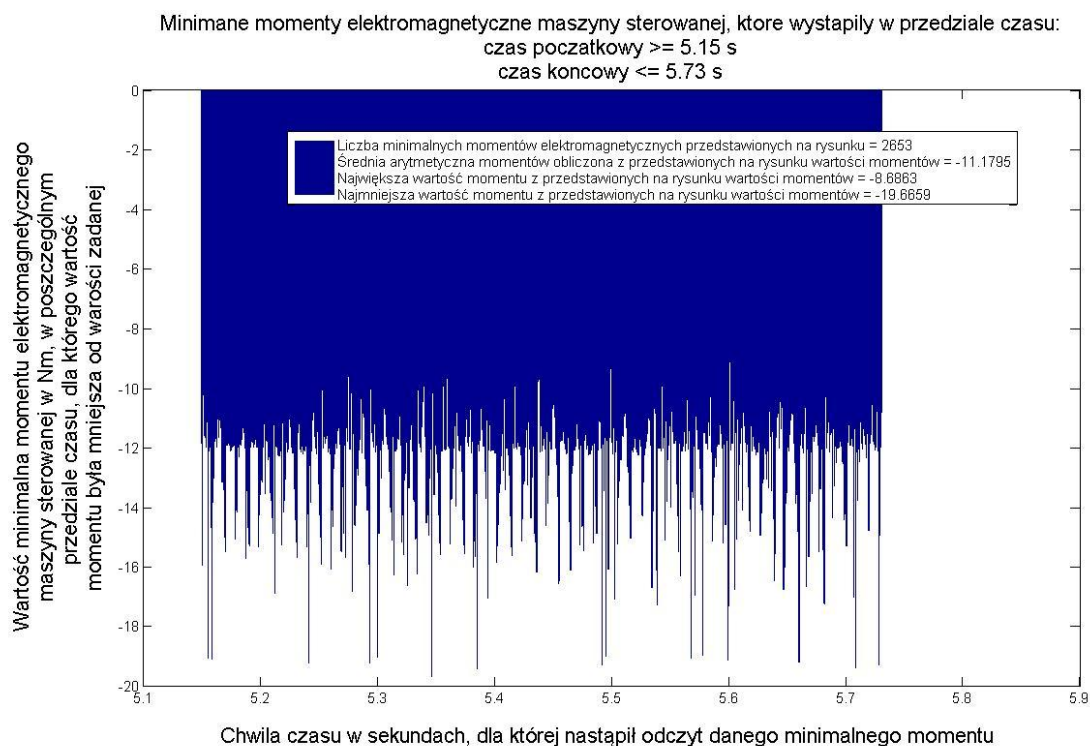




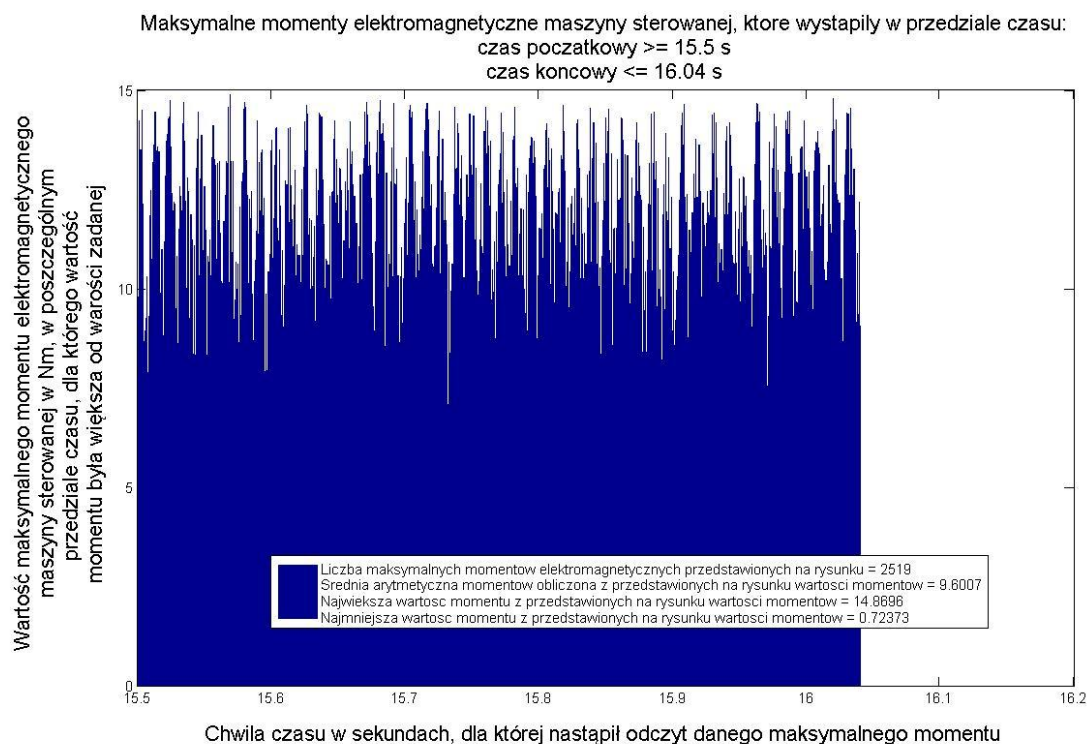
Rys. 88. Wyniki obliczeń najmniejszych wartości momentów, które wystąpiły w poszczególnych przedziałach czasu, dla których wartość momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej była mniejsza od wartości zadanej dla czasu symulacji od 0,53 sekundy do 1,09 sekundy



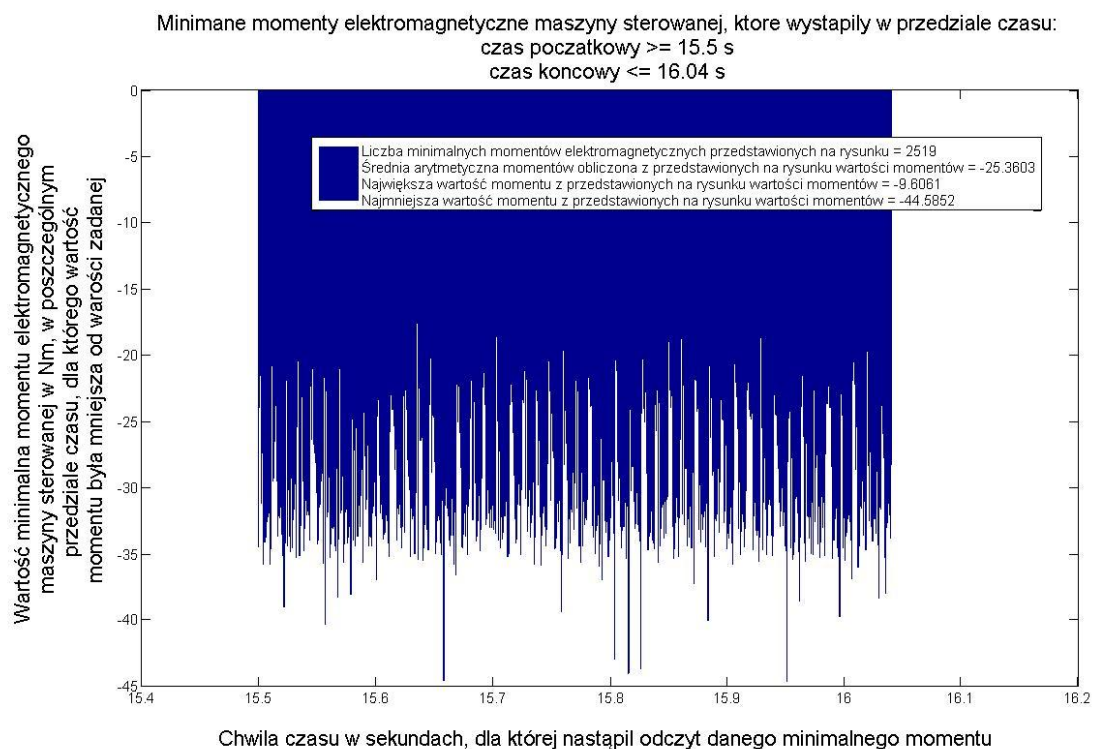
Rys. 89. Wyniki obliczeń największych wartości momentów, które wystąpiły w poszczególnych przedziałach czasu, dla których wartość momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej była większa od wartości zadanej dla czasu symulacji od 5,15 sekundy do 5,73 sekundy



Rys. 90. Wyniki obliczeń najmniejszych wartości momentów, które wystąpiły w poszczególnych przedziałach czasu, dla których wartość momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej była mniejsza od wartości zadanej dla czasu symulacji od 5,15 sekundy do 5,73 sekundy

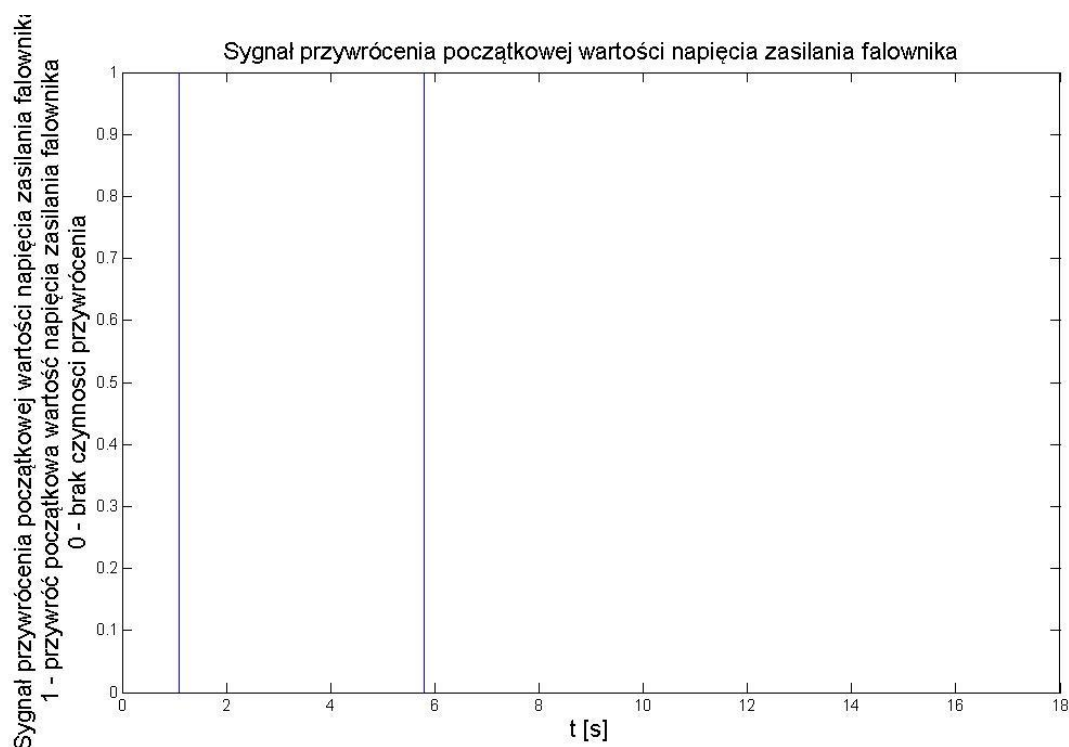


Rys. 91. Wyniki obliczeń największych wartości momentów, które wystąpiły w poszczególnych przedziałach czasu, dla których wartość momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej była większa od wartości zadanej dla czasu symulacji od 15,5 sekundy do 16,04 sekundy



Rys. 92. Wyniki obliczeń najmniejszych wartości momentów, które wystąpiły w poszczególnych przedziałach czasu, dla których wartość momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej była mniejsza od wartości zadanej dla czasu symulacji od 15,5 sekundy do 16,04 sekundy

Rysunek 93 przedstawia wyniki pracy układu detekcji zmian momentu zadanego w układzie sterowania dla wykonanej symulacji.



Rys. 93. Wyniki pracy układu detekcji zmian momentu zadanego w układzie sterowania dla wykonanej symulacji

## 7. Podsumowanie

Stała wartość napięcia zasilania dwupoziomowego przekształtnika napięcia wykorzystywana w metodzie DTC sterowania maszyną indukcyjną powoduje, że liczba generowanych wektorów napięcia  $\vec{u}_s(t)$  jest ograniczona do ośmiu. Na podstawie tego faktu stwierdza się, że możliwości modyfikacji algorytmów zmian tych wektorów są również ograniczone. Zostało to także podkreślone w publikacji [2, p. 17]: "stąd zwykle polepszenie jednych właściwości odbywa się kosztem pogorszenia innych".

Sytuacja, w której liczba generowanych wektorów napięcia  $\vec{u}_s(t)$  jest ograniczona do ośmiu ulega zmianie, gdy maszyna elektryczna zasilana jest z przekształtnika mocy, którego długości generowanych wektorów są dostosowywane odpowiednio do warunków panujących w układzie sterowania, czy też w obiekcie sterowanym. Przypadek taki uniemożliwia zmianę położenia początków wektorów napięcia oraz ich kierunku względem wektorów napięcia generowanych przez dwupoziomowy przekształtnik napięcia zasilany z nieregulowanego źródła napięcia stałego. Niemniej jednak umożliwia on zmianę długości wspomnianych wektorów napięcia  $\vec{u}_s(t)$ , czego skutkiem jest możliwość dostosowania odpowiednich

szybkości zmian chwilowego kierunku i długości wektora strumienia stojana  $\vec{\psi}_s(t)$  z równania 4. Szybkości tych zmian przekładają się na chwilowe zmiany momentu elektromagnetycznego, opisanego przez równanie 10.

Fakty te uzasadniają tezę pracy, która brzmi: "istnieje możliwość ograniczenia składowej przemiennej momentu elektromagnetycznego dla metody DTC poprzez odpowiednie dostosowanie wartości napięcia zasilania falownika dwupoziomowego".

Udowodnienie tej tezy wymaga jednak opracowania odpowiednich koncepcji dostosowania wartości napięcia zasilania falownika napięcia dla istniejącego już modelu sterowania maszyną indukcyjną przy pomocy metody DTC. Należy przy tym zaznaczyć, że koncepcje zaproponowane w pracy obejmowały między innymi możliwość pracy maszyny w stanach dynamicznych, co uniemożliwiło przedstawienie ścisłego rozwiązania zagadnienia poprzez zaprezentowanie odpowiedniego dowodu tezy opartego o aparat matematyczny.

Pomimo tak zawilego zagadnienia wyjaśniono teoretycznie tezę pracy. Teoretyczne wyjaśnienie, dlaczego istnieje możliwość ograniczenia składowej przemiennej momentu elektromagnetycznego dla metody DTC-ST poprzez odpowiednie dostosowanie wartości napięcia zasilania falownika dwupoziomowego zostało przedstawione w rozdziale 6.

Tezę pracy postanowiono też udowodnić symulacyjnie. Jako układ do celów badawczych wybrano istniejący model symulacyjny występujący w publikacjach krajowych, jak i zagranicznych [10], [19], [20]. Został on zaproponowany i wdrożony przez H. Blanchette, L.-A. Dessaint z Ecole de technologie superieure (Montreal).

Układ ten dostosowano między innymi w taki sposób, by był zasilany jak pojazd trakcyjny tramwajowy, przy czym wartość napięcia zasilania układu założono jako czasowo niezmienniczą.

Wykorzystując dostosowany układ wykonano symulacje pracy maszyny indukcyjnej sterowanej za pomocą metody DTC, w której falownik napięcia był zasilany z idealnego źródła napięcia stałego o stałej, niezmienniczej się w czasie wartości wynoszącej 600 V.

Wyniki te zaprezentowano w rozdziale 6.1. Stanowiły one podstawę do porównania zasymulowanej pracy układu napędowego opartej o metodę sterowania wektorowego DTC z zasymulowaną pracą układu napędowego uwzględniającą koncepcje rozwoju tej metody proponowanej przez autora pracy.

Koncepcje rozwoju metody zostały sformułowane w sposób umożliwiający udowodnienie tezy pracy. Uwzględniały one propozycję układu pozwalającego na wykrycie zmiany momentu zadanego maszyny sterowanej w metodzie DTC (rozdział 6.1), którego docelowymi zadaniami są:



➤ wykrycie zmiany momentu zadanego, a następnie wysłanie odpowiedniego sygnału (sygnał "1") do układu sterowania napięciem zasilania falownika dwupoziomowego,

➤ nadzorowanie poprawności pracy układu sterowania maszyny napędowej sterowanej metodą DTC–MD i w przypadku wystąpienia niewystarczającej wartości napięcia zasilania falownika wysłanie odpowiedniego sygnału (sygnał 1) do układu sterowania napięciem zasilania falownika.

Koncepcje zawierały również propozycję układu sterowania napięciem zasilania falownika. Propozycja ta została opracowana na podstawie algorytmu obniżenia wartości tętnień momentu elektromagnetycznego maszyny indukcyjnej w układzie sterowania wektorowego DTC w stanach, w których prędkość obrotowa maszyny sterowanej utrzymywana jest w okolicach stałej wartości (Rys. 42). Uwzględniała ona połączenie pracy układu umożliwiającego wykrycie zmiany momentu zadanego maszyny sterowanej w metodzie DTC (rozdział 6.1) z pracą układu sterowania napięciem zasilania falownika, którego idea została opisana w rozdziale 6.2.

Wspomniane propozycje rozwoju metody sterowania DTC pozwoliły na zapis równań 14, 22, 23a, 23b, 24, 25a, 25b, 25c uwzględniających sprzężenie zwrotne od sygnału wyjściowego układu wykrywania zmiany momentu zadanego maszyny sterowanej (Rozdział 6.4). Jest to jedna z wielu możliwości realizacji układu opartego o wspomniany powyżej algorytm. Umożliwiła ona obliczenie zadanej dostosowanej wartości napięcia zasilania falownika napięcia w bieżącym dyskretnym czasie pracy układu sterowania metodą DTC–MD.

Na podstawie równań 14, 22, 23a, 23b, 24, 25a, 25b, 25c opracowano modele dodatkowych bloków w środowisku Matlab/Simulink, które jednocześnie zostały wykonane zgodnie z założeniami opisanymi w rozdziale 2. Cel i zakres pracy.

Bloki te wprowadzono do dostosowanego modelu układu sterowania maszyną indukcyjną poprzez metodę sterowania DTC, z którego wcześniej uzyskano wzorcowe wyniki symulacji pracy tego układu.

Realizację w środowisku Matlab/Simulink modelu układu sterowania maszyną indukcyjną poprzez metodę sterowania DTC–MD przedstawiono w rozdziale 6.4. Rozdział ten zawiera także wyniki symulacji układu sterowania maszyną indukcyjną poprzez metodę sterowania DTC–MD przy identycznym ustawieniu wszystkich parametrów dostępnych w modelu DTC, lecz z dodatkowymi ustawieniami układu proponowanego przez autora pracy, których nie ma możliwości wprowadzenia do modelu z rozdziału 6.1. Dzięki takiemu



zabiegowi zaistniała możliwość porównania pracy maszyny sterowanej poprzez metodę DTC z pracą tej maszyny sterowanej poprzez metodę DTC–MD.

Porównanie prac maszyn sterowanych z obydwu układów wykazało, że układ sterowania proponowany przez autora pozwala ograniczyć składową przemienną momentu elektromagnetycznego dla metody DTC nawet w czasie pracy maszyny, gdy prędkość obrotowa jej wału nie była utrzymywana w okolicach stałej wartości. Co więcej, zauważono, że dla tych samych sygnałów zadanych (momentu maszyny, strumienia maszyny i momentu roboczego) w dwóch z trzech analizowanych przedziałów czasu symulacji maszyna sterowana poprzez metodę DTC utrzymywała prędkość obrotową wału w okolicach stałej wartości, podczas gdy wał maszyny sterowanej przez układ z propozycją autora przyspieszał.

Zjawisko to występowało nawet, gdy wartość napięcia zasilania falownika dla układu z propozycją autora nie ulegała zmianie. Taki stan rzeczy sugerować może poprawę właściwości dynamicznych maszyny indukcyjnej sterowanej poprzez układ sterowania z propozycją autora. Szczegółowa analiza symulacyjna prędkości wykazała, że wartość prędkości wału maszyny sterowanej dla układu sterowania poprzez metodę DTC dla czasu symulacji około 0,53 sekundy wyniosła w przybliżeniu do pełnej wartości 497 obr/min, natomiast wartość ta dla układu z propozycją autora osiągnęła 498 obr/min. W związku z tym nie stwierdzono widocznej poprawy właściwości dynamicznych, przynajmniej w pierwszym okresie czasu pracy maszyny sterowanej do 0,53 sekundy. Na podstawie tego faktu stwierdzić można, że dynamika układu nie uległa znaczącej zmianie w tym przedziale czasu. Pozostałe prędkości wału maszyny sterowanej nie były porównywane z uwagi na dysproporcje tych prędkości wynikające z występującego przyspieszenia wału maszyny indukcyjnej sterowanej za pomocą metody DTC–MD w przedziałach czasu, dla których maszyna indukcyjna sterowana metodą DTC utrzymywała prędkość obrotową wału maszyny w okolicach stałej wartości.

Wobec pojawienia się wyżej wspomnianych dysproporcji szczegółowa analiza występujących tętnień momentu elektromagnetycznego maszyny indukcyjnej wymagała odpowiedniego dostosowania czasów wystąpienia zadanych wartości momentu maszyny sterowanej, dostosowania wartości i czasów wystąpienia momentu roboczego maszyny sterowanej oraz dostosowania czasu wykonania symulacji. Dostosowany czas symulacji wyniósł 17 sekund, natomiast pozostałe dostosowane wielkości zestawiono w tabelach 5 i 6.

Następnie wykonano symulacje pracy maszyny indukcyjnej pracującej w oparciu o metodę sterowania DTC–MD.

Symulacje te umożliwiły wykonanie obliczeń, na podstawie których można porównać tętnienia momentu elektromagnetycznego tej maszyny z tętnieniami występującymi w przypadku zastosowania metody DTC w czasie, gdy prędkości obrotowe wałów utrzymywane są w okolicach stałej wartości.

Wyniki wspomnianych obliczeń dla układu sterowania maszyną indukcyjną metodą DTC–MD przedstawia tabela 7. Uzyskano je na podstawie przedstawionych na rysunkach 87, 88, 89, 90, 91, 92 rezultatów symulacji. Wyżej zamieszczone rysunki przedstawiają wyniki dla przedziałów czasu symulacji, gdy wartość napięcia zasilania falownika pozostawała niezmienna w czasie i prędkość obrotowa wału maszyny sterowanej utrzymywana była w okolicach stałej wartości. Wartości  $n_m$  w tabeli 7 zostały zapisane z dokładnością do 0,5 obrotu na minutę,  $\Delta t$  do części setnych, natomiast pozostałe wielkości z dokładnością do części dziesiętnych.

Tab. 7. Wyniki obliczeń określonych wielkości związanych z tętnieniami momentu elektromagnetycznego maszyny indukcyjnej sterowanej poprzez metodę DTC–MD

$M_{\text{zad}}$ [N·m]	$u_d$ [V]	$n_m$ $\left[\frac{\text{obrot}}{\text{min}}\right]$	$\Delta t$ [sek]	$n_{T\text{min}}$ [–]	$T_{\text{sr\_min}}$ [N·m]	$T_{\text{min}}$ [N·m]	$n_{T\text{max}}$ [–]	$T_{\text{sr\_max}}$ [N·m]	$T_{\text{max}}$ [N·m]
360,0	187,8	498,0	0,56	1965	-17,1	-66,7	1965	3,8	6,2
120,0	127,3	242,5	0,58	2653	-11,2	-19,7	2652	4,5	7,1
720,0	255,8	425,0	0,54	2519	-25,4	-44,6	2519	9,6	14,9

Gdzie:

$M_{\text{zad}}$  – wartość momentu zadanego w układzie sterowania,

$u_d$  – wartość napięcia zasilania falownika napięcia,

$n_m$  – prędkość obrotowa wału maszyny indukcyjnej,

$\Delta t$  – analizowany przedział czasu symulacji,

$n_{T\text{min}}$  – liczba wystąpień najmniejszych momentów elektromagnetycznych maszyny sterowanej, które odczytano w poszczególnych przedziałach czasu, dla których wartość momentu elektromagnetycznego była mniejsza od wartości zadanej w analizowanym przedziale czasu  $\Delta t$  symulacji,

$T_{\text{sr\_min}}$  – średnia arytmetyczna obliczona z najmniejszych momentów elektromagnetycznych maszyny sterowanej, które odczytano w poszczególnych przedziałach czasu, dla których

wartość momentu elektromagnetycznego była mniejsza od wartości zadanej w analizowanym przedziale czasu  $\Delta t$  symulacji,

$T_{\min}$  – najmniejsza wartość momentu elektromagnetycznego spośród najmniejszych momentów elektromagnetycznych maszyny sterowanej, które odczytano w poszczególnych przedziałach czasu, dla których wartość momentu elektromagnetycznego była mniejsza od wartości zadanej w analizowanym przedziale czasu  $\Delta t$  symulacji,

$n_{T_{\max}}$  – liczba wystąpień największych momentów elektromagnetycznych maszyny sterowanej, które odczytano w poszczególnych przedziałach czasu, dla których wartość momentu elektromagnetycznego była większa od wartości zadanej w analizowanym przedziale czasu  $\Delta t$  symulacji,

$T_{\text{sr\_max}}$  – średnia arytmetyczna obliczona z największych momentów elektromagnetycznych maszyny sterowanej, które odczytano w poszczególnych przedziałach czasu, dla których wartość momentu elektromagnetycznego była większa od wartości zadanej w analizowanym przedziale czasu  $\Delta t$  symulacji,

$T_{\max}$  – największa wartość momentu elektromagnetycznego spośród największych momentów elektromagnetycznych maszyny sterowanej, które odczytano w poszczególnych przedziałach czasu, dla których wartość momentu elektromagnetycznego była większa od wartości zadanej w analizowanym przedziale czasu  $\Delta t$  symulacji.

Porównanie tętnień momentu elektromagnetycznego występujących podczas pracy maszyny indukcyjnej w czasie, gdy prędkość obrotowa jej wału utrzymywana była w okolicach stałej wartości i wartość napięcia zasilania falownika pozostawała nie ulegała zmianom w czasie dla metod sterowania DTC i DTC–MD, wymagało przeprowadzenia analogicznych obliczeń do przedstawionych w tabeli 7 dla wyników symulacji pracy maszyny indukcyjnej sterowanej metodą DTC. Wyniki te zestawiono w tabeli 8, a uzyskano je na podstawie przedstawionych na rysunkach 33, 34, 35, 36, 37, 38 rezultatów symulacji. Przy tym, tak samo jak dla wyżej przedstawionego przypadku, rysunki te prezentują wyniki dla przedziałów czasu symulacji, gdy wartość napięcia zasilania falownika pozostawała nie ulegała zmianom w czasie i prędkość obrotowa wału maszyny sterowanej utrzymywana była w okolicach stałej wartości. Wartości  $n_m$  w tabeli 8 zostały zapisane z dokładnością do 0,5 obrotu na minutę,  $\Delta t$  do części setnych, natomiast pozostałe wielkości z dokładnością do części dziesiętnych.

Tab. 8. Wyniki obliczeń określonych wielkości związanych z tętnieniami momentu elektromagnetycznego maszyny indukcyjnej sterowanej przez metodę DTC

$M_{\text{zad}}$ [N·m]	$u_d$ [V]	$n_m$ [ $\frac{\text{obr}}{\text{min}}$ ]	$\Delta t$ [sek]	$n_{T\min}$ [–]	$T_{\text{sr\_min}}$ [N·m]	$T_{\min}$ [N·m]	$n_{T\max}$ [–]	$T_{\text{sr\_max}}$ [N·m]	$T_{\max}$ [N·m]
360,0	600,0	497,0	0,56	3538	-53,2	-80,3	3538	32,5	52,0
120,0	600,0	242,0	0,58	3760	-50,1	-73,8	3759	38,2	59,7
720,0	600,0	425,0	0,54	3342	-49,8	-75,8	3342	33,9	53,3

Na podstawie danych przedstawionych w tabelach 7 i 8 stwierdzić można, że przy tym samym momencie zadanym wartości średnie  $T_{\text{sr\_min}}$  i  $T_{\text{sr\_max}}$  obliczone z wartości momentów elektromagnetycznych dla metody DTC–MD były mniejsze od wartości średnich  $T_{\text{sr\_min}}$  i  $T_{\text{sr\_max}}$  dla metody DTC.

Stosunki wartości  $T_{\text{sr\_min}}$  i  $T_{\text{sr\_max}}$  uzyskanych dla metody DTC–MD kolejno do wartości  $T_{\text{sr\_min}}$  i  $T_{\text{sr\_max}}$  otrzymanych z metody DTC dla danego momentu zadanego, wyrażone procentowo wyniosły:

dla  $M_{\text{zad}} = 360 \text{ N} \cdot \text{m}$  :

$$\frac{T_{\text{sr\_min}}(\text{metoda DTC- MD})}{T_{\text{sr\_min}}(\text{metoda DTC})} \cdot 100\% = \frac{-17,1}{-53,2} \cdot 100\% = 32,14 \%$$

$$\frac{T_{\text{sr\_max}}(\text{metoda DTC- MD})}{T_{\text{sr\_max}}(\text{metoda DTC})} \cdot 100\% = \frac{3,8}{32,5} \cdot 100\% = 11,69\%$$

dla  $M_{\text{zad}} = 120 \text{ N} \cdot \text{m}$  :

$$\frac{T_{\text{sr\_min}}(\text{metoda DTC- MD})}{T_{\text{sr\_min}}(\text{metoda DTC})} \cdot 100\% = \frac{-11,2}{-50,1} \cdot 100\% = 22,36\%$$

$$\frac{T_{\text{sr\_max}}(\text{metoda DTC- MD})}{T_{\text{sr\_max}}(\text{metoda DTC})} \cdot 100\% = \frac{4,5}{38,2} \cdot 100\% = 11,78\%$$

dla  $M_{\text{zad}} = 720 \text{ N} \cdot \text{m}$  :

$$\frac{T_{\text{sr\_min}}(\text{metoda DTC- MD})}{T_{\text{sr\_min}}(\text{metoda DTC})} \cdot 100\% = \frac{-25,4}{-49,8} \cdot 100\% = 51,00 \%$$

$$\frac{T_{\text{sr\_max}}(\text{metoda DTC- MD})}{T_{\text{sr\_max}}(\text{metoda DTC})} \cdot 100\% = \frac{9,6}{33,9} \cdot 100\% = 28,32\%$$

Podobną sytuację jak powyższa zauważyć można porównując otrzymane najmniejsze i największe wartości  $T_{\min}$  i  $T_{\max}$  z tabel 7 i 8. Stosunki wartości  $T_{\min}$  i  $T_{\max}$  uzyskanych dla metody DTC–MD kolejno do wartości  $T_{\min}$  i  $T_{\max}$  otrzymanych z metody DTC, wyrażone procentowo dla danego momentu zadanego wyniosły:

dla  $M_{\text{zad}} = 360 \text{ N} \cdot \text{m}$  :

$$\frac{T_{\min}(\text{metoda DTC–MD})}{T_{\min}(\text{metoda DTC})} \cdot 100\% = \frac{-66,7}{-80,3} \cdot 100\% = 83,06\%$$

$$\frac{T_{\max}(\text{metoda DTC–MD})}{T_{\max}(\text{metoda DTC})} \cdot 100\% = \frac{6,2}{52,0} \cdot 100\% = 11,92\%$$

dla  $M_{\text{zad}} = 120 \text{ N} \cdot \text{m}$  :

$$\frac{T_{\min}(\text{metoda DTC–MD})}{T_{\min}(\text{metoda DTC})} \cdot 100\% = \frac{-19,7}{-73,8} \cdot 100\% = 26,69\%$$

$$\frac{T_{\max}(\text{metoda DTC–MD})}{T_{\max}(\text{metoda DTC})} \cdot 100\% = \frac{7,1}{59,7} \cdot 100\% = 11,89\%$$

dla  $M_{\text{zad}} = 720 \text{ N} \cdot \text{m}$  :

$$\frac{T_{\min}(\text{metoda DTC–MD})}{T_{\min}(\text{metoda DTC})} \cdot 100\% = \frac{-44,6}{-75,8} \cdot 100\% = 58,84\%$$

$$\frac{T_{\max}(\text{metoda DTC–MD})}{T_{\max}(\text{metoda DTC})} \cdot 100\% = \frac{14,9}{53,3} \cdot 100\% = 27,95\%$$

Kolejna cecha metody proponowanej przez autora pracy została ujawniona przy porównaniu liczb wystąpień  $n_{T_{\min}}$  i  $n_{T_{\max}}$  dla metody DTC–MD z liczbami  $n_{T_{\min}}$  i  $n_{T_{\max}}$  dla metody DTC. Stosunki liczb  $n_{T_{\min}}$  i  $n_{T_{\max}}$  uzyskanych dla metody DTC–MD kolejno do liczb  $n_{T_{\min}}$  i  $n_{T_{\max}}$  otrzymanych z metody DTC, wyrażone procentowo dla danego momentu zadanego wyniosły:

dla  $M_{\text{zad}} = 360 \text{ N} \cdot \text{m}$  :

$$\frac{n_{T_{\min}}(\text{metoda DTC–MD})}{n_{T_{\min}}(\text{metoda DTC})} \cdot 100\% = \frac{1965}{3538} \cdot 100\% = 55,54\%$$

$$\frac{n_{T_{\max}}(\text{metoda DTC–MD})}{n_{T_{\max}}(\text{metoda DTC})} \cdot 100\% = \frac{1965}{3538} \cdot 100\% = 55,54\%$$

dla  $M_{\text{zad}} = 120 \text{ N} \cdot \text{m}$  :

$$\frac{n_{T_{\min}} (\text{metoda DTC-MD})}{n_{T_{\min}} (\text{metoda DTC})} \cdot 100\% = \frac{2653}{3760} \cdot 100\% = 70,56 \%$$

$$\frac{n_{T_{\max}} (\text{metoda DTC-MD})}{n_{T_{\max}} (\text{metoda DTC})} \cdot 100\% = \frac{2652}{3759} \cdot 100\% = 70,55\%$$

dla  $M_{\text{zad}} = 720 \text{ N} \cdot \text{m}$  :

$$\frac{n_{T_{\min}} (\text{metoda DTC-MD})}{n_{T_{\min}} (\text{metoda DTC})} \cdot 100\% = \frac{2519}{3342} \cdot 100\% = 75,37\%$$

$$\frac{n_{T_{\max}} (\text{metoda DTC-MD})}{n_{T_{\max}} (\text{metoda DTC})} \cdot 100\% = \frac{2519}{3342} \cdot 100\% = 75,37\%$$

Przedstawione powyżej wyniki porównań w analizowanych przedziałach czasu wykazują, że tętnienia momentu elektromagnetycznego maszyny indukcyjnej sterowanej metodą DTC-MD są mniejsze od tętnień momentu elektromagnetycznego maszyny indukcyjnej sterowanej metodą DTC. Patrząc na zapisane w tabelach 7 i 8 wartości  $T_{\text{sr\_min}}$ ,  $T_{\text{sr\_max}}$ ,  $T_{\min}$ ,  $T_{\max}$  oraz obliczone stosunki wartości  $T_{\text{sr\_min}}$ ,  $T_{\text{sr\_max}}$ ,  $T_{\min}$  i  $T_{\max}$  uzyskanych z metody DTC-MD i z metody DTC zauważa się, że w każdym przypadku zanotowano zmniejszenie danej wartości otrzymanej z metody DTC-MD w stosunku do wartości otrzymanych z metody DTC.

Najmniejszy obliczony stosunek wyżej wymienionych wartości wyrażony procentowo wynosi 11,69% . Otrzymano go porównując wartości:  $T_{\text{sr\_max}}$  otrzymaną dla metody DTC-MD i  $T_{\text{sr\_max}}$  uzyskaną dla metody DTC, przy zadanej w układzie sterowania wartości momentu równej  $360 \text{ N} \cdot \text{m}$ .

Oznacza to, że w najlepszym przypadku analizowanej pracy maszyny indukcyjnej metoda DTC-MD wykazała zmniejszenie wartości średniej arytmetycznej  $T_{\text{sr\_max}}$  ponad ośmiokrotnie w stosunku do wartości średniej arytmetycznej  $T_{\text{sr\_max}}$  otrzymanej z wyników pracy maszyny indukcyjnej sterowanej metodą DTC.

Okazuje się także, iż w najlepszym przypadku analizowanej pracy maszyny indukcyjnej sterowanej w oparciu o metodę DTC-MD zarejestrowano ponad ośmiokrotny spadek największej wartości momentu  $T_{\max}$  (dla  $M_{\text{zad}} = 120 \text{ N} \cdot \text{m}$ ) w stosunku do wartości  $T_{\max}$  otrzymanej dla pracy maszyny sterowanej metodą DTC.

Najmniejszą poprawę pracy maszyny indukcyjnej sterowanej metodą DTC-MD w porównaniu do metody DTC zanotowano w przypadku wartości momentu  $T_{\min}$  (dla  $M_{\text{zad}} =$

360 N · m). Stosunek tych wartości dla obu metod wyrażony procentowo wyniósł 83,06%, co oznacza zmniejszenie tężnienia  $T_{\min}$  w analizowany przypadku o niemalże 17%.

Porównując wielkości  $T_{sr\_max}$ ,  $T_{max}$  (uzyskane na podstawie obliczeń, dla których wartość momentu elektromagnetycznego była większa od wartości zadanej) z wielkościami  $T_{sr\_min}$ ,  $T_{min}$  (otrzymanymi na podstawie obliczeń, dla których wartość momentu elektromagnetycznego była mniejsza od wartości zadanej) z tabel 7 i 8 zauważyć można, że wartości bezwzględne pierwszych wielkości były mniejsze od wartości bezwzględnych drugich wielkości.

W tabelach 7 i 8 oprócz określonych wielkości związanych z wartościami tężnień momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej zamieszczono także  $n_{Tmin}$  i  $n_{Tmax}$ .

Porównując wspomniane liczby stwierdzić można, że wartości  $n_{Tmin}$  i  $n_{Tmax}$  odczytane dla metody DTC–MD są mniejsze w stosunku do wartości  $n_{Tmin}$  i  $n_{Tmax}$  odczytanych dla metody DTC. Potwierdzają to również obliczenia stosunków liczb  $n_{Tmin}$  i  $n_{Tmax}$  uzyskanych dla metody DTC–MD do liczb  $n_{Tmin}$  i  $n_{Tmax}$  otrzymanych z metody DTC dla danego momentu zadanego, wyrażonych procentowo.

Wyniki te są szczególnie istotne, ponieważ liczby  $n_{Tmin}$  i  $n_{Tmax}$  w analizowanym przedziale czasu  $\Delta t$  symulacji mogą być rozważane jako analogiczne do liczby cykli naprężeń w klasycznej analizie zmęczeniowej, w której cykl naprężeń definiuje się jako " (...) zmianę naprężenia od jednej skrajnej wartości do drugiej i z powrotem" [17]. Obliczenia wymienionych stosunków liczb  $n_{Tmin}$  i  $n_{Tmax}$  wyrażonych procentowo wykazały, że w najlepszym przypadku (wynik: 55,54%) wykorzystanie metody DTC–MD skutkuje spadkiem wartości liczb  $n_{Tmin}$  i  $n_{Tmax}$  o ponad 44% w stosunku do metody DTC. Natomiast w najgorszym przypadku (wynik: 75,37%) uzyskano spadek wartości liczb  $n_{Tmin}$  i  $n_{Tmax}$  o prawie 25%.

Przedstawiona powyżej analiza obliczonych wartości zamieszczonych w tabelach 7 i 8 ma szczególne znaczenie ze względu na właściwości eksploatacyjne maszyny sterowanej metodą DTC i DTC–MD i jej niezawodność.

Znaczenie to wynika z właściwości wytrzymałościowych elementów maszyn poddanych obciążeniu zmiennemu w czasie, które powodują powstanie naprężeń zmiennych w czasie nazywanych naprężeniami zmęczeniowymi [17]. Praktyka dowodzi, że "(...) części maszyn poddane działaniu naprężeń zmęczeniowych ulegają czasem nagłemu zniszczeniu (pęknięciu,



złamaniu), i to przy naprężeniu, przy którym dany element pracowałby zupełnie pewnie, gdyby obciążenie było stałe niezmiennie w czasie" [17].

Istota zjawiska zmęczenia materiałowego polega "(...) na kumulacji mikroodkształceń trwałych, które powstają w materiale przy zmiennych obciążeniach. Mikropęknięcia mogą powiększać się i jeżeli nie zostaną zahamowane na granicach ziarn, przechodzą przez kolejne ziarna, obejmując coraz większe obszary. Prędkość rozprzestrzeniania się tych mikrouszkodzeń zależy od rodzaju materiału, wartości naprężenia oraz od (...) liczby cykli" [17].

Zauważyć można istotne zależności:

➤ wartości wspomnianego naprężenia zależą od wartości składowej przemiennej momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej przy wykorzystaniu danej metody regulacji w taki sposób, że im większe wartości składowej przemiennej, tym większe naprężenia.

➤ częstotliwość zmian naprężenia czyli tzw. liczba cykli zgodnie z wyżej przytoczoną definicją związana jest poprzez analogię z liczbami  $n_{Tmin}$  i  $n_{Tmax}$  w następujący sposób: im większe wartości liczby  $n_{Tmin}$  i  $n_{Tmax}$ , tym większa liczba cykli.

Wobec przytoczonych zależności stwierdzić można, że im większe wartości składowej przemiennej momentu elektromagnetycznego maszyny sterowanej, jak i im większe wartości liczby  $n_{Tmin}$  i  $n_{Tmax}$ , tym prędkość rozprzestrzeniania się mikrouszkodzeń w określonych elementach maszyny sterowanej i innych elementach układu napędowego jest większa.

Uzyskane wyniki pracy maszyny indukcyjnej wskazują na to, że prędkość rozprzestrzeniania się mikrouszkodzeń w określonych elementach maszyny sterowanej i innych elementach układu napędowego dla metody DTC–MD będzie mniejsza w stosunku do tej prędkości dla pracy maszyny indukcyjnej sterowanej metodą DTC.

Skutkiem tego w rzeczywistości powinna wystąpić poprawa niezawodności maszyny indukcyjnej sterowanej metodą DTC–MD względem niezawodności tej maszyny sterowanej metodą DTC. Poprawa ta powinna wystąpić także w przypadku określonych elementów układu napędowego.

Co więcej, poprawa niezawodności powinna spowodować zmniejszenie częstotliwości wymiany części maszyny sterowanej, jak i jej samej oraz częstotliwości wymiany określonych elementów układu napędowego w przypadku zastosowania metody sterowania DTC–MD w stosunku do zastosowania metody sterowania DTC.



W przypadku takim zastosowanie metody DTC–MD pociągnie za sobą poprawę właściwości eksploatacyjnych maszyny sterowanej, jak i poprawę tych właściwości dla określonych elementów układu napędowego względem metody DTC.

Na podstawie powyższych faktów stwierdza się, że istnieje możliwość ograniczenia składowej przemiennej momentu elektromagnetycznego dla metody DTC poprzez odpowiednie dostosowanie napięcia zasilania falownika dwupoziomowego, co dowodzi poprawności tezy pracy.

## Bibliografia

- [1] T. Glinka, „HISTORIA I DZIEŃ DZISIEJSZY TRAKCJI ELEKTRYCZNEJ,” *Zeszyty Problemowe - Maszyny Elektryczne* Nr 87/2010, pp. 23-27.
- [2] A. Sikorski, Bezpośrednia regulacja momentu i strumienia maszyny indukcyjnej, tom 19, Białystok: Oficyna Wydawnicza Politechniki Białostockiej, 2009.
- [3] M. Dybkowski, T. Orłowska-Kowalska, M. P. Kaźmierkowski i D. Stando, „Sterowanie układu napędowego z silnikiem indukcyjnym w zastosowaniach trakcyjnych,” *Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej* nr 64, nr Studia i Materiały nr 30, pp. 139-150, 2010.
- [4] M. Vasudevan i R. Arumugam, „HIGH - PERFORMANCE ADAPTIVE INTELLIGENT DIRECT TORQUE CONTROL SCHEMES FOR INDUCTION MOTOR DRIVES” *KMITL Sci. Tech. J. Vol. 5 No. 3 Jul.-Dec. 2005*.
- [5] Y. Srinivasa Kishore Babu i G. Tulasi Ram Das, „IMPROVEMENT IN DIRECT TORQUE CONTROL OF INDUCTION MOTOR USING FUZZY LOGIC DUTY RATIO CONTROLLER” *ARPJ Journal of Engineering and Applied Sciences*, vol. 5 no 4, april 2010.
- [6] N. Vahdatifar, S. Mortazavi i R. Kianinezhad, „Neural Network Based Predictive DTC Algorithm for Induction Motors” *World Academy of Science, Engineering and Technology*, 47 2010.
- [7] R. Toufouti, S. Meziane i H. Benalla, „DIRECT TORQUE CONTROL FOR INDUCTION MOTOR USING INTELLIGENT TECHNIQUES,” *Journal of Theoretical and Applied Information Technology*, pp. 36-44.
- [8] C. Bin-jun i N. Xiao-hong, „A Novel MC-DTC Method for Induction Motor Based on Fuzzy-neural Network Space Vector Modulation” *Journal of software*, Vol 7, No. 5 MAY 2012.
- [9] A. Malina i M. Dudzik, „WYKORZYSTANIE ALGORYTMÓW SIECI NEURONOWYCH W CELU ZMNIEJSZENIA AMPLITUD WAHAŃ MOMENTU ELEKTROMAGNETYCZNEGO SILNIKA INDUKCYJNEGO W METODZIE STEROWANIA WEKTOROWEGO DTC,” w *Monografia: Elektrotechnika w zastosowaniach trakcyjnych: [praca zbiorowa pod redakcją ADAMA St. JAGIELŁY]*, Kraków, Wydawnictwo PK, 2014, pp. 281-294.

- [10] W. Hudy i K. Jaracz, „ANALIZA OPTIMALIZACJI PARAMETRYCZNEJ UKŁADU BEZPOŚREDNIEGO STEROWANIA MOMENTEM ELEKTROMAGNETYCZNYM METODĄ TAKAHASHI'EGO Z SILNIKIEM PIERŚCIENIOWYM,” w *MATERIAŁY XV JUBILEUSZOWEGO SYMPOZJUM "PODSTAWOWE PROBLEMY ENERGOELEKTRONIKI, ELEKTROMECHANIKI I MECHATRONIKI" PPEEm 2012 pod patronatem KOMITETU ELEKTROTECHNIKI POLSKIEJ AKADEMII NAUK*, Gliwice, 11 - 13 GRUDNIA 2012.
- [11] E. Monmasson, A. A. Naassani i J.-P. Louis, „Extension of the DTC Concept,” *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, tom 48, nr 3, pp. 715-717, JUNE 2001.
- [12] J. Faiz i M. B. B. Sharifian, „Comparison of different switching patterns in direct torque control technique of induction motors,” *Electric Power Systems Research*, pp. 63-75, 2001.
- [13] B. C. Babu i C. Poongothai, „High Performance Direct Torque Controlled Induction Motor Drive For Adjustable Speed Drive Applications,” w *First International Conference on Emerging Trends in Engineering and Technology*, 2008.
- [14] C. Lascu, I. Boldea i F. Blaabjerg, „A Modified Direct Torque Control for Induction Motor Sensorless Drive,” *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, tom 36, nr 1, pp. 122-130, JANUARY/FEBRUARY 2000.
- [15] P. Mutschler i E. Flach, „Digital Implementation of Predictive Direct Control Algorithms for Induction Motors,” *0-7803-4943-1/98/\$10.00 IEEE*, pp. 444-451, 1998.
- [16] L. Romeral, A. Arias, E. Aldabas i M. G. Jayne, „Novel Direct Torque Control (DTC) Scheme With Fuzzy Adaptive Torque-Ripple Reduction,” *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, tom 50, nr 3, JUNE 2003.
- [17] W. Siuta, w *Mechanika Techniczna*.
- [18] S. Piechnik, *Mechanika techniczna ciała stałego*, Kraków: Wydawnictwo PK, 2007.
- [19] N. H. A. Aziz i A. A. Rahman, „Simulation on Simulink AC4 Model (200hp DTC Induction Motor Drive) using Fuzzy Logic Controller,” w *2010 International Conference on Computer Applications and Industrial Electronics (ICCAIE 2010)*, Kuala Lumpur, Malaysia, 5-7 December 2010.
- [20] W. Hudy i K. Jaracz, „Analiza układów regulacji prędkości obrotowej silnika indukcyjnego małej mocy z wewnętrznym obwodem bezpośredniego sterowania

momentem elektromagnetycznym przy wykorzystaniu pakietu MATLAB/Simulink,” *MECHANIZACJA I AUTOMATYZACJA GÓRNICTWA*, nr 9(511), pp. 14-22, WRZESIEŃ 2013.

- [21] G. Sieklucki, B. Bisztyga, A. Zdrojewski, T. Orzechowski i R. Sykulski, *Modele i zasady sterowania napędami elektrycznymi*, Kraków: Wydanie I, Wydawnictwa AGH, 2014.
- [22] Z. ALNASIR i A. A.H., „Design of Direct Torque Controller of Induction Motor (DTC),” *International Journal of Engineering and Technology (IJET)*, pp. 54-70, Vol 4 No 2 Apr-May 2012.
- [23] I. TAKAHASHI i T. NOGUCHI, „A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor,” *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, Tomy %1 z %2IA-22, nr 5, pp. 820-827, SEPTEMBER/OCTOBER 1986.
- [24] M. Morawiec, „Badanie układu napędowego silnika klatkowego z bezpośrednią regulacją momentu,” KATEDRA ENERGOELEKTRONIKI I MASZYN ELEKTRYCZNYCH, Politechnika Gdańska 2009 ver. 4, Opracowanie powstało na bazie instrukcji lab. J. Guziński, M. Włas : Badanie układu napędowego silnika klatkowego z bezpośrednią regulacją momentu 2008 ver. 3.
- [25] M. Żelechowski, *Space Vector Modulated - Direct Torque Controlled (DTC-SVM) Inverter - Fed Induction Motor Drive*, Ph.D. Thesis, Thesis supervisor Prof. Dr Sc. Marian P. Kaźmierkowski, Warsaw: Warsaw University of Technology, Faculty of Electrical Engineering, Institute of Control and Industrial Electronics, 2005.
- [26] A. S. Jagiełło, *Systemy elektromechaniczne dla elektryków*, Kraków: Wydawnictwo PK, 2008.
- [27] R. N. I. Idris i A. H. M. Yatim, „Direct Torque Control of Induction Machines With Constant Switching Frequency and Reduced Torque Ripple,” *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, tom 51, pp. 758-767, AUGUST 2004.
- [28] S. Mir i M. E. Elbuluk, „Precision torque control in inverter-fed induction machines using fuzzy logic,” *26th Annual IEEE, PESC '95 Record. vol. 1*, pp. 396-401, June 1995.
- [29] A. Purcell i P. P. Acarnley, „Enhanced Inverter Switching for Fast Response Direct Torque Control,” *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, tom 16, nr 3, pp. 382-389, MAY 2001.

- [30] K. Ramani i A. Krishnan, „A Novel Scheme of an Unified Flux and Torque Control Method for Direct Torque Control Algorithm Based Induction Motor,” 978-1-4244-1762-9/08/\$25.00 , 2008 IEEE.
- [31] B. S. Kumar, R. A. Gupta i R. Kumar, „12-Sector Methodology of Torque Ripple Reduction in a Direct Torque Controlled Induction Motor Drive,” w *SICE-ICASE International Joint Conference 2006*, Oct. 18-26, 2006 in Bexco, Busan, Korea.
- [32] S. Vaez-Zadeh i G. H. Mazarei, „Open Loop Control of Hysteresis Band Amplitudes in Direct Torque Control of Induction Machines,” 0-7803-6401-5/00/\$10.00 *IEEE*, pp. 1519-1524, 2000.
- [33] T. Y. Abdalla, H. A. Hairik i A. M. Dakhil, „Minimization of Torque Ripple in DTC of Induction Motor Using Fuzzy Mode Duty Cycle Controller,” *Iraq J. Electrical and Electronic Engineering*, 2011.
- [34] Mathworks, H. Blanchette i L.-A. Dessaint, „AC4-DTC Induction 200 HP Motor Drive,” Help pakietu Matlab/Simulink ver. R2011b (7.13.0.564) 64 bit, SimPowerSystems/Demos/Electric Drive Models/AC4 – DTC Induction 200 HP Motor Drive, Ecole de technologie superieure, Montreal.