

Mateusz Dybkowski

**Estymacja prędkości kątowej
w złożonych układach napędowych
– zagadnienia wybrane**

Wrocław 2013



Scientific Papers of the Institute of Electrical Machines,
Drives and Measurements

No. 67

of the Wrocław University of Technology

No. 67

Monographs

No. 20

2013

Mateusz DYBKOWSKI

Estimation of speed in a vector controlled
induction motor drive – selected problems

Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów
i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej

67

Seria:
Monografie

20

Mateusz Dybkowski

Estymacja prędkości kątowej w złożonych układach napędowych – zagadnienia wybrane



Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej · Wrocław 2013

Recenzenci

Mariusz MALINOWSKI

Teresa ORŁOWSKA-KOWALSKA

Wszelkie prawa zastrzeżone. Żadna część niniejszej książki, zarówno w całości, jak i we fragmentach, nie może być reprodukowana w sposób elektroniczny, fotograficzny i inny bez pisemnej zgody wydawcy i właściciela praw autorskich.

© Copyright by Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2013

OFICyna WYDAWNICZA POLITECHNIKI WROCLAWSKIEJ

Wybrzeże Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław

<http://www.oficyna.pwr.wroc.pl>

e-mail: oficwyd@pwr.wroc.pl

ISSN 1733-0696

Drukarnia Oficyny Wydawniczej Politechniki Wrocławskiej. Zam. nr 678/2013.

*automatyka napędu elektrycznego, układ bezczujnikowy,
sterowanie wektorowe, estymacja zmiennych stanu, układy bezpieczne,
napęd trakcyjny, estymator uniwersalny*

Mateusz DYBKOWSKI*

ESTYMACJA PRĘDKOŚCI KĄTOWEJ W ZŁOŻONYCH UKŁADACH NAPĘDOWYCH – ZAGADNIENIA WYBRANE

Prezentowane zagadnienia związane z estymacją niedostępnych zmiennych stanu w układach napędowych z silnikami indukcyjnymi. Szczególną uwagę zwrócono na możliwości opracowania estymatora prędkości kątowej działającego w sposób stabilny w szerokim zakresie prędkości kątowej i momentu obciążenia w różnych aplikacjach przemysłowych. Przedstawiono opis matematyczny i wyniki badania wybranych estymatorów prędkości kątowej do napędów sterowanych metodami wektorowymi, charakteryzujących się prostą konstrukcją i niewielkimi wymaganiami sprzętowymi. Zwrócono uwagę na możliwości ich wykorzystania w złożonych układach bezczujnikowego sterowania silnikiem indukcyjnym. Wykonano badania stabilności i wrażliwości na zmianę parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego opartego na technice MRAS (ang. *Model Reference Adaptive System*). Szczególną uwagę zwrócono na wpływ parametrów układu adaptacji prędkości na rozmieszczenie biegunów równania charakterystycznego. Na podstawie przeprowadzonych badań zaproponowano optymalizację analizowanego układu przez modyfikację mechanizmu adaptacji prędkości kątowej oraz wykorzystanie dodatkowych estymatorów parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego. Wykazano, że w napędach bezczujnikowych niezbędne jest wyznaczanie reaktancji magnesującej maszyny, w szczególności gdy układ pracuje w zakresie osłabionego strumienia, w celu dokładnej estymacji zmiennych stanu silnika indukcyjnego. Opracowano uniwersalny estymator prędkości kątowej z systemem sekwencyjnego wyznaczania parametrów maszyny. Układ ten sprawdzono w trakcyjnej bezczujnikowej strukturze sterowania oraz w bezczujnikowym napędzie dwumasowym. Omówiono możliwości wykorzystania estymatora prędkości kątowej MRAS^{CC} w układach napędowych o zwiększonym stopniu bezpieczeństwa. Opracowano detektor uszkodzenia czujnika prędkości kątowej oraz uszkodzenia prętów klatki wirnika. Przedstawiono wyniki badań eksperymentalnych przeprowadzonych na silnikach indukcyjnych o mocy 1,1 kW, 3 kW oraz 50 kW.

*Politechnika Wrocławska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, 50-370 Wrocław, ul. Smoluchowskiego 19, e-mail: mateusz.dybkowski@pwr.wroc.pl

Wykaz ważniejszych oznaczeń

Podstawowe wielkości

- f – częstotliwość [Hz]
 f_{sN} – częstotliwość znamionowa stojana
- i – prąd [p.u.]
 $\mathbf{i}_m$ – wektor przestrzenny prądu magnesującego
 $\mathbf{i}_r$ – wektor przestrzenny prądu wirnika
 $\mathbf{i}_s$ – wektor przestrzenny prądu stojana
 i_{sx}, i_{sy} – składowe wektora prądu stojana SI w wirującym układzie współrzędnych x, y
 $i_{sa}, i_{s\beta}$ – składowe wektora prądu stojana SI w nieruchomym układzie współrzędnych α, β
 $|\mathbf{i}_s|$ – moduł wektora prądu stojana
- J – moment bezwładności [$\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}^2$]
- L – indukcyjność [H]
- m – moment obrotowy [p.u.]
 m_e – moment elektromagnetyczny
 m_o – moment obciążenia
- p_b – liczba par biegunów silnika indukcyjnego
- r – rezystancja [p.u.]
 r_r – rezystancja uzwojenia wirnika
 r_s – rezystancja uzwojenia stojana
- T, τ – stała czasowa, ogólnie [s]
 T_M – stała mechaniczna silnika indukcyjnego
 T_r – elektromagnetyczna stała czasowa obwodu wirnika
 T_s – elektromagnetyczna stała czasowa obwodu stojana
- u – napięcie [p.u.]
 $\mathbf{u}_r$ – wektor przestrzenny napięcia wirnika
 $\mathbf{u}_s$ – wektor przestrzenny napięcia stojana
 u_{sx}, u_{sy} – składowe wektora napięcia stojana SI w wirującym układzie współrzędnych x, y
 $u_{sa}, u_{s\beta}$ – składowe wektora napięcia stojana SI w nieruchomym układzie współrzędnych α, β
 u_s – amplituda wektora napięcia stojana
- x – reaktancja [p.u.]
 x_m – reaktancja główna
 x_r – reaktancja uzwojenia wirnika
 x_s – reaktancja uzwojenia stojana
 x_{or} – reaktancja rozproszenia wirnika
 x_{os} – reaktancja rozproszenia stojana

- γ_m – kąt położenia wirnika [rad]
 γ_r – kąt między osią wirnika a wektorem strumienia wirnika [rad]
 γ_{sy} – kąt położenia wektora strumienia wirnika [rad]
 δ – kąt obciążenia silnika prądu przemiennego [rad]
 Ψ – strumień magnetyczny skojarzony [Wb]
 Ψ_m – wektor przestrzenny strumienia głównego [p.u.]
 Ψ_r – wektor przestrzenny strumienia skojarzonego wirnika [p.u.]
 Ψ_{rx}, Ψ_{ry} – składowe wektora przestrzennego strumienia skojarzonego wirnika silnika indukcyjnego w wirującym układzie współrzędnych x, y
 $\Psi_{ra}, \Psi_{r\beta}$ – składowe wektora przestrzennego strumienia skojarzonego wirnika silnika indukcyjnego w nieruchomym układzie współrzędnych α, β
 Ψ_s – wektor przestrzenny strumienia skojarzonego stojana [p.u.]
 Ψ_{sx}, Ψ_{sy} – składowe wektora przestrzennego strumienia skojarzonego stojana silnika indukcyjnego w wirującym układzie współrzędnych x, y
 $\Psi_{sa}, \Psi_{s\beta}$ – składowe wektora przestrzennego strumienia skojarzonego stojana silnika indukcyjnego w nieruchomym układzie współrzędnych α, β
 ω – prędkość kątowa, pulsacja [p.u.]
 ω_k – prędkość kątowa wirowania układu współrzędnych, ogólnie
 ω_m – prędkość kątowa mechaniczna wirowania wirnika [p.u.]
 ω_{rp} – pulsacja w wirniku, pulsacja poślizgu [p.u.]
 ω_s – pulsacja w stojanie
 ω_{sy} – prędkość kątowa wirowania wektora strumienia

Układy współrzędnych prostokątnych

- u, v – układ współrzędnych wirujący z dowolną prędkością kątową ω_k
 α, β – układ nieruchomy związany ze stojanem ($\omega_k = 0$)
 d, q – układ związany z wirnikiem; wirujący z prędkością wirnika ($\omega_k = \omega_m$)
 x, y – układ związany z polem maszyny; wirujący z prędkością synchroniczną ($\omega_k = \omega_{sy}$); współrzędne polowe

Jednostki bazowe

- Napięcie – $U_b = U_{s\max} = \sqrt{2U_{sN}}$
 Prąd – $I_b = I_{sfN\max} = \sqrt{2I_{sfN}}$
 Strumień – $\Psi = \frac{U_b}{\Omega_b}$
 Pulsacja – $\Omega_b = \Omega_{sN} = 2\pi f_{sN}$
 Impedancja – $Z_b = \frac{U_b}{I_b} = L_b \Omega_b$
 Indukcyjność – $L_b = \frac{\Psi_b}{I_b} = \frac{U_b}{I_b \Omega_b}$

$$\text{Moc} \quad - \quad S_b = \frac{3}{2} U_b I_b$$

$$\text{Moment} \quad - \quad M_b = \frac{S_b}{\Omega_b} = \frac{3}{2} p_b \frac{U_b I_b}{\Omega_b}$$

$U_{sfN}, I_{sfN}, F_{sfN}$ – wielkości znamionowe silnika w jednostkach fizycznych

Ważniejsze indeksy

max – wartość maksymalna

min – wartość minimalna

N – wartość znamionowa

r, ref – wartości zadane (odniesienia)

e, est – wartości estymowane

m – wartości mierzone

1. Wprowadzenie

1.1. Estymacja niedostępnych zmiennych stanu silnika indukcyjnego

Ostatnie dziesięciolecia zaowocowały szybkim rozwojem energoelektroniki, elektroniki oraz układów mikroprocesorowych [96], [126], [137]. Skutkiem intensywnego rozwoju tych gałęzi przemysłu był i jest intensywny rozwój układów napędowych z silnikami prądu przemiennego pracujących w zamkniętej pętli regulacji prędkości i/lub momentu elektromagnetycznego [39], [43], [48], [61], [63], [69], [89], [95], [116], [208], [211].

Do początku lat 90. dwudziestego wieku maszynami dominującymi praktycznie we wszystkich gałęziach przemysłu były układy napędowe z silnikami prądu stałego [137]. Wynikało to przede wszystkim z bardzo prostych technik regulacji tych napędów [196]. Podstawową wadą silników prądu stałego jest konieczność częstych przeglądów, wymiana szczotek oraz obserwacja stanu komutatora. Wad takich nie mają silniki indukcyjne. Są one proste w konstrukcji, tanie i niezawodne.

We współczesnych układach napędowych coraz większą rolę odgrywają silniki indukcyjne klatkowe zasilane z przemienników częstotliwości [116], [196], [204]. Ze względu na bardzo dobre właściwości mechaniczne i regulacyjne, praktycznie takie same jak układów napędowych z silnikami prądu stałego, układy te wypierają maszyny starszego typu. Są one jednak obiektami nieliniowymi i wymagają skomplikowanych metod sterowania zaczerpniętych z teorii sterowania, takich jak sterowanie nieliniowe, adaptacyjne, sterowanie z ruchem ślizgowym, optymalne itp. [43], [61], [96], [137]. Podstawy teoretyczne technik regulacji prędkości tych układów zostały opracowane już w latach siedemdziesiątych ubiegłego stulecia, jednak dopiero lata dwięćdziesiąte dwudziestego wieku pozwoliły na ich praktyczną implementację [21], [72]. Przyczyną tego był intensywny rozwój układów mikroprocesorowych.

Niezależnie od metody, jaka może być wykorzystana do sterowania prędkością i momentem silnika indukcyjnego, niezbędna jest znajomość trudno mierzalnych zmiennych stanu silnika, takich jak strumień wirnika lub stojana, prąd wirnika, moment elektromagnetyczny oraz prędkość kątowna [137].

Niektóre z tych wielkości, niezbędne do działania układów sterowania wektorowego, tj. prąd stojana, napięcie stojana, prędkość kątowna mogą być bez większych

problemów mierzone za pomocą coraz bardziej niezawodnych czujników pomiarowych. Inne sygnały niezbędne do prawidłowego funkcjonowania struktury sterowania są trudne do zmierzenia. Można je mierzyć za pomocą różnego rodzaju czujników specjalistycznych lub, jeżeli jest to niemożliwe lub niezalecane, obliczać z wykorzystaniem technik estymacji zmiennych stanu [1]–[4], [6], [25], [35], [70], [73], [104], [118], [130]–[163], [178], [197].



Rys. 1.1. Metody odtwarzania zmiennych stanu silnika indukcyjnego

Ogólny podział metod odtwarzania zmiennych stanu silnika indukcyjnego przedstawiono na rys. 1.1 [43], [137]. Podział ten wyróżnia trzy podstawowe metody pozyskiwania informacji o zmiennych stanu silnika indukcyjnego [137]:

- metody fizyczne, oparte na zjawiskach fizycznych zachodzących w maszynie;
- metody algorytmiczne, wykorzystujące modele matematyczne silnika indukcyjnego i powiązania zaczerpnięte z teorii sterowania;
- metody neuronowe, opierające się na teorii sztucznych sieci neuronowych.

Metody fizyczne opierają się na asymetrii magnetycznej maszyny [80], [86]. Do wyznaczania informacji o niedostępnych zmiennych stanu maszyny możliwe jest wykorzystanie powiązania harmonicznych żłobkowych ze strumieniem rozproszenia stojana [83], [211] lub można wykorzystać fakt, że analiza spektralna harmonicznych prądu stojana dostarcza wielu informacji o zjawiskach zachodzących w maszynie [22]. Podstawową zaletą tych metod jest niezależność estymacji prędkości kątowej od zmiennych parametrów silnika i bardzo dobra dokładność statyczna w zakresie dużych prędkości. Niestety dla małych prędkości wyniki ulegają znacznemu pogorszeniu, przetwarzanie sygnałów jest bardzo złożone, ponadto konieczna jest ingerencja w wewnętrzną strukturę maszyny i dlatego metody te nie znalazły powszechnego zastosowania w układach regulacji automatycznej [75].

Coraz większe znaczenie wśród metod wykorzystywanych do estymacji zmiennych stanu maszyn AC mają metody oparte na sztucznych sieciach neuronowych [14], [97], [120], [134], [137], [182], [202], [203]. Ukazuje się coraz więcej prac i publikacji naukowych dotyczących praktycznych implementacji układów odtwarzających zmienne stanu, a w szczególności amplitudę i fazę wektora strumienia skojarzonego z uzwojeniem wirnika oraz prędkość kątową silnika indukcyjnego z wykorzystaniem

teorii sztucznych sieci neuronowych [164]. Coraz częściej do realizacji tego zadania są wykorzystywane matryce FPGA, które umożliwiają wykonywanie obliczeń w sposób równoległy. Zastosowania te opierają się na podejściu związanym z modelowaniem lub identyfikacją układów dynamicznych z użyciem sieci neuronowych. Zaletą wykorzystania sieci neuronowych w strukturach sterowania jest ich niewielka wrażliwość na zmiany lub błędną identyfikację parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego. Metody te są trudne w implementacji praktycznej, a brak metod doboru warstw sieci oraz liczby neuronów w warstwach ukrytych powoduje, że sztuczne sieci neuronowe nadal nie są powszechnie stosowane jako estymatory strumienia i prędkości kątowej silnika indukcyjnego [43].

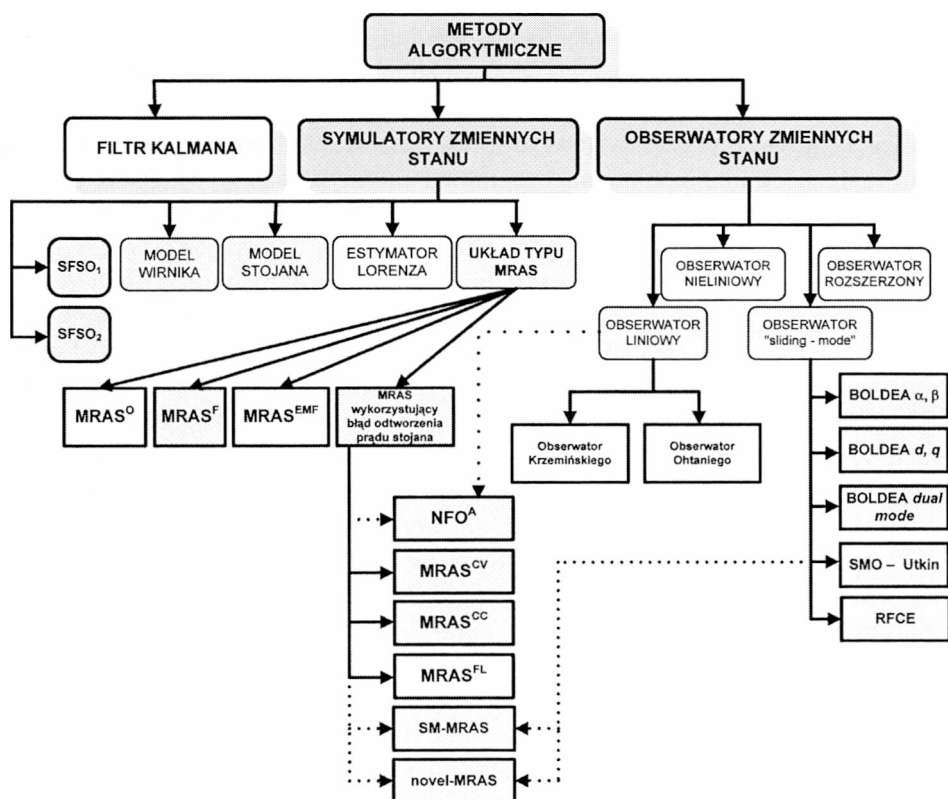
Kolejną grupą wykorzystywaną do pozyskiwania informacji o niedostępnych zmiennych stanu silnika indukcyjnego są metody algorytmiczne [43], oparte na modelu matematycznym maszyny. Jest to obecnie najszybciej rozwijająca się technika estymacji strumienia i prędkości maszyn AC [13], [14], [27], [41], [43], [59], [70], [75], [97], [108]. Szczegółowy podział metod algorytmicznych przedstawiono na rys. 1.2. Do najprostszych układów odtwarzających strumień wirnika i prędkość kątową wirnika należą tzw. symulatory zmiennych stanu [85], [137]. Są to układy realizujące model matematyczny silnika w technice analogowej lub cyfrowej, służące do symulacji przebiegu tych zmiennych w czasie rzeczywistym. Pierwsze rozwiązania w tej dziedzinie pojawiły się w latach 80. Ubiegłego wieku [89], [95]. Symulatory takie stanowią układy o właściwościach dynamicznych takich samych jak obiekt. Mają one podstawową wadę – są tak samo wrażliwe na zmiany parametrów jak obiekty, których są modelami.

W ostatnich latach nastąpił bardzo intensywny rozwój metod opartych na idei symulatorów zmiennych stanu, umożliwiających jednoczesną estymację strumienia i prędkości kątowej. Jednym z takich systemów jest estymator typu MRAS (ang. *Model Reference Adaptive System*) zaproponowany w [191] i rozwinięty w [178]. Układy te należą do najczęściej wykorzystywanych w złożonych systemach napędowych ze względu na stosunkowo prostą konstrukcję i coraz mniejszą wrażliwość na zmiany parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego.

Dokładność odtwarzania strumienia wirnika można znacznie polepszyć, wprowadzając do modelu obwodów elektromagnetycznych silnika sprzężenie zwrotne o odpowiednio dobranych współczynnikach wzmocnienia, czyli stosując tzw. obserwatory zmiennych stanu oparte na teorii sterowania [30] [34], [104]–[106], [137]. Obserwatorem stanu systemu dynamicznego – obiektu – nazywa się inny system, który na podstawie sygnałów wejściowych i wyjściowych wyznacza na bieżąco estymatę wektora stanu obiektu [133]. Do najczęściej wykorzystywanych układów można zaliczyć: obserwator Luenbergera [118], obserwator zredukowanego rzędu, obserwatory rozszerzone, nieliniowe oraz inne układy rozwijane przez różne ośrodki naukowe [130]–[137].

Wśród technik algorytmicznych często stosuje się filtr Kalmana [11], [12], [59], [85], [92], [115], [210], który wykorzystuje stochastyczne podejście, minimalizuje

wrażliwość na zakłócenia pomiarowe, jednak algorytm jego działania jest bardzo skomplikowany, w związku z czym wymaga bardzo szybkiego procesora sygnałowego. Ponadto właściwości dynamiczne filtra Kalmana mogą być kształtowane jedynie przez wybór macierzy kowariancji błędu stanu i pomiaru, które muszą być obliczone już na wstępie projektowania estymatora i są różne dla odmiennych typów silników indukcyjnych.



Rys. 1.2. Algorytmiczne metody estymacji zmiennych stanu silnika indukcyjnego

Filtr Kalmana dla silnika indukcyjnego tworzy się na bazie pełnego modelu matematycznego maszyny. Ponieważ jest to model strukturalnie nieliniowy, dokonuje się jego linearyzacji wokół aktualnego punktu pracy, a prędkość kątowna wirnika jest traktowana jak dodatkowa zmienna stanu [137]. Uzyskuje się w ten sposób rozszerzony model matematyczny silnika, dla którego projektuje się rozszerzony filtr Kalmana [59]. Technika ta mimo złożoności numerycznej jest rozwijana i wdrażana w nowoczesnych układach napędowych. Powstają rozszerzone filtry Kalmana [59], bezślado-

we filtry Kalmana [85] oraz tzw. układy przełączalne, wyznaczające cały wektor zmiennych stanu i parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego [11], [12].

Ponieważ całkowita eliminacja czujników pomiarowych jest niemożliwa, gdyż do odtwarzania stanu niezbędny jest pomiar prądu uzwojenia stojana, więc ostatnio pojawiły się *sensorless drives*, czyli układy bezczujnikowe [1], [6], [7], [11]–[14], [25], [30], [32]–[35], [42]–[60], [62], [73]–[81], [104]–[106], [109]–[111], [116], [119] lub *speed sensorless*, czyli układy bez pomiaru prędkości [137]–[163], [172], [177], [185], [200], [202], [205]–[207], [213].

Estymacja sygnałów niezbędnych do realizacji odpowiednich sprzężeń zwrotnych w układzie napędowym umożliwia:

- redukcję przestrzeni zajmowanej przez napęd,
- zmniejszenie liczby połączeń kablowych,
- redukcję kosztów,
- wzrost niezawodności układu [137].

Tematyka ta jest bardzo aktualna i ciągle intensywnie rozwijana w licznych ośrodkach naukowych.

1.2. Stan zagadnienia

Tematyka estymacji niedostępnych zmiennych stanu silników indukcyjnych jest przedmiotem zainteresowania od początku lat sześćdziesiątych dwudziestego wieku. Głównym celem naukowców było opracowanie prostych i niezawodnych układów, pozwalających precyzyjnie określić wartość zdefiniowanej zmiennej stanu, a także całkowita eliminacja inwazyjnych metod pomiarowych.

Najprostszymi układami umożliwiającymi estymowanie niedostępnych zmiennych stanu silnika indukcyjnego są symulatory zmiennych stanu. Pierwsze prace opisujące możliwości wykorzystania tych układów w praktycznych aplikacjach napędowych z silnikami indukcyjnymi pojawiły się w latach osiemdziesiątych dwudziestego wieku [89], [95]. Układy, które bezpośrednio opierają się na modelu matematycznym silnika, pozwalają precyzyjnie wyznaczyć składowe strumieni, jednak mają wszystkie wady wynikające z samego modelu maszyny [137]. Są one równie wrażliwe na błędną identyfikację parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego jak model, z którego zostały wyznaczone.

Jednym z układów, który do dzisiaj znajduje powszechne zastosowanie w automatyce napędu elektrycznego jest model napięciowy silnika indukcyjnego [43]. Symulator ten ma bardzo prostą konstrukcję, jednak w zakresie małych prędkości kątowych nie daje optymalnych rezultatów. Jest on bardzo wrażliwy na zmiany parametrów

związanych z uzwojeniem stojana. Metodą umożliwiającą zmniejszenie wrażliwości na błędne oszacowanie parametrów związanych z tym uzwojeniem jest tzw. model prądowy silnika indukcyjnego [137]. Układ ten umożliwia stabilną pracę napędu nawet w otoczeniu prędkości bliskich zeru. Wadą tego systemu jest z kolei nie do końca poprawna praca w zakresie większych prędkości kątowych i stosunkowo duża wrażliwość na zmiany rezystancji wirnika. Do prawidłowej pracy tego układu niezbędna jest informacja o aktualnej prędkości kątowej [43].

Mimo tych wad symulatory zmiennych stanu były wykorzystywane w układach napędowych z silnikami indukcyjnymi oraz intensywnie rozwijane przez różne ośrodki naukowe na świecie [43]. Praktycznie do dzisiaj można w literaturze odnaleźć artykuły dotyczące zagadnień sterowania układami napędowymi z wykorzystaniem takich symulatorów zmiennych stanu [203], [213].

Jednym ze sposobów pozbycia się opisanych wad obu symulatorów jest połączenie tych układów w tzw. estymatorze Lorenza [85]. W układzie tym wykorzystano regulator typu PI, na wejście którego podawano różnicę między estymowanymi wielkościami składowych strumienia wirnika przez model napięciowy i model prądowy. Sygnał korekcyjny z wyjścia regulatora jest wykorzystywany w modelu prądowym. Połączenie obu symulatorów pozwoliło zmniejszyć wrażliwość estymatora na zmianę parametrów silnika i umożliwiło stosunkową dobrą pracę układu w szerokim zakresie prędkości kątowej. Układ ten jest nadal spotykany w rozwiązaniach praktycznych [137].

W układach napędowych, w których zastosowano symulatory zmiennych stanu do wyznaczania składowych strumienia stojana i/lub wirnika możliwe jest estymowanie aktualnej wartości prędkości kątowej oparte na algorytmie wykorzystującym zależność określającą pulsację poślizgu [43], [137], [196]. Metoda ta w sposób naturalny łączy się z symulatorami zmiennych stanu, gdyż podobnie jak one opiera się na bezpośrednim opisie matematycznym silnika indukcyjnego [137].

Na początku lat dziewięćdziesiątych dwudziestego wieku pojawiły się pierwsze publikacje przedstawiające możliwości wykorzystania symulatorów zmiennych stanu w systemach adaptacyjnych umożliwiających jednoczesną estymację strumienia maszyny i prędkości kątowej wirnika. Jednym z takich układów jest układ zaproponowany w [191] i rozwinięty w [178] estymator typu MRAS.

Estymator prędkości typu MRAS w postaci klasycznej znanej z literatury [43], [178], [191] składa się z dwóch podukładów współpracujących ze sobą. Jednym z nich jest model napięciowy strumienia wirnika SI, który stanowi podukład odniesienia, natomiast podukładem przestrajalnym jest model prądowy strumienia. Wartość prędkości, która w równaniach modelu prądowego stanowi nieznaną parametr, jest dostrajana w bloku adaptacji na podstawie błędu między modelami. Otrzymywana w ten sposób wartość prędkości może być wykorzystywana w układzie sterowania wektorowego. Dzięki bardzo prostej budowie układy te, mimo ich wielu wad, są coraz czę-

ściej wykorzystywane do wektorowego sterowania momentem i prędkością silnika indukcyjnego (SI) [43].

Ze względu na dużą wrażliwość na błędną identyfikację parametrów SI [43] oraz brak jasnych reguł strojenia regulatora PI znajdującego się w podukładzie adaptacji prędkości oraz faktu, że nastawy klasycznego regulatora powinny ulegać automatycznym zmianom wraz ze zmianami parametrów schematu zastępczego silnika [172], [137], [143], [203] dąży się do opracowania takich estymatorów, opartych na idei MRAS, które w znacznym stopniu zniwelują wady klasycznego estymatora [43]. Istnieją możliwości poprawy działania estymatora MRAS przez poprawę jakości sygnałów dostarczanych do układu sterowania, niwelację szumów pomiarowych, offsetów, dryftów, które w znaczny sposób wpływają na stabilną pracę całego napędu [7], [71], [111], [175].

W pracach [76], [78] przedstawiono metodę niwelacji dryftów w układzie wektorowego sterowania silnikiem indukcyjnym przez kompensację mierzonych napięć międzyfazowych. W związku z pozbyciem się szumów możliwe było uzyskanie bardzo małych prędkości w układzie bez czujników wielkości mechanicznych. Ten sam autor przedstawił opis znanych i najczęściej wykorzystywanych metod estymacji zmiennych stanu, wśród nich także MRAS, z uwzględnieniem problemów kompensacji zakłóceń [77]. Okazało się, że zmniejszenie poziomu zakłóceń w układzie wektorowego sterowania silnika indukcyjnego umożliwiło uzyskanie stabilnej pracy układu w całym zakresie prędkości kątowej. Metody polegające na minimalizacji wpływu warunków środowiskowych na pracę układu napędowego wymagają z reguły budowy układów w specjalny sposób, a to prowadzi do wzrostu ceny całego napędu, na który większość z użytkowników nie może sobie pozwolić.

Estymatory typu MRAS są niestety także wrażliwe na zmiany lub błędną identyfikację parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego. Połączenie modeli napięciowego i prądowego pozwala co prawda zmniejszyć wrażliwość w stosunku do samych symulatorów, jednak w dalszym ciągu pozostawia duże pole do działania [59], [137], [203]. Ponadto parametry te zmieniają się wraz z temperaturą, co w przedziale małych prędkości może powodować nawet utratę stabilności układu [177].

Badania związane z estymatorami adaptacyjnymi w sposób szczegółowy przedstawiono w pracy [43]. Sprawdzono jakość pracy wybranych estymatorów typu MRAS w szerokim zakresie prędkości kątowej oraz wykonano szczegółowe badania stabilności i wrażliwości tych układów. Badania wykazały, że w układach typu MRAS niezbędna jest identyfikacja on-line rezystancji wirnika i stojana, co w znaczny sposób komplikuje budowę estymatora i powiększa liczbę zmiennych koniecznych do obliczenia.

W pracy [201] przedstawiono klasyczne rozwiązanie estymacji prędkości kątowej z wykorzystaniem układu MRAS z jednoczesną estymacją rezystancji stojana. Sposób uzyskiwania informacji o jej aktualnej wartości był oparty na układzie wykorzystują-

cym aktualną wartość prądu stojana oraz porównaniu strumienia wirnika estymowanego przez oba modele i podaniu tej wartości na regulator PI. Zbliżone podejście do estymacji rezystancji stojana przedstawiono w pracy [14]. Takie rozwiązanie problemu spowodowało znaczną poprawę działania napędu z tym estymatorem, jednak nie udało się pozbyć problemu wrażliwości klasycznego estymatora MRAS na błędne oszacowanie innych parametrów silnika indukcyjnego. W pracy [81] można odnaleźć analizę porównawczą kilku metod estymacji prędkości kątowych – z wykorzystaniem estymatora MRAS, obserwatora pełnego rzędu oraz filtru Kalmana z uwzględnieniem zarówno wrażliwości na błędne oszacowanie parametrów, problemu strojenia regulatorów jak i złożoności obliczeniowej tych metod estymacji.

Jednym ze sposobów poprawy działania estymatorów prędkości kątowej i strumienia wirnika/stojana jest zastosowanie filtracji sygnałów estymowanych. Układ, w którym wszystkie sygnały wejściowe do estymatora są poddawane wstępnej filtracji z wykorzystaniem filtru drugiego rzędu, natomiast wartości wyestymowane są filtrowane za pomocą filtrów pierwszego rzędu przedstawiono w [113]. Dodatkowo autor dokonał analizy sposobu adaptacji prędkości kątowej oraz wpływu reaktancji magnesyjnej, od której w dużym stopniu zależy prawidłowe działanie układu bezczujnikowego. Należy zaznaczyć, że w układach napędowych, w których dynamika sygnału ma duże znaczenie, niedopuszczalne jest stosowanie jakichkolwiek filtrów w układzie sterowania.

Inną grupą estymatorów typu MRAS są układy, w których do wyznaczania aktualnej wartości prędkości kątowej wykorzystuje się informacje o sile elektromotorycznej silnika. Takie podejście zaprezentowano między innymi w [172]. Układ taki jest bardziej rozbudowany niż w klasycznym rozwiązaniu, gdzie wyznacza się składowe strumienia wirnika, jednak jest w mniejszym stopniu wrażliwy na błędną identyfikację parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego.

Inną techniką wyznaczania niedostępnych zmiennych stanu silnika indukcyjnego są tzw. obserwatory zmiennych stanu. Tematyką tą jeden z pierwszych zajął się Luenberger już w 1964 roku [118]. Jednak jego prace dotyczyły czysto teoretycznych zagadnień związanych z estymacją zmiennych stanu obiektów liniowych. Dopiero w latach 1978 i 1979 pojawiły się pomysły wykorzystania tych metod do odtwarzania zmiennych stanu w silnikach indukcyjnych [41]. Metody zaproponowane przez tych autorów były rozwijane przez wielu naukowców, także w Polsce.

W ośrodku wrocławskim badania dotyczące zastosowania teorii obserwatorów zmiennych stanu są prowadzone od początku lat 80. XX w. Orłowska-Kowalska w 1984 roku opublikowała pierwsze w Polsce wyniki badań dotyczące teorii i zastosowania obserwatorów zmiennych stanu w układach napędowych z silnikami indukcyjnymi sterowanymi prądowo [130]. W pracach [131], [132] omówiono nieliniowe, biliniowe obserwatory wektora stanu silnika indukcyjnego, oraz niestacjonarne liniowe obserwatory stanu. Z kolei w monografii [133] przedstawiono teoretyczne zagadnienia związane

z estymacją niedostępnych zmiennych stanu w układach napędowych z silnikami indukcyjnymi, opracowano obserwator zredukowanego rzędu oraz obserwator rozszerzony, pozwalający na równoczesną estymację składowych strumienia wirnika, prądu stojana oraz rezystancji wirnika silnika indukcyjnego. Do dzisiaj w ośrodku wrocławskim są prowadzone badania związane z możliwością estymacji niedostępnych zmiennych stanu w złożonych układach napędowych zarówno z silnikami indukcyjnymi, jak i z maszynami PMSM i DC [42]–[59], [88], [93], [123], [179], [187]–[190], [134]–[163], [203].

Tematyką obserwatorów zmiennych stanu od początku lat 90. XX w. zajmowano się także w innych ośrodkach naukowych w kraju. W 1985 roku na Politechnice Warszawskiej przedstawiono możliwości wykorzystania bilingowego obserwatora stanu zarówno pełnego, jak i zredukowanego rzędu w układzie napędowym z silnikiem indukcyjnym [8]. Na Politechnice Gdańskiej opracowano nowe obserwatory zmiennych stanu dla układu napędowego sterowanego metodą multiskalarną [104]–[106]. Zagadnienie estymacji prędkości oraz wybranych parametrów silnika indukcyjnego w dalszym ciągu jest tam intensywnie badane [1]–[4], [70], [208]. Metody oparte na obserwatorach zmiennych stanu zaproponowane przez autorów umożliwiają stabilną pracę napędu w szerokim zakresie prędkości kątowej w różnych aplikacjach przemysłowych. Autorzy opisują także możliwości uzupełnienia systemów estymacji prędkości o dodatkowe algorytmy umożliwiające identyfikację wybranych parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego on-line. Na Politechnice Łódzkiej prowadzono intensywne badania nad możliwościami implementacji obserwatorów zmiennych stanu, w tym adaptacyjnych, w układach napędowych z silnikami indukcyjnym, a także w układach napędowych z silnikami PMSM [39], [90], [91].

Możliwościami implementacji technik estymacji zmiennych stanu, w tym prędkości kątowej, dla napędów z silnikami PMSM zajmował się także zespół z Politechniki Poznańskiej [26], [27], [84], [87], [208]. Intensywne badania nad tą tematyką prowadziło także na Politechnice Warszawskiej. Badania te dotyczyły głównie symulatorów zmiennych stanu, estymatorów typu MRAS oraz systemów opartych na sztucznych sieciach neuronowych [69], [95]–[97], [181], [196], [213]. Na Politechnice Śląskiej prowadzi się badania nad obserwatorem stanu dla układu sterowania multiskalarnego oraz nad estymatorami prędkości opartymi na technice adaptacyjnej [18], [124].

Zagadnienie estymacji zmiennych stanu z wykorzystaniem obserwatorów zmiennych stanu cieszyło się dużym zainteresowaniem na świecie. Między innymi Kubota [107]–[109] przedstawił obserwator pełnego rzędu, odtwarzający cztery zmienne stanu (prąd oraz strumień wirnika) w układzie wymuszenia prądu stojana. Prędkość kątowa była otrzymywana na wyjściu regulatora typu PI, którego wejście było sterowane sygnałem obliczanym na podstawie algorytmu porównującego wartości prądu estymowanego z wartością mierzoną, oraz z estymowanym strumieniem wirnika. Estymator ten często jest wykorzystywany w układach bezczujnikowych *sensorless* [73], [74].

Ponadto stanowi on bazę do opracowywania nowych mechanizmów wyznaczających zmienne stanu silnika indukcyjnego.

Tematyki związanej z napędami bezczujnikowymi dotyczyły także prace [25], [75]–[79], [110], [111]. Głównym aspektem prowadzonych przez autorów badań jest możliwość uzyskania jak najmniejszych prędkości kątowych z jednoczesnym generowaniem dużego momentu elektromagnetycznego przez napęd. Wykorzystywali oni zarówno symulatory zmiennych stanu, obserwatory zmiennych stanu, jak i układy oparte na technice MRAS oraz układy z „wstrzykiwaniem” sygnałów dodatkowych (ang. *signal injection*). W licznych publikacjach przedstawiano, że możliwe jest połączenie techniki MRAS z obserwatorami zmiennych stanu i poprawienie właściwości obu metod wyznaczania zmiennych stanu silnika indukcyjnego.

Układy MRAS mogą być z powodzeniem wykorzystywane wyłącznie do estymacji prędkości kątowej silnika. Strumień wirnika obliczany jest wówczas z innego estymatora, na wejście którego podawana jest między innymi wartość wyestymowanej prędkości. Taką metodę można znaleźć w pracy [67]. Podejście, które proponują autorzy, polega na wykorzystaniu estymatora typu Luenbergera [118] do estymacji strumienia wirnika oraz klasycznego estymatora MRAS [178] do estymacji prędkości kątowej. Autor nie pozbył się jednak estymatora prędkości opartego na pulsacji poślizgu [137] w obserwatorze, lecz porównuje dwie estymowane wielkości, a różnice między nimi podaje na układ adaptacji. Sposób ten zapewnia zmniejszenie wrażliwości całego układu na błędną identyfikację parametrów silnika, jednak pod względem obliczeniowym rozwiązanie to jest bardzo czasochłonne i wymaga zastosowania procesorów sygnałowych, które podołają estymacji tych sygnałów przez dwa niezależne estymatory. Pojawia się także problem związany z dużą liczbą regulatorów, dla których brak jest jakichkolwiek zasad strojenia.

W pracy [206] przedstawiono model MRAS, który w odróżnieniu od konwencjonalnego estymatora MRAS wykorzystuje jako model referencyjny obserwator pełnego rzędu, a elementem przestrajalnym jest model prądowy silnika indukcyjnego. Taka modyfikacja estymatora umożliwia uzyskanie znacznie mniejszych prędkości niż w układzie z estymatorem MRAS zaproponowanym w [178], [191]. Jednak z powodu zależności obu podukładów (obserwatora i symulatora) od prędkości kątowej oba estymatory mogą odtwarzać strumień z ustalonym błędem lub mogą utracić stabilność.

Niekonwencjonalne podejście do adaptacyjnych układów estymacji zmiennych stanu można znaleźć w pracy [182]. Autor proponuje taką modyfikację estymatora MRAS, aby bez konieczności stosowania skomplikowanych obserwatorów zmiennych stanu wykorzystać algorytm adaptacji prędkości zaproponowany przez Kubotę [108]. Do estymacji prądu stojana wykorzystuje najprostszy estymator tej wielkości, oparty na modelu prądowym i napięciowym silnika indukcyjnego, natomiast modelu napięciowego używa jako estymatora strumienia wirnika. Jednak bardzo duża wrażliwość

modelu napięciowego na błędną identyfikację parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego wpływa niekorzystnie na wrażliwość zaproponowanego estymatora prędkości kątowej na zmiany lub błędną identyfikację parametrów SI.

Rozwiązaniem tego problemu jest wykorzystanie modelu prądowego silnika indukcyjnego jako układu wyznaczającego składowe strumienia wirnika. W układzie tym modelem odniesienia jest silnik indukcyjny. Badania nad takim sposobem wyznaczania prędkości kątowej przedstawiono w pracy [43]. Wykazano, że układ taki charakteryzuje się bardzo dużą odpornością na zmiany parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego, działa stabilnie w całym zakresie prędkości kątowej i daje możliwości dalszej rozbudowy [155].

Modyfikacja algorytmu adaptacji prędkości kątowej jest jednym z najczęściej wykorzystywanych podejść do poprawy właściwości klasycznego estymatora MRAS. Metodę taką zaproponowano w pracy [32]. Dzięki modyfikacji algorytmu adaptacji prędkości kątowej przez dodanie sygnałów informacyjnych uzyskano zwiększenie zapasu stabilności estymatora dla małej prędkości kątowej [35], [38], [60].

Odrębną grupę obserwatorów zmiennych stanu stanowią tzw. obserwatory ślizgowe. Teoretyczne podstawy tej techniki przedstawiono w [10], [75], [97], [98], [205]. Układy wykorzystujące technikę ruchu ślizgowego umożliwiają zwiększenie odporności napędu na błędne oszacowanie parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego, jednak wprowadzają do estymowanego sygnału wartość związaną z ruchem ślizgowym, tzw. *chattering* [27], [171], [184]. Rozwiązania wykorzystujące tę technikę umożliwiają uzyskanie bardzo małych prędkości kątowych napędów bezczujnikowych [55], [57]. W zakresie osłabiania pola układy te z reguły zawodzą [58], [168], [169], [170].

Ruch ślizgowy jest wykorzystany w układach zaproponowanych w [25]. Autor sugeruje wykorzystanie modelu prądowego zapisanego we współrzędnych polowych. Uniezależnia w ten sposób estymator od aktualnej wartości prędkości kątowej i umożliwia uzyskanie bardzo dobrych rezultatów w zakresie małych prędkości.

W pracach [192], [193] przedstawiono możliwości wykorzystania obserwatora ślizgowego z jednoczesną estymacją reaktancji magnesowania silnika indukcyjnego. Podejście takie umożliwia zwiększenie dokładności estymatora dla prędkości przekraczających wartość znamionową.

Odrębną grupę wykorzystywaną do estymacji zmiennych stanu stanowią filtry Kalmana. Filtr Kalmana [59], [92], [115] wykorzystuje stochastyczne podejście, minimalizuje wrażliwość na zakłócenia pomiarowe, jednak algorytm jego działania jest bardzo skomplikowany, w związku z czym wymaga bardzo szybkiego procesora sygnałowego. Właściwości dynamiczne filtru Kalmana mogą być kształtowane jedynie przez wybór macierzy kowariancji błędu stanu i pomiaru, które muszą być obliczone już na początku projektowania estymatora i są różne dla różnych typów silników indukcyjnych. Filtr Kalmana dla silnika indukcyjnego tworzy się na bazie

pełnego modelu matematycznego maszyny. Ponieważ jest to model strukturalnie nieliniowy, dokonuje się jego linearyzacji wokół aktualnego punktu pracy, a prędkość kątowna wirnika jest traktowana jak dodatkowa zmienna stanu. Uzyskuje się w ten sposób rozszerzony model matematyczny silnika, dla którego projektuje się rozszerzony filtr Kalmana. Szczegółowe badania ilustrujące możliwości implementacji tego układu w bezczujnikowych układach napędowych przedstawiono w rozprawie doktorskiej [59].

Układ taki jest najczęściej wykorzystywany do estymacji składowych strumienia wirnika i prędkości kątowej silnika indukcyjnego [59]. Może być z powodzeniem użyty do estymacji zmiennych stanu dla silników PMSM i w układach wielomasowych [12], [27], [188]. Prowadzone są liczne badania i modyfikacje filtru, który poprawiłby jego właściwości. Możliwe jest wykorzystanie rozszerzonego filtru Kalmana do równoczesnej estymacji zmiennych stanu maszyny i wybranych parametrów za pomocą jednego układu (rozszerzony filtr Kalmana, ang. *Extended Kalman Filter* – EKF) [113] lub za pomocą układu przełączającego (ang. *Braided Extended Kalman Filter* – BEKF) [11], [12]. Pojawiają się także prezentacje możliwości wykorzystania w układach napędowych z silnikami AC bezśladowego filtru Kalmana [84]. Wszystkie te rozwiązania cechują się bardzo dużą złożonością, dużymi wymaganiami sprzętowymi oraz koniecznością strojenia macierzy Q i R .

Kolejnym sposobem wyznaczania zmiennych stanu w układach napędowych są sieci neuronowe. Wykorzystanie sieci neuronowych, które z założenia są niewrażliwe na błędne oszacowanie parametrów silnika indukcyjnego, jako modelu przestrajalnego w układzie typu MRAS zostało zaproponowane w pracach [13], [33], [134]. Autorzy dokonują także analizy wpływu sposobu uczenia sieci neuronowej na jakość estymacji prędkości kątowej. Układów z sieciami neuronowymi nie można modyfikować ani rozbudowywać w prosty sposób, są trudne w implementacji praktycznej.

Istotnym problemem związanym ze wszystkimi metodami estymacji zmiennych stanu silnika indukcyjnego jest zakres ich stabilności i odporność na zmiany zarówno parametrów maszyny, jak i innych wielkości związanych z estymatorami. Proponuje się różne metody analizy stabilności estymatorów zmiennych stanu, jednak bardzo rzadko dokonuje analizy wpływu zmian parametrów silnika indukcyjnego na stabilność badanych obiektów.

W pracy [23] przedstawiono metodę wyznaczania biegunów równania charakterystycznego estymatora opartą na wyznaczeniu transmitancji operatorowej estymatora strumienia i prędkości kątowej wirnika. Podejście takie umożliwia dokonanie analizy wpływu zmian prędkości kątowej oraz innych wielkości charakteryzujących estymator na rozmieszczenie biegunów równania charakterystycznego. Podobnie w pracy [110] przedstawiono analizę porównawczą badań stabilności dla kilku estymatorów zmiennych stanu silnika indukcyjnego z wykorzystaniem rachunku operatorowego, natomiast w pracy [128] badano wpływ zmian parametrów silnika indukcyjnego na rozmieszcze-

nie biegunów i zer równania charakterystycznego estymatora. Badania stabilności klasycznego estymatora MRAS omówiono także w [99], [100] oraz w [129] i [199]. Ich wyniki wykazały bardzo dużą zależność badanego estymatora od nastaw regulatora PI oraz od aktualnej wartości prędkości kątowej wpływających na rozłożenie biegunów równania charakterystycznego tego obiektu.

Inne podejście do analizy stabilności estymatorów prędkości kątowej zaproponowano w [43], [149]. Mechanizm umożliwia efektywne i stosunkowo proste wyznaczenie położenia biegunów estymatora w zależności od zmian różnych parametrów maszyny.

Do prawidłowej pracy estymatorów zmiennych stanu konieczna jest znajomość parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego. Wielkości te można pozyskiwać na podstawie danych katalogowych dostarczonych przez producenta maszyny lub wyznaczać na podstawie różnych testów. Zagadnienie to stanowi odrębny problem, który, podobnie jak techniki estymacji zmiennych stanu, jest przedmiotem badań od dziesięcioleci. Jedną z powszechnie stosowanych metod pozwalających wstępnie zidentyfikować parametry maszyny i uruchomić nawet proste symulatory na podstawie modelu napięciowego i prądowego silnika indukcyjnego są techniki oparte na zatrzymanym wirniku [144], [173], [183]. Możliwe jest wykorzystanie tych układów w tzw. systemach samonastrajających się [49].

Metody estymacji niedostępnych zmiennych stanu są przedmiotem badań wielu ośrodków naukowych na świecie [5]. Większość autorów skupia się na opracowaniu układu spełniającego tylko jedną wybraną cechę [107], [112], [161], [212] układu, który jest niewrażliwy na zmiany parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego, układu który działa w sposób stabilny, gdy prędkości kątowe są ekstremalnie małe lub podczas osłabiania pola.

Metody odtwarzające zmienne stanu silnika indukcyjnego [137] charakteryzują się określoną wrażliwością na błędną identyfikację lub zmianę parametrów silnika indukcyjnego [43], [162], [176], co w zależności od zastosowanego estymatora i aktualnych warunków pracy napędu może powodować znaczne pogorszenie jakości jego pracy, a w skrajnych przypadkach nawet utratę stabilności [43].

Większość znanych z literatury rozwiązań estymacji strumienia i prędkości kątowej badano w bardzo wąskim przedziale prędkości zadanej [77]. Z tego powodu rozwiązania, które są wykorzystywane w układach o małych wartościach prędkości kątowej (prędkość pełzna i prędkość zerowa) nie mogą być bezpośrednio stosowane w układach, które muszą pracować dla prędkości znacznie większych od znamionowej (w warunkach osłabiania pola) i odwrotnie [51]. Parametry silnika dla prędkości bliskich zeru i większych od znamionowej ulegają w dodatku dużym zmianom i klasyczne rozwiązania estymacji prędkości zawodzą [50], [57], [58].

Kolejnym problemem związanym z napędami elektrycznymi oraz z estymacją zmiennych stanu jest zagadnienie napędów o zwiększonym stopniu bezpieczeństwa

lub – inaczej – napędów odpornych na uszkodzenia (ang. *Fault Tolerant Drives*) [15], [16], [19], [20], [28], [36], [64], [65], [82], [114], [117], [121], [122], [165], [167], [180], [195], [209].

Z powodu dużej liczby niezbędnych zmiennych stanu potrzebnych do prawidłowego działania struktur sterowania silnikami indukcyjnymi układy te nie są niezawodne, a duża liczba czujników znacznie zwiększa cenę całego układu napędowego. Aby zapewnić bezpieczeństwo pracy tak złożonych układów napędowych w aplikacjach przemysłowych (np. w trakcji), konieczne jest wprowadzanie redundancji informacji o najważniejszych sygnałach decydujących o stabilnej pracy napędu. W układach napędowych z silnikami indukcyjnymi sygnałami, które gwarantują stabilną pracę napędu, są: napięcie i prąd stojana, strumień stojana bądź wirnika i prędkość kątowna [17], [20], [29], [31], [40], [66], [82], [98], [158], [168], [169].

W ostatniej dekadzie zarysowała się tendencja do poszukiwania metod eliminujących pomiary wielkości mechanicznych i/lub elektromagnetycznych i opracowywania estymatorów tych zmiennych stanu. Zmniejszenie liczby czujników pomiarowych, w tym wyeliminowanie czujnika prędkości, prowadzi do zwiększenia niezawodności układu napędowego. Jednak nawet w przypadku układów, w których stosowany jest bezpośredni pomiar prędkości kątowej, ze względów bezpieczeństwa konieczne jest dodatkowe stosowanie estymatorów [82], [98], [209]. Dlatego niezbędne jest równoczesny pomiar i estymacja sygnałów wykorzystywanych w wewnętrznych sprzężeniach zwrotnych. W razie wykrycia uszkodzenia jakiegokolwiek czujnika konieczne jest doprowadzenie napędu do takiego stanu, który nie zagraża bezpieczeństwu jego użytkowników i umożliwia przejście do pracy w trybie awaryjnym lub bezpieczne zatrzymanie napędu. Zmiennymi, które w układach wektorowego sterowania silnikiem indukcyjnym są najczęściej estymowane oraz mogą gwarantować bezpieczeństwo napędu, są strumień skojarzony z uzwojeniem wirnika i/lub stojana, moment elektromagnetyczny, prędkość lub/i położenie wału maszyny. Przejście układu napędowego z trybu pracy wykorzystującego informację z czujnika prędkości do pracy bezczujnikowej powinno odbywać się w sposób praktycznie niezauważalny dla użytkownika. W zakresie prędkości granicznych, dla których napędy bezczujnikowe nie mogą zagwarantować stabilnej pracy, musi nastąpić zatrzymanie napędu lub przejście do sterowania skalarnego [209].

Innym ważnym problemem w dziedzinie układów napędowych jest ich odporność na uszkodzenia zarówno części elektrycznej, jak i mechanicznej. Ważne jest, aby metody estymacji zmiennych stanu silnika indukcyjnego (przede wszystkim strumienia wirnika/stojana) działały w sposób prawidłowy, nawet jeżeli pojawią się problemy ze źródłem zasilania, czyli układem energoelektronicznym oraz w przypadku uszkodzenia silnika napędowego. Każdy stan awaryjny powinien być wykryty i umożliwić zatrzymanie napędu w sposób bezpieczny (automatycznie lub za wiedzą operatora) [101], [102], [103].

Liczne publikacje naukowe opisujące problemy związane z napędami odpornymi na uszkodzenia skupiają się przede wszystkim na sposobie wykrywania uszkodzenia oraz na odpowiednim doborze struktur sterowania napędem w celu skompensowania jego uszkodzenia. Brak jest kompleksowych badań pokazujących wpływ wybranych rodzajów uszkodzenia maszyny elektrycznej, czujników lub elementów energoelektroniki na pracę układu wektorowego sterowania oraz na jakość estymowanych zmiennych stanu.

W literaturze związanej z estymacją niedostępnych zmiennych stanu brak jest z kolei rozwiązań uniwersalnych, które mogłyby być stosowane zarówno w strukturach bezpośredniego sterowania momentem [37], jak i w układach sterowania połowo zorientowanego [43] bez konieczności zmian topologii tych układów i zmian nastaw w wewnętrznych ich strukturach oraz bez konieczności precyzyjnego identyfikowania parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego podczas każdego uruchomienia systemu. Istotne jest więc sprawdzenie tych zjawisk i dokładne ich przeanalizowanie.

Na podstawie przeglądu literatury można stwierdzić:

- Brak jest rozwiązań umożliwiających estymację prędkości w szerokim zakresie jej zmian dla napędów z silnikami indukcyjnymi (od prędkości pełnych, mniejszych od 5% wartości znamionowej, do osłabiania pola).
- Brak jest prostych w parametryzacji układów działających w sposób stabilny w szerokim zakresie prędkości i momentu.
- Istnieje potrzeba zaprojektowania układu, który będzie prosty w implementacji dla słabo zidentyfikowanych obiektów.
- Istnieje potrzeba opracowania układu działającego zarówno w strukturach sterowania skalarnego, jak i w układach sterowania prędkością lub momentem bez konieczności zmian topologii estymatora.
- Konieczne jest opracowanie prostego estymatora prędkości działającego w sposób prawidłowy z silnikami indukcyjnymi różnej mocy.
- Brak jest szczegółowych badań, jaki wpływ mają zmiany parametrów maszyny i estymatora na stabilność pracy układu wyznaczającego aktualną wartość prędkości kątowej.
- Konieczne jest sprawdzenie układu estymacji w systemach trakcyjnych i systemach o zwiększonym stopniu bezpieczeństwa w celu ich weryfikacji.
- Wydaje się zasadne zbadanie możliwości wykorzystania układu estymacji prędkości w układach napędowych z połączeniem sprzężystym.

1.3. Cel i zakres pracy

Na podstawie przeglądu dostępnej literatury można stwierdzić, że potrzebna jest analiza metod estymacji prędkości kątowej silnika indukcyjnego pod względem moż-

liwości ich wykorzystania w złożonych układach napędowych. Należy przy tym zwrócić szczególną uwagę na skomplikowanie algorytmu wyznaczania prędkości kątowej i możliwości jego praktycznej implementacji w rozwiązaniach przemysłowych. Zagadnieniem istotnym pod względem prawidłowego działania układów wektorowego sterowania silnikiem indukcyjnym jest problem estymacji parametrów schematu zastępczego SI i możliwości ich wykorzystania w systemach odtwarzających prędkość kątową. Wydaje się, że istotne jest opracowanie uniwersalnego estymatora strumienia i prędkości kątowej, stosunkowo prostego w parametryzacji i jednocześnie znacznie mniej wrażliwego na zmiany parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego niż inne znane estymatory. Układ taki powinien działać w sposób prawidłowy w całym zakresie prędkości napędu (od bliskich zera do przekraczających prędkość znamionową). Istotne jest, aby możliwe było zaaplikowanie takiego systemu do dowolnej struktury sterowania bez konieczności zmian jego wewnętrznych nastaw. Uniwersalny estymator powinien działać w sposób prawidłowy w układach napędowych z silnikami o stosunkowo niewielkiej mocy, ale także w napędach o zwiększonej mocy, np. w napędach trakcyjnych.

Opracowany uniwersalny estymator powinien również charakteryzować się małą wrażliwością na wahania (lub zaniki) napięcia zasilania oraz na zmiany parametrów układu sterowania.

W związku z szybkim rozwojem układów napędowych o zwiększonym stopniu bezpieczeństwa istotne wydaje się sprawdzenie możliwości wykorzystania takiego układu podczas uszkodzenia czujnika prędkości kątowej, uszkodzenia maszyny indukcyjnej oraz podczas awarii elementów półprzewodnikowych.

Testy takie umożliwią jednoznaczną ocenę opracowanego estymatora i nazwanie go systemem uniwersalnym.

Głównym celem autora niniejszej monografii było zatem opracowanie uniwersalnego estymatora do napędów z silnikami indukcyjnymi oraz sprawdzenie go w różnych warunkach pracy, a także analiza możliwości estymacji prędkości kątowej w beczujnikowych układach wektorowego sterowania silnikiem indukcyjnym z wykorzystaniem stosunkowo prostych metod algorytmicznych.

Sprawdzono także praktyczne możliwości wykorzystania napędu beczujnikowego w układach wielomasowych.

Punktem wyjścia do badań był opracowany w ośrodku wrocławskim estymator typu MRAS (tzw. MRAS^{CC}) [43], [154], charakteryzujący się dużym zapasem stabilności i stosunkowo małą wrażliwością na zmiany parametrów silnika w zakresie od prędkości znamionowej do prędkości bardzo małych.

Praca obejmuje:

- opis podstawowych struktur sterowania silnikiem indukcyjnym oraz możliwości implementacji w nich układów do wyznaczania zmiennych stanu,

- usystematyzowanie problemu estymacji niedostępnych zmiennych stanu silnika indukcyjnego,
- przegląd prostych (podstawowych) estymatorów zmiennych stanu silnika indukcyjnego,
- wyniki badań stabilności oraz wrażliwości wybranych estymatorów zmiennych stanu na błędne oszacowanie parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego,
- przegląd metod umożliwiających estymację on-line parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego,
- analizę pracy napędu bezczujnikowego z estymatorem prędkości i wybranych parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego,
- poprawę estymatora prędkości i jego testy w szerokim zakresie prędkości kątowej i momentu obciążenia, opracowanie uniwersalnego estymatora prędkości kątowej,
- sprawdzenie możliwości implementacji opracowanego estymatora prędkości w napędach trakcyjnych i dwumasowych,
- analizę możliwości pracy uniwersalnego estymatora prędkości w układach o zwiększonym stopniu bezpieczeństwa,
- analizę możliwości opracowania detektorów uszkodzenia wirnika SI oraz czujnika prędkości kątowej.

W rozdziale 1 zdefiniowano zagadnienia teoretyczne związane z estymacją niedostępnych zmiennych stanu w układach napędowych z silnikami indukcyjnymi. Przedstawiono przegląd literatury na temat estymacji prędkości kątowej dla napędów z silnikami AC. Omówiono cel i zakres monografii.

Rozdział 2 zawiera opis matematyczny układu napędowego z silnikiem indukcyjnym. Przedstawiono model matematyczny silnika indukcyjnego uwzględniający charakterystykę magnesowania silnika. Opisano podstawowe struktury wektorowego sterowania silnikiem indukcyjnym.

W rozdziale 3 opisano wybrane metody estymacji niedostępnych zmiennych stanu silnika indukcyjnego. Przedstawiono systematykę tych układów oraz wykonano badania wrażliwości każdego z analizowanych estymatorów. Zwrócono szczególną uwagę na możliwości praktycznej implementacji tych systemów w złożonych układach napędowych z uwzględnieniem stopnia skomplikowania i stabilności numerycznej. Przeanalizowano także możliwości dalszej rozbudowy estymatorów.

Analizę pracy wybranego estymatora strumienia i prędkości kątowej przedstawiono w rozdziale 4. Sprawdzone wrażliwość na zmiany parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego oraz stabilność układu w szerokim zakresie prędkości kątowej.

W rozdziale 5 przedstawiono teoretyczne podstawy estymacji parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego on-line. Szczególną uwagę zwrócono na estymację rezystancji stojana, rezystancji wirnika oraz na sposób prawidłowej identyfika-

cji reaktancji magnesującej i reaktancji rozproszenia stojana. Wykonano badania tych układów.

W rozdziale 6 omówiono możliwości opracowania estymatora uniwersalnego dla napędów bezczujnikowych. Szczególną uwagę zwrócono na korektę mechanizmu adaptacji prędkości kątowej oraz na konieczność uzupełnienia estymatora o dodatkowe estymatory parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego. Sprawdzono możliwości jego implementacji w złożonych układach napędowych. Wykonano badania wrażliwości, których wyniki dowodzą, że układ ten w pełni nadaje się do wykorzystania w systemach, w których dochodzi do dużych zmian parametrów maszyny.

Zaproponowany estymator zaimplementowany został w bezczujnikowym trakcyjnym układzie napędowym. Wyniki tych badań przedstawiono w rozdziale 7. Wykazano, że możliwe jest opracowanie trakcyjnego układu wektorowego sterowania momentem elektromagnetycznym pracującego w sposób stabilny bez informacji o prędkości kątowej uzyskiwanej z czujnika tej wielkości.

W rozdziale 8 omówiono zagrożnienia związane z możliwością estymacji prędkości kątowej z wykorzystaniem opracowanego estymatora typu MRAS w adaptacyjnym bezczujnikowym układzie wektorowego sterowania silnikiem indukcyjnym z połączeniem sprzężystym. W strukturze sterowania wykorzystano ślizgowy neuronowo rozmyty regulator prędkości kątowej. Wykazano, że możliwa jest stabilna praca układów wielomasowych bez informacji o prędkości kątowej z czujnika prędkości kątowej.

W rozdziale 9 przedstawiono zagrożnienia związane z napędami elektrycznymi o zwiększonym stopniu bezpieczeństwa. Sprawdzono wpływ uszkodzenia wirnika silnika indukcyjnego na pracę opracowanego estymatora prędkości oraz kompletnego napędu bezczujnikowego. Wykonano badania wpływu uszkodzenia czujnika prędkości oraz elementów energoelektroniki na proces estymacji niedostępnych zmiennych stanu. W rozdziale tym omówiono także detektory pozwalające wykryć uszkodzenie nawet jednego pręta klatki wirnika w strukturach sterowanych metodami wektorowymi oraz detektora uszkodzenia czujnika prędkości. Przedstawiono kompletny system odporny na uszkodzenia czujnika prędkości kątowej.

Po uwagach i wnioskach końcowych przedstawiono załączniki zawierające dane techniczne silników użytych do badań symulacyjnych i eksperymentalnych oraz opisano budowę stanowiska laboratoryjnego.

2. Model matematyczny układu napędowego

2.1. Wprowadzenie

Opracowanie struktury sterowania układem napędowym z silnikiem indukcyjnym (SI), który umożliwia prawidłową i szczegółową ocenę struktur estymacji prędkości kątowej, wymaga stworzenia modelu matematycznego silnika. Spotyka się różne rozwiązania umożliwiające wykonywanie mniej lub bardziej złożonych symulacji: modele polowe, polowo-obwodowe, obwodowe lub modele cieplne [43], [96], [137]. Najczęściej wykorzystywaną strukturą do analizy metod estymacji prędkości kątowej jest obwodowy model matematyczny silnika indukcyjnego (SI) zapisany za pomocą wektorów przestrzennych w wartościach względnych z założeniami upraszczającymi podanymi w [137]. W celu dokładnej analizy układów w niniejszej pracy zastosowano rozszerzony model matematyczny silnika indukcyjnego uwzględniający zmienność indukcyjności magnesującej.

2.2. Nieliniowy model matematyczny silnika indukcyjnego

Równania modelu matematycznego silnika indukcyjnego, zapisane w układzie współrzędnych wirującym z prędkością $\omega_k (u - v)$, przyjmują następującą postać:

- równanie napięciowe obwodu stojana i wirnika

$$\mathbf{u}_{sk} = r_s \mathbf{i}_{sk} + T_N \frac{d}{dt} \mathbf{\Psi}_{sk} + j\omega_k \mathbf{\Psi}_{sk} \quad (2.1)$$

$$\mathbf{u}_{rk} = r_r \mathbf{i}_{rk} + T_N \frac{d}{dt} \mathbf{\Psi}_{rk} + j(\omega_k - \omega_m) \mathbf{\Psi}_{rk} \quad (2.2)$$

- równanie strumieniowo-prądowe

$$\Psi_{sk} = x_s \mathbf{i}_{sk} + x_m \mathbf{i}_{rk} \quad (2.3)$$

$$\Psi_{rk} = x_r \mathbf{i}_{rk} + x_m \mathbf{i}_{sk} \quad (2.4)$$

- równanie ruchu

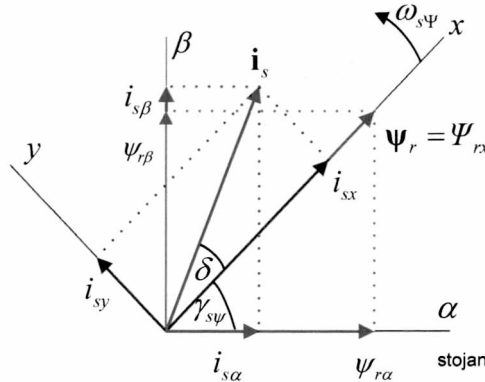
$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{T_M} [m_e - m_o] \quad (2.5)$$

$$m_e = \text{Im} [\Psi_{sk}^* \mathbf{i}_{sk}] \quad (2.6)$$

gdzie:

$$T_N = \frac{1}{\Omega_b} = \frac{1}{2\pi f_{sN}}, \quad T_M = \frac{J\Omega_b}{p_b M_b}$$

Jeżeli zostanie przyjęta prędkość wirowania układu współrzędnych prostokątnych $\omega_k = 0$, otrzymuje się układ współrzędnych nieruchomy względem stojana (α - β) zgodnie z wykresem wektorowym przedstawionym na rys. 2.1 [137]:



Rys. 2.1. Układ nieruchomy względem stojana (α - β) i wirujący z prędkością synchroniczną (x - y) [137]

Model matematyczny silnika indukcyjnego w układzie współrzędnych prostokątnych (α - β) przyjmuje następującą postać:

- równanie różniczkowe obwodu stojana

$$T_N \frac{d\Psi_{s\alpha}}{dt} = u_{s\alpha} - r_s i_{s\alpha} \quad (2.7)$$

$$T_N \frac{d\Psi_{s\beta}}{dt} = u_{s\beta} - r_s i_{s\beta} \quad (2.8)$$

- równanie różniczkowe obwodu wirnika

$$T_N \frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} = -r_r i_{r\alpha} - \omega_m \Psi_{r\beta} \quad (2.9)$$

$$T_N \frac{d\Psi_{r\beta}}{dt} = -r_r i_{r\beta} + \omega_m \Psi_{r\alpha} \quad (2.10)$$

- równania strumieniowo-prądowe

$$i_{s\alpha} = \Psi_{s\alpha} \frac{x_r}{w} - \Psi_{r\alpha} \frac{x_m}{w} \quad (2.11)$$

$$i_{s\beta} = \Psi_{s\beta} \frac{x_r}{w} - \Psi_{r\beta} \frac{x_m}{w} \quad (2.12)$$

$$i_{r\alpha} = \Psi_{r\alpha} \frac{x_s}{w} - \Psi_{s\alpha} \frac{x_m}{w} \quad (2.13)$$

$$i_{r\beta} = \Psi_{r\beta} \frac{x_s}{w} - \Psi_{s\beta} \frac{x_m}{w} \quad (2.14)$$

- równanie ruchu

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{T_M} \left((\Psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Psi_{s\beta} i_{s\alpha}) - m_o \right) \quad (2.15)$$

gdzie:

$$w = x_s x_r - x_m^2$$

W przedstawionym modelu matematycznym SI założono, że skupione parametry uzwojenia maszyny są stałe oraz pominięto takie zjawiska, jak nieliniowość charakterystyki magnesowania i jej histereza, wpływ prądów wirowych, a także zjawiska nasłórkowości. Mimo to układ równań modelu SI jest modelem nieliniowym (wyrażenia na napięcie indukowane wirnika w równaniach (2. 9) i (2.10) oraz na moment elektromagnetyczny w równaniu (2.15)) ze sprzężeniami skośnymi [137]. Z powodu nieliniowości modelu nie jest możliwe bezpośrednie oddziaływanie na dynamikę zmian momentu bez linearyzacji obiektu sterowania. Linearyzacja polega na odprężnięciu torów sygnałowych wektora prądu stojana oraz wektora strumienia wirnika. Można je zrealizować dzięki przekształceniu modelu silnika indukcyjnego do układu współrzędnych wirującego z prędkością synchroniczną (x - y) i zastosowaniu sterowania połowo zorientowanego [137].

Do szczegółowej oceny jakości estymacji niedostępnych zmiennych stanu konieczne jest badanie układu napędowego w szerokim zakresie prędkości kątowej, od bliskich bądź równych zero do znacznie przekraczających prędkość znamionową. Niezbędne jest zatem uwzględnienie w modelu matematycznym SI zmian indukcyjności (reaktancji) magnesującej spowodowanej między innymi pracą wektorowego układu sterowania w warunkach zmiennego strumienia.

Do odwzorowania w modelu matematycznym SI kształtu uśrednionej charakterystyki magnesowania (z pominięciem zjawiska histerezy) posłużono się metodą przedstawioną w pracy [112].

Reaktancja magnesująca może być wyznaczona z następującej zależności:

$$x_m = \frac{\Psi_m}{i_m} \quad (2.16)$$

przy czym strumień magnetyczny można obliczyć na podstawie jego składowych $\Psi_{m\alpha}$, $\Psi_{m\beta}$, wyrażonych w stacjonarnym układzie współrzędnych prostokątnych (α - β):

$$\Psi_m = \sqrt{\Psi_{m\alpha}^2 + \Psi_{m\beta}^2} \quad (2.17)$$

gdzie:

$$\Psi_{m\alpha} = \int (u_{s\alpha} - r_s i_{s\alpha}) dt - x_{\sigma s} i_{s\alpha}, \quad \Psi_{m\beta} = \int (u_{s\beta} - r_s i_{s\beta}) dt - x_{\sigma s} i_{s\beta} \quad (2.18)$$

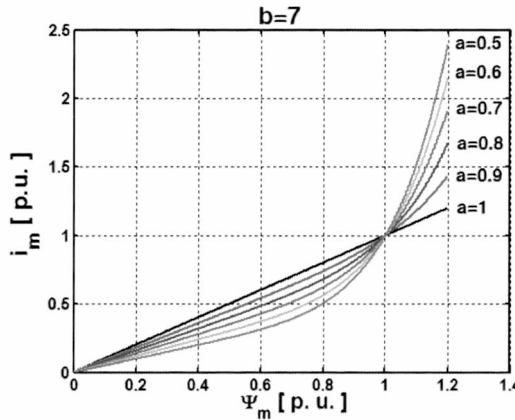
Zależność prądu magnesującego od strumienia głównego SI można wyznaczyć na podstawie aproksymacji charakterystyki magnesowania w sposób opisany w [112]:

$$i_m = f(\Psi_m) \quad (2.19)$$

jako zależność nieliniową w następującej postaci (zapisaną w jednostkach względnych):

$$i_m = c(a\Psi_m + (1-a)\Psi_m^b) \quad (2.20)$$

gdzie: a, b, c – stałe charakterystyczne dla danego silnika



Rys. 2.2. Krzywe magnesowania dla różnych wartości parametrów $a, b = 7$ [112], $c = 1$

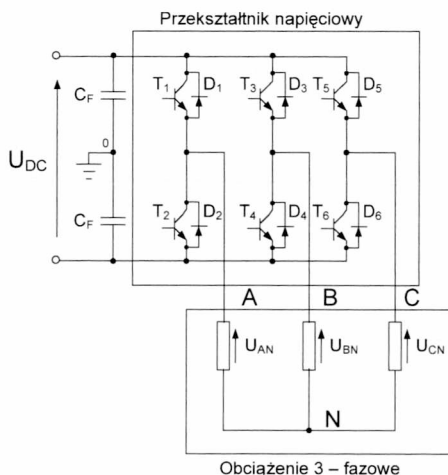
Gdy znany jest przebieg charakterystyki magnesowania silnika, należy dobrać parametry a, b w taki sposób, aby rzeczywista oraz estymowana krzywa magnesowania się pokrywały. Zgodnie z badaniami przedstawionymi w [112] dla silników indukcyjnych małej i średniej mocy parametr a powinien mieścić się w przedziale (0,6–0,9), natomiast parametr b powinien wynosić 5 lub 7. Wraz ze wzrostem mocy silników indukcyjnych zmienia się sztywność tej charakterystyki.

Przykładowe przebiegi estymacji prądu magnesującego wyznaczone na podstawie strumienia magnesującego zgodnie z równaniem (2.20), dla $b = 7$ i różnych współczynników a przedstawiono na rys. 2.2.

2.3. Układ napędowy z przemiennikiem częstotliwości

Najbardziej efektywną metodą sterowania prędkością silników indukcyjnych są metody wykorzystujące zmianę częstotliwości zasilania [96], [126], [137]. W tym celu stosuje się pośrednie przemienniki częstotliwości, które składają się z prostownika napięcia bądź prądu sieciowego, obwodu pośredniczącego prądu lub napięcia stałego

i falownika prądu bądź napięcia. Klasyczny trójfazowy przemiennik częstotliwości, składający się z trzech gałęzi oraz sześciu aktywnych łączników (tranzystory mocy IGBT wraz z przyłączonymi przeciwrównoległe diodami) po dwa na każdą gałąź przedstawiono na rys. 2.3.



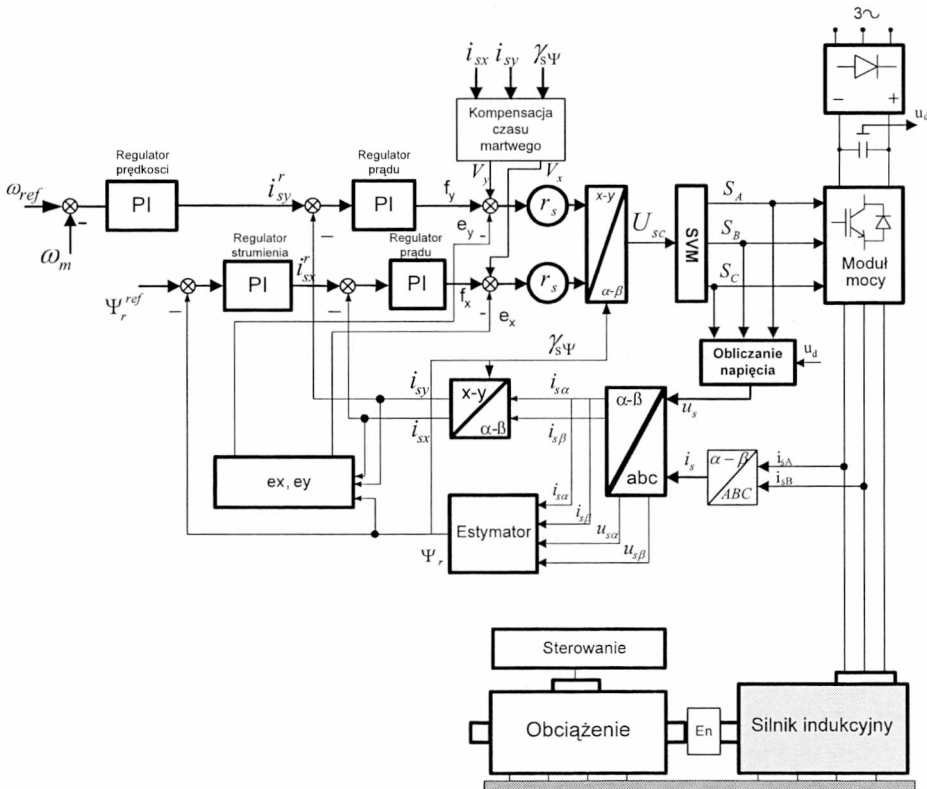
Rys. 2.3. Podstawowy układ trójfazowego falownika napięcia

Ogólna idea sterowania falownikiem napięcia opiera się na sekwencyjnym przełączaniu łączników tranzystorowych [125]. Rzeczywisty przepływ mocy w każdej fazie silnika jest kontrolowany przez cykl pracy poszczególnych tranzystorów. Jedną z podstawowych modulacji stosowanych w celu uzyskania odpowiedniego cyklu pracy dla każdego przełącznika jest modulacja szerokości impulsu (MSI, ang. *Pulse Width Modulation*, PWM) szczegółowo opisana w [43], [125], [213]. Z powodu dużej częstotliwości łączeń falownik ten charakteryzuje się zbliżonym do sinusoidalnego kształtem prądu oraz dużą gęstością mocy [213]. Tranzystory IGBT falownika napięcia z reguły modeluje się jako idealne łączniki. W niniejszej pracy do ich sterowania zastosowano metodę modulacji wektorowej (SVM) [213]. Wybór metody sterowania odbywa się na podstawie rodzaju procesu, w jakim ma być wykorzystywany dany silnik indukcyjny.

W związku z tym, że jednym z głównych celów pracy jest opracowanie uniwersalnego estymatora prędkości kątowej działającego w różnych strukturach sterowania, odpornego na zmiany parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego w badaniach testowano dwie struktury sterowania wektorowego, wykorzystujące metodę bezpośredniego sterowania polowo zorientowanego DRFOC (ang. *Direct Rotor Field Oriented Control*) oraz metodę bezpośredniego sterowania momentem DTC-SVM (ang. *Direct Torque Control with Space Vector Modulation*) [43], [137], [180], [213].

2.4. Struktura bezpośredniego sterowania polowo zorientowanego z wymuszeniem napięcia stojana

Idea sterowania z wykorzystaniem metody polowo zorientowanej [21], [72] polega na wymuszeniu w zamkniętej strukturze sterowania polowo zorientowanych składowych wektora prądu stojana i_{sx} oraz i_{sy} , które kształtują strumień wirnika i moment elektromagnetyczny. Stosowany przemiennik częstotliwości z wymuszeniem prądu, nie jest w stanie bezpośrednio wymusić polowo zorientowanych składowych wektora prądu stojana. W tym celu niezbędna jest transformacja wektora prądu stojana z układu fazowego ($a-b-c$) do układu współrzędnych ($\alpha-\beta$), a następnie do układu ($x-y$) i odwrotnie [137]. Aby przeprowadzić transformację układów współrzędnych w algorytmie metody RFOC, potrzebna jest informacja o położeniu (kącie) wektora strumienia skojarzonego z uzwojeniem wirnika $\gamma_s\psi$ (rys. 2.1), którą uzyskuje się za pomocą różnych estymatorów oraz danych pomiarowych (metodą bezpośrednią) [21].



Rys. 2.4. Struktura układu bezpośredniego sterowania polowo zorientowanego DRFOC silnikiem indukcyjnym

Schemat blokowy struktury DRFOC przyjętej do badań symulacyjnych i eksperymentalnych z uwzględnieniem bloku odprężającego nieliniowe sprzężenia skrośne w modelu matematycznym SI i zasilaniu silnika ze źródła napięcia (falownika napięcia z modulatorem wektorowych) przedstawiono na rys. 2.4. Szczegółowy opis i analizę prezentowanej struktury sterowania przedstawiono w [137].

W przypadku zasilania silnika ze źródła napięciowego konieczne jest zastosowanie członów odprężających.

$$e_x = \omega_{sy} \sigma T_s \Omega_b i_{sy} - \frac{x_m}{x_r x_s} T_s \frac{d\psi_r}{dt}, \quad e_y = -\omega_{sy} \sigma T_s \Omega_b i_{sx} - \frac{x_m}{x_r x_s} T_s \psi_r \quad (2.21)$$

Układ ten autonomizuje tory sterowania składowymi i_{sx} oraz i_{sy} prądu stojana poprzez składowe wektora napięcia stojana $\mathbf{u}_s$ w taki sposób, aby możliwe było zachowanie podstawowych cech sterowania połowo zorientowanego silnikiem indukcyjnym, czyli dwóch niezależnych torów regulacji.

Dzięki optymalizacji regulatorów prądów R_{ix} oraz R_{iy} według kryterium modułu uzyskuje się kompensację stałej czasowej obwodu stojana σT_s . W torze regulacji strumienia elektromagnetycznego regulator R_ψ nastawia się według kryterium modułu, co daje kompensację stałej czasowej obwodu wirnika T_r . O dynamice regulacji strumienia wirnika w układzie połowo zorientowanym decyduje więc najmniejsza stała czasowa obwodu – stała czasowa przekształtnika T_v (FN-MSI). Obwód regulacji prędkości optymalizuje się zgodnie z kryterium symetrii, co umożliwia kompensację dominującej stałej czasowej napędu – stałej mechanicznej T_M .

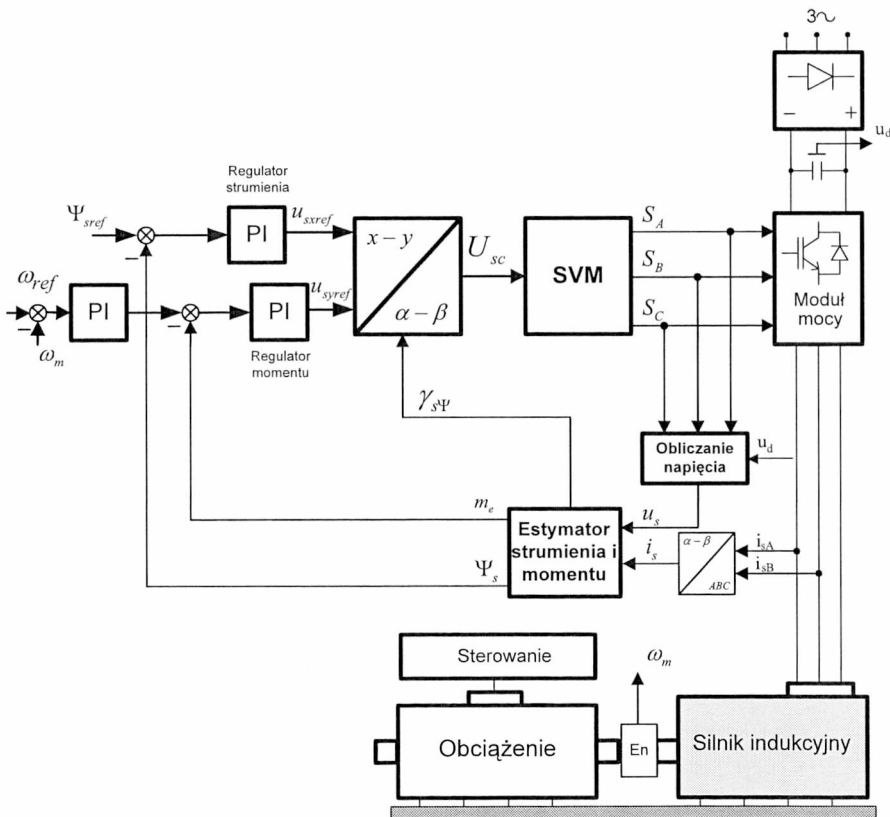
O właściwościach dynamicznych struktury sterowania momentem silnika decyduje wówczas stała czasowa przekształtnika T_v . Umożliwia to osiągnięcie bardzo szybkiej regulacji strumienia wirnika, momentu i prędkości silnika.

2.5. Struktura bezpośredniego sterowania momentem elektromagnetycznym silnika indukcyjnego

W chwili obecnej istnieje wiele modyfikacji klasycznej struktury sterowania typu DTC [96], [180], [213]. Jedną z najbardziej popularnych w zastosowaniu przemysłowym jest struktura DTC-SVM, w której dzięki użyciu modulatora wektorowego i zastąpieniu regulatorów histerezowych strumienia i momentu silnika (które występują w klasycznej strukturze DTC) regulatorami typu PI można uzyskać stałą częstotliwość łączy zaworów falownika napięcia, a tym samym stałą wartość strat łączy w przekształtniku.

Podstawową różnicą między klasyczną metodą DTC a metodą DTC-SVM jest sposób obliczania logicznych sygnałów sterujących pracą przemiennika częstotliwości. W przypadku struktury klasycznej sygnały te są bezpośrednio obliczane na podstawie wartości chwilowych, natomiast w strukturze DTC-SVM sygnały logiczne oblicza układ modulatora SVM za pomocą wartości średnich.

Wraz z rozwojem metod sterowania wykorzystujących koncepcję DTC układy te stają się coraz bardziej złożone i zależne od parametrów schematu zastępczego SI. Można powiedzieć, że najnowsze metody sterowania DTC-SVM (bezpośrednie sterowanie momentu) coraz bardziej przypominają klasyczną metodę DFOC (ang. *Direct Field Oriented Control*). Do ich prawidłowego działania niezbędna staje się transformacja współrzędnych, bloki estymacji strumienia wirnika i/lub stojana, a ich wewnętrzna struktura często wykorzystuje model matematyczny maszyny do obliczania odpowiednich wielkości strumienia zadanego lub kąta. Schemat blokowy takiej struktury sterowania przedstawiono na rys. 2.5.



Rys. 2.5. Schemat struktury DTC-SVM

Składowe strumienia stojana niezbędne do prawidłowej pracy układu DTC-SVM można wyznaczyć z zależności:

$$\Psi_s^e = \frac{x_m}{x_r} \Psi_r^e + x_s \sigma \mathbf{i}_s \quad (2.22)$$

Metoda ta z powodzeniem może być wykorzystywana w złożonych bezczujnikowych aplikacjach przemysłowych – przede wszystkim w układach wymagających szybkich zmian momentu elektromagnetycznego.

3. Estymacja prędkości kątowej silnika indukcyjnego – wybrane struktury

3.1. Wprowadzenie

Niezależnie od metody sterowania zastosowanej w układzie napędowym estymatory zmiennych stanu wykorzystywane do estymacji strumienia i/lub prędkości powinny wykazywać jak najmniejszą wrażliwość na zmiany lub błędną identyfikację parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego [43]. Układy bezczujnikowe zyskują obecnie coraz większą popularność [75], [137], zwłaszcza w napędach o zwiększonym bezpieczeństwie, jednak ich stosowanie jest ograniczone wąskim zakresem dopuszczalnej wartości prędkości kątowej. Z reguły są one stosowane w napędach, które muszą pracować w sposób prawidłowy w przedziale prędkości kątowej $0 < \omega_m \leq \omega_{mN}$ [73]–[79].

W związku z tym, że głównym celem prowadzonych badań było opracowanie uniwersalnego estymatora prędkości kątowej działającego prawidłowo w szerokim zakresie prędkości w różnych aplikacjach napędowych, stosunkowo prostego w parametryzacji, dalsze rozważania ograniczą się do wybranych metod algorytmicznych, które zdaniem autora stanowią dobrą bazę do stworzenia takiego systemu.

Wszystkie omawiane metody charakteryzują się prostą konstrukcją i łatwością ich implementacji w dowolnej strukturze sterowania, co jest jednym z podstawowych założeń wstępnych. Istnieje możliwość rozbudowy o dodatkowe moduły poprawiające ich funkcjonalność i stabilność pracy. Przedstawiono także nowe rozwiązania estymatorów zmiennych stanu lub modyfikację powszechnie znanych systemów opartych na znanych regułach. Ponieważ od uniwersalnego estymatora wymaga się prawidłowej pracy w trudnych warunkach oraz ciągłości pracy nawet podczas stanów awaryjnych, więc w ostatecznych rozważaniach uwzględniono tylko te estymatory, które zdaniem autora spełniają te założenia. Podczas opracowywania koncepcji uniwersalnego estymatora prędkości kątowej nie brano pod uwagę zaawansowanych metod odtwarzania prędkości kątowej, o skomplikowanej strukturze, ze złożonym procesem strojenia (filtry Kalmana, obserwatory rozszerzone itp.) mimo ich dobrych właściwości. Z powodzeniem mogą być one stosowane w określonych układach napędowych.

3.2. Metody wykorzystujące zależność na pulsację poślizgu silnika indukcyjnego

Mechanizm wyznaczania prędkości kątowej w napędach bezczujnikowych oraz w napędach bezpiecznych powinien gwarantować stabilną pracę estymatora w całym zakresie parametrów układu. Powinien być stosunkowo prosty w realizacji praktycznej i jednocześnie stwarzać duże możliwości ewentualnej kompensacji zakłóceń wpływających na pracę układu. Jednym z powszechnie znanych i stosowanych w praktyce algorytmów do wyznaczania prędkości kątowej jest mechanizm wykorzystujący wyznaczone składowe wektora strumienia wirnika.

Prędkość kątowa z wykorzystaniem tej metody oblicza się z zależności [96], [137]:

$$\begin{aligned}\omega_m^e &= \omega_{s\psi}^e - \omega_{rp}^e \\ \omega_{rp}^e &= \frac{T_N x_m}{T_r} \frac{\psi_{r\alpha}^e i_{s\beta}^e - \psi_{r\beta}^e i_{s\alpha}^e}{|\Psi_r^e|^2} \\ \omega_{s\psi}^e &= T_N \frac{\psi_{r\alpha}^e \frac{d}{dt} \psi_{r\beta}^e - \psi_{r\beta}^e \frac{d}{dt} \psi_{r\alpha}^e}{\Psi_r^{e2}}\end{aligned}\tag{3.1}$$

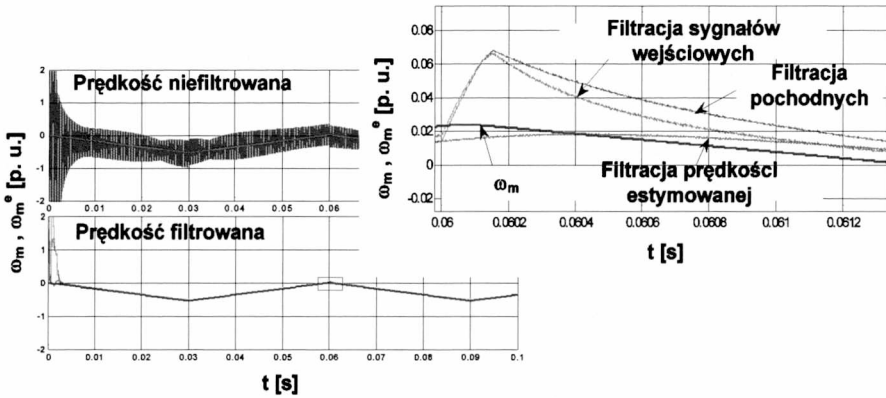
Mechanizm wyznaczania prędkości kątowej z równań (3.1) charakteryzuje się wrażliwością na zmiany reaktancji magnesującej oraz rezystancji wirnika. Prędkość estymowana w ten sposób musi być filtrowana, aby mogła być wykorzystana w zamkniętym układzie regulacji. Po zastosowaniu filtracji sygnał prędkości nadaje się do wykorzystania w strukturach bezczujnikowych. Ma on jednak stosunkowo duże przesunięcie fazowe oraz oscylacje i przeregulowania wynikające z metody filtracji sygnału wyjściowego.

Przeprowadzanie filtracji jest możliwe na trzy sposoby [57]:

- filtrowanie tylko sygnałów wejściowych mechanizmu obliczania prędkości (prądów i strumieni),
- filtrowanie tylko pochodnych sygnałów strumienia wirnika,
- filtrowanie sygnału wyjściowego – prędkości.

Przebiegi niefiltrowanego sygnału prędkości oraz po zastosowaniu filtru przedstawiono na rys. 3.1. Zastosowanie filtrów wygładzających estymowaną wartość prędkości kątowej wprowadza opóźnienia, ponadto w stanach dynamicznych układ wyznacza prędkość z bardzo dużymi błędami. Opisywany algorytm estymacji prędkości kątowej nie jest zatem optymalnym rozwiązaniem dla napędów bezczujnikowych o dużej dynamice (rys. 3.1).

Lepszym rozwiązaniem wydaje się filtrowanie sygnału prędkości estymowanej z równoczesnym filtrowaniem sygnałów wejściowych (prądu i strumienia). Pociąga to za sobą jednak znaczne pogorszenie dynamiki układu. Mimo że w analizowanym układzie zachodzi konieczność filtrowania sygnałów wyjściowych, jest on często wykorzystywany w estymatorach strumienia stojana i/lub wirnika jako dodatkowy algorytm zwiększający wektor estymowanych zmiennych stanu estymatora.



Rys. 3.1.1. Prędkość estymowana za pomocą algorytmu (3.1) [57]

W dalszej części pracy przedstawiono estymatory wykorzystujące opisany mechanizm, które, zdaniem autora, stanowią doskonałą alternatywę dla złożonych i skomplikowanych obserwatorów zmiennych stanu. Sprawdzono symulatory wykorzystujące model napięciowy i prądowy strumienia wirnika, estymator Ohtaniego, SFSO (ang. *Stator Flux-Based Speed Observer*), układ *Dual-Mode*, D-Q, estymator RFCE (ang. *Rotor Flux and Current Estimator*).

3.2.1. Symulator wykorzystujący model matematyczny obwodu stojana

Jednym z najczęściej wykorzystywanych układów do estymacji strumienia stojana lub wirnika jest symulator oparty na równaniu obwodu uzwojenia stojana silnika indukcyjnego [137]. Równania opisujące strumień wirnika są zależne od wektora napięcia i prądu stojana. Model ten powszechnie jest nazywany symulatorem napięciowym [196] i jest wykorzystywany jako model odniesienia (referencyjny) w różnych topologiach estymatorów prędkości kątowej.

Równanie obwodu stojana można przedstawić w następującej postaci, w jednostkach względnych (indeks u wskazuje na wykorzystanie modelu napięciowego do estymacji strumienia wirnika):

$$\frac{d}{dt} \Psi_r^u = \frac{x_r}{x_m} \left(\mathbf{u}_s - r_s \mathbf{i}_s - \sigma x_s T_N \frac{d}{dt} \mathbf{i}_s \right) \frac{1}{T_N} \quad (3.2)$$

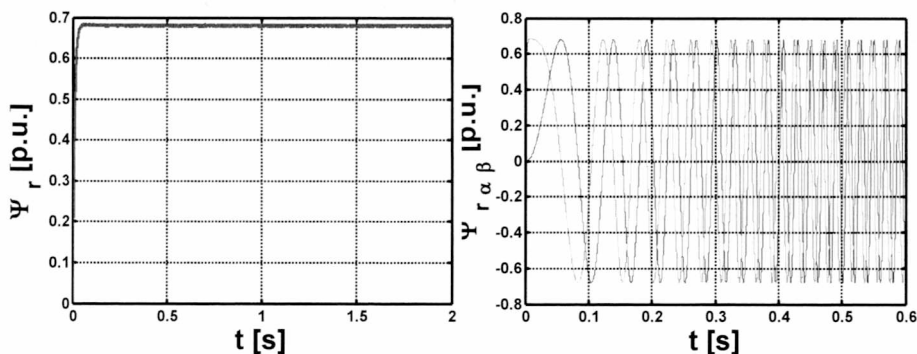
Po zapisaniu równania (3.2) w prostokątnym układzie współrzędnych stacjonarnych (α - β) otrzymuje się:

$$\begin{aligned} \psi_{r\alpha}^u &= \frac{x_r}{x_m T_N} \int \left(u_{s\alpha} - r_s i_{s\alpha} - \sigma x_s T_N \frac{di_{s\alpha}}{dt} \right) dt \\ \psi_{r\beta}^u &= \frac{x_r}{x_m T_N} \int \left(u_{s\beta} - r_s i_{s\beta} - \sigma x_s T_N \frac{di_{s\beta}}{dt} \right) dt \end{aligned} \quad (3.3)$$

gdzie:

$$\sigma = 1 - \frac{x_m^2}{x_s x_r}$$

Gdy parametry schematu zastępczego silnika indukcyjnego są poprawnie zidentyfikowane, estymator ten odtwarza strumień w sposób prawidłowy w strukturze DRFOC (rys. 3.2). Prędkość kątową można wyznaczyć korzystając z przedstawionego estymatora oraz z zależności (3.1).



Rys. 3.2. Strumień wirnika estymowany za pomocą modelu napięciowego SI

Wadą modelu napięciowego silnika indukcyjnego jest duża wrażliwość na błędną identyfikację lub zmianę rezystancji oraz reaktancji stojana. Zmiana tych parametrów o kilka procent powoduje błędne odtwarzanie strumienia wirnika, co w dużym stopniu powoduje pracę układu napędowego. W zakresie małych częstotliwości pojawiają się

także problemy z jakością estymowanych sygnałów. Związane jest to z małą wartością indukowanego napięcia, kiedy spadek napięcia na rezystancji stojana jest porównywalny z wartością napięcia zasilającego uzwojenia stojana [137].

3.2.2. Symulator wykorzystujący model matematyczny obwodu wirnika

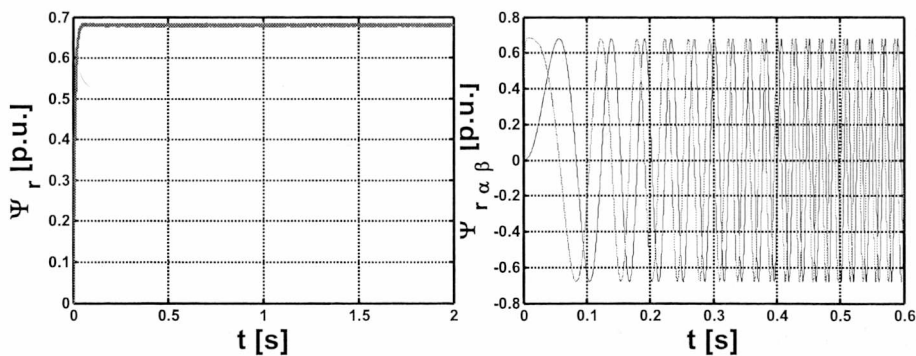
Strumień wirnika silnika indukcyjnego można także wyrazić w taki sposób, aby jego składowe zależały od aktualnych wartości prądu stojana i prędkości kątowej [137]. Układ ten nosi nazwę symulatora prądowego lub tzw. modelu prądowego strumienia wirnika. Dzięki uzależnieniu składowych strumienia od prędkości kątowej uzyskuje się poprawną estymację w zakresie małych wartości prędkości kątowych. Równanie opisujące ten model można zapisać w postaci (indeks i wskazuje na wykorzystanie modelu prądowego do estymacji strumienia wirnika):

$$\frac{d}{dt} \Psi_r^i = \left[\frac{r_r}{x_r} (x_m i_{s\alpha} - \Psi_r^i) + j\omega_m \Psi_r^i \right] \frac{1}{T_N} \quad (3.4)$$

Po zapisaniu równania (3.4) w prostokątnym układzie współrzędnych stacjonarnych (α – β) otrzymuje się:

$$\begin{aligned} \psi_{r\alpha}^i &= \frac{1}{T_N} \int \left(\frac{r_r}{x_r} (x_m i_{s\alpha} - \psi_{r\alpha}^i) - \omega_m \psi_{r\beta}^i \right) dt \\ \psi_{r\beta}^i &= \frac{1}{T_N} \int \left(\frac{r_r}{x_r} (x_m i_{s\beta} - \psi_{r\beta}^i) + \omega_m \psi_{r\alpha}^i \right) dt \end{aligned} \quad (3.5)$$

Podobnie jak model napięciowy układ ten działa w sposób prawidłowy w strukturze wektorowego sterowania, gdy parametry silnika są zidentyfikowane poprawnie (rys. 3.3).



Rys. 3.3. Estymowany strumień wirnika przez model prądowy SI

Prędkość kątową można wyznaczyć, korzystając z opisanego modelu prądowego strumienia wirnika silnika indukcyjnego oraz z zależności (3.1).

Model ten jest wrażliwy na zmiany lub na błędną identyfikację parametrów związanych z uzwojeniem wirnika, dlatego należy go stosować w napędach, w których wielkości te są oszacowane z niewielkim błędem. Ze względu na prostą konstrukcję oraz zależność od prędkości kątowej model znalazł powszechne zastosowanie w adaptacyjnych estymatorach strumienia i prędkości kątowej wirnika [43], [137].

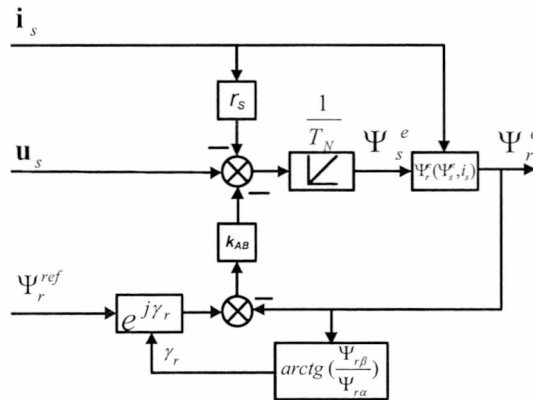
3.2.3. Estymator prędkości Ohtaniego

Estymator Ohtaniego [127] jest algorytmicznym układem do wyznaczania składowych strumienia stojana, wykorzystującym model napięciowy silnika indukcyjnego. Wektor strumienia stojana oblicza się w sposób następujący:

$$\Psi_s^e = \frac{1}{T_N} \int (\mathbf{u}_s - r_s \mathbf{i}_s - \mathbf{u}_{\text{comp}}) dt \quad (3.6)$$

gdzie dodatkowy człon kompensujący opisany jest zależnością:

$$\mathbf{u}_{\text{comp}} = k_{AB} \left(\left| \Psi_r^{\text{ref}} \right| e^{j\gamma_r} - \Psi_r^e \right) \quad (3.7)$$



Rys. 3.4. Schemat blokowy estymatora zaproponowanego przez Tsugutoshi Ohtaniego [127]

W algorytmie wyznaczania składowych strumienia stojana, jaki zaproponował Tsugutoshi Ohtani [127], eliminacja uchybu estymowanego strumienia odbywa się na podstawie zadanego modułu strumienia wirnika (wartość zadana z pętli regulacji

strumienia) (równ. (3.7)), który jest przeliczany do stacjonarnego układu współrzędnych ($\alpha-\beta$). Strumień wirnika wyznaczany jest z zależności:

$$\Psi_r^e = \frac{x_r}{x_m} \Psi_s^e - \frac{x_s \sigma}{x_m} \mathbf{i}_s \quad (3.8)$$

Schemat ideowy estymatora Ohtaniego przedstawiono na rys. 3.4. W układzie tym nie ma jasnych kryteriów dotyczących doboru współczynnika k_{AB} określającego wpływ uchybu estymowanej i zadanej wartości strumienia wirnika na wyznaczaną wartość strumienia stojana. Prędkość kątową można wyznaczyć z zależności (3.1).

Podstawową zaletą estymatora Ohtaniego jest brak zależności równań go opisujących od prędkości kątovej oraz prosta konstrukcja. Do wad można zaliczyć wrażliwość na zmiany lub błędną identyfikację parametrów SI, konieczność doboru parametrów obserwatora i dokonywania transformacji współrzędnych (tabela 3.1).

3.2.4. Estymator prędkości SFSO¹

Estymator strumienia stojana zaproponowany w [1], [3], w niniejszej pracy nazywany SFSO¹ (ang. *Stator Flux-Based Speed Observer – version 1*), wykorzystuje bezpośrednio równanie symulatora strumienia stojana. Wprowadzono do niego dodatkowy człon (ostatni składnik równania), zapewniający zmniejszenie błędu estymacji prądu:

$$T_N \frac{d}{dt} \Psi_s^e = \mathbf{u}_s - r_s \mathbf{i}_s - k_{AB} (\mathbf{i}_s - \mathbf{i}_s^e) \quad (3.9)$$

gdzie wartość prądu stojana wynika ze związku algebraicznego między strumieniami stojana i wirnika:

$$\mathbf{i}_s^e = \frac{1}{x_s \sigma} \left(\Psi_s^e - \frac{x_m}{x_r} \Psi_r^e \right) \quad (3.10)$$

Po wprowadzeniu tej zależności do równania (3.9) w miejsce $\mathbf{i}_s$ uzyskuje się:

$$T_N \frac{d}{dt} \Psi_s^e = \frac{r_s}{x_s \sigma} \left(-\Psi_s^e + \frac{x_m}{x_r} \Psi_r^e \right) + \mathbf{u}_s - k_{AB} (\mathbf{i}_s - \mathbf{i}_s^e) \quad (3.11)$$

Autor wprowadza tzw. wirtualny strumień wirnika, przedstawiony w sposób następujący [1]:

$$T_N a_1 \frac{d}{dt} \Psi_r^{e(I)} = a_2 (\mathbf{u}_s - r_s \mathbf{i}_s) \quad (3.12)$$

gdzie związek pomiędzy strumieniem wirnika Ψ_r^e a tzw. wirtualnym strumieniem wirnika $\Psi_r^{e(I)}$ wynika bezpośrednio z równania (3.10)

$$\Psi_r^e = \Psi_r^{e(I)} - \frac{\mathbf{i}_s}{a_1} \quad (3.13)$$

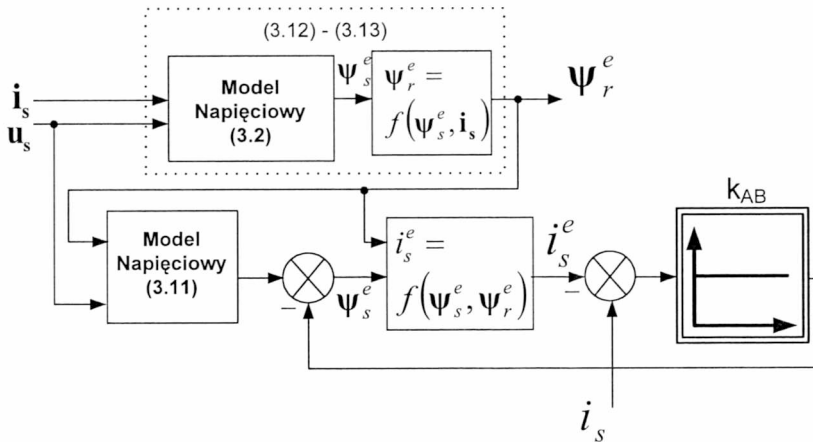
gdzie:

$$a_1 = \frac{x_m}{w_\sigma}, \quad a_2 = \frac{x_r}{w_\sigma}, \quad w_\sigma = \sigma x_s x_r$$

Estymowana wartość prądu stojana w równaniu (3.9) otrzymuje się z zależności (3.10).

Podstawową wadą tego układu są wzajemne bezpośrednie korelacje między estymowanymi składowymi strumienia stojana i wirnika, prowadzące do występowania pętli algebraicznych, które w skrajnym przypadku mogą doprowadzić do utraty numerycznej stabilności algorytmu. Ponadto łatwo wykazać tożsamość równań opisujących ten estymator [51], [57].

Schemat ideowy estymatora SFSO¹, uwzględniający wzajemnie powiązane zależności między strumieniami stojana, wirnika i prądem stojana, przedstawiono na rys. 3.5.



Rys. 3.5. Schemat blokowy estymatora SFSO¹

Gdy w strukturze sterowania (np. DRFOC) wymaga się informacji o aktualnym położeniu strumienia wirnika, układ ten stanowi zwykły symulator napięciowy strumienia wirnika wraz ze wszystkimi jego wadami [1], [3], [57], [137]. Prędkość kątową w układzie przedstawionym na rys. 3.5 można wyznaczyć z zależności (3.1).

Podstawową zaletą estymatora SFSO¹ jest jego prosta konstrukcja. Do wad można zaliczyć wrażliwość na zmiany lub błędną identyfikację parametrów SI, konieczność doboru parametru estymatora oraz występujące pętle algebraiczne (tabela 3.1).

3.2.5. Estymator prędkości SFSO²

Estymator prędkości, w niniejszej pracy nazywany SFSO² (ang. *Stator Flux-Based Speed Observer – version 2*), podobnie jak estymator SFSO¹ został zaprezentowany w [1] i [3]. Wykorzystuje on równania opisujące symulator napięciowy i prądowy strumienia silnika indukcyjnego. W równaniu napięciowym także występuje dodatkowy człon, zapewniający zmniejszenie błędu estymacji prądu:

$$T_N \frac{d}{dt} \Psi_s^e = \frac{1}{\tau_s} (-\Psi_s^e + k_r \Psi_r^e) + \mathbf{u}_s - k_{AB} (\mathbf{i}_s - \mathbf{i}_s^e) \quad (3.14)$$

Strumień wirnika oblicza się z zależności:

$$\Psi_r^e = \frac{1}{k_r} (\Psi_s^e - L_\sigma \mathbf{i}_s) \quad (3.15)$$

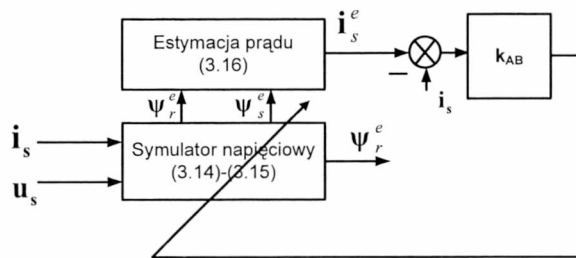
Prąd stojana, niezbędny w równaniu (3.14), oblicza się z zależności:

$$\mathbf{i}_s^e = \frac{\Psi_s^e - k_r \Psi_r^e}{L_\sigma} \quad (3.16)$$

gdzie:

$$k_r = \frac{x_m}{x_r}, \quad L_\sigma = \sigma x_s, \quad \tau_s = \sigma \frac{x_s}{r_s}, \quad T_r = \frac{x_r}{r_r}, \quad \sigma = 1 - \frac{x_m^2}{x_r x_s}$$

Schemat ideowy estymatora SFSO² przedstawiono na rys. 3.6. Wadą rozwiązania jest występowanie wzajemnych korelacji pomiędzy równaniami, które ostatecznie prowadzą do powstania pętli algebraicznych, które w przypadku przetwarzania szeregowego mogą doprowadzić do powstania niestabilności numerycznej [51], [57].

Rys. 3.6. Schemat blokowy estymatora SFSO²

Po podstawieniu równ. (3.15) do (3.16) otrzymuje się zależność:

$$i_s^e = \frac{\psi_s^e - k_r \frac{1}{k_r} (\psi_s^e - L_\sigma i_s)}{L_\sigma} = i_s \quad (3.17)$$

Wartość estymowana prądu stojana jest równa wartości mierzonej. Wobec tego równanie (3.14) można zapisać w postaci [57]:

$$T_N \frac{d}{dt} \psi_s^e = \frac{1}{\tau_s} (-\psi_s^e + k_r \psi_r^e) + u_s - k_{AB} (i_s(k) - i_s(k-1)) \quad (3.18)$$

Dodatkowy człon, który pierwotnie miał być elementem korygującym symulator napięciowy, w tym przypadku staje się członem zakłóceńowym (pochodna).

Prędkość kątową w układzie przedstawionym na rys. 3.6 można wyznaczyć także z zależności (3.1). Podobnie jak w poprzednim przypadku do zalet estymatora SFSO² można zaliczyć prostą konstrukcję, a do wad – wrażliwość na zmiany lub błędną identyfikację parametrów SI, konieczność doboru parametru estymatora, występujące pętle algebraiczne (tabela 3.1).

3.2.6. Estymator prędkości Dual Mode

Estymator Dual Mode (DM) zaprezentowany w [25] jest systemem wykorzystującym symulatory napięciowy i prądowy silnika indukcyjnego, zapisane w dwóch układach współrzędnych: stacjonarnym względem stojana ($\alpha-\beta$) – model napięciowy oraz w układzie stacjonarnym względem wirnika ($x-y$) – model prądowy.

W estymatorze tym wyznacza się składowe strumienia wirnika, korzystając z modelu napięciowego silnika indukcyjnego (zapisanego w układzie $\alpha-\beta$) oraz z modelu prądowego silnika indukcyjnego (zapisanego w układzie $x-y$). Z wartości wyznaczo-

nych na podstawie modelu napięciowego wyznacza się kąt położenia strumienia wirnika, niezbędny do transformacji układu współrzędnych. Model prądowy (zapisany w układzie x – y) wykorzystuje obliczone na podstawie modelu napięciowego składowe strumienia stojana. W układzie sterowania i do estymacji prędkości wykorzystuje się składowe strumienia wirnika wyznaczone z modelu prądowego silnika indukcyjnego. Zaletą takiego podejścia jest niezależność obu modeli od aktualnej wartości prędkości kątowej. Jednak rozwiązanie jest znacznie bardziej złożone numerycznie od klasycznych układów, gdyż wymaga podwójnej transformacji współrzędnych.

Model napięciowy można przedstawić za pomocą równania:

$$T_N \frac{d}{dt} \Psi_s^e = \mathbf{u}_s - r_s \mathbf{i}_s + K_1 \mathbf{v} \quad (3.19)$$

Funkcja przełączająca $\mathbf{v}$ opisana jest zależnością:

$$\mathbf{v} = \text{sign}(s), \quad s = (\mathbf{i}_s - \mathbf{i}_s^e) \left(k_p + k_I \frac{1}{p} \right) \quad (3.20)$$

gdzie: p – operator Laplace’a, K_1, K_2, k_p, k_I – dodatnie stałe.

Strumień wirnika wyznacza się z zależności:

$$\Psi_r^e = \frac{x_r}{x_m} (\Psi_s^e - x_s \sigma \mathbf{i}_s) \quad (3.21)$$

Kąt położenia wektora strumienia wirnika, niezbędny do wykonania transformacji, oblicza się na podstawie estymowanego strumienia wirnika (3.21):

$$\gamma_{s\psi} = \left(\text{tg} \frac{\Psi_{r\beta}^s}{\Psi_{r\alpha}^s} \right)^{-1} \quad (3.22)$$

Model prądowy strumienia wirnika w układzie x – y opisuje zależność:

$$T_N \frac{d}{dt} \Psi_{rx}^r = \frac{x_m r_r}{x_s x_r \sigma} \Psi_{sx}^r - \frac{r_r}{x_r \sigma} \Psi_{rx}^r + K_2 v_x^r \quad (3.23)$$

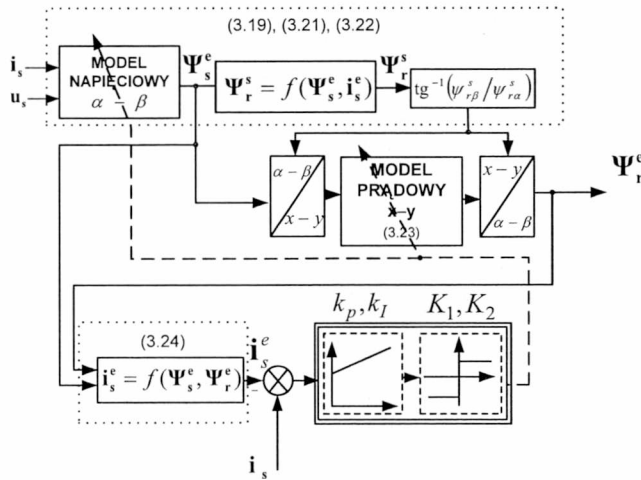
po założeniu, że składowa strumienia wirnika w układzie połowo zorientowanym $\psi_{ry}^r = 0$, $v_x^r = v$.

Wektor prądu stojana jest obliczany na podstawie strumienia stojana (3.19) oraz strumienia wirnika (3.21):

$$\mathbf{i}_s^e = \frac{1}{x_s \sigma} \left(\Psi_s^e - \frac{x_m}{x_r} \Psi_r^e \right) \quad (3.24)$$

Na podstawie wyznaczonych wartości składowych wektora strumienia wirnika można wyznaczyć prędkość kątową wirnika z zależności określającej pulsację poślizgu (3.1) [96], [137].

Schemat ideowy estymatora DM przedstawiono na rys. 3.7. W układzie tym cztery parametry i stała czasowa filtru muszą być precyzyjnie określone.



Rys. 3.7. Schemat blokowy estymatora Dual Mode

Podstawową zaletą estymatora Dual Mode jest jego niezależność od prędkości kątowej i możliwość pracy w warunkach stosunkowo małej prędkości. Do wad estymatora Dual Mode zalicza się wrażliwość na zmiany lub błędną identyfikację parametrów SI, konieczność doboru parametrów obserwatora, konieczność zmian parametrów w funkcji prędkości kątowej, konieczność dokonywania transformacji, wyznaczanie kąta z modelu napięciowego, *chattering*, stosunkowo duże wymagania sprzętowe (tabela 3.1).

3.2.7. Estymator prędkości RFCE

Estymator RFCE (ang. *Rotor Flux and Current Estimator*) zaproponowany w [25], [110], [111] wykorzystuje mechanizm estymacji prądu stojana z dodatkową

korekcją zapewniającą mniejszą wrażliwość na zmiany lub błędną identyfikację parametrów silnika indukcyjnego.

Równania strumieniowe (symulator prądowy) opisuje zależność

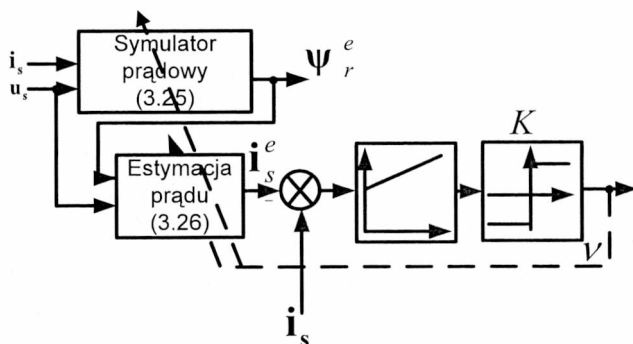
$$T_n \frac{d}{dt} \Psi_r^e = \frac{r_r x_m}{x_r} \mathbf{i}_s - \frac{r_r}{x_r} \Psi_r^e - K \mathbf{v} \quad (3.25)$$

natomiast równanie prądowe zależność

$$T_n \frac{d}{dt} i_s^e = \frac{1}{x_s \sigma} \left(\mathbf{u}_s - r_s i_s^e - \frac{r_r x_m^2}{x_r^2} i_s^e + \frac{r_r x_m}{x_r^2} \Psi_r^e \right) + \frac{x_m}{x_r} K \mathbf{v} \quad (3.26)$$

gdzie: $\mathbf{v} = \text{sign}(s)$, $s = \left(\mathbf{i}_s - \mathbf{i}_s^e \right) \left(k_p + k_I \frac{1}{p} \right)$, K , k_p , k_I – dodatnie stałe.

W układzie tym na wejście funkcji signum podawany jest sygnał będący wyjściem regulatora typu PI, na wejście którego podawany jest sygnał błędu odtworzenia prądu stojana. Schemat ideowy tego estymatora przedstawiono na rys. 3.8.



Rys. 3.8. Schemat blokowy estymatora RFCE

Prędkość kątową, podobnie jak w poprzednich układach, oblicza się na podstawie pulsacji poślizgu (3.1). Do zalet estymatora RFCE można zaliczyć niezależność od prędkości kątovej oraz prostą konstrukcję.

Do wad należy wrażliwość na zmiany lub błędną identyfikację parametrów SI, konieczność doboru parametrów obserwatora, konieczność zmian parametrów w funkcji prędkości kątovej oraz chattering [57] (tabela 3.1).

3.2.8. Estymator prędkości typu D-Q

Estymator strumienia wykorzystujący powszechnie znane symulatory zmiennych stanu, zaproponowany w [25], [110], [111], wykorzystuje zapis modelu matematycznego w jednostkach $d-q$, co powoduje, że w równaniach opisujących estymator nie występuje jawnie informacja o prędkości kątowej. Wadą rozwiązania wykorzystującego transformację do układu $d-q$ jest konieczność posiadania informacji o aktualnej wartości prędkości kątowej. Z tego powodu układ jest tylko pozornie niezależny od tej wielkości. Równania strumieniowe opisuje zależność:

$$\Psi_r^e = \frac{x_r}{x_m} (\Psi_s^e - x_s \sigma \mathbf{i}_s) \quad (3.27)$$

gdzie:

$$T_n \frac{d}{dt} \Psi_s^e = \mathbf{u}_s - r_s \mathbf{i}_s$$

Równanie opisujące prąd stojana wyraża się w sposób następujący:

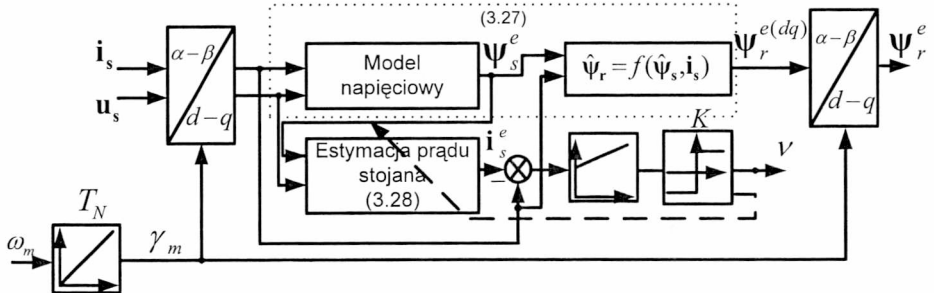
$$T_n \frac{d}{dt} i_s^e = \frac{1}{x_s \sigma} \left(\mathbf{u}_s - r_s i_s^e - x_s \frac{r_r}{x_r} i_s^e + \frac{r_r}{x_r} \Psi_s^e \right) + K \mathbf{v} \quad (3.28)$$

gdzie:

$$\mathbf{v} = \text{sign}(s), \quad s = (\mathbf{i}_s - \mathbf{i}_s^e) \left(k_p + k_I \frac{1}{s} \right) \quad (3.29)$$

K, k_p, k_I – dodatnie stałe.

Schemat ideowy estymatora D-Q przedstawiono na rys. 3.9. Prędkość kątową w układzie przedstawionym na rys. 3.9 można wyznaczyć z zależności (3.1).



Rys. 3.9. Schemat blokowy estymatora D-Q

Na podstawie przeprowadzonych badań założono trzy stany wrażliwości; układ niewrażliwy, układ wrażliwy i układ bardzo wrażliwy. W układzie niewrażliwym estymator jest w niewielkim stopniu podatny na zmianę danego parametru schematu zastępczego silnika indukcyjnego, błąd estymacji zmiennych stanu nie przekracza 10%. W układzie wrażliwym system estymacji niedostępnych zmiennych stanu jest stabilny po zmianie danej wielkości, jednak błędy estymacji mogą znacznie pogorszyć pracę kompletnego układu napędowego, błędy mieszczą się w zakresie 10–35%. Układ bardzo wrażliwy w skrajnym przypadku może utracić stabilność. Praktycznie w każdym przypadku estymatory są bardzo wrażliwe na zmianę prędkości kątowej, gdyż do ich prawidłowej pracy jest niezbędna informacja o tej wielkości. Awaria czujnika prędkości lub mechanizmu adaptacji prędkości może w tym wypadku doprowadzić do utraty stabilności estymatora.

Mimo że modele napięciowy i prądowy charakteryzują się stosunkowo dużą wrażliwością na zmiany parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego, znajdują one zastosowanie w przemysłowych układach napędowych. Wrażliwość pozostałych estymatorów jest zbliżona do wrażliwości modeli napięciowego i prądowego, gdyż stanowią one bazę wszystkich analizowanych układów. Najmniej wrażliwy spośród badanych układów jest estymator RFCE. W komercyjnych aplikacjach z pomiarem prędkości kątowej najczęściej wykorzystywany jest symulator prądowy. Gdy nie ma możliwości pomiaru prędkości, stosuje się symulator napięciowy. Oba układy wzajemnie się uzupełniają i stanowią doskonałą bazę do budowy nowych estymatorów nie tylko strumienia stojana/wirnika, ale także prędkości kątowej i parametrów silnika indukcyjnego. W przypadku modeli napięciowego i prądowego prędkość kątowa może być obliczana z zależności określającej pulsację poślizgu [137].

Zdaniem autora żaden z badanych układów nie nadaje się do wykorzystania w układach o zwiększonym stopniu bezpieczeństwa. Niezależność niektórych modeli od prędkości kątowej, pozornie będąca zaletą tych układów, powoduje, że ich stabilność w zakresie małych prędkości kątowych ulega znacznemu pogorszeniu. Z drugiej strony zastosowanie do obliczania prędkości kątowej algorytmu opartego na pulsacji poślizgu zwiększa wrażliwość układu na zmianę parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego, a konieczność filtrowania estymowanej wielkości wyklucza zastosowanie omówionych metod w układach o stosunkowo dużej dynamice i/lub dużej precyzji. Wydaje się, że do opracowania uniwersalnego estymatora prędkości kątowej powinien być wykorzystany układ, który opiera się na bardziej zaawansowanych obserwatorach zmiennych stanu lub układach adaptacyjnych. Analizowane układy stanowią dobrą propozycję dla systemów napędowych, w których nie wymaga się dużych dokładności statycznych i dynamicznych oraz zwiększonej odporności na zmiany parametrów maszyny, lub dla napędów o dobrze zidentyfikowanych parametrach (w tym beczujnikowych) [51], [57].

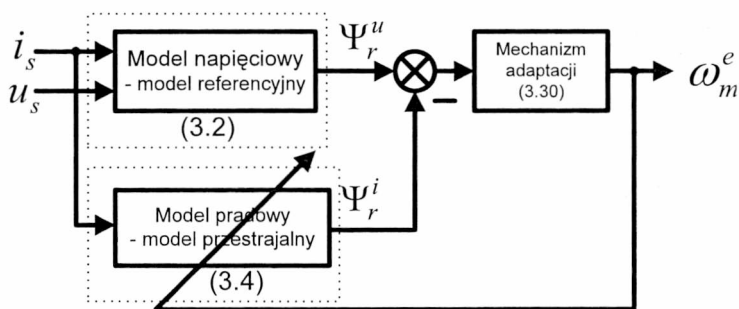
3.3. Adaptacyjne estymatory prędkości kątovej

Szczególną pozycję wśród różnych metod estymacji prędkości kątovej zajmują adaptacyjne estymatory prędkości kątovej MRAS (ang. *Model Reference Adaptive System*) [43]. Odtwarzają one zarówno składowe strumienia, jak i prędkość kątovej wirnika, która jest wykorzystywana między innymi do przestrajania układu adaptacyjnego. Podstawową zaletą tych metod jest ich prosta konstrukcja i niewielkie wymagania co do wykorzystywanego procesora sygnałowego, a redukcja kosztów polegająca na eliminacji czujnika prędkości, okablowania i zmniejszenia gabarytów maszyny ma również znaczenie, zwłaszcza w urządzeniach masowej produkcji [137].

Ostatnio można zaobserwować intensywny rozwój takich układów odtwarzania zmiennych stanu oraz ich implementacji w praktycznych rozwiązaniach napędowych. Wykonano badania estymatorów MRAS^F (ang. *Model Reference Adaptive System – Flux based*), obserwatora pełnego rzędu NFO^A (ang. *Nonlinear Full-order Observer with speed Adaptation loop*), estymatora MRAS^{CC} (ang. *Model Reference Adaptive System with Current model and Current estimator*), estymatora MRAS^{CV} (ang. *Model Reference Adaptive System with Current model and Voltage model*).

3.3.1. Estymator prędkości typu MRAS^F

Estymator prędkości typu MRAS^F w postaci klasycznej, znanej z literatury [178], [191] składa się z dwóch podukładów współpracujących ze sobą. Jednym z nich jest model napięciowy (równ. (3.2)) strumienia wirnika silnika indukcyjnego stanowiący podukład odniesienia, natomiast podukładem przestrajalnym jest model prądowy strumienia wirnika (równ. (3.4)). Sygnały z tych symulatorów strumienia są doprowadzane do bloku adaptacji, na wyjściu którego otrzymywana jest prędkość kątovej, przestrajająca model prądowy (równ. (3.4)). Schemat ideowy takiego estymatora przedstawiono na rys. 3.10.



Rys. 3.10. Schemat blokowy estymatora MRAS^F

Otrzymywana w ten sposób wartość prędkości kątowej silnika może być wykorzystana w układzie sterowania wektorowego. Wartość prędkości, która w równaniach modelu prądowego strumienia wirnika stanowi nieznany parametr, jest dostrajana na podstawie błędu między dwoma modelami. Metoda ta jest w mniejszym stopniu wrażliwa na zmiany parametrów silnika niż metoda wyznaczania prędkości ze statycznych zależności na poślizg i pulsację strumienia wirnika (równ. (3.1)) [43].

W układzie MRAS^F prędkość kątowa jest odtwarzana na wyjściu regulatora PI sterowanego różnicą składowych wektorów strumieni wirnika odtwarzanych za pomocą modeli strumienia napięciowego i prądowego. Mechanizm ten przedstawia równanie:

$$\omega_m^e = K_P \left(\Psi_{r\alpha}^i \Psi_{r\beta}^u - \Psi_{r\alpha}^u \Psi_{r\beta}^i \right) + K_I \int \left(\Psi_{r\alpha}^i \Psi_{r\beta}^u - \Psi_{r\alpha}^u \Psi_{r\beta}^i \right) dt \quad (3.30)$$

Jedną z podstawowych wad estymatora MRAS w postaci klasycznej jest brak jasnych reguł strojenia regulatora PI znajdującego się w podukładzie adaptacji prędkości (rys. 3.10). Nastawy klasycznego regulatora powinny ulegać automatycznym zmianom wraz ze zmianami parametrów schematu zastępczego silnika w czasie pracy napędu [43]. Problemy te spowodowały, że zaproponowany w 1992 roku estymator prędkości nie znalazł większego zastosowania. Do dzisiaj stanowi on jednak układ, który jest bazą do budowy i opracowywania nowych mechanizmów wyznaczania prędkości kątowej. Analizę stabilności tego układu oraz sposób wyznaczania zależności do obliczania prędkości przedstawiono w sposób szczegółowy w [178].

Do zalet estymatora MRAS^F można zaliczyć jego stosunkowo prostą strukturę, niewielkie wymagania sprzętowe oraz wewnętrzny, wbudowany, mechanizm wyznaczania prędkości kątowej. Do wad estymatora MRAS^F zalicza się jego dużą wrażliwość na zmiany lub błędną identyfikację parametrów SI, konieczność doboru parametrów regulatora PI w torze adaptacji prędkości kątowej, konieczność zmian nastaw regulatora w funkcji prędkości i momentu obciążenia, duże błędy odtwarzania zmiennych stanu w zakresie małych prędkości kątowych, wyraźną zależność od modelu napięciowego SI [57] (tabela 3.2).

3.3.2. Obserwator pełnego rzędu NFO^A

Obserwator pełnego rzędu, zaproponowany po raz pierwszy przez Kubotę [108], odtwarza dwie wektorowe zmienne stanu silnika indukcyjnego – wektor strumienia wirnika oraz prąd stojana. Rozwiązanie takie zapewnia większą dokładność odtwarzania w wyniku wykorzystania dodatkowego sygnału korekcyjnego (prądu).

Po przyjęciu założeń upraszczających model matematyczny obserwatora pełnego rzędu można przedstawić w sposób następujący [108], [137]:

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}\mathbf{x}^e &= \mathbf{A}(\omega_l)\mathbf{x}^e + \mathbf{B}\mathbf{u}_s + \mathbf{G}(\mathbf{i}_s^e - \mathbf{i}_s) \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}\mathbf{x}^e\end{aligned}\quad (3.31)$$

Wektor stanu oraz wektor sterowania można przedstawić za pomocą:

$$\mathbf{x}^e = \text{col}(i_{s\alpha}^e, i_{s\beta}^e, \Psi_{r\alpha}^e, \Psi_{r\beta}^e), \quad \mathbf{u} = \text{col}(u_{s\alpha}, u_{s\beta}) \quad (3.32)$$

Macierz stanu opisuje zależność:

$$\mathbf{A} = \Omega_b \begin{bmatrix} -r_s \frac{x_r}{w} - \frac{r_r}{x_r} \frac{x_m^2}{w} & 0 & \frac{r_r}{x_r} \frac{x_m}{w} & \frac{x_m}{w} \omega_m \\ 0 & -r_s \frac{x_r}{w} - \frac{r_r}{x_r} \frac{x_m^2}{w} & -\frac{x_m}{w} \omega_m & \frac{r_r}{x_r} \frac{x_m}{w} \\ \frac{r_r}{x_r} x_m & 0 & -\frac{r_r}{x_r} & -\omega_m \\ 0 & \frac{r_r}{x_r} x_m & \omega_m & -r \frac{r_r}{x_r} \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

$$w = x_s x_r - x_m^2$$

Macierz $\mathbf{G}$ można przedstawić w sposób następujący:

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_1 & g_2 & g_3 & g_4 \\ -g_2 & g_1 & -g_4 & g_3 \end{bmatrix}^T \quad (3.34)$$

gdzie

$$g_1 = -(k-1) \left(\frac{r_s}{\sigma x_s} + \frac{1}{\sigma T_r} \right) \quad (3.35a)$$

$$g_2 = (k-1) \omega_m \quad (3.35b)$$

$$g_3 = (k^2 - 1) \left(-c \left(\frac{r_s}{\sigma x_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma T_r} \right) + \frac{x_m}{T_r} \right) + c(k-1) \left(\frac{r_s}{\sigma x_s} + \frac{1}{\sigma T_r} \right) \quad (3.35c)$$

$$g_4 = -c(k-1)\omega_m \quad (3.35d)$$

gdzie: k – dodatnia stała, $c = \frac{\sigma x_s x_r}{x_m}$

Macierz sterowania **B** oraz macierz wyjść **C**:

$$\mathbf{B} = \Omega_b \begin{bmatrix} \frac{x_r}{w} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{x_r}{w} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T, \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (3.36)$$

Podstawowymi zaletami tego obserwatora są stosunkowo prosta konstrukcja i niewielkie wymagania sprzętowe, możliwość estymacji prędkości kątowej, możliwość rozszerzenia układu o dodatkowe zmienne stanu (tzw. obserwator rozszerzony [133]), znacznie mniejsza wrażliwość na zmiany parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego niż klasycznych symulatorów zmiennych stanu (tabela 3.2).

Obserwator pełnego rzędu wymaga prawidłowego doboru parametru k , który powinien ulegać zmianom w zależności od prędkości kątowej i przyjmować różne wartości. Z powodu zależności macierzy **G** od prędkości kątowej wymagania sprzętowe są większe niż w przypadku klasycznych symulatorów zmiennych stanu mimo stosunkowo prostej konstrukcji obserwatora.

Obserwator pełnego rzędu może w sposób prawidłowy pracować, uzyskując informacje o prędkości kątowej z czujnika prędkości lub estymowanej na podstawie wyestymowanych składowych prądu stojana i strumienia wirnika.

Mechanizm ten przyjmuje postać:

$$\omega_m^e = K_p (e_{i_{sa}} \Psi_{r\beta} - e_{i_{s\beta}} \Psi_{ra}) + K_I \int (e_{i_{sa}} \Psi_{r\beta} - e_{i_{s\beta}} \Psi_{ra}) dt \quad (3.37)$$

gdzie: $e_{i_{sa,\beta}} = i_{s_{a,\beta}} - i_{s_{a,\beta}}^e$.

Obserwator pełnego rzędu uzupełniony o mechanizm estymacji prędkości kątowej (równ. (3.37)) działa prawidłowo w całym zakresie prędkości kątowej silnika indukcyjnego. Warunkiem jego poprawnej pracy jest odpowiedni dobór nastaw regulatora typu PI znajdującego się w torze adaptacji prędkości kątowej (równ. (3.37)). Parametry te powinny zmieniać się wraz ze zmianami prędkości kątowej oraz parametrami silnika indukcyjnego, zwłaszcza rezystancji i reaktancji wirnika [43]. W literaturze można znaleźć rozwiązania estymacji prędkości kątowej oparte na modelu obserwatora pełnego rzędu, a zarazem poprawiające jego właściwości i odporność na zmianę parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego [104], [105].

3.3.3. Estymator prędkości typu MRAS^{CC}

Estymator MRAS^{CC} zaproponowany w [43], [154] jest układem adaptacyjnym, w którym prąd stojana silnika indukcyjnego, traktowanego jako układ odniesienia, jest porównywany z prądem odtwarzanym za pomocą modelu napięciowo-prądowego obwodu stojana, przestrajanego wyznaczanym za pomocą algorytmu adaptacji sygnałem prędkości wirnika [43], [108], [137]. Taki model wektora prądu stojana wymaga wcześniejszego wyznaczenia składowych wektora strumienia wirnika. W estymatorze MRAS^{CC} [43] proponuje się wykorzystanie do tego celu przestrajalnego modelu prądowego strumienia wirnika (równ. (3.4)), w odróżnieniu do spotykanego w literaturze rozwiązania z modelem napięciowym (równ. (3.2)), który opisano w następnym punkcie [182].

Estymator prądu stojana można otrzymać, wykorzystując model napięciowy (równ. (3.2)) i prądowy strumienia wirnika (równ. (3.4)) [137]. Najpierw należy wyznaczyć prąd stojana z modelu prądowego.

$$\mathbf{i}_s^e = \frac{x_r T_N}{r_r x_m} \frac{d\mathbf{\Psi}_r}{dt} + \frac{I}{x_m} \mathbf{\Psi}_r - j\omega_m \mathbf{\Psi}_r \frac{x_r}{r_r x_m} \quad (3.38)$$

Z równania napięciowego podstawia się pochodną strumienia wirnika do równania (3.38) i otrzymuje się:

$$\mathbf{i}_s^e = \frac{x_r T_N}{r_r x_m} \left(\frac{x_r}{x_m} \left(\mathbf{u}_s - r_s \mathbf{i}_s^e - x_s \sigma T_N \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} \right) \frac{I}{T_N} \right) + \frac{I}{x_m} \mathbf{\Psi}_r - j\omega_m \mathbf{\Psi}_r \frac{x_r}{r_r x_m} \quad (3.39)$$

a następnie oblicza się pochodną prądu stojana:

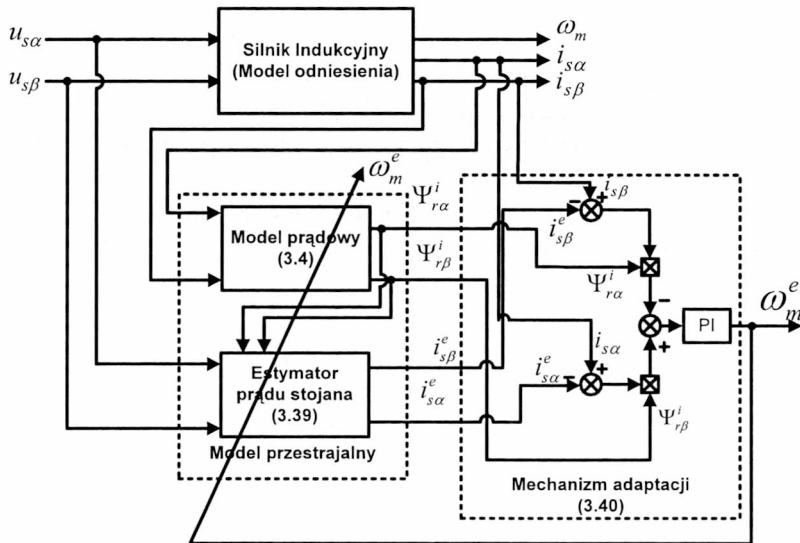
$$\frac{d\mathbf{i}_s^e}{dt} = -\mathbf{i}_s^e \frac{r_r x_m^2 + x_r^2 r_s}{\sigma T_N x_s x_r^2} + \frac{I}{\sigma T_N x_s} \mathbf{u}_s + \frac{x_m r_r}{\sigma T_N x_s x_r^2} \mathbf{\Psi}_r - j\omega_m \mathbf{\Psi}_r \frac{x_m}{\sigma T_N x_s x_r} \quad (3.39a)$$

Tak otrzymany estymator prądu stojana zależy od napięcia stojana oraz od aktualnej wartości prędkości kątovej wirnika.

Koncepcja nowego estymatora prędkości i strumienia wirnika wykorzystuje mechanizm adaptacji prędkości zaproponowany w [108] i wykorzystywany w obserwatorze NFO^A, a więc inny niż w klasycznym estymatorze MRAS^F. W odróżnieniu od obserwatora NFO^A do wyznaczania składowych strumienia wirnika wykorzystywany jest prąd mierzony, nie zaś estymowany, poza tym nie występuje tu macierz $\mathbf{G}$. Estymowany prąd stojana jest wykorzystywany wyłącznie w mechanizmie obliczania prędkości kątovej.

$$\omega_m^e = K_P \left(1 + \frac{1}{sT_I}\right) e_{\psi^i}, \quad e_{\psi^i} = e_{i_{s\alpha}} \Psi_{r\beta}^i - e_{i_{s\beta}} \Psi_{r\alpha}^i, \quad e_{i_{s\alpha,\beta}} = i_{s\alpha,\beta}^e - i_{s\alpha,\beta}^i \quad (3.40)$$

Schemat ideowy estymatora prędkości i strumienia wirnika typu MRAS pokazano na rys. 3.11.



Rys. 3.11. Schemat blokowy estymatora MRAS^{CC}

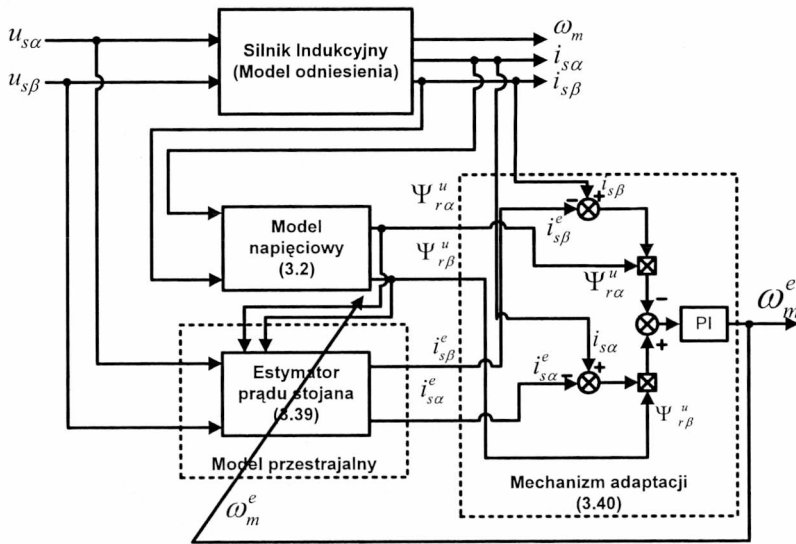
W układzie tym modelem odniesienia jest silnik indukcyjny. Zmierzony prąd stojana jest porównywany z estymatą tej wielkości. W rezultacie otrzymuje się prędkość kątową, która znajduje zastosowanie zarówno w modelu prądowym, z którego strumień wirnika wykorzystywany jest w mechanizmie adaptacji, jak i w modelu estymatora prądu stojana. Taki sposób obliczania strumienia i prędkości kątowej jest w znacznym stopniu odporny na błędną identyfikację parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego [154].

Do zalet estymatora MRAS^{CC} można zaliczyć stosunkowo prostą strukturę i niewielkie wymagania sprzętowe, wbudowany mechanizm wyznaczania prędkości kątowej, niewielką wrażliwość na zmiany parametrów SI, stabilną pracę w zakresie prędkości pełnych. Dobór nastaw regulatora w torze adaptacji jest stosunkowo prosty i w niewielkim stopniu zależy od mocy układu napędowego (tabela 3.2).

Do wad estymatora MRAS^{CC} zalicza się konieczność zmian wartości parametrów regulatora PI w torze adaptacji prędkości kątowej w funkcji prędkości i momentu obciążenia.

3.3.4. Estymator prędkości typu MRAS^{CV}

Estymator MRAS^{CV} wykorzystujący system wyznaczania prędkości kątowej podobny jak opisany estymator MRAS^{CC} zaprezentowano po raz pierwszy w [182]. W odróżnieniu od estymatora MRAS^{CC} układ ten wykorzystuje do estymacji składowych strumienia wirnika model napięciowy (równ. (3.2)), nie zaś model prądowy strumienia wirnika (równ. (3.4)). Schemat ideowy tego układu przedstawiono na rys. 3.12.



Rys. 3.12. Schemat blokowy estymatora MRAS^{CV}

Ponieważ składowe strumienie wirnika nie zależą od estymowanej prędkości kątowej, a na wejście układu podawane są sygnały prądu i napięcia stojana bezpośrednio z silnika indukcyjnego. Układ ten jest więc równie wrażliwy na zmiany parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego jak model napięciowy (w przypadku estymacji strumienia wirnika). Estymator prędkości kątowej charakteryzuje się mniejszą odpornością na zmiany parametrów silnika niż przedstawiony wcześniej estymator MRAS^{CC} [43].

Do zalet estymatora MRAS^{CV} można zaliczyć stosunkowo prostą strukturę, niewielkie wymagania sprzętowe, wbudowany mechanizm wyznaczania prędkości kątowej.

Do wad estymatora należy duża wrażliwość na zmiany lub błędną identyfikację parametrów SI, konieczność doboru parametrów regulatora PI w torze adaptacji prędkości kątowej, konieczność zmian nastaw regulatora w funkcji prędkości i momentu

obciążenia, duże błędy w zakresie małych prędkości kątowych, zależność od modelu napięciowego SI (tabela 3.2) [43].

3.3.5. Podsumowanie

W niniejszym rozdziale omówiono układy adaptacyjne do wyznaczania strumienia wirnika i prędkości kątowej silnika indukcyjnego. Mechanizmy te charakteryzują się występowaniem wewnętrznego systemu do wyznaczania prędkości kątowej, który umożliwia wykorzystanie tych układów w systemach o dużej dynamice i precyzji działania. Prędkość kątową otrzymuje się na wyjściu regulatora PI, na wejście którego podawany jest sygnał zależny od składowych strumienia wirnika ($MRAS^F$) i różnicy prądu stojana (NFO^A , $MRAS^{CC}$, $MRAS^{CV}$).

Analizowane estymatory charakteryzują się zmniejszoną wrażliwością na zmiany lub błędną identyfikację parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego niż klasyczne symulatory zmiennych stanu [43], [45], [47], [51].

Tabela 3.2. Wrażliwość analizowanych estymatorów na zmiany parametrów SI

Parametr	$MRAS^F$	NFO^A	$MRAS^{CC}$	$MRAS^{CV}$
r_s	bardzo wrażliwy	wrażliwy	wrażliwy	bardzo wrażliwy
r_r	niewrażliwy	wrażliwy	niewrażliwy	niewrażliwy
x_s	wrażliwy	wrażliwy	niewrażliwy	wrażliwy
x_r	wrażliwy	wrażliwy	niewrażliwy	wrażliwy
x_m	wrażliwy	wrażliwy	wrażliwy	wrażliwy
ω_m	bardzo wrażliwy	wrażliwy	bardzo wrażliwy	bardzo wrażliwy

W tabeli 3.2 przedstawiono w sposób poglądowy ocenę wrażliwości analizowanych układów na zmiany poszczególnych parametrów maszyny indukcyjnej. Podobnie jak poprzednio układy estymacji zmiennych stanu zostały sprawdzone w strukturze bezpośredniego sterowania połowo zorientowanego z bezpośrednim pomiarem wszystkich wielkości. Parametry schematu zastępczego były zmieniane w modelach estymatorów (które nie były wpięte do układu regulacji), podczas badań nastawy regulatorów pozostawały niezmiennie. Najmniejszą wrażliwość na zmiany parametrów SI wykazują układy $MRAS^{CC}$ i NFO^A , wykorzystujące ten sam mechanizm adaptacji prędkości kątowej.

Mimo konieczności zmian nastaw regulatora estymator NFO^A charakteryzuje się zwiększoną odpornością na błędne oszacowanie parametrów silnika indukcyjnego

w stosunku do symulatorów zmiennych stanu oraz charakteryzuje się możliwością uzyskania małych prędkości kątowych, w szczególności w napędach bezczujnikowych. Ponadto obserwator pełnego rzędu jako jedyny z analizowanych systemów może pracować zarówno z pomiarem, jak i bez pomiaru prędkości kątowej.

Najmniejszą wrażliwość na zmiany parametrów silnika wykazuje estymator MRAS^{CC}. Jednak zmiana parametrów schematu zastępczego silnika wpływa na dokładność estymatora oraz kompletnego napędu bezczujnikowego z tym układem (oscylacje, błędy ustalone).

3.4. Adaptacyjne estymatory prędkości kątowej wykorzystujące teorię ruchu ślizgowego

W niniejszym rozdziale przedstawiono adaptacyjne estymatory strumienia i prędkości kątowej wykorzystujące teorię ruchu ślizgowego [10], [27], [75], [97], [98], [171], [198], [205]. Opisano układy opracowane w Instytucie Maszyn Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej [55], [57], [58], wykorzystujące mechanizm ruchu ślizgowego do estymacji niedostępnych zmiennych stanu, będące modyfikacją przedstawionych w poprzednim rozdziale układów typu MRAS. Opisano układy SM-MRAS (ang. *Sliding Mode MRAS estimator*) oraz novel-MRAS^{CC}.

Analizowane układy charakteryzują się także stosunkowo prostą konstrukcją i niewielkimi wymaganiami sprzętowymi niezbędnymi do ich praktycznej implementacji.

3.4.1. Estymator prędkości typu SM-MRAS

Estymator SM-MRAS [55], [57] jest modyfikacją powszechnie znanego estymatora SMO, przedstawionego w [198]. W odróżnieniu od obserwatora ślizgowego wykorzystuje on w układzie estymacji strumienia wirnika sygnał prądu mierzonego, nie zaś estymowanego

$$T_N \frac{d\mathbf{\Psi}_r^e}{dt} = \frac{x_m r_r}{x_r} \mathbf{i}_s - \left(\frac{r_r}{x_r} + \mu \right) \mathbf{\Psi}_r^e + j\omega_m^e \mathbf{\Psi}_r^e \quad (3.41)$$

W modelu tym występuje dodatkowy człon odpowiedzialny za niwelację błędu ustalonego, który pojawia się dla większych prędkości kątowych (związany z chatteringiem).

Model napięciowo-prądowy – estymator prądu stojana opisuje zależność:

$$T_N \frac{d\mathbf{i}_s^e}{dt} = \frac{1}{x_s \sigma} \left(\mathbf{u}_s - r_s \mathbf{i}_s^e + \left(-\frac{x_m}{x_r} \left(r_r \frac{x_m}{x_r} \mathbf{i}_s^e - \left(\frac{r_r}{x_r} + \mu \right) \Psi_r^e - j\omega_m^e \Psi_r^e \right) \right) \right) \quad (3.42)$$

W estymatorze SM-MRAS [57] prędkość kątowna jest obliczana na podstawie zależności:

$$\omega_m^e = \omega_0 \text{sign } s_\omega \quad (3.43)$$

gdzie ω_0 – dodatnia stała.

Zmienna μ , minimalizująca błąd ustalony strumienia stojana, opisana jest zależnością [198]:

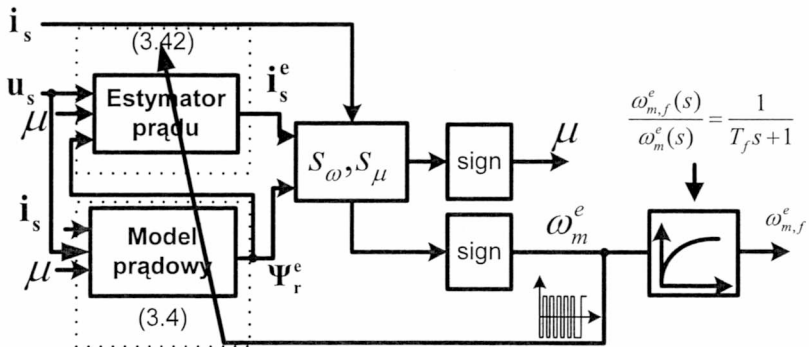
$$\mu = \mu_0 \text{sign } s_\mu \quad (3.44)$$

gdzie μ_0 – dodatnia stała.

Funkcje przełączające można wyznaczyć z zależności:

$$\begin{aligned} s_\omega &= (i_{s\beta} - i_{s\beta}^e) \Psi_{r\alpha}^e - (i_{s\alpha} - i_{s\alpha}^e) \Psi_{r\beta}^e \\ s_\mu &= (i_{s\alpha} - i_{s\alpha}^e) \Psi_{r\alpha}^e + (i_{s\beta} - i_{s\beta}^e) \Psi_{r\beta}^e \end{aligned} \quad (3.45)$$

Schemat ideowy estymatora SM-MRAS przedstawiono na rys. 3.13.



Rys. 3.13. Schemat blokowy estymatora SM-MRAS [55]

Estymator prądu stojana i estymator strumienia wirnika są przestrajane prędkością kątową otrzymywaną bezpośrednio na wyjściu funkcji przełączającej. Do prędkościowego sprzężenia zwrotnego w układzie sterowania wektorowego wartość ta musi być filtrowana podobnie jak w układzie SMO [198]. Właściwy dobór współczynnika T_f w filtrze wpływa na właściwości dynamiczne całej struktury sterowania. Warto zauważyć, że postać estymatora SM-MRAS jest analogiczna do układu MRAS^{CC}. Modelem odniesienia w tym przypadku jest także silnik indukcyjny.

3.4.2. Estymator novel-MRAS^{CC}

W celu zwiększenia odporności estymatora MRAS^{CC} na błędne oszacowanie parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego możliwe jest rozszerzenie przedstawionych wcześniej równań o dodatkową funkcję. W procesie estymacji będzie przestrajana odwrotność stałej czasowej wirnika. Takie podejście jest podobne do rozwiązania zastosowanego w przypadku obserwatora wykorzystującego ruch ślizgowy SMO [198]. Zmodyfikowany estymator novel-MRAS^{CC} został szczegółowo przedstawiony w pracach [51], [52], [55], [57], [58], [192].

Zmodyfikowane równanie wykorzystywane do estymacji prądu stojana można opisać za pomocą zależności:

$$T_N \frac{d\mathbf{i}_s^e}{dt} = \frac{1}{x_s \sigma} \left(\mathbf{u}_s - r_s \mathbf{i}_s^e - \frac{x_m}{x_r} \left(\eta \mathbf{i}_s^e - (\tau_r + \mu) \mathbf{\Psi}_r^e - j\omega_m^e \mathbf{\Psi}_r^e \right) \right) \quad (3.46)$$

gdzie:

$$\tau_r = \frac{r_r}{x_r}, \quad \eta = x_m \frac{r_r}{x_r}$$

Występujący w równaniu (3.46) wektor strumienia wirnika jest estymowany przez zmodyfikowany model prądowy silnika indukcyjnego, który można przedstawić za pomocą:

$$T_N \frac{d\mathbf{\Psi}_r^e}{dt} = \eta \mathbf{i}_s^e - (\tau_r + \mu) \mathbf{\Psi}_r^e + j\omega_m^e \mathbf{\Psi}_r^e \quad (3.47)$$

Zmienna μ w równaniach (3.46) i (3.47) ma za zadanie w sposób ciągły wpływać na odwrotność stałej czasowej obwodu wirnika i adaptować ją w zależności od warunków pracy napędu.

W celu estymacji prędkości silnika oraz zmiennej pomocniczej deklaruje się dwie funkcje (w przypadku teorii wykorzystującej ruch ślizgowy nazywanych funkcjami przełączającymi):

$$s_\omega = e_{s\beta} \Psi_{r\alpha}^e - e_{s\alpha} \Psi_{r\beta}^e, \quad s_\mu = e_{s\beta} \Psi_{r\beta}^e + e_{s\alpha} \Psi_{r\alpha}^e \quad (3.48)$$

gdzie:

$$e_{s\alpha} = (i_{s\alpha}^e - i_{s\alpha}), \quad e_{s\beta} = (i_{s\beta}^e - i_{s\beta})$$

Zbieżność funkcji (3.48) do zera wystąpi, gdy zapewniona zostanie ujemna wartość pochodnej funkcji Lyapunova, opisaney w następującej postaci:

$$L = \frac{1}{2} \mathbf{s}^T \mathbf{s}, \quad \mathbf{s} = \begin{bmatrix} s_\omega & s_\mu \end{bmatrix}^T \quad (3.49)$$

której pochodna przyjmuje postać:

$$\dot{L} = \dot{\mathbf{s}}^T \mathbf{s} = (\dot{s}_\omega s_\omega + \dot{s}_\mu s_\mu) \quad (3.50)$$

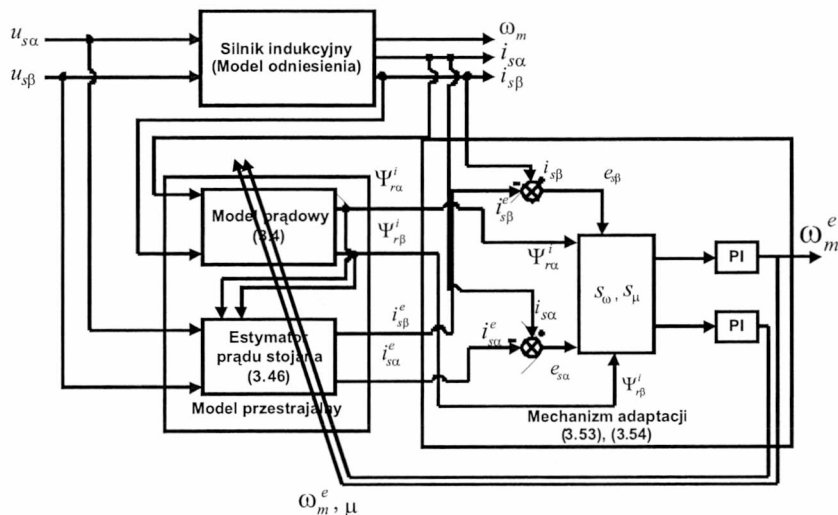
Po dokonaniu odpowiednich przekształceń, opisanych szczegółowo w pracy [192], prędkość kątowna oraz zmienna pomocnicza powinny być wyznaczane z zależności:

$$\begin{bmatrix} \omega_m^e \\ \mu \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_\omega s_\omega \\ -K_\mu s_\mu \end{bmatrix} \quad (3.51)$$

Ponieważ w przebiegach estymowanych wartości prędkości i zmiennej pomocniczej pojawiają się uchyby ustalone, więc do opisanego sposobu estymacji musi być dodana część całkująca:

$$\begin{bmatrix} \omega_m^e \\ \mu \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(K_\omega + \frac{1}{T_{\omega i} s} \right) s_\omega \\ - \left(K_\mu + \frac{1}{T_{\mu i} s} \right) s_\mu \end{bmatrix} \quad (3.52)$$

Zależność (3.52) przedstawia pełny mechanizm adaptacji estymatora novel-MRAS^{CC}. Gdy $K_\mu = 0$, $K_{\dot{\mu}} = 0$, wzór ten określa sposób estymacji opisanego wcześniej estymatora MRAS^{CC}. Został on przedstawiony schematycznie na rys. 3.14.



Rys. 3.14. Schemat blokowy estymatora novel-MRAS^{CC}

W przypadku zastąpienia liniowych regulatorów PI funkcją:

$$\begin{bmatrix} h_\omega(s_\omega) \\ h_\mu(s_\mu) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sign}(s_\omega) \\ \text{sign}(s_\mu) \end{bmatrix} \quad (3.53)$$

opisywany estymator staje się ślizgowym estymatorem opartym na technice adaptacyjnych systemów z modelem odniesienia (SM-MRAS) [198], w którym:

$$\begin{bmatrix} \omega_m^e \\ \mu \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_\omega \text{sign}(s_\omega) \\ -K_\mu \text{sign}(s_\mu) \end{bmatrix} \quad (3.54)$$

3.4.3. Wnioski

Analizowane estymatory adaptacyjne wykorzystujące teorię ruchu ślizgowego wykazują stosunkowo niedużą wrażliwość na zmiany lub błędną identyfikację parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego (tabela 3.3). Spośród analizowanych układów najmniejszą wrażliwość wykazuje estymator novel-MRAS^{CC}. Jednak

stosunkowo duża liczba parametrów mechanizmu adaptacji prędkości i sygnałów korekcyjnych, które trzeba dostroić, aby działał on prawidłowo, wpływa niekorzystnie na możliwości jego praktycznej implementacji w złożonych układach napędowych. W dodatku stała czasowa obwodu wirnika nie w pełni jest kompensowana (równ. (3.46)).

Tabela 3.3. Wrażliwość analizowanych estymatorów na zmiany parametrów SI

Parametr	SM-MRAS	Novel-MRAS ^{CC}
r_s	niewrażliwy	niewrażliwy
r_r	wrażliwy	niewrażliwy
x_s	wrażliwy	niewrażliwy
x_r	wrażliwy	niewrażliwy
x_m	wrażliwy	wrażliwy
ω_m	wrażliwy	bardzo wrażliwy

Układy wykorzystujące ruch ślizgowy mogą być optymalizowane przez odpowiedni dobór postaci funkcji przełączającej [55], [193]. Zamiast standardowej funkcji signum, opisanej zależnością (3.55), mogą zostać zastosowane funkcje stanowiące jej aproksymację, funkcje nasycenia oraz funkcje sigmoidalne [193].

3.5. Podsumowanie

W niniejszym rozdziale przedstawiono wybrane estymatory strumienia stojana i/lub wirnika oraz prędkości kątowej. Skupiono się na rozwiązaniach stosunkowo prostych w implementacji praktycznej, jednocześnie łatwych w parametryzacji. Rozwiązania takie umożliwiają ich dalszą rozbudowę przez dodanie dodatkowych modułów estymacji parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego bez znacznego wzrostu wymagań sprzętowych. Takiej możliwości praktycznej nie dają rozwiązania oparte na złożonych obserwatorach zmiennych stanu oraz filtrach Kalmana.

Każdy rozdział podsumowano analizą wrażliwości przedstawionych estymatorów. Wyróżniono trzy stany wrażliwości: układ niewrażliwy, układ wrażliwy i układ bardzo wrażliwy. W układzie niewrażliwym błąd estymacji zmiennych stanu nie przekracza 10%, w układzie wrażliwym błędy estymacji zmiennych stanu mieszczą się w zakresie 10–35%, układ bardzo wrażliwy w skrajnym przypadku może utracić stabilność.

Otrzymane wyniki umożliwiły ocenę przydatności poszczególnych estymatorów w napędach typu sensorless oraz umożliwiły wysunięcie wniosków stanowiących punkt wyjścia do opracowania estymatora uniwersalnego.

Zdaniem autora rozwiązaniem, które najlepiej nadaje się do opracowania estymatora uniwersalnego, jest estymator strumienia i prędkości kątowej typu MRAS^{CC}. Cechuje się on stosunkowo prostą konstrukcją, opiera wyłącznie na prostych modelach matematycznych symulatorów zmiennych stanu, jest w najmniejszym stopniu podatny na zmiany parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego. Układ ten jest prosty w parametryzacji oraz daje duże możliwości dalszej optymalizacji.

4. Analiza właściwości wybranego estymatora prędkości kątowej

4.1. Wprowadzenie

Każdy algorytmiczny system wyznaczania zmiennych stanu charakteryzuje się wrażliwością na zmiany lub błędną identyfikację parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego. Zmiana parametrów może w skrajnym przypadku doprowadzić do utraty stabilności estymatora [43], [137]. Niedopuszczalne jest stosowanie takich układów w napędach o zwiększonym stopniu bezpieczeństwa [209]. Estymatory zmiennych stanu są także podatne na zakłócenia, szумы pomiarowe, szybkie zmiany momentu obciążenia itd. Mają one szczególne znaczenie w skrajnych warunkach pracy napędu – w zakresie prędkości pełnych oraz podczas osłabiania pola. W takich przypadkach estymatory znane z literatury z reguły zawodzą i konieczna jest ich poprawa (optymalizacja).

Do dalszych badań wybrano estymator MRAS^{CC}, który, zdaniem autora, najlepiej nadaje się do realizacji celu pracy, jakim jest synteza układów estymacji prędkości kątowej oraz sprawdzenie możliwości opracowania estymatora uniwersalnego, tzn. takiego, który działa w sposób prawidłowy w całym zakresie prędkości kątowej i momentu obciążenia, jest w niewielkim stopniu wrażliwy na zmiany lub błędną identyfikację parametrów silnika oraz może być z powodzeniem stosowany w różnych strukturach sterowania silników indukcyjnych,

Estymator uniwersalny powinien działać prawidłowo w różnych aplikacjach przemysłowych. Powinien więc być uzupełniony o dodatkowe moduły estymujące rezystancję stojana i rezystancję wirnika. Wielkości te bowiem zmieniają się w zależności od temperatury, wilgotności i procesów starzenia maszyny.

4.2. Analiza wrażliwości estymatora MRAS^{CC}

Podstawową wadą algorytmicznych metod wyznaczania zmiennych stanu silnika indukcyjnego jest ich wrażliwość na zmiany lub błędną identyfikację parametrów

schematu zastępczego silnika indukcyjnego [137]. Istotne jest więc wykonanie analizy wrażliwości estymatorów na zmiany tych parametrów.

Układ MRAS^{CC} został opracowany przez autora w [154]. W pracach tych przedstawiono analizę wrażliwości systemu na błędną identyfikację parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego w stosunkowo wąskim zakresie prędkości kątowej. Nie uwzględniono testów w zakresie prędkości pełnych i prędkości większych od wartości znamionowej. Ponadto we wcześniejszych pracach autor analizował wpływ zmian reaktancji stojana i wirnika, pomijając całkowicie problem zmienności reaktancji magnesującej i wartości reaktancji rozproszenia stojana i wirnika. Niniejszy rozdział stanowi uzupełnienie tych badań. Aby zachować warunki badań, przyjęto taką samą metodykę jak w pracy [43].

Oceny wrażliwości estymatora na błędy identyfikacji parametrów SI dokonano na podstawie badań symulacyjnych w układzie „otwartym”, w którym mierzono zarówno prędkość, jak i strumień (uzyskiwane z modelu silnika). Takie podejście umożliwia jednoznaczną ocenę jakości działania samych estymatorów zmiennych stanu.

We wszystkich symulacjach przyjęto założenie, że parametry silnika są zmieniane w estymatorze, nie w modelu silnika. Dzięki temu uniezależniono się od wpływu nastaw regulatorów w strukturze sterowania na działanie poszczególnych estymatorów zmiennych stanu. Dodatkową zaletą takiego podejścia jest to, że jakość działania estymatora w niewielkim tylko stopniu zależy od metody sterowania silnika.

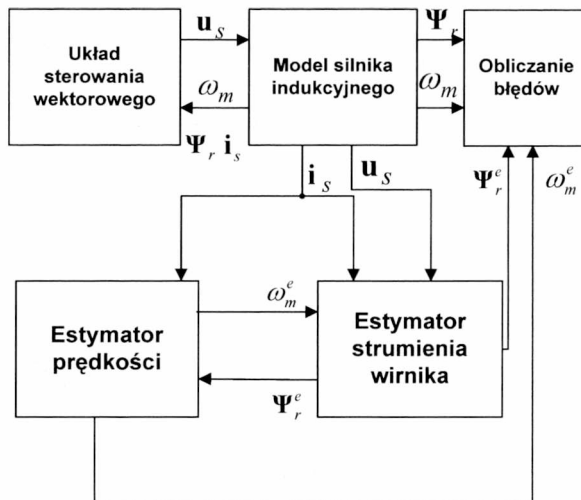
Błąd odtworzenia prędkości kątowej i modułu strumienia wirnika w układzie, z uwzględnieniem pomiaru wszystkich zmiennych stanu obliczano z zależności:

$$\Delta \Psi_r = \frac{\sum_{i=1}^N \left| \Psi_r - \Psi_r^e \right|}{N} 100\%, \quad \Delta \omega = \frac{\sum_{i=1}^N \left| \omega_m - \omega_m^e \right|}{N} 100\% \quad (4.1)$$

gdzie: Ψ_r – strumień wirnika zmierzony w silniku w danym kroku obliczeniowym, Ψ_r^e – strumień wirnika obliczany przez estymator w danym kroku obliczeniowym, ω_m – prędkość kątowa wirnika zmierzona w danym kroku obliczeniowym, ω_m^e – prędkość kątowa wirnika obliczana przez estymator w danym kroku obliczeniowym.

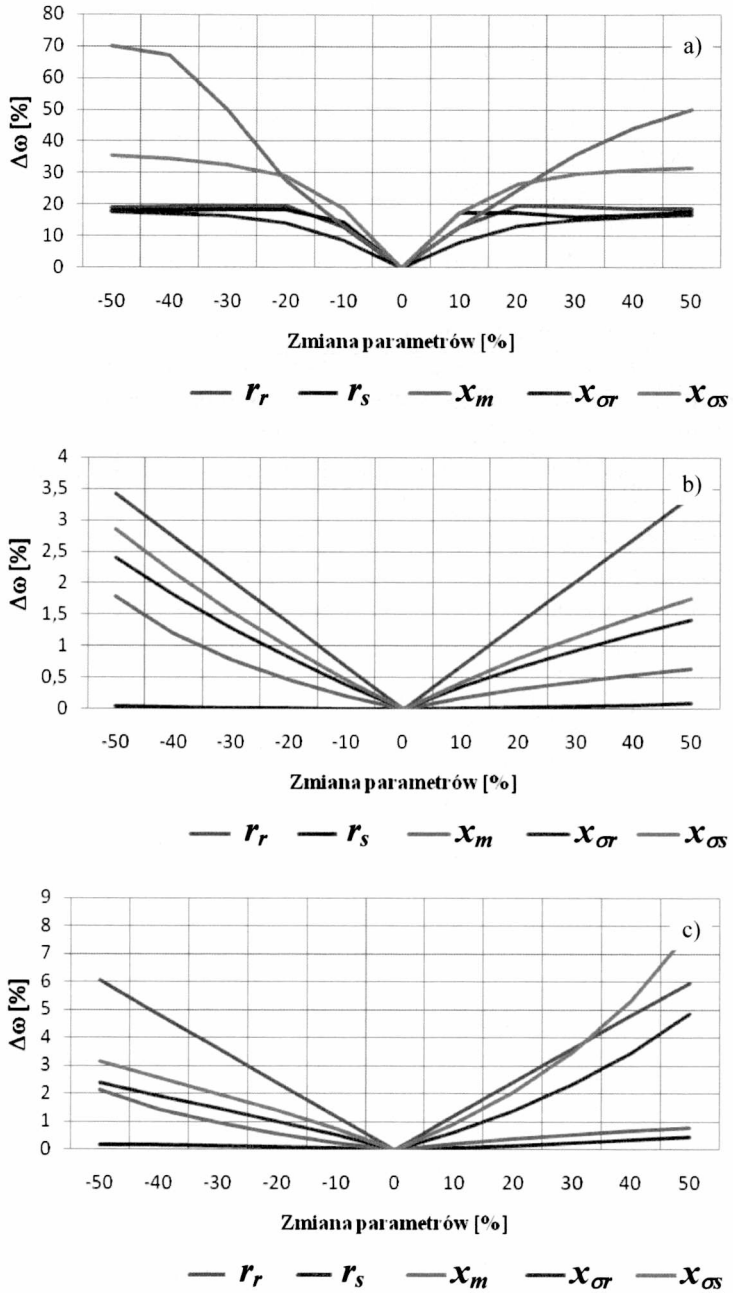
Aby ocenić działanie estymatora strumienia i prędkości kątowej wirnika w układzie z pomiarem wszystkich zmiennych stanu, sprawdzono jego wrażliwość na błędną identyfikację parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego w zależności od aktualnej wartości prędkości kątowej wirnika. Sprawdzono wrażliwość dla trzech prędkości zadanych $\omega_{ref} = 0,01\omega_{mN}$, $\omega_{ref} = \omega_{mN}$, $\omega_{ref} = 1,2\omega_{mN}$. Taki zakres prędkości kątowej umożliwił obiektywną ocenę działania estymatora po zmianach parametrów schematu zastępczego SI zarówno w zakresie bardzo małych prędkości kątowych, jak i podczas pracy układu z osłabianiem strumienia.

Podczas badań symulacyjnych układu wektorowego sterowania silnikiem indukcyjnym przyjęto metodę całkowania Eulera, krok całkowania wynosił 10^{-6} s. Nastawy regulatorów w strukturze sterowania dobrane były dla idealnego układu, tzn. dla takiego, w którym zarówno strumień, jak i prędkość kątowa wirnika były mierzone, a parametry silnika znamionowe. Wartości te były obliczone z kryterium modułu i symetrii, a następnie poprawione z wykorzystaniem algorytmów genetycznych. Przyjęto kryterium minimalnego błędu regulacji prędkości kątowej podczas jej zmian w zakresie małych prędkości oraz prędkości przekraczających wartość znamionową. Dla tak dobranych nastaw sprawdzono działanie układu w całym zakresie prędkości zadanej z estymatorem zmiennych stanu. Podczas analizy układu nastawy regulatorów w strukturze wektorowego sterowania i w estymatorze dobrane były w sposób optymalny – tzn. taki, aby układ charakteryzował się jak najmniejszą wrażliwością na zmiany parametrów, ale jednocześnie miał dobre właściwości w stanach dynamicznych i działał w sposób stabilny w szerokim zakresie prędkości kątowych (zastosowano algorytm genetyczny do prawidłowego doboru nastaw, przyjęto kryterium minimalnego błędu estymacji prędkości kątowej podczas jej zmian w zakresie prędkości małych oraz prędkości przekraczających wartość znamionową). Ideowy schemat układu pomiarowego zastosowany w badaniach wrażliwościowych przedstawiono na rys. 4.1.



Rys. 4.1. Topologia układu przyjętego do analizy wrażliwości estymatora

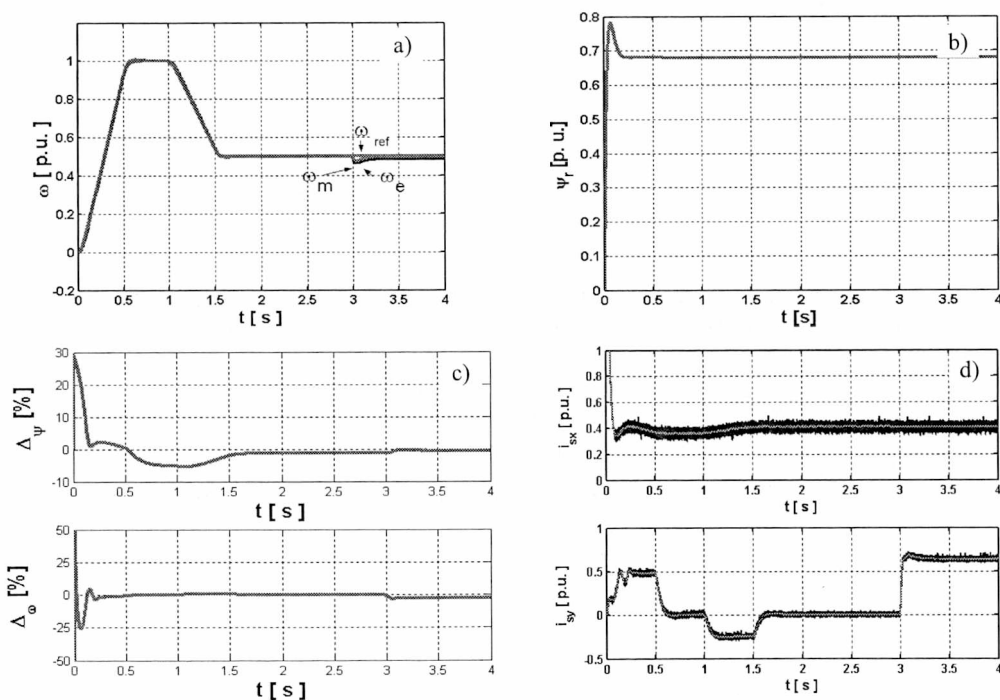
Estymator MRAS^{CC} składa się wyłącznie z prostych symulatorów zmiennych stanu, dzięki czemu jest prosty w implementacji praktycznej, a jednocześnie pozbycie się modelu napięciowego jako układu odniesienia spowodowało, że estymator ten jest w niewielkim stopniu wrażliwy na zmiany parametrów maszyny (rys. 4.2).



Rys. 4.2. Analiza wrażliwości estymatora MRAS^{CC} dla prędkości $\omega_m = 0,01 \omega_{mN}$ (a), $\omega_m = \omega_{mN}$ (b), $\omega_m = 1,2 \omega_{mN}$ (c) (błąd odtworzenia prędkości)

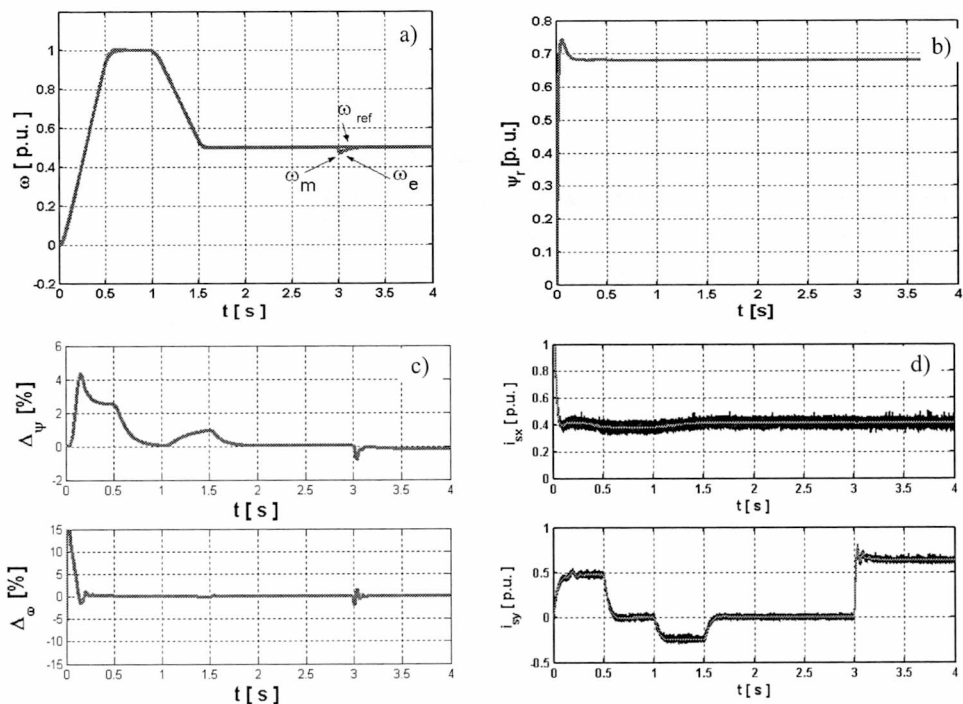
Jedynie zmiana reaktancji magnesującej i reaktancji rozproszenia wirnika w zakresie bardzo małych prędkości kątowych wpływa na znaczny wzrost błędu odtwarzania prędkości kątowej. W praktyce w zakresie małych prędkości kątowych nie jest możliwa tak duża zmiana tych parametrów. Z reguły wielkości te ulegają dużym zmianom dopiero podczas pracy napędu z osłabianiem pola. Badania przeprowadzono dla szerokiego zakresu zmian parametrów schematu zastępczego silnika: zmieniano r_s , r_r , x_m , $x_{\sigma r}$, $x_{\sigma s}$ w zakresie $\pm 50\%$ wartości znamionowej. Na rysunku 4.2 przedstawiono wyniki analizy wpływu zmian parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego na jakość pracy estymatora MRAS^{CC}.

Na rysunkach 4.3–4.8 przedstawiono wpływ zmian wybranych parametrów schematu zastępczego SI na estymowane przebiegi czasowe. Badania wykonano w układzie bezczujnikowym, tzn. zarówno prędkość kątowa, jak i strumień wirnika niezbędne w strukturze sterowania pochodziły z estymatora MRAS^{CC}. Na rysunku 4.3 przedstawiono wpływ błędnej identyfikacji rezystancji wirnika na zachowanie się bezczujnikowego układu wektorowego sterowania z opracowanym estymatorem. Błąd odtworzenia modułu strumienia wirnika jest niewielki, wynosi około 5% w stanach dynamicznych. Błąd odtworzenia prędkości kątowej oscyluje wokół 0%.



Rys. 4.3. Przebiegi prędkości (a), modułu strumienia wirnika (b), błędów strumienia i prędkości kątowej (c) oraz składowych prądu stojana (d) dla $r_r = 0,7r_{rN}$ w układzie bezczujnikowym z estymatorem MRAS^{CC}

Na rysunku 4.4 przedstawiono przebiegi układu w warunkach błędnego oszacowania rezystancji stojana o 30%. Estymator MRAS^{CC} charakteryzuje się bardzo dużą odpornością na złe oszacowanie tego parametru, który, jak już wcześniej wspomniano, nie jest bezpośrednio zależny od modelu napięciowego silnika indukcyjnego.

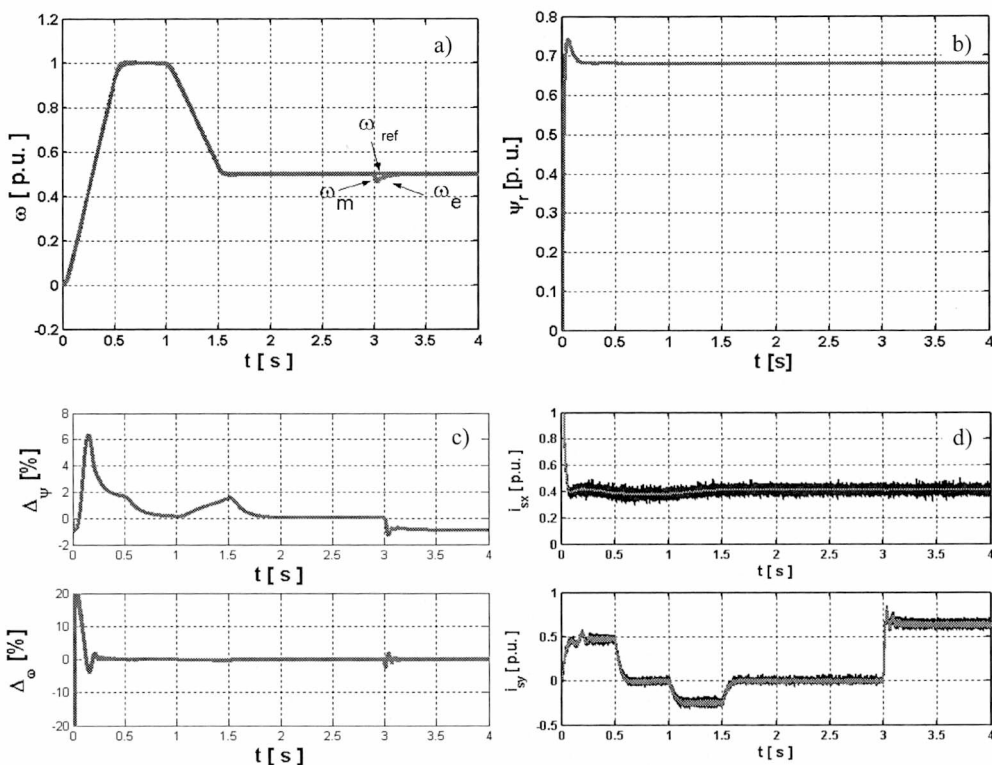


Rys. 4.4. Przebiegi prędkości (a), modułu strumienia wirnika (b), błędów strumienia i prędkości kątowej (c) oraz składowych prądu stojana (d) dla $r_s = 0,7r_{sN}$ w układzie bezczujnikowym z estymatorem MRAS^{CC}

Złe oszacowanie reaktancji rozproszenia wirnika (rys. 4.5) oraz reaktancji rozproszenia stojana (rys. 4.6) ma także niewielki wpływ na działanie całego układu bezczujnikowego sterowania silnikiem indukcyjnym.

Estymator MRAS^{CC} w porównaniu z innymi podobnymi rozwiązaniami charakteryzuje się zwiększoną odpornością na błędne oszacowanie parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego [57]. Parametry, których błędy identyfikacji stanowiły największy problem (r_s , $x_{\sigma s}$, $x_{\sigma r}$) w innych rozwiązaniach estymatorów MRAS, nie mają dużego wpływu na stabilną pracę układu napędowego z zaproponowanym estymatorem MRAS^{CC}. Układ sterowania z tym estymatorem pracuje stabilnie w całym analizowanym zakresie prędkości kątowej po zmianach praktycznie wszystkich parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego (w zakresie $\pm 50\%$), co przedstawiono w sposób szczegółowy w pracy [43].

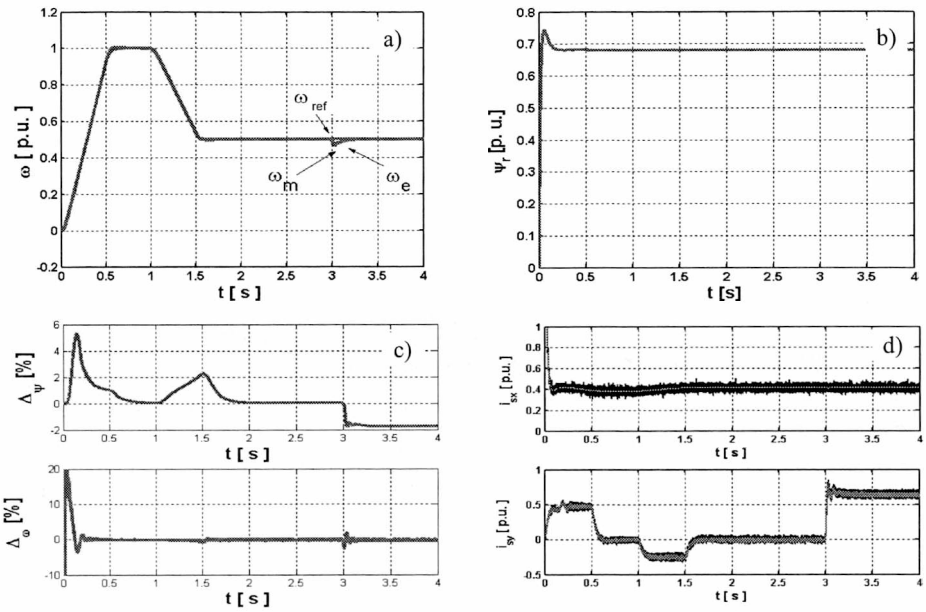
Na przedstawionych przebiegach widoczne jest, że mimo niewielkiego wpływu zmian parametrów maszyny na estymowaną wartość prędkości kątowej podczas zmian momentu obciążenia pojawia się stosunkowo duży błąd ustalony, związany z nieprawnym wyznaczaniem strumienia wirnika silnika indukcyjnego.



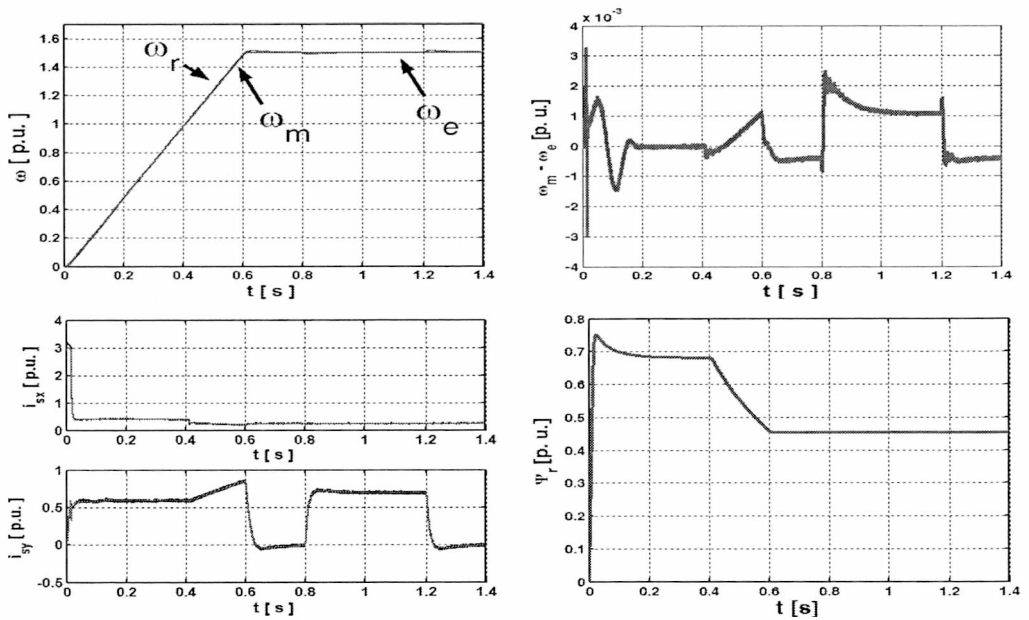
Rys. 4.5. Przebiegi prędkości (a), modułu strumienia wirnika (b), błędów strumienia i prędkości kątowej (c) oraz składowych prądu stojana (d) dla $x_{or} = 0,9x_{orN}$ w układzie bezczujnikowym z estymatorem MRAS^{CC}

Badania symulacyjne i eksperymentalne wykazały, że największy problem związanym z estymatorem MRAS^{CC} stanowi jego stosunkowo duża wrażliwość na zmiany reaktancji magnesującej w zakresie prędkości większych od wartości znamionowej, co w sposób istotny wpływa na działanie estymatora.

Wyniki badania bezczujnikowego układu wektorowego sterowania silnikiem indukcyjnym przedstawiono na rys. 4.7, 4.8. Zmiana reaktancji magnesującej ma znikomy wpływ na jakość estymacji strumienia wirnika (inaczej niż w przypadku innych parametrów silnika), powoduje natomiast powstanie dużego błędów ustalonych estymowanej prędkości.

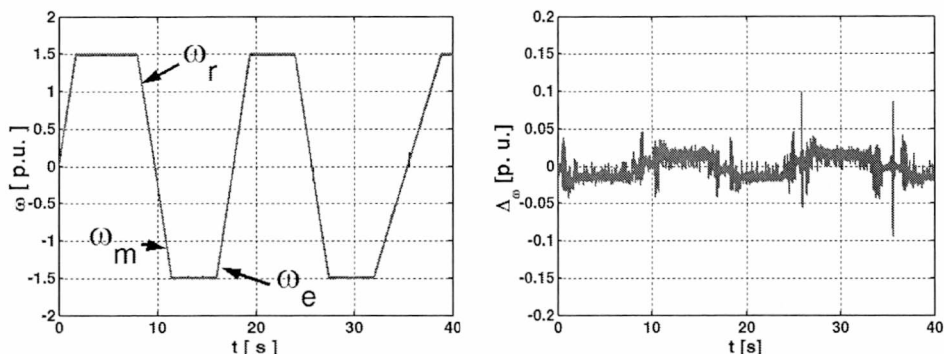


Rys. 4.6. Przebiegi prędkości (a), modułu strumienia wirnika (b), błęd strumienia i prędkości kątowej (c) oraz składowych prądu stojana (d) dla $x_{\sigma} = 0,9x_{\sigma N}$ w układzie bezczujnikowym z estymatorem MRAS^{CC}



Rys. 4.7. Wyniki badań układu bezczujnikowego podczas pracy w zakresie osłabiania pola

Podczas pracy z prędkością większą od wartości znamionowej prędkość mierzona nie pokrywa się z wartością estymowaną. Wynika to ze wzrostu reaktancji magnesującej w tym zakresie pracy napędu (estymator pracuje ze znamionową – stałą wartością reaktancji magnesującej).



Rys. 4.8. Wyniki badań eksperymentalnych układu bezczujnikowego podczas pracy w zakresie osłabiania pola

Na rysunku 4.8 przedstawiono wyniki badań eksperymentalnych, które potwierdzają wcześniejsze testy symulacyjne.

4.3. Analiza stabilności estymatora MRAS^{CC}

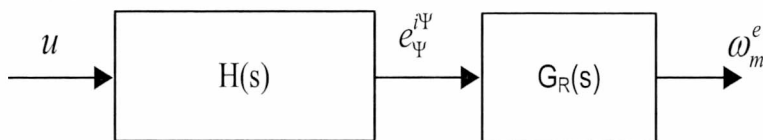
W celu dokładnego zbadania wpływu zmian parametrów silnika indukcyjnego na zachowanie się estymatora MRAS^{CC}, a zarazem potwierdzenia otrzymanych rezultatów wykonano badania stabilności analizowanego układu. Podobnie jak badania wrażliwości analiza stabilności jest poszerzeniem i uzupełnieniem badań przedstawionych w [43]. Wykonano szczegółową analizę rozmieszczenia biegunów równania charakterystycznego estymatora MRAS^{CC} zarówno w zakresie prędkości pełnych, jak i podczas pracy z prędkością znacznie przekraczającą wartość znamionową. Sprawdzono wpływ zmian reaktancji magnesującej i reaktancji rozproszenia stojana i wirnika na położenie biegunów estymatora. Duży nacisk zwrócono na analizę wpływu zmian nastaw regulatora na stabilność układu.

W badaniach wykorzystano metodę polegającą na analizie położenia biegunów równania charakterystycznego transmitancji zastępczej estymatora i określeniu jej zmian w zależności od zmian parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego, prędkości kątowej [154].

Estymator MRAS pod względem estymacji prędkości można traktować jako układ pobudzony sygnałem kombinacji błędu odtwarzania prądu stojana i strumienia wirnika e_{Ψ}^{Ψ} opisanym zależnością [43]:

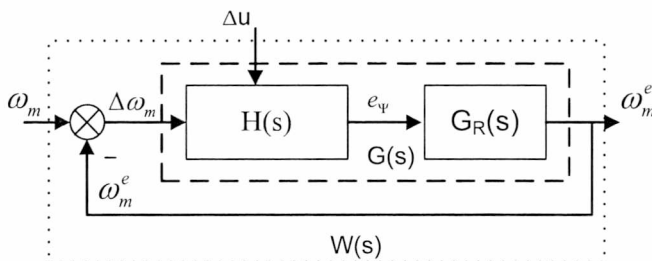
$$\begin{aligned} e_{\Psi}^{\Psi}(t) &= e_{i_{s\alpha}}(t)\Psi_{r\beta}(t) - e_{i_{s\beta}}(t)\Psi_{r\alpha}(t) \\ e_{i_{s\alpha,\beta}}(t) &= i_{s\alpha,\beta}(t) - i_{s\alpha,\beta}^e(t) \end{aligned} \quad (4.2)$$

Sygnał ten jest podawany na regulator PI, na którego wyjściu otrzymuje się estymowaną prędkość, która z kolei przestraja model prądowy i estymator prądu stojana. Schematu blokowy układu pokazano na rys. 4.9.



Rys. 4.9. Transmitancja układu otwartego z estymatorem typu MRAS [154]

Po założeniu, że tylko jeden sygnał wejściowy jest aktywny i po dodaniu ujemnego sprzężenia zwrotnego, można zbadać zależność rozmieszczenia biegunów równania charakterystycznego w funkcji zmian parametrów SI i nastaw regulatora PI w estymatorze MRAS. Postać równania charakterystycznego, opisującego estymator, jest identyczna dla wszystkich rozważanych sygnałów wejściowych. Schemat ideowy takiego układu przedstawiono na rys. 4.10 [154].



Rys. 4.10. Transmitancja układu zamkniętego z estymatorem typu MRAS [154]

W estymatorze tym wykorzystuje się mechanizm adaptacji prędkości kątowej, w którym niezbędna jest wartość estymowanego prądu stojana. Równania (4.3) opi-

suje dynamikę zmian prądu estymowanego można zapisać w formie operatorowej w postaci:

$$\begin{aligned} i_{s\alpha}^e(s) &= \frac{x_m r_r \Psi_{r\alpha}(s) + x_m x_r \Psi_{r\beta}(s) \omega_m + x_r^2 u_{s\alpha}(s)}{r_r x_m^2 + r_s x_r^2 + s \sigma T_N x_s x_r^2} \\ i_{s\beta}^e(s) &= \frac{x_m r_r \Psi_{r\beta}(s) - x_m x_r \Psi_{r\alpha}(s) \omega_m + x_r^2 u_{s\beta}(s)}{r_r x_m^2 + r_s x_r^2 + s \sigma T_N x_s x_r^2} \end{aligned} \quad (4.3)$$

Estymata prądu stojana zależy od aktualnej wartości strumienia wirnika. Do estymacji tej wielkości wykorzystano powszechnie stosowany model prądowy strumienia wirnika (3.4). Po uwzględnieniu równań opisujących ten symulator równ. (4.3) można zapisać w następujący sposób:

$$\begin{aligned} i_{s\alpha}^e(s) &= \frac{i_{s\alpha}(s) r_r x_m^2 (r_r^2 + r_r s T_N x_r + \omega_m^2 x_r^2) + x_r^2 u_{s\alpha}(s) (r_r^2 + (\omega_m^2 + s^2 T_N^2) x_r^2 + 2 x_r r_r s T_N) + x_r^2 r_r s T_N i_{s\beta}(s) \omega_m x_m^2}{(r_r^2 + 2 r_r s T_N x_r + (\omega_m^2 + s^2 T_N^2) x_r^2) (r_r x_m^2 + x_r (r_s x_r - s T_N x_m^2 + s T_N x_r x_s))} \\ i_{s\beta}^e(s) &= \frac{i_{s\beta}(s) r_r x_m^2 (r_r^2 + r_r s T_N x_r + \omega_m^2 x_r^2) + x_r^2 u_{s\beta}(s) (r_r^2 + (\omega_m^2 + s^2 T_N^2) x_r^2 + 2 r_r s T_N x_r) - x_r^2 r_r s T_N i_{s\alpha}(s) \omega_m x_m^2}{(r_r^2 + 2 r_r s T_N x_r + (\omega_m^2 + s^2 T_N^2) x_r^2) (r_r x_m^2 + x_r (r_s x_r - s T_N x_m^2 + s T_N x_r x_s))} \end{aligned} \quad (4.4)$$

Estymowaną prędkość kątową można zapisać równaniem:

$$\omega_m^e = G_R e_{\Psi'}^{i\Psi'} \quad (4.5)$$

I wówczas:

$$\Delta e_{\Psi'}^{i\Psi'} = H \Delta u \quad (4.6)$$

gdzie:

$$\begin{aligned}
e_{\Psi}^{i\Psi} &= e_{\Psi p}^{i\Psi} + \Delta e_{\Psi}^{i\Psi} = (e_{i_{s\alpha}p} + \Delta e_{i_{s\alpha}})(\Psi_{r\beta p} + \Delta \Psi_{r\beta}) - ((e_{i_{s\beta}p} + \Delta e_{i_{s\beta}})(\Psi_{rap} + \Delta \Psi_{ra})) = \\
&= e_{i_{s\alpha}p} \Psi_{r\beta p} - e_{i_{s\beta}p} \Psi_{rap} + \Delta e_{i_{s\alpha}} \Delta \Psi_{r\beta} - \Delta e_{i_{s\beta}} \Delta \Psi_{ra} + e_{i_{s\alpha}p} \Delta \Psi_{r\beta} + \Delta e_{i_{s\alpha}} \Psi_{r\beta p} - e_{i_{s\beta}p} \Delta \Psi_{ra} - \Delta e_{i_{s\beta}} \Psi_{rap} \\
\Delta e_{\Psi}^{i\Psi} &= \Delta e_{i_{s\alpha}} \Psi_{r\beta p} - \Delta e_{i_{s\beta}} \Psi_{rap} \\
\Delta e_{i_{s\alpha},\beta} &= \Delta i_{s\alpha,\beta} - \Delta i_{s\alpha,\beta}^e
\end{aligned} \tag{4.7}$$

Po założeniu, że podczas badania odpowiedzi estymatora na zmianę jednego z sygnałów wejściowych (wynikającego z pobudzenia sygnałem $\Delta\omega_m$), np. składowej prądu stojana $i_{s\alpha}$, zmiany pozostałych sygnałów (prądu $i_{s\beta}$ oraz napięć $u_{s\alpha}$, $u_{s\beta}$) są równe zeru, oraz $\Delta\omega_m$ dąży do zera ($\omega_m^e \rightarrow \omega_m = \omega_0$) [154], równanie (4.7) upraszcza się do postaci:

$$\Delta e_{\Psi}^{i\Psi}(s) = \frac{r_r x_m x_r^3 \omega_0 (r_s + s T_N \sigma x_s) i_{s\alpha p}}{((r_r + x_r s T_N)^2 + \omega_0^2 x_r^2)(r_r x_m^2 + x_r^2 (r_s + s T_N \sigma x_s))} \Delta i_{s\alpha} = H(s) \Delta u \tag{4.8}$$

przy czym:

$$\begin{aligned}
H(s) &= \frac{r_r x_m x_r^3 \omega_0 (r_s + s T_N \sigma x_s)}{((r_r + x_r s T_N)^2 + \omega_0^2 x_r^2)(r_r x_m^2 + x_r^2 (r_s + s T_N \sigma x_s))} \\
\Delta u &= f(\Delta\omega, \Delta i_{s\alpha})
\end{aligned} \tag{4.9}$$

Uwzględniając transmitancję regulatora PI w układzie adaptacji (3.40) opisanego zależnością:

$$G_R = K_P \left(1 + \frac{1}{s T_I}\right) \tag{4.10}$$

prędkość estymowana przyjmuje postać:

$$\begin{aligned}
\omega_m^e &= H(s) G_R(s) \Delta u = G(s) \Delta u = \\
&= \frac{(K_P + K_P s T_I) r_r x_m x_r^3 \omega_0 (r_s + s T_N \sigma x_s)}{s T_I ((r_r + x_r s T_N)^2 + \omega_0^2 x_r^2)(r_r x_m^2 + x_r^2 (r_s + s T_N \sigma x_s))} \Delta u
\end{aligned} \tag{4.11}$$

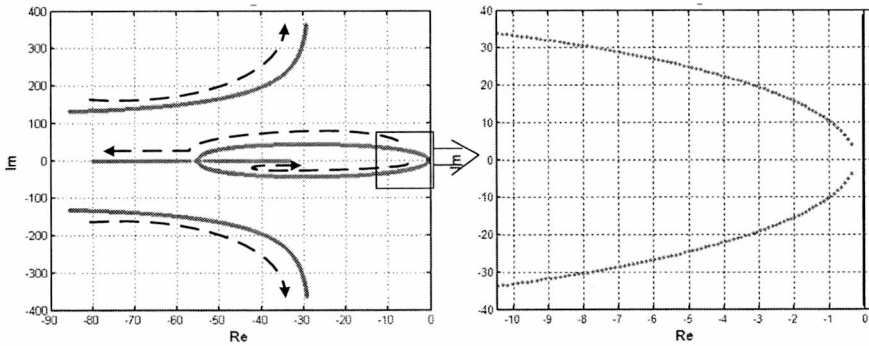
Transmitancję operatorową $G(s)$ można zapisać w postaci:

$$\begin{aligned} G(s) &= H(s)G_R(s) \\ &= \frac{(K_p + K_p s T_I) r_s x_m x_r^3 \omega_0 (r_s + s T_N \sigma x_s)}{s T_I \left((r_s + x_r s T_N)^2 + \omega_0^2 x_r^2 \right) (r_s x_m^2 + x_r^2 (r_s + s T_N \sigma x_s))} \end{aligned} \quad (4.12)$$

Zgodnie z rys. 4.10, wykorzystując (4.12), transmitancja układu zamkniętego przyjmuje postać:

$$\begin{aligned} W(s) &= \frac{\omega_m^e}{\omega_m} = \frac{r_s \omega_0 (K_p + K_p s T_I) x_m x_r^3 b}{a_4} \\ a_4 &= r_s^3 s T_I x_m^2 + s T_I (\omega_0^2 + s^2 T_N^2) x_r^4 b + r_s^2 s T_I x_r (r_s x_r + s T_N (2x_m^2 + \sigma x_s x_r)) \\ &\quad + r_s x_r^2 (\omega_0^2 s T_I x_m^2 + K_p \omega_0 (1 + s T_I) x_m x_r b + s^2 T_I T_N (2r_s x_r + s T_N (x_m^2 + 2\sigma x_s x_r))) \end{aligned} \quad (4.13)$$

gdzie $b = r_s + s T_N \sigma x_s$.

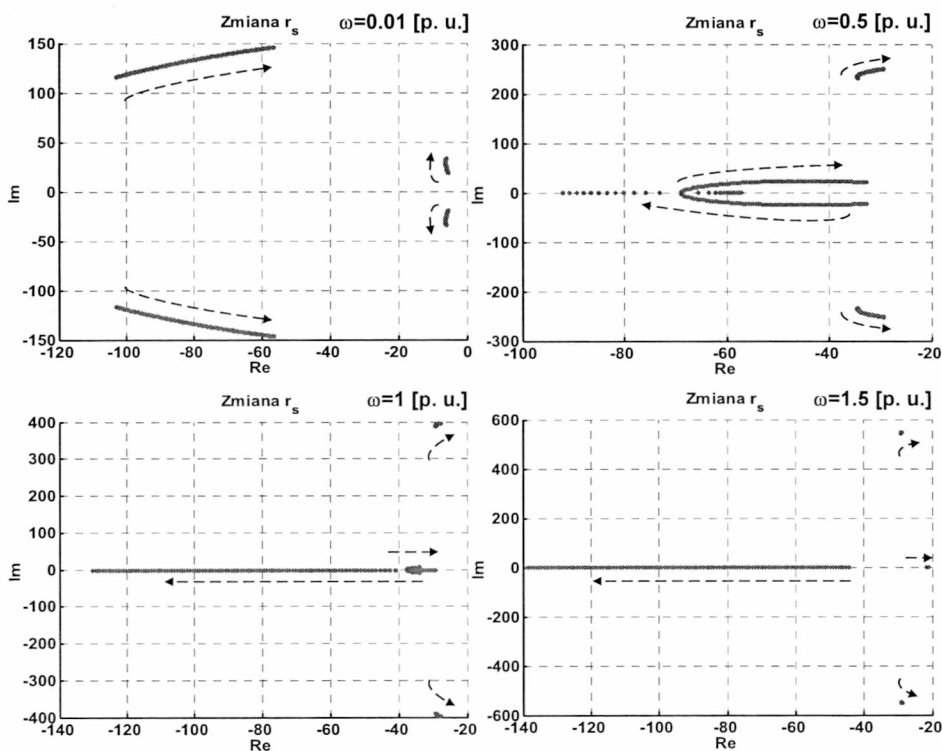


Rys. 4.11. Rozmieszczenie biegunów estymatora MRAS^{CC} w funkcji zmian prędkości kątowej dla ω_m z przedziału od 0 do ω_{mN}

Na rysunku 4.11 przedstawiono rozmieszczenie biegunów równania charakterystycznego estymatora w funkcji zmian prędkości kątowej. Wykonano badania dla zmian ω_m z przedziału $0 \rightarrow \omega_{mN}$. Zmiana prędkości kątowej w tym zakresie nie powoduje utraty stabilności estymatora. W całym zakresie jej zmian układ pracuje poprawnie, zapas stabilności jest bardzo duży.

Podstawową zaletą opracowanego estymatora strumienia i prędkości kątowej, wykazaną już podczas badań odporności estymatora, jest jego mała wrażliwość na błędne oszacowanie parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego.

W celu dokładnej analizy wpływu zmian poszczególnych parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego na rozmieszczenie biegunów transmitancji estymatora badania wykonano dla prędkości kątowych $\omega_m = 0,05 \omega_{mN}$, $\omega_m = 0,5 \omega_{mN}$, $\omega_m = \omega_{mN}$, $\omega_m = 1,5 \omega_{mN}$. Podczas testów parametry regulatora PI pozostawały na stałym, niezmiennym poziomie.

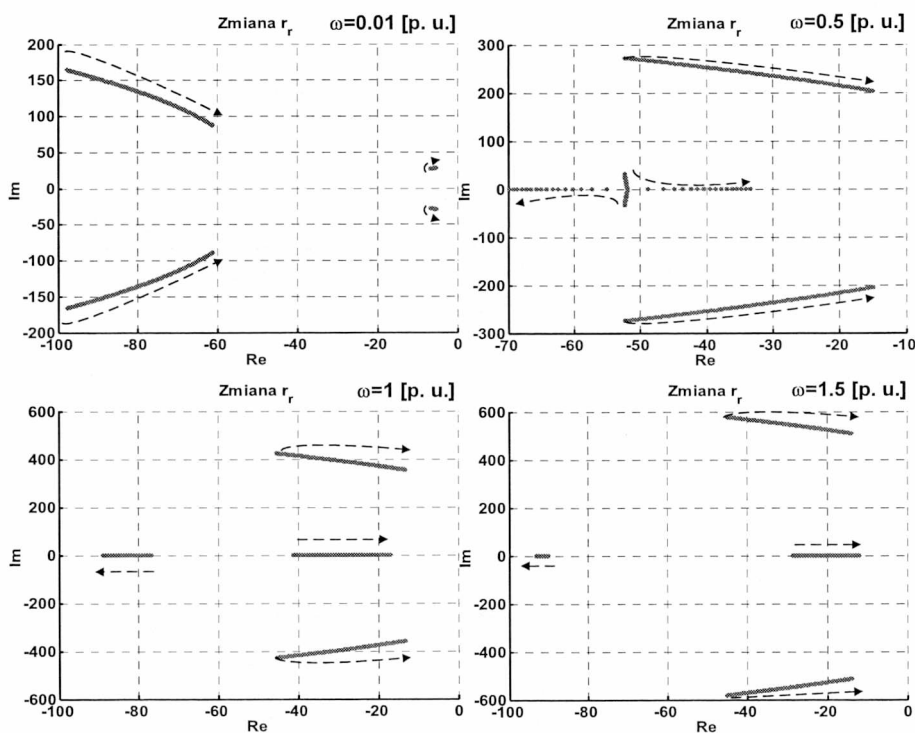


Rys. 4.12. Rozmieszczenie biegunów estymatora MRAS^{CC} w funkcji zmian r_s z przedziału od -50% do 50%

Na rysunku 4.12 pokazano wyniki analizy wpływu zmian rezystancji stojana SI na rozmieszczenie biegunów równania charakterystycznego estymatora MRAS^{CC}. Błędna identyfikacja rezystancji stojana w niewielkim stopniu wpływa na przemieszczanie się biegunów równania charakterystycznego. W szerokim zakresie prędkości kątowej znajdują się one, nawet dla skrajnych odchyłek parametru, na lewej półpłaszczyźnie

zespolonej. Wyniki te są w pełni zgodne z wynikami analizy wrażliwości układu na zmiany tego parametru.

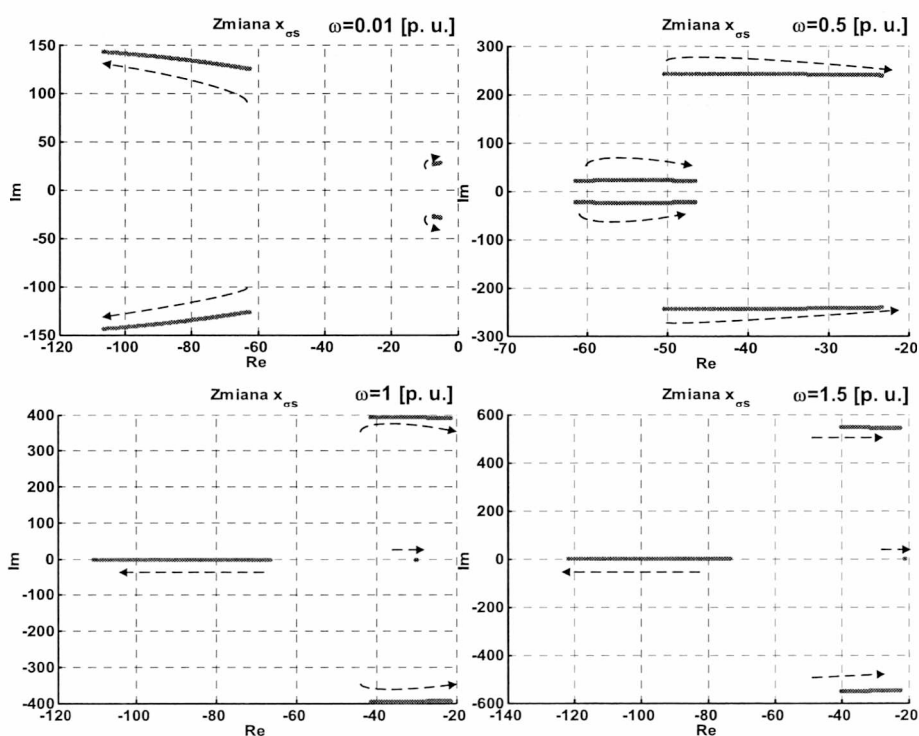
Błędna identyfikacja rezystancji wirnika (rys. 4.13) wywiera nieco większy wpływ na rozłożenie biegunów równania charakterystycznego, jednak nie powoduje przemieszczenia na prawą półpłaszczyznę nawet w razie złego oszacowania tej wielkości o 50% dla skrajnie małych lub dużych prędkości kątowych. Wynika to z istotnej zależności układu estymatora od modelu prądowego silnika indukcyjnego, w którym rezystancja wirnika ma kluczowe znaczenie.



Rys. 4.13. Rozmieszczenie biegunów estymatora MRAS^{CC} w funkcji zmian r_r z przedziału od -50% do 50%

Na rysunkach 4.14 i 4.15 pokazano rozmieszczenie pierwiastków równania charakterystycznego estymatora MRAS^{CC} w zależności od zmian reaktancji rozproszenia stojana oraz reaktancji rozproszenia wirnika. O ile parametr taki, jak rezystancja stojana, jest wielkością łatwo mierzalną i błąd związany z jego identyfikacją jest znikomy, o tyle reaktancja rozproszenia stojana i wirnika są wielkościami trudnymi do oszacowania, z reguły obliczanymi z dużymi błędami. Dlatego istotne jest, aby estymatory

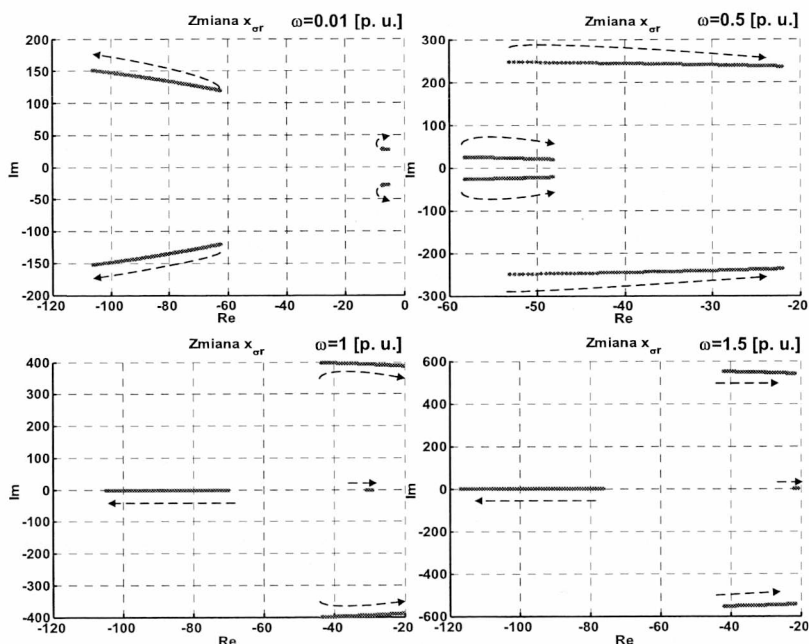
zmiennych stanu wykazywały jak największą odporność na błędne oszacowanie tych wielkości. Zaproponowany estymator charakteryzuje się zwiększoną odpornością na błędne oszacowanie reaktancji rozproszenia stojana i wirnika w zakresie $\pm 50\%$, układ nie traci stabilności nawet w przypadku skrajnych odchyłek, a zapas stabilności pozostaje nadal duży podczas zmian prędkości kątowej.



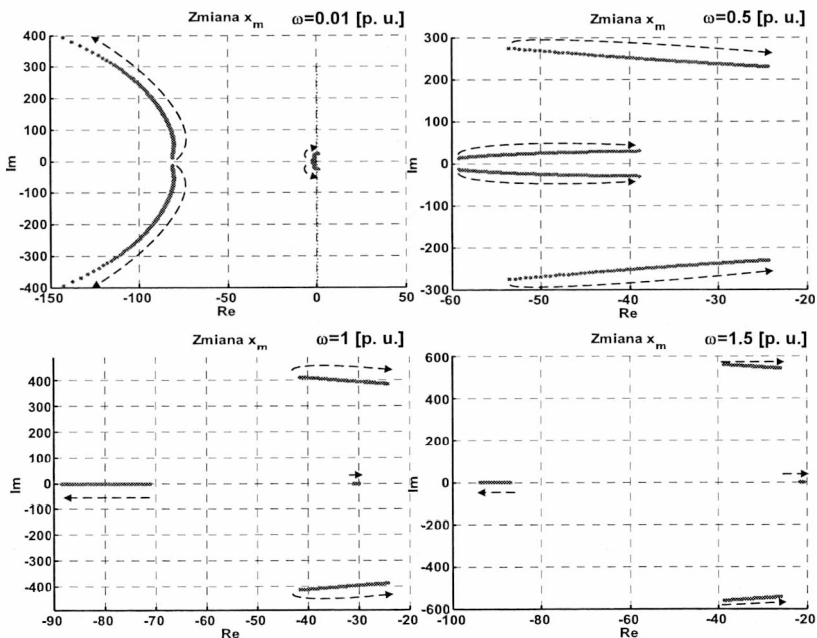
Rys. 4.14. Rozmieszczenie biegunów estymatora MRAS^{CC} w funkcji zmian $x_{s\sigma}$ z przedziału od -50% do 50%

Zmiany reaktancji magnesującej maszyny mogą wynosić nawet 100% lub więcej. Na rysunku 4.16 pokazano wyniki analizy rozmieszczenia biegunów transmitancji estymatora w funkcji zmian reaktancji. Badania wykonano dla czterech prędkości kątowych podanych na rysunku.

Badania wykazały, że badany estymator cechuje się stosunkowo dużą wrażliwością na zmiany reaktancji magnesującej silnika indukcyjnego. Dla prędkości bliskich zeru duży wzrost tego parametru powoduje przemieszczenie się biegunów na prawą półpłaszczyznę zespoloną, a tym samym utratę stabilności estymatora. Dla większych prędkości zapas stabilności układu ulega znacznemu zmniejszeniu.



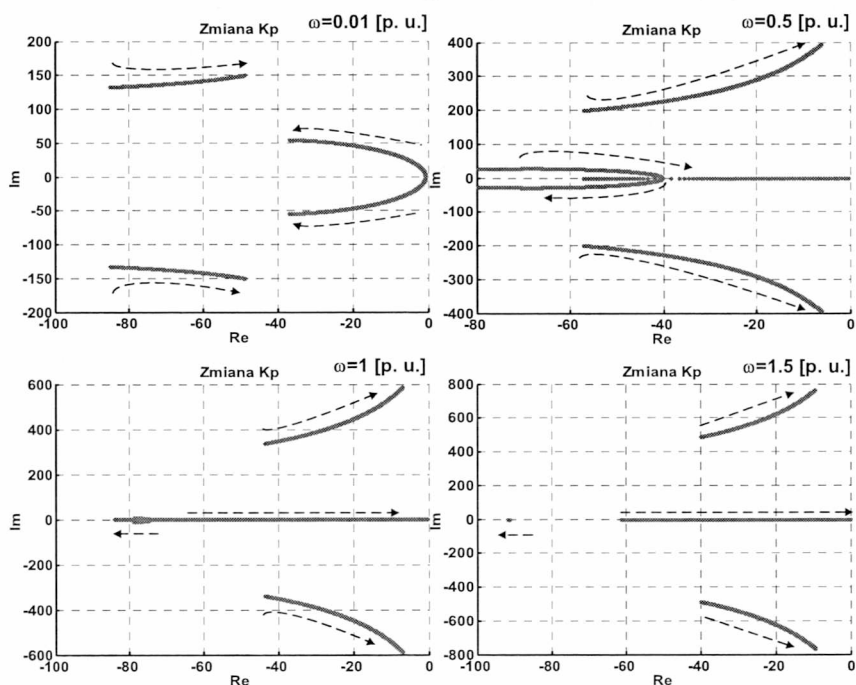
Rys. 4.15. Rozmieszczenie biegunów estymatora MRAS^{CC} w funkcji zmian x_{or} od -50% do 50%



Rys. 4.16. Rozmieszczenie biegunów estymatora MRAS^{CC} w funkcji zmian x_m od -100% do 100%

Istotne jest, że estymator jest stabilny mimo pogorszenia się jego właściwości podczas pracy w warunkach osłabionego strumienia. W tym obszarze pracy dochodzi do największego wzrostu reaktancji magnesującej i istotne jest, aby estymatory prędkości charakteryzowały się odpornością na jej zmiany właśnie podczas pracy z prędkością większą od wartości znamionowej.

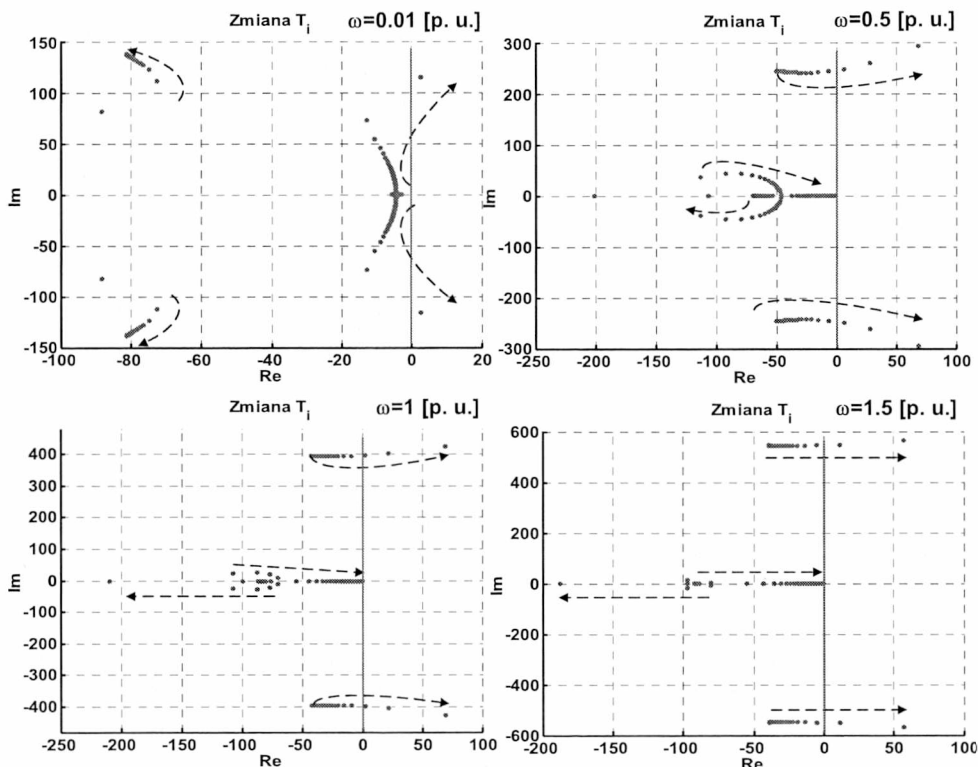
Estymator MRAS^{CC} jest również zależny od prawidłowego doboru nastaw regulatora PI znajdującego się w podukładzie adaptacji prędkości kątowej. Zmiana parametrów regulatora może doprowadzić do utraty jego stabilności, co pokazano na rys. 4.17 i 4.18.



Rys. 4.17. Rozmieszczenie biegunów estymatora MRAS^{CC} w funkcji zmian K_P

Jak wynika z rysunku 4.17, stabilność estymatora MRAS^{CC} zależy od parametru K_P . Ze wzrostem K_P bieguny równania charakterystycznego przesuwają się w stronę prawej półpłaszczyzny układu zespolonego. Badania wykonano dla wartości K_P w zakresie 0,01–50, umożliwiającym uzyskanie bardzo dobrych właściwości dynamicznych estymatora. Widoczne jest też znaczne zmniejszenie się zapasu stabilności estymatora, gdy K_P się zwiększa w analizowanym zakresie. Zmiana parametru T_I w zakresie 0,001–5 s ma większy wpływ na stabilność estymatora. Dla bardzo małych

wartości T_i w zakresie małych prędkości kątowych może nastąpić utrata stabilności układu (rys. 4.18).



Rys. 4.18. Rozmieszczenie biegunów estymatora MRAS^{CC} w funkcji zmian T_i

Mimo bezpośredniej zależności od symulatorów zmiennych stanu estymator MRAS^{CC} charakteryzuje się zwiększoną odpornością na błędną identyfikację parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego. Żaden z analizowanych parametrów nie wpływa jednak w znaczący sposób na stabilność estymatora. Nie oznacza to, że zmiana tych parametrów nie powoduje pogorszenia jego pracy. Podczas zmian parametrów występują oscylacje w estymowanych zmiennych stanu, błędy ustalone, które mogą wpłynąć na działanie beczujnikowego układu wektorowego sterowania. Wydaje się więc konieczne poprawne identyfikowanie wszystkich parametrów maszyny i ich ewentualna korekta podczas pracy napędu (np. podczas postoju maszyny).

Badania wykazały także, że parametry regulatora PI znajdującego się w torze adaptacji prędkości kątowej nie mogą pozostawać na stałym poziomie. Powinny one zależeć od aktualnej wartości prędkości kątowej. Im mniejsza prędkość kątowa, tym mniejsze wartości powinny mieć parametry regulatora.

4.4. Analiza pracy estymatora MRAS^{CC}

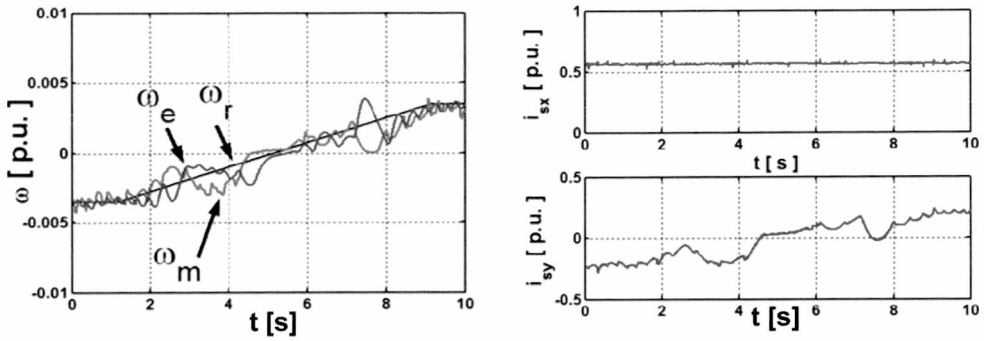
Estymator MRAS^{CC} łączy prostotę budowy z niewielkimi wymaganiami sprzętowymi i stosunkowo niewielką wrażliwością na zmiany parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego. Jest to układ oparty wyłącznie na symulatorach zmiennych stanu, działa w sposób prawidłowy w szerokim zakresie prędkości kątowej oraz daje ogromne możliwości do dalszej rozbudowy – gwarantującej uniwersalność estymatora i całego systemu napędowego. Estymator ten jest stabilny praktycznie dla dowolnych nastaw regulatora PI znajdującego się w torze adaptacji prędkości kątowej dla silników o dowolnej mocy. Po wstępnym uruchomieniu napędu możliwe jest dostrojenie on-line nastaw regulatora bez ryzyka uszkodzenia całego systemu. Takich możliwości nie dają rozbudowane i bardzo skomplikowane obserwatory zmiennych stanu, filtry Kalmana, które muszą być strojone indywidualnie do każdej maszyny lub nawet struktury sterowania [104].

W niniejszym rozdziale przedstawiono wybrane wyniki badań symulacyjnych i eksperymentalnych bezczujnikowego układu wektorowego sterowania silnikiem indukcyjnym z estymatorem MRAS^{CC}. Jako metody sterowania wykorzystano układy bezpośredniego sterowania połowo zorientowanego (DRFOC) oraz metodę bezpośredniego sterowania momentem (DTC-SVM). Schematy poglądowe układów sterowania przedstawiono w rozdziale 2.

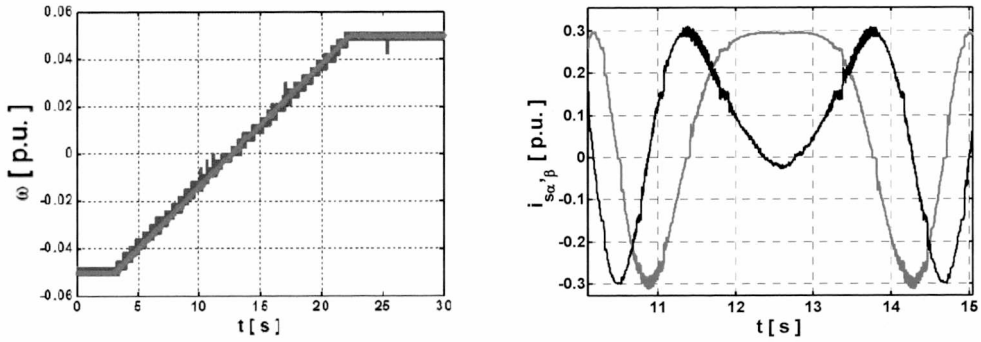
Badania wykonano dla dwóch rodzajów silników indukcyjnych, silnika o małej mocy 1,5 kW oraz silnika trakcyjnego o mocy 50 kW (Załącznik 1). Podejście takie pozwala obiektywnie ocenić możliwości aplikacyjne określonej struktury sterowania z estymatorem prędkości kątowej.

Bezczujnikowy układ wektorowego sterowania silnikiem indukcyjnym, a tym samym także estymator MRAS^{CC} sprawdzono dla różnych trajektorii prędkości zadanej, obejmując w ten sposób pełen zakres pracy układu napędowego. Przyjęto, że parametry schematu zastępczego silnika indukcyjnego nie zmieniają się i są równe znamionowym. W przypadku badań eksperymentalnych były to wielkości wyznaczone na podstawie przeprowadzonych prób biegu jałowego i zwarcia oraz na podstawie metody MULTITEST [46]. Nastawy estymatora pozostawały na stałym poziomie niezależnie od wartości prędkości kątowej.

Największym problemem związanym z estymacją prędkości kątowej w napędach bezczujnikowych jest ich prawidłowa praca w zakresie małych prędkości kątowych, sprawdzono zatem zachowanie się układów napędowych podczas długiego nawrotu w zakresie małych prędkości kątowych. Na rysunkach 4.19 i 4.20 pokazano przebiegi zadanej, estymowanej i mierzonej prędkości kątowej podczas zmiany kierunku wirowania maszyny.



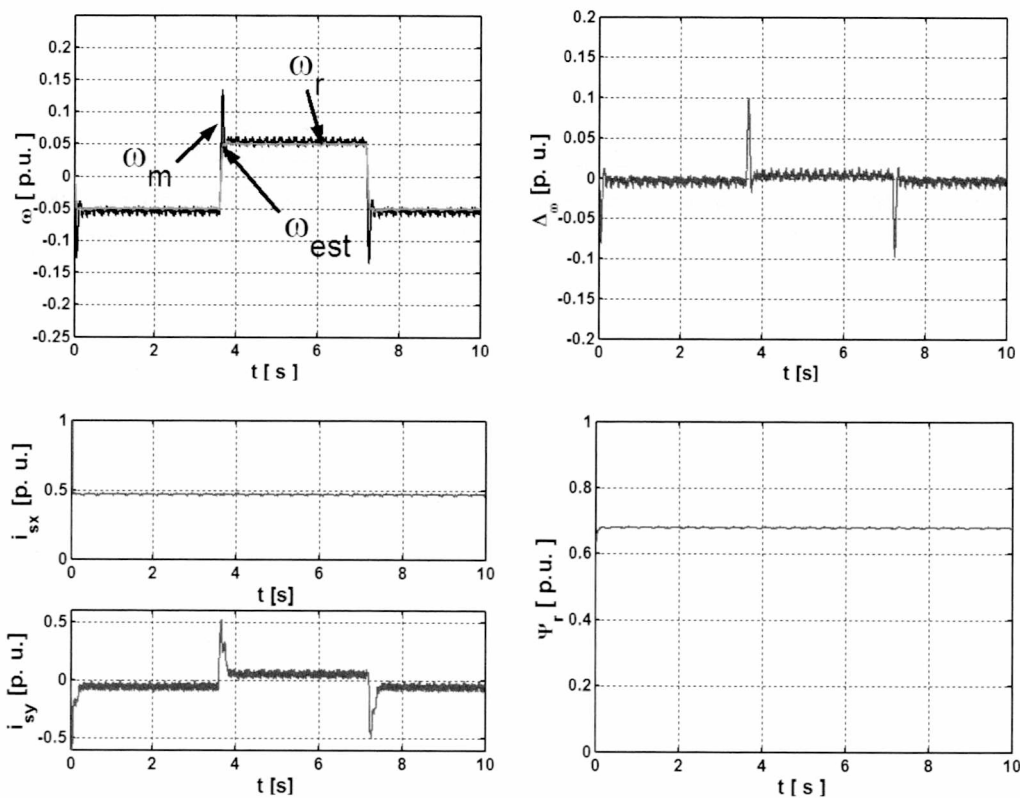
Rys. 4.19. Wyniki badań eksperymentalnych bezczujnikowego układu DRFOC z estymatorem MRAS^{CC} dla długiego nawrotu z $\omega_{ref} = -0,0035\omega_{mN}$ do $\omega_{ref} = 0,0035\omega_{mN}$, $m_o = 0,25m_N$ (silnik 1,5 kW)



Rys. 4.20. Wyniki badań eksperymentalnych bezczujnikowego układu DTC-SVM z estymatorem MRAS^{CC} dla długiego nawrotu z $\omega_{ref} = -0,05\omega_{mN}$ do $\omega_{ref} = 0,05\omega_{mN}$, $m_o = 0,25m_N$ (silnik 50 kW)

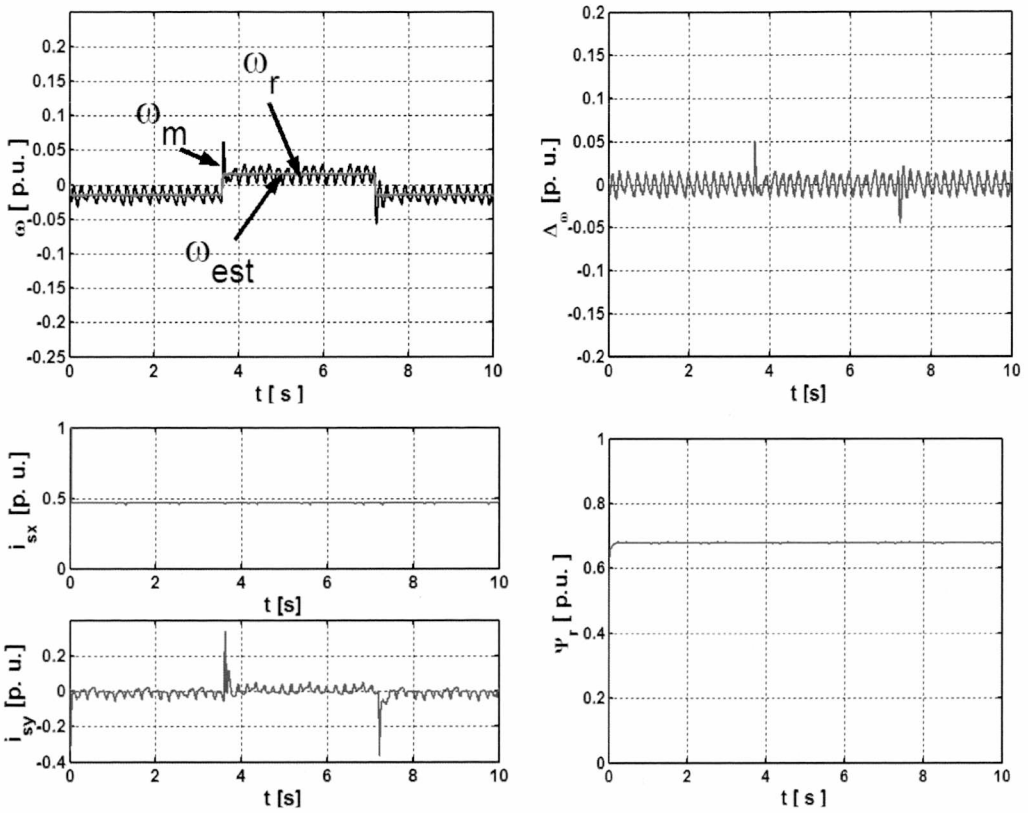
Estymator MRAS^{CC} działa prawidłowo w zakresie małych i skrajnie małych prędkości kątowych zarówno w strukturze bezpośredniego sterowania połowo zorientowanego, jak i w układzie bezpośredniego sterowania momentem elektromagnetycznym. Prędkość estymowana w obu przypadkach pokrywa się z wartością mierzoną, napęd płynnie przechodzi przez prędkość zerową (błędy estymacji nie przekraczają 10% w stanach ustalonych i 20% w stanach dynamicznych). W zakresie skrajnie małych prędkości kątowych (rys. 4.19) widoczne są niewielkie oscylacje prędkości mierzonej i estymowanej. Można je zminimalizować, stosując płynną adaptację nastaw regulatora PI znajdującego się w torze adaptacji prędkości kątowej, która zostanie opisana w dalszej części pracy. Nie wpływają one jednak na utratę stabilności napędu, a jedynie pogarszają właściwości regulacyjne struktury sterowania (oscylacje występują w obu strukturach sterowania DTC-SVM i DRFOC).

Na rysunku 4.21 przedstawiono proces cyklicznych nawrotów dla prędkości $\omega_m = \pm 0,05 \omega_{mN}$ i $m_o = 0,05 m_{oN}$. Błąd odtworzenia prędkości oscyluje wokół zera. Składowe prądu stojana zachowują się w sposób prawidłowy. Moduł strumienia wirnika jest utrzymywany na stałym (zadanym) poziomie.

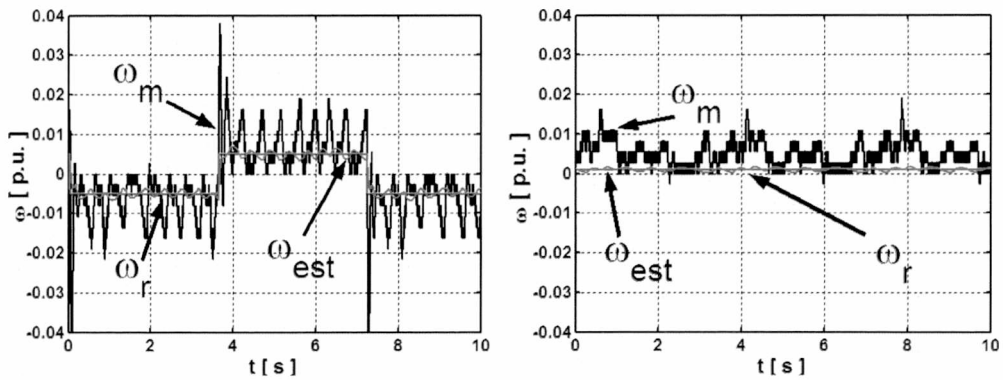


Rys. 4.21. Wyniki badań eksperymentalnych bezczujnikowego układu DRFOC z estymatorem MRAS^{CC} dla nawrotów z $\omega_{ref} = -0,05 \omega_{mN}$ do $\omega_{ref} = 0,05 \omega_{mN}$, $m_o = 0,05 m_{oN}$ (silnik 1,5 kW)

Napęd bezczujnikowy działa w sposób prawidłowy nawet dla skrajnie małych wartości prędkości kątowych (rys. 4.22 – $\omega_m = \pm 0,01 \omega_{mN}$, rys. 4.23 – $\omega_m = \pm 0,05 \omega_{mN}$ i $\omega_m = 0,001 \omega_{mN}$). Na przedstawionych wykresach wyraźnie widać, że dla prędkości bliskich zero pojawiają się oscylacje prędkości mierzonej. Są one spowodowane dużym poziomem szumów w sygnałach użytecznych (prąd, napięcie). Wartość estymowana pokrywa się z wartością zadaną. Układ nie utyka, a silnik przez cały czas wiruje z wartością zadaną, co świadczy o dobrych właściwościach analizowanego estymatora.

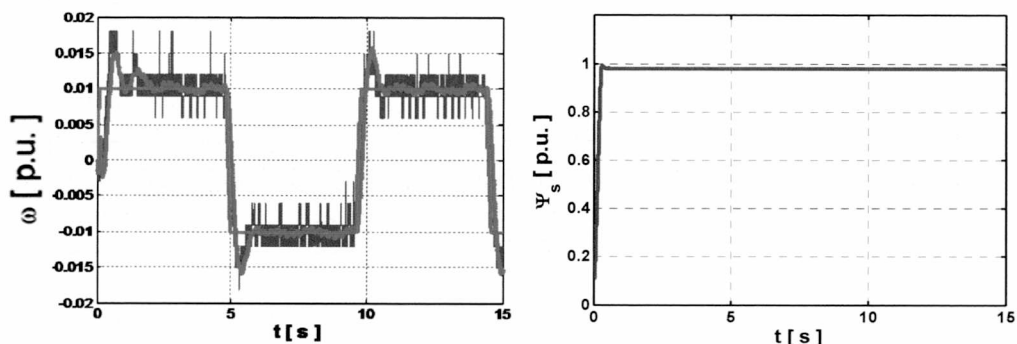


Rys. 4.22. Wyniki badań eksperymentalnych bezczujnikowego układu DRFOC z estymatorem $MRAS^{CC}$ dla nawrotów z $\omega_{ref} = -0,01 \omega_{mN}$ do $\omega_{ref} = 0,01 \omega_{mN}$, $m_o = 0,05 m_N$ (silnik 1,5 kW)

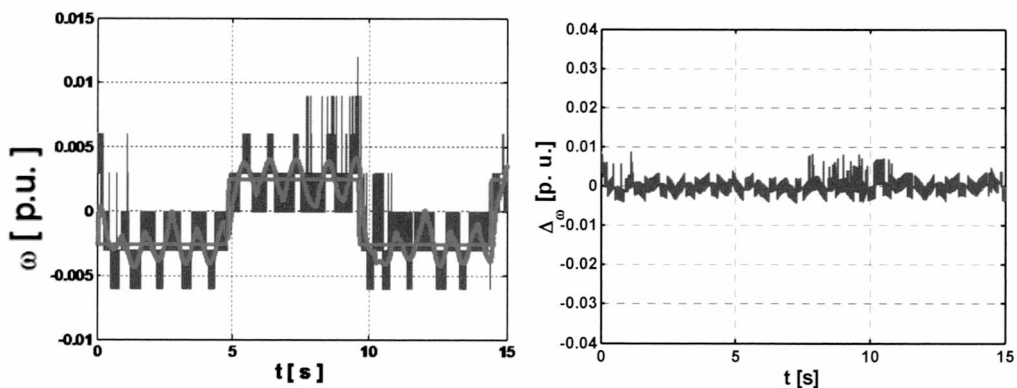


Rys. 4.23. Wyniki badań eksperymentalnych bezczujnikowego układu DRFOC z estymatorem $MRAS^{CC}$ dla nawrotów z $\omega_{ref} = \pm 0,005 \omega_{mN}$ (a) i dla $\omega_{ref} = 0,001 \omega_{mN}$ (b), $m_o = 0,05 m_N$ (silnik 1,5 kW)

Estymator podobnie działa w układzie DTC-SVM z silnikiem o mocy 50 kW. Pomimo szybkich nawrotów w otoczeniu prędkości zerowej układ działa w sposób prawidłowy, a wartość mierzona i estymowana zgadzają się z wielkością zadaną prędkości kątowej. Wyniki tych testów przedstawiono na rys. 4.24 i rys. 4.25.



Rys. 4.24. Wyniki badań eksperymentalnych bezczujnikowego układu DTC-SVM z estymatorem $MRAS^{CC}$ dla nawrotów z $\omega_{ref} = 0,01 \omega_{mN}$ do $\omega_{ref} = -0,01 \omega_{mN}$, (± 19.2 rpm), $m_o = m_N$ (silnik 50 kW)



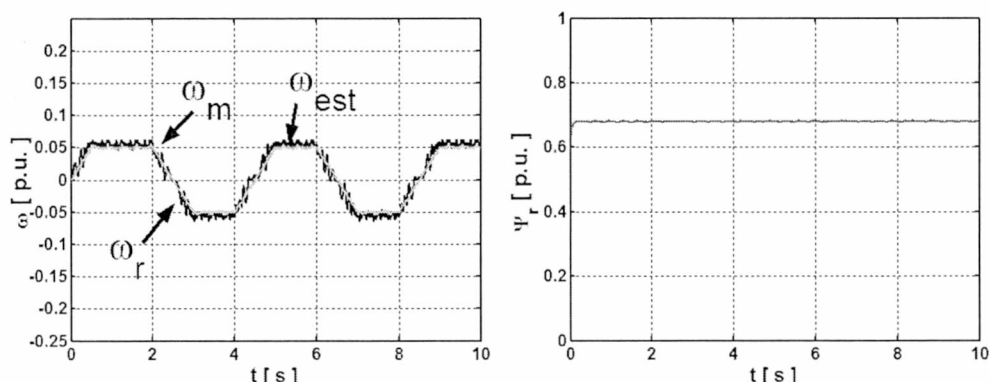
Rys. 4.25. Wyniki badań eksperymentalnych bezczujnikowego układu DTC-SVM z estymatorem $MRAS^{CC}$ dla nawrotów z $\omega_{ref} = -0,0025 \omega_{mN}$ do $\omega_{ref} = 0,0025 \omega_{mN}$, (± 4.8 rpm), $m_o = m_N$ (silnik 50 kW)

Mimo że estymator $MRAS^{CC}$, którego współczynniki pozostają na stałym, niezmiennym poziomie, działa w sposób prawidłowy w szerokim zakresie prędkości kątowej, w tym także dla prędkości pełnych, układ powinien mieć dodatkowy mechanizm korygujący nastawy regulatora PI znajdującego się w torze adaptacji, w funkcji zmian prędkości i momentu obciążenia. Podczas testów przedstawionych w niniejszym rozdziale napęd (małej mocy) pracował z małym momentem obciążenia

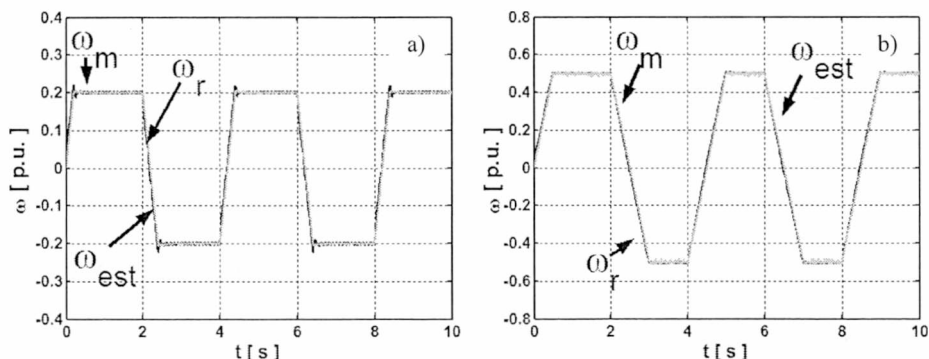
i dla idealnie zidentyfikowanych parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego. W praktyce parametry te oraz moment obciążenia ulegają zmianom i wpływają na proces estymacji prędkości kątowej. Aby napęd działał zarówno bez momentu obciążenia, jak i ze zmiennym momentem obciążenia konieczne jest przestrajanie wspomnianych nastaw regulatora.

Na kolejnych przebiegach przedstawiono cykliczne nawroty układu wektorowego sterowania silnikiem indukcyjnym z estymatorem MRAS^{CC} dla różnych wartości prędkości zadanej (rys. 4.26 i 4.27). We wszystkich przypadkach napęd działa w sposób prawidłowy, prędkość mierzona i estymowana pokrywają się, a strumień utrzymywany jest na stałej wartości.

Na rysunku 4.27 przedstawiono pracę nawrotną układu dla większych prędkości zadanych. Widać, że układ działa prawidłowo – dynamika układu jest bardzo dobra.



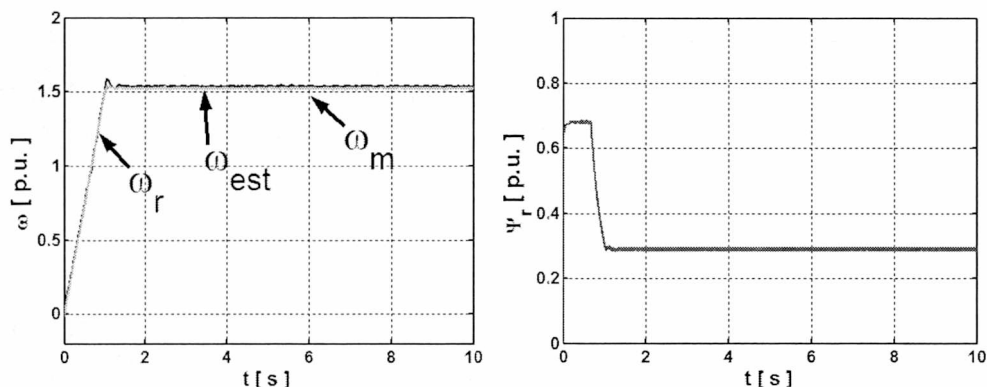
Rys. 4.26. Wyniki badań eksperymentalnych bezczujnikowego układu DRFOC z estymatorem MRAS^{CC} dla nawrotów z $\omega_{ref} = \pm 0,05 \omega_{mN}$, $m_{oL} = 0,05 m_N$ (silnik 1,5 kW)



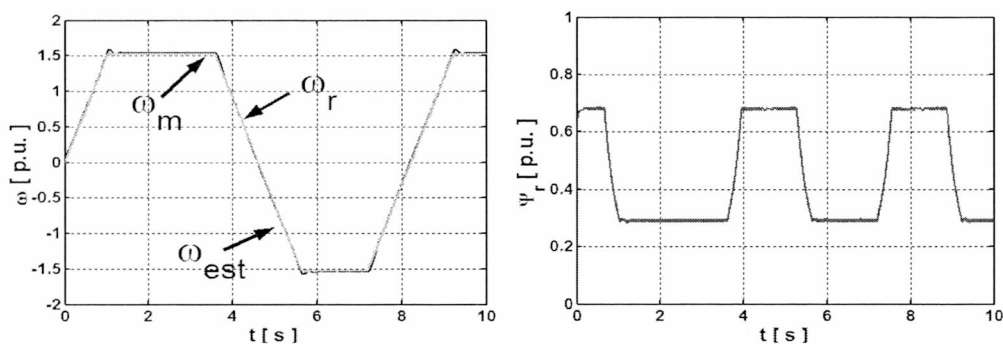
Rys. 4.27. Wyniki badań eksperymentalnych bezczujnikowego układu DRFOC z estymatorem MRAS^{CC} dla nawrotów z $\omega_{ref} = \pm 0,2 \omega_{mN}$ (a) i $\omega_{ref} = \pm 0,5 \omega_{mN}$ (b), $m_{oL} = 0,05 m_N$ (silnik 1,5 kW)

Istotne jest, aby układy wektorowego sterowania prawidłowo działały podczas pracy w warunkach osłabiania pola, kiedy sygnały mierzone charakteryzują się dużą częstotliwością. Estymatory wówczas powinny wykazywać się dużą dynamiką. Estymatory powinny być również odporne na zmiany parametrów maszyny, które w tym obszarze są znaczne.

Na rysunkach 4.28 i 4.29 przedstawiono wykresy dla prędkości $\omega_m = 1,5\omega_{mN}$ oraz $\omega_m = \pm 1,5\omega_{mN}$ podczas sterowania metodą DRFOC.



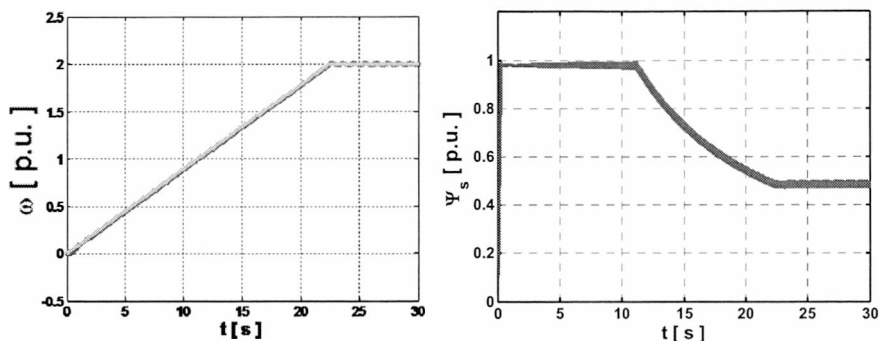
Rys. 4.28. Wyniki badań eksperymentalnych bezczujnikowego układu DRFOC z estymatorem MRAS^{CC} dla $\omega_{ref} = 1,5\omega_{mN}$ (silnik 1,5 kW)



Rys. 4.29. Wyniki badań eksperymentalnych bezczujnikowego układu DRFOC z estymatorem MRAS^{CC} dla $\omega_{ref} = \pm 1,5\omega_{mN}$ (silnik 1,5 kW)

Na rysunku 4. 30 przedstawiono wyniki pracy napędu bezczujnikowego sterowanego metodą DTC-SVM z estymatorem MRAS^{CC} podczas pracy w obszarze osłabionego strumienia. Mimo stosunkowo dużej prędkości układ działa w sposób prawidłowy. W stanach dynamicznych prędkość zadana pokrywa się z wartością mierzoną i estymowaną. Również w stanach ustalonych układ działa prawidłowo.

Widoczne są niewielkie oscylacje oraz błąd ustalony wynikający z przyjętych nastaw regulatora oraz ze zmian reaktancji magnesującej.



Rys. 4.30 Wyniki badań eksperymentalnych bezczujnikowego układu DTC-SVM z estymatorem MRAS^{CC} dla $\omega_{ref} = 2\omega_{mN}$ (silnik 50 kW)

Przedstawione wyniki badań pokazują, że układ MRAS^{CC} można stosować w bezczujnikowych układach wektorowego sterowania SI po uwzględnieniu konieczności zmian nastaw regulatora PI znajdującego się w torze adaptacji prędkości kątowej. Zmiany te powinny być wykonywane przede wszystkim w zakresie małych i dużych prędkości podczas pracy z pełnym momentem obciążenia. W przypadku napędu małej mocy badania w zakresie małych prędkości kątowych wykonano z niewielkim momentem obciążenia (maksymalnie 25% wartości znamionowej). W obszarze prędkości pełnych pojawiają się oscylacje wynikające z nieprawidłowo dobranych nastaw regulatora PI znajdującego się w torze adaptacji prędkości kątowej (parametry te powinny być inne dla prędkości bliskich zeru i inne dla prędkości znamionowej lub większej od znamionowej).

4.5. Podsumowanie

Istnieje możliwość opracowania estymatora strumienia i prędkości kątowej cechującego się zwiększoną odpornością na zmiany parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego, prostego w praktycznej implementacji oraz działającego w sposób stabilny w szerokim zakresie prędkości i momentu obciążenia.

Wykazano, że mimo niewielkiej wrażliwości układ MRAS^{CC} musi być uzupełniony o dodatkowy estymator reaktancji magnesującej, jeśli będzie on pracował z prędkością przekraczającą wartość znamionową. Badania wykonano dla dwóch silników indukcyjnych o mocy 1,5 kW i 50 kW. W obu przypadkach estymator działał w sposób prawidłowy.

5. Estymacja parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego

5.1. Wprowadzenie

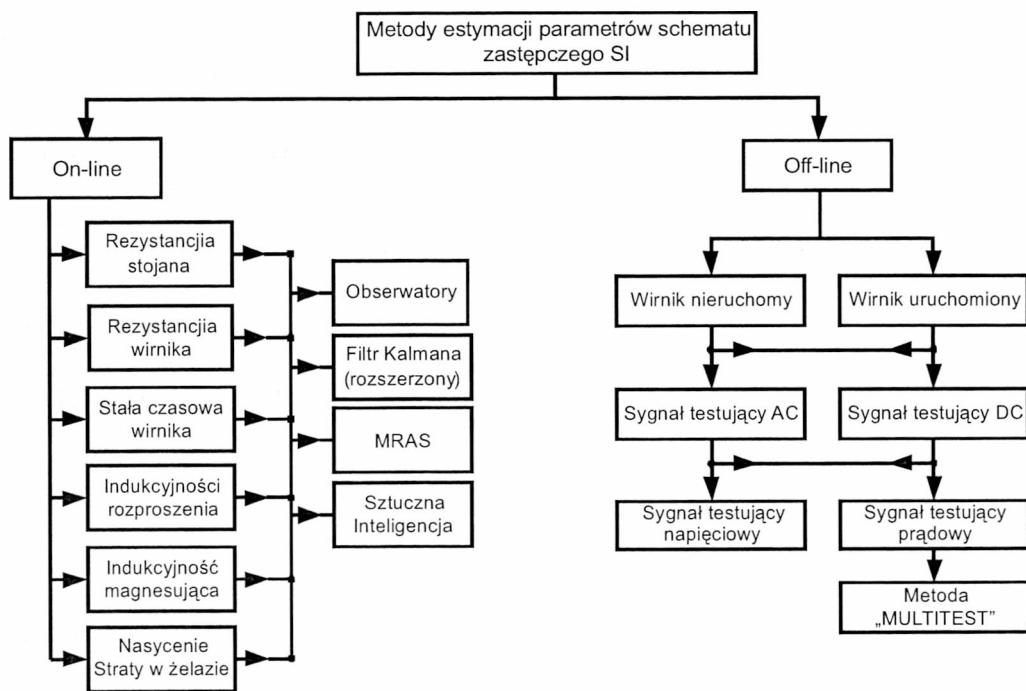
Parametry schematu zastępczego silnika indukcyjnego (SI) w rzeczywistych warunkach nie są stałe, zmieniają się wraz z temperaturą, warunkami pracy, nasyceniem obwodu magnetycznego oraz częstotliwością [14], [42], [43], [113], [115], [137], [173], [183], [196], [200], [201], [212], [213]. Zmiana tych wielkości zależy od typu i warunków pracy maszyny.

Istnieje wiele metod umożliwiających efektywne wyznaczanie parametrów schematu zastępczego silników indukcyjnych klatkowych [11], [12], [14], [42]–[58], [75]–[79], [107], [112], [149]–[159], [160], [162], [170], [171], [173], [176], [193], [200], [201], [207], [212]. Przykładowy podział metod przedstawiono na rys. 5.1. W zasadzie istnieją dwie grupy estymacji parametrów maszyny: metody wyznaczające parametry on-line oraz metody off-line stosowane przed uruchomieniem i podczas postoju napędu.

Metody umożliwiające wyznaczanie parametrów schematu zastępczego w stanie zatrzymanym (off-line) pozwalają określić początkowe ich wartości, niezbędne do prawidłowej pracy układu sterowania SI [173]. W tej grupie metod powszechnie wykorzystuje się przemiennik częstotliwości oraz układ mikroprocesorowy umożliwiający pełną automatyzację procesu identyfikacji parametrów maszyny (ang. *self-comissioning*) [49]. W zależności od wymagań proces identyfikacji można prowadzić w warunkach uruchomionego wirnika lub, jeżeli jest to z różnych powodów niemożliwe, gdy wirnik jest nieruchomy. W większości przypadków metody te opierają się na klasycznej próbie biegu jałowego i próbie zwarcia. Istotny wydaje się sposób wyznaczania parametrów oraz sygnał do tego celu wykorzystywany. Stosuje się metody wykorzystujące sygnały AC i DC, przy czym zasilanie AC może być jednofazowe lub trójfazowe.

Ważną grupą metod wyznaczania parametrów maszyny są metody wykorzystujące specjalne sygnały testujące (np. stochastyczne lub pseudostochastyczne) lub inne skomplikowane metody (np. zaawansowane metody optymalizacyjne) [135].

O ile metody *off-line* umożliwiają stosunkowo dobrą identyfikację parametrów schematu zastępczego niezbędnych do inicjalizacji układu napędowego, o tyle ich wykorzystanie podczas pracy napędu jest niemożliwe i kłopotliwe. Dlatego w złożonych układach napędowych o podwyższonym stopniu bezpieczeństwa coraz częściej wykorzystuje się systemy identyfikacji parametrów oparte na metodzie *on-line*. W układach sterowania wektorowego metody te służą do adaptacji takich parametrów, jak rezystancja stojana [201], rezystancja wirnika [107], [171], stała czasowa wirnika [59], indukcyjność główna [112] oraz indukcyjność rozproszenia [56].



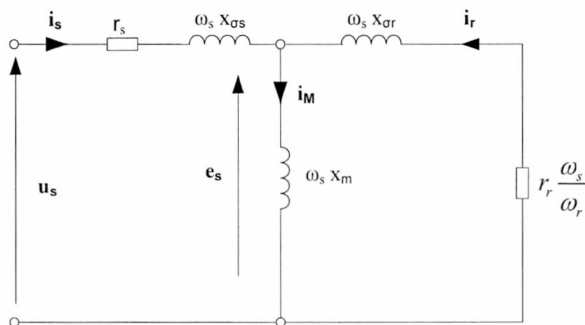
Rys. 5.1. Podział metod estymacji parametrów schematu zastępczego silników indukcyjnych klatkowych

Stosowane techniki są na ogół skomplikowane i opierają się na teorii obserwatorów [107], rozszerzonym filtrze Kalmana [59], teorii układów adaptacyjnych z modelem odniesienia (MRAS), a ostatnio także na metodach sztucznej inteligencji (sieci neuronowe, zbiory rozmyte, sieci neurorozmyte itp.) [171], [172], [191], [207].

Nieuwzględnienie zmienności parametrów maszyny indukcyjnej powoduje pogorszenie dynamiki układu napędowego, gdyż regulatory w torach sterowania układem wektorowym są dobrane dla znamionowego zestawu parametrów. Parametry występują ponadto w torach odprężających oraz w strukturze sterowania. Innym negatywnym skutkiem błędnej identyfikacji parametrów SI jest nieprawidłowa praca estymatorów

zmiennych stanu wykorzystywanych w strukturze wektorowego sterowania FOC, DTC itp., takich jak prędkość kątowna i strumień wirnika/stojana [43]. Z tego powodu poprawna praca układu napędowego wymaga stosowania dodatkowych estymatorów parametrów silnika indukcyjnego. Metody estymacji parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego pozwalają uniknąć wymienionych wcześniej negatywnych skutków ich zmian.

Na rysunku 5.2 przedstawiono uproszczony schemat zastępczy silnika indukcyjnego w jednostkach względnych [p.u.], uwzględniający parametry SI, które należy wyznaczyć podczas pracy napędu [137].



Rys. 5.2. Schemat zastępczy silnika indukcyjnego odniesiony do strumienia magnesującego

Spośród metod wykorzystywanych do wyznaczania parametrów SI na szczególną uwagę zasługują metody adaptacyjne MRAS [43] lub układy typu SMO [184], [192], [210], które w porównaniu z innymi znanymi metodami stwarzają większe możliwości wyboru sygnału adaptacyjnego i ograniczenia niezbędnych obliczeń. W niniejszym rozdziale przedstawiono metody estymacji parametrów silnika indukcyjnego oparte na technice układów adaptacyjnych MRAS (z wyjątkiem reaktancji magnesowania).

Mimo że rezystancja stojana jest wielkością stosunkowo łatwą do zmierzenia w układach bezczujnikowych, jedynym rozwiązaniem zwiększającym ich stabilność jest jej estymowanie. Jest to parametr, który wpływa na pracę układu wektorowego sterowanego metodą polowo zorientowaną, ponieważ występuje zarówno w samej strukturze sterowania, jak i w większości znanych estymatorów. W układach napędowych dużych mocy wielkość ta zmienia się w sposób istotny i może doprowadzić do utraty stabilności całego układu napędowego. Inną wielkością, która wpływa na pracę układu napędowego jest rezystancja wirnika. Dla silników indukcyjnych klatkowych jest to parametr trudno mierzalny.

Parametry SI znacznie zmieniają się podczas zmiennych warunków pracy układu. Jednym z takich parametrów jest praca silnika w obszarze osłabiania pola, podczas

której zmienia się reaktancja magnesowania. Jej wzrost, zwłaszcza dla prędkości większych od znamionowych, wpływa niekorzystnie na działanie estymatorów strumienia i prędkości kątowej wirnika.

Ostatnim parametrem, którego metodę estymacji przedstawiono w niniejszym rozdziale, jest reaktancja rozproszona stojana. Jest to wielkość, której pomiar jest niezwykle kłopotliwy.

Istnieje wiele metod identyfikacji parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego opartych na obliczaniu *on-line* [59], [107], [112], [201]. Różnią się one sposobem wyznaczania wielkości oraz złożonością całego algorytmu ich wyznaczania. Istnieją metody oparte na wewnętrznych sygnałach pochodzących ze struktury sterowania, na tabelach przełączeń oraz na algorytmicznych metodach Metody estymacji. omówione w tym rozdziale umożliwiają efektywne adaptowanie wymienionych parametrów w trakcie pracy napędu.

Wszystkie badania wykonano w warunkach pełnego obciążenia silnika indukcyjnego, w szerokim zakresie prędkości kątovej (od prędkości pełnych do osłabiania pola). Ponieważ nie zaobserwowano znacznych różnic dla różnych prędkości kątoowych, w podrozdziałach 5.3–5.5 przedstawiono wyniki badań dla prędkości stanowiącej 5% i 100% wartości znamionowej. Indeksy Real, Est oraz N widoczne na rys. 5.4–5.14 oznaczają parametry rzeczywiste, estymowane oraz znamionowe.

5.2. Estymacja reaktancji magnesowania

Gdy do obliczania reaktancji magnesującej wykorzystuje się równania matematyczne SI, estymacja tej wielkości sprowadza się do wyznaczenia wartości wektora strumienia i prądu magnesowania [112].

Wektor strumienia magnesującego można obliczyć ze wzoru:

$$\Psi_m = \sqrt{\Psi_{m\alpha}^2 + \Psi_{m\beta}^2} \quad (5.1)$$

gdzie:

$$\begin{aligned} \Psi_{m\alpha} &= \int (u_{s\alpha} - r_s i_{s\alpha}) dt - x_{\sigma s} i_{s\alpha} \\ \Psi_{m\beta} &= \int (u_{s\beta} - r_s i_{s\beta}) dt - x_{\sigma s} i_{s\beta} \end{aligned} \quad (5.2)$$

Prąd magnesowania wyznacza się na podstawie nieliniowej krzywej magnesowania:

$$i_m = f(\Psi_m) \quad (5.3)$$

i można go przedstawić za pomocą zależności [112]:

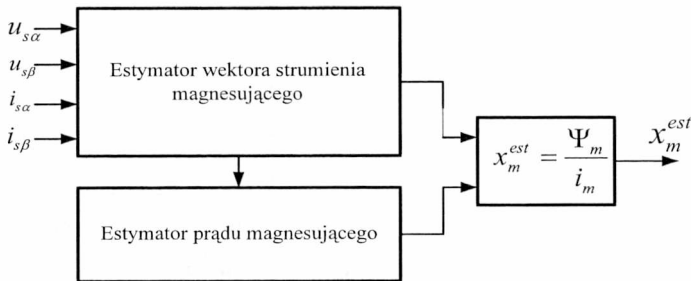
$$i_m = c(a\Psi_m + (1-a)\Psi_m^b) \quad (5.4)$$

Parametry a i b są współczynnikami charakterystycznymi dla danego rodzaju silnika. Ich odpowiedni dobór gwarantuje dobre odtworzenie prądu magnesowania. Dla badanego silnika przyjęto $a = 7$ i $b = 0,8$. Parametr c służy do skalowania wartości prądu (dla układów w jednostkach względnych $c = 1$).

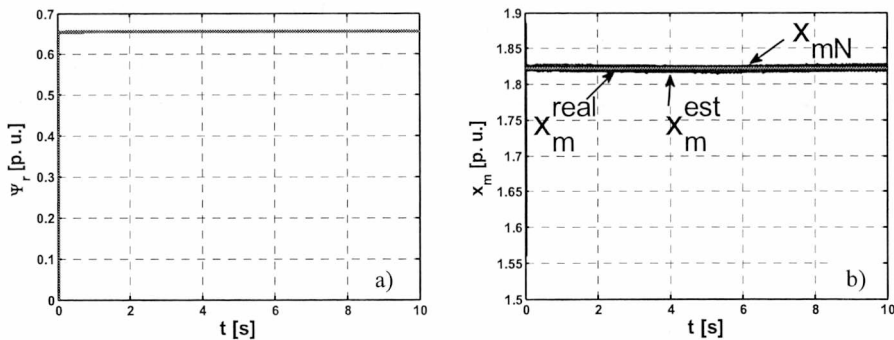
Znając wektor strumienia i prąd magnesowania, można wyznaczyć reaktancję magnesującą z zależności:

$$x_m^{est} = \frac{\Psi_m}{i_m} \quad (5.5)$$

Schemat ideowy układu estymacji reaktancji magnesującej przedstawiono na rys. 5.3.

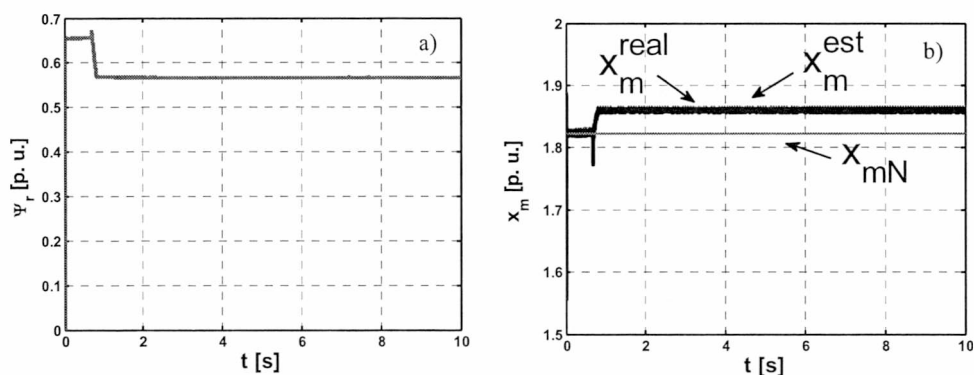


Rys. 5.3. Uproszczony schemat estymacji reaktancji magnesującej

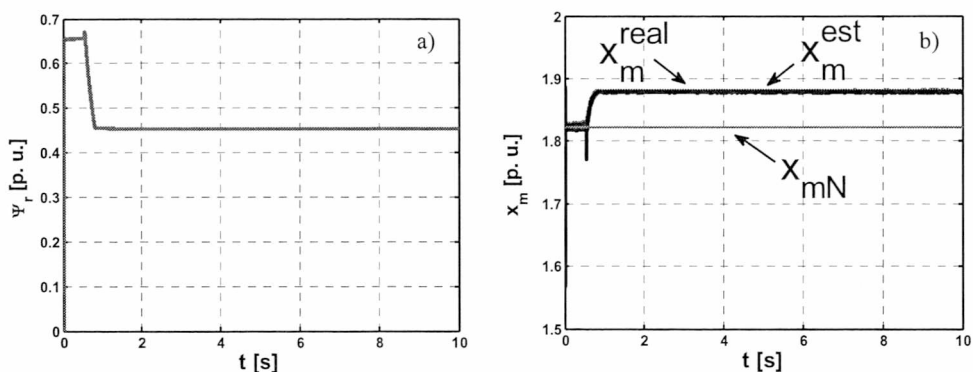


Rys. 5.4. Wartości modułu strumienia wirnika (a) oraz reaktancji magnesującej (b) dla układu napędowego sterowanego metodą polowo zorientowaną dla $\omega = 0,2\omega_N$

Na rysunku 5.4 przedstawiono wartości modułu strumienia wirnika oraz reaktancji magnesującej SI podczas rozruchu do prędkości 20% wartości znamionowej. Badania wykonano w strukturze otwartej, tzn. układ napędowy sterowany metodą wektorową DRFOC z pomiarem zmiennych stanu nie ma informacji z estymatora reaktancji magnesowania, który stanowi odrębną część. W tym zakresie prędkości kątovej reaktancja magnesująca nie zmienia się w sposób istotny. Wartość estymowana pokrywa się z wartością rzeczywistą. Wartość reaktancji magnesującej ulega największym zmianom w obszarze osłabionego strumienia. Zmiany te zależą od charakterystyki magnesowania SI i dla różnych maszyn mogą być inne. Na rysunkach 5.5 i 5.6 przebiegi strumienia i zmian reaktancji podczas pracy układu napędowego z prędkością 120% i 150% wartości znamionowej. W trakcie zwiększania prędkości powyżej wartości znamionowej strumień zostaje zredukowany zgodnie z przyjętym algorytmem sterowania, a reaktancja magnesująca rośnie.



Rys. 5.5. Przebiegi modułu strumienia wirnika (a) i reaktancji magnesującej (b) dla układu napędowego sterowanego metodą polowo zorientowaną dla $\omega = 1,2\omega_N$



Rys. 5.6. Przebiegi modułu strumienia wirnika (a) i reaktancji magnesującej (b) dla układu napędowego sterowanego metodą polowo zorientowaną przy $\omega = 1,5\omega_N$

Nieuwzględnianie w złożonych układach napędowych zmienności tego parametru w skrajnych przypadkach może skutkować nawet utratą stabilności systemu. Wydaje się, że zaproponowana koncepcja wyznaczania reaktancji magnesującej jest stosunkowo prosta i daje dobre rezultaty. Wadą takiego podejścia jest konieczność znajomości charakterystyki magnesowania silnika indukcyjnego.

5.3. Estymacja rezystancji stojana

Rezystancja stojana ulega znacznym zmianom z powodu zmian warunków pracy napędu, temperatury, wilgotności oraz czasu pracy napędu. Zmiany rezystancji mogą sięgać nawet 100% w trudnych warunkach przemysłowych o ograniczonym chłodzeniu.

Jednym z najprostszych sposobów wyznaczania rezystancji stojana jest mechanizm zaproponowany w [107], oparty na zależności (5.6). Mechanizm ten zapewnia prawidłową estymację rezystancji stojana zarówno w stanach ustalonych, jak i dynamicznych. Ze względu na występowanie pochodnej prądu stojana wymagane jest stosowanie filtracji wyjściowej o stosunkowo dużej stałej czasowej;

$$r_s^e = \frac{u_s}{i_s} + \frac{T_N \frac{d}{dt} (i_s (x_s x_r - x_M^2) + \Psi_r x_M)}{i_s x_r} \quad (5.6)$$

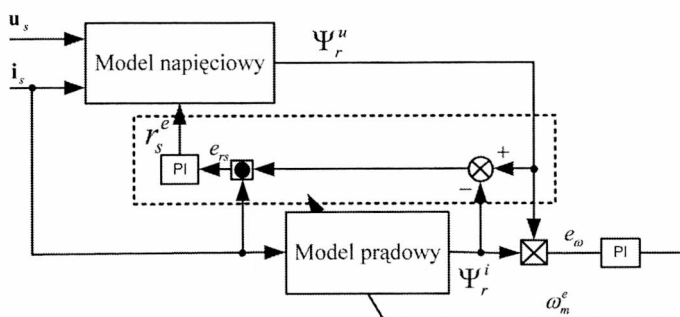
Metodą, która umożliwia jednoczesną, równoległą, estymację prędkości kątownej wirnika i rezystancji stojana [201] jest system oparty na koncepcji układów adaptacyjnych [178] w celu stworzenia systemu asymptotycznie stabilnego. Układy tego typu mimo stosunkowo rozbudowanej struktury i konieczności doboru współczynników adaptacyjnych są najbardziej rozwijającą się grupą metod estymacji rezystancji stojana.

Estymator składa się z dwóch podukładów: modelu napięciowego i prądowego strumienia wirnika. Jest to estymacja równoległa, co oznacza, że jednocześnie odtwarzana jest prędkość kątowna wirnika oraz rezystancja stojana. Algorytm obliczania prędkości kątownej przedstawia równanie:

$$\omega_m^e = K_{P\omega} \left(1 + \frac{1}{sT_{I\omega}} \right) e_\omega, \quad e_\omega = \psi_{r\alpha}^i \psi_{r\beta}^u - \psi_{r\beta}^i \psi_{r\alpha}^u \quad (5.7)$$

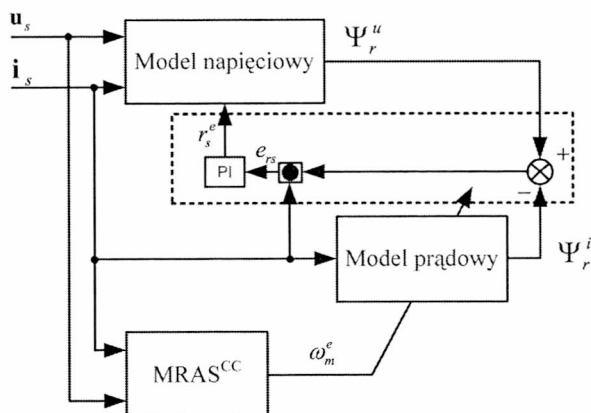
algorytm estymacji rezystancji stojana można natomiast wyrazić za pomocą zależności:

$$r_s^e = K_{Prs} \left(1 + \frac{1}{sT_{Irs}} \right) e_{rs}, \quad e_{rs} = i_{s\alpha} (\psi_{r\alpha}^u - \psi_{r\alpha}^i) + i_{s\beta} (\psi_{r\beta}^u - \psi_{r\beta}^i) \quad (5.8)$$



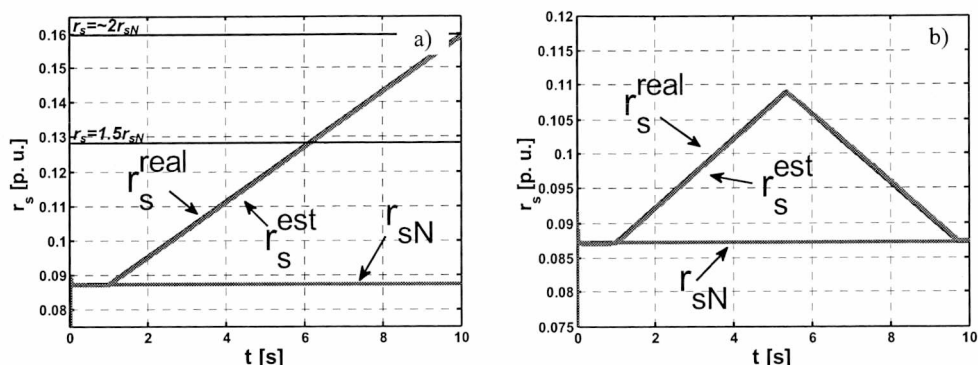
Rys. 5.7. Struktura równoległej estymacji rezystancji stojana i prędkości kątowej wirnika

Uproszczony schemat estymatora przedstawiono na rys. 5.7. Gdy układ ten ma być wykorzystany wyłącznie do wyznaczania rezystancji stojana, można go zmodyfikować przez wykorzystanie prędkości mierzonej do przestrajania modelu prądowego lub innego estymatora prędkości. Podejście takie poprawia odporność całego układu do wyznaczania rezystancji stojana na zmiany innych parametrów silnika indukcyjnego. Estymator rezystancji stojana można zmodyfikować przez jego aplikację do układu MRAS^{CC}. Na rysunku 5.8 przedstawiono ideowy schemat proponowanego rozwiązania. Możliwe jest wykorzystanie w obu algorytmach wspólnego modelu prądowego.



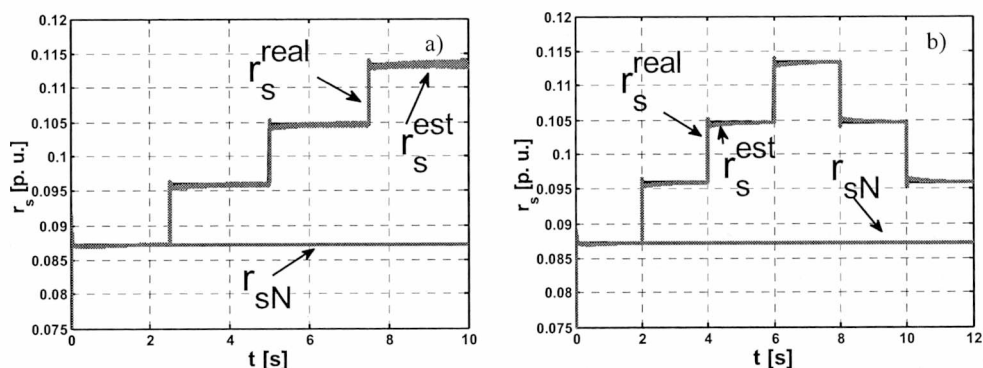
Rys. 5.8. Struktura równoległej estymacji rezystancji stojana wykorzystująca estymator prędkości typu MRAS^{CC}

Na rysunkach 5.9 i rys. 5.10 pokazano przebiegi estymowanej, rzeczywistej oraz znamionowej wartości rezystancji stojana dla różnych trajektorii jej zmian. W układzie zaproponowanym na rys. 5.8 wartość rezystancji jest obliczana, nawet gdy zmienia się ona dwukrotnie.



Rys. 5.9. Przebieg estymowanej wartości rezystancji stojana podczas procesu nagrzewania się uzwojenia maszyny ($\omega_m = 0,05 \omega_{mN}$) (a) oraz nagrzewania i chłodzenia maszyny ($\omega_m = \omega_{mN}$) (b)

Estymator wyznacza aktualną wartość rezystancji stojana zarówno podczas nagrzewania się uzwojenia maszyny, jak i podczas ich chłodzenia. Zmiany sięgają nawet 100%.



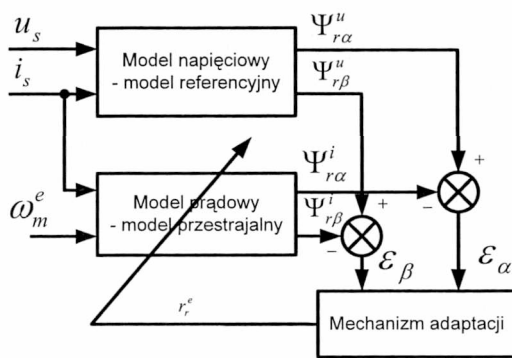
Rys. 5.10. Przebieg estymowanej wartości rezystancji stojana podczas procesu nagrzewania się uzwojenia maszyny ($\omega_m = 0,05 \omega_{mN}$) (a) oraz nagrzewania i chłodzenia maszyny ($\omega_m = \omega_{mN}$) (b)

Na rysunku 5.10 przedstawiono wykresy ilustrujące pracę estymatora podczas symulowanych skokowych zmian rezystancji stojana (w celu przetestowania stabilności algorytmu). Dynamika działania układu jest dobra w całym zakresie wartości parametru.

5.4. Estymacja rezystancji wirnika

Estymator rezystancji wirnika zaproponowany w [212] jest również rozwiązaniem opartym na technice MRAS. Na rysunku 5.11 przedstawiono uproszczony schemat

blokowy estymatora. Budowę przypomina klasyczne rozwiązanie MRAS^F. W związku z tym, że model napięciowy strumienia wirnika równ. (3.2) jest niezależny od wartości rezystancji wirnika może on stanowić układ odniesienia dla modelu prądowego silnika indukcyjnego równ. (3.4), w równaniach, gdzie parametr ten występuje w sposób jawny. Podobnie jak w klasycznym estymatorze prędkości kątowej MRAS^F od poprawności estymacji tego parametry zależy minimalizacja błędu estymacji składowych strumienia wirnika przez model prądowy silnika indukcyjnego. W odróżnieniu od estymatora prędkości w układzie tym prędkość kątowa stanowi znaną wielkość (estymowaną lub mierzoną).



Rys. 5.11. Struktura układu do estymacji rezystancji wirnika

Błędy ε_α oraz ε_β wynikające z różnicy między obydwoma modelami są wykorzystywane w mechanizmie adaptacji:

$$\begin{cases} \varepsilon_\alpha = \Psi_{r\alpha}^u - \Psi_{r\alpha}^i, & \varepsilon_\beta = \Psi_{r\beta}^u - \Psi_{r\beta}^i \end{cases} \quad (5.9)$$

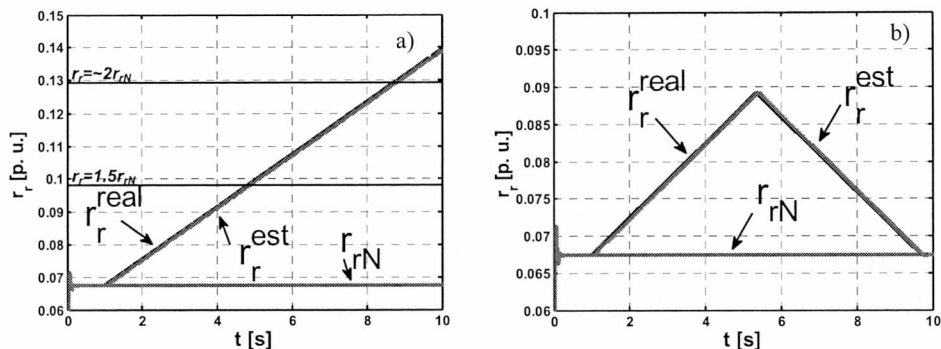
Mechanizm adaptacji przedstawia natomiast wzór

$$r_r^e = \frac{1}{s} A_3 + A_4 \quad (5.10)$$

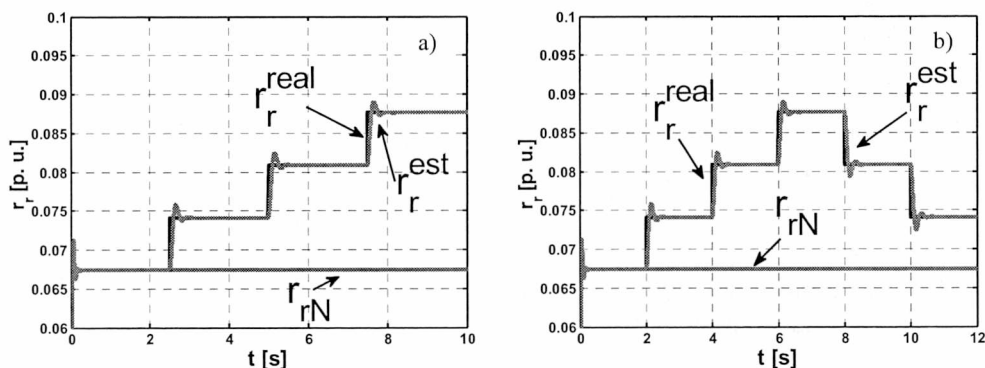
gdzie

$$\begin{cases} A_3 = K_3 \left[\left(\frac{-\Psi_{r\alpha}^i + x_s i_{as}}{x_r} \right) \varepsilon_\alpha + \left(\frac{-\Psi_{r\beta}^i + x_s i_{\beta s}}{x_r} \right) \varepsilon_\beta \right] \\ A_4 = K_4 \left[\left(\frac{-\Psi_{r\alpha}^i + x_s i_{as}}{x_r} \right) \varepsilon_\alpha + \left(\frac{-\Psi_{r\beta}^i + x_s i_{\beta s}}{x_r} \right) \varepsilon_\beta \right] \end{cases} \quad (5.11)$$

Parametry K_3 i K_4 oznaczają stałe dodatnie wartości, stosowane do regulacji mechanizmu adaptacji. Szczegóły dotyczące procesu strojenia estymatora przedstawiono w [212]. Na rysunkach 5.12 i 5.13 przedstawiono proces estymacji rezystancji wirnika w układzie DRFOC, który zarówno podczas wolnych, jak i szybkich zmian rezystancji wirnika jest prawidłowy.



Rys. 5.12. Przebieg estymowanej wartości rezystancji wirnika podczas procesu nagrzewania się ($\omega_m = 0,05 \omega_{mN}$) (a) oraz nagrzewania i chłodzenia maszyny ($\omega_m = \omega_{mN}$) (b)



Rys. 5.13. Przebieg estymowanej wartości rezystancji wirnika podczas procesu nagrzewania się ($\omega_m = 0,05 \omega_{mN}$) (a) oraz nagrzewania i chłodzenia maszyny ($\omega_m = \omega_{mN}$) (b)

Zarówno w przypadku wolnych, jak i szybkich zmian rezystancji wirnika między wartością rzeczywistą a estymowaną występuje niewielki błąd podczas stanów dynamicznych ($<0,5\%$). Spowodowany jest on koniecznością stosowania filtra dolnoprzepustowego na wyjściu estymatora. Stała czasowa tego filtra jest dobierana w sposób eksperymentalny i nie zależy od mocy silnika. W badaniach przyjęto, że wartość ta wynosi 10 ms.

Podobnie jak układ estymujący rezystancję stojana również ten układ gwarantuje stabilną pracę w całym zakresie wartości prędkości kątowej, jest prosty w implementacji praktycznej i łatwy w dostrojeniu. Estymator ten działa prawidłowo tylko wtedy, gdy $m_o > 0$. Istotne jest, że współczynniki K mogą pozostawać stałe niezależnie od aktualnej wartości prędkości kątowej.

5.5. Estymacja reaktancji rozproszenia stojana

Estymator reaktancji rozproszenia stojana, podobnie jak poprzednie estymatory, opiera się na technice adaptacyjnej [52]. Składa się on z dwóch podukładów przestrzajalnych – modelu prądowego strumienia wirnika oraz estymatora prądu stojana. Prąd stojana silnika indukcyjnego, który traktuje się jako układ odniesienia, jest porównywany z prądem odtwarzanym. Po odpowiednich przekształceniach estymator prądu stojana można przedstawić za pomocą równań:

$$\begin{aligned} \frac{di_{s\alpha}^e}{dt} &= -i_{s\alpha}^e \frac{r_r x_m^2 + x_r^2 r_s}{\sigma T_N x_s x_r^2} + \frac{1}{\sigma T_N x_s} u_{s\alpha} + \frac{x_m r_r}{\sigma T_N x_s x_r^2} \psi_{r\alpha} + \omega_m \psi_{r\beta} \frac{x_m}{\sigma T_N x_s x_r} \\ \frac{di_{s\beta}^e}{dt} &= -i_{s\beta}^e \frac{r_r x_m^2 + x_r^2 r_s}{\sigma T_N x_s x_r^2} + \frac{1}{\sigma T_N x_s} u_{s\beta} + \frac{x_m r_r}{\sigma T_N x_s x_r^2} \psi_{r\beta} - \omega_m \psi_{r\alpha} \frac{x_m}{\sigma T_N x_s x_r} \end{aligned} \quad (5.12)$$

Estymator ten zależy od wartości prądu i napięcia stojana oraz aktualnej prędkości kątowej wirnika. We wzorach występuje reaktancja stojana x_s , którą można zapisać jako:

$$x_s = x_m + x_{\sigma s}^e \quad (5.13)$$

Mechanizm adaptacji wykorzystuje estymowany i mierzony prąd stojana. W wyniku ich porównania powstaje błąd opisany zależnością:

$$e_{is\alpha} = i_{s\alpha} - i_{s\alpha}^e, \quad e_{is\beta} = i_{s\beta} - i_{s\beta}^e \quad (5.14)$$

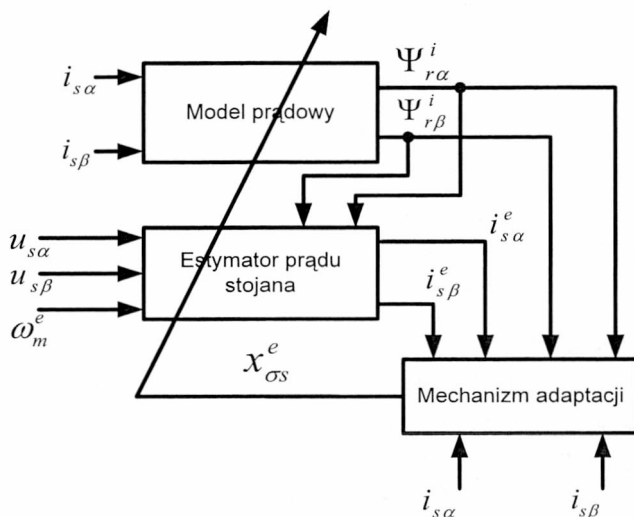
Reaktancja rozproszenia stojana jest natomiast obliczana za pomocą algorytmu:

$$x_{\sigma s}^e = K_P \left(1 + \frac{1}{s T_I} \right) e_{i\psi}^e \quad (5.15)$$

gdzie

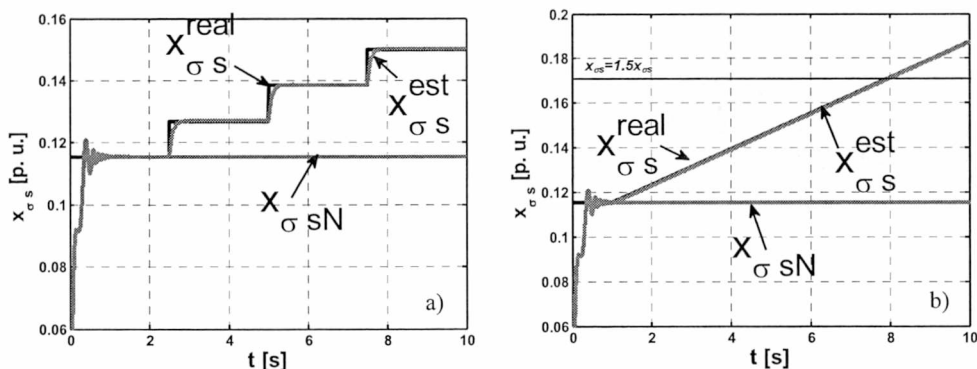
$$e_{i\psi}^e = e_{is\alpha} \psi_{r\beta}^i - e_{is\beta} \psi_{r\alpha}^i \quad (5.16)$$

Na rysunku 5.14 przedstawiono uproszczony schemat estymatora reaktancji rozproszenia stojana.



Rys. 5.14. Schemat ideowy estymatora reaktancji rozproszenia stojana

W przypadku zastosowania estymatora reaktancji rozproszenia stojana w strukturze MRAS^{CC} zarówno model prądowy, jak i estymator prądowy są wspólne dla obu estymatorów. Zagadnienie to przedstawiono w dalszej części pracy.



Rys. 5.15. Przebieg estymowanej wartości reaktancji rozproszenia stojana podczas jej zmian skokowych ($\omega_m = 0,05 \omega_{mN}$) (a) i liniowych ($\omega_m = 0,05 \omega_{mN}$) (b)

Estymator reaktancji rozproszenia stojana charakteryzuje się występowaniem dużego błędu estymacji w chwili rozruchu. Po ustaleniu się estymowanej wartości na

prawidłowym poziomie proces ten przebiega już poprawnie. W analizowanym układzie istotne jest prawidłowe ustalenie wartości początkowej estymowanego parametru. Im dokładniejsza jest wartość parametru, tym lepiej działa estymator w początkowej fazie.

5.6. Podsumowanie

Estymacja parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego jest jednym z kluczowych zagadnień związanych z beczujnikowymi układami napędowymi. Od prawidłowej znajomości tych wielkości zależy nie tylko dokładność działania zaawansowanych struktur wektorowego sterowania, lecz także ich stabilność.

W niniejszym rozdziale przedstawiono wybrane metody estymacji parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego, cechujące się prawidłową pracą w szerokim zakresie wartości prędkości i momentu obciążenia. Estymatory rezystancji stojana i wirnika oraz estymator reaktancji rozproszenia stojana opierają się na technice adaptacyjnej i z powodzeniem mogą być wykorzystane do opracowywania estymatora uniwersalnego, co przedstawiono w rozdziale 6.

6. Uniwersalny estymator prędkości kątowej

6.1. Modyfikacja estymatora MRAS^{CC}

Każdy estymator charakteryzuje się wrażliwością na zmiany lub błędną identyfikację parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego. Jest także podatne na zakłócenia i szумы pomiarowe, szybkie zmiany momentu obciążenia itp. Ma to szczególne znaczenie w skrajnych warunkach pracy napędu. Niewątpliwie do takich warunków zalicza się pracę napędu w zakresie prędkości pełnych oraz podczas osłabiania pola, kiedy estymatory znane z literatury z reguły zawodzą. Konieczna jest ich poprawa (optymalizacja) w zależności od różnych sygnałów [93].

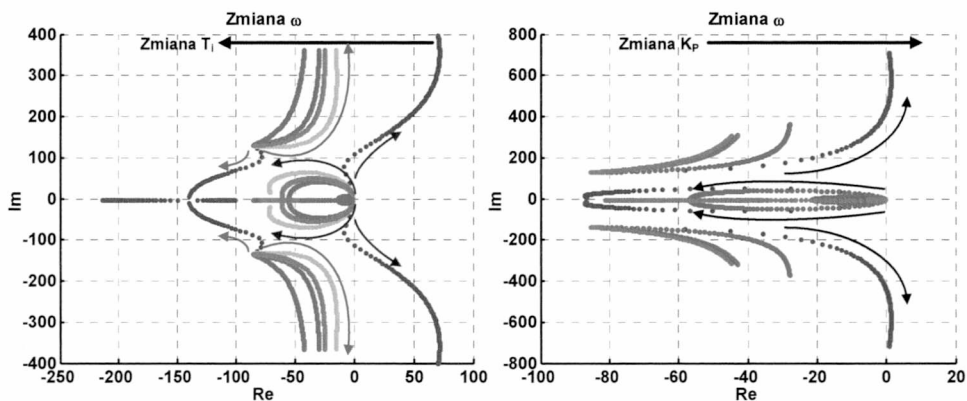
Estymator prędkości MRAS^{CC} działa stosunkowo dobrze w zakresie małych prędkości bez żadnych sygnałów korekcyjnych. Jednak, aby zwiększyć jego stabilność, a przede wszystkim odporność na zmiany momentu obciążenia, można wprowadzić do mechanizmu adaptacji prędkości kątowej sygnał estymowanego momentu obciążenia, który koryguje wartość estymowanej prędkości [57], [75]. Estymator ten jest również wrażliwy na zmiany reaktancji magnesującej silnika w zakresie prędkości większych od wartości znamionowej. Skutkiem tej wrażliwości jest powstanie błędu ustalonego między wartością mierzoną a estymowaną (wartość mierzona jest mniejsza). W układzie tym konieczne jest zatem włączenie estymatora reaktancji magnesującej. Istotne jest, aby dodatkowy estymator był włączany dla prędkości bliskich i większych od wartości znamionowej. Nie ma potrzeby wykorzystywania tego układu w zakresie małych prędkości kątowych, gdyż zgodnie z charakterystyką magnesowania SI wartość reaktancji magnesującej zmienia się w zakresie znacznie większych prędkości kątowych w warunkach osłabiania pola.

Kolejnym parametrem, który można wykorzystać do modyfikacji estymatora, jest rezystancja stojana i wirnika. Mimo że badania i testy eksperymentalne nie wykazały dużej wrażliwości układu na zmiany parametrów, może zająć potrzeba kompensowania ich wpływu w przypadku znacznych zmian temperatury uzwojenia (częste rozruchy, nawroty, zmiany momentu obciążenia).

Ze względu na stabilną pracę napędu i estymatora ważne jest, aby nie wykorzystywać zbyt dużej liczby sygnałów do przestrzegania modelu adaptacyjnego, aby nie zmniejszyć stabilności napędu. Dlatego proponuje się, aby estymowane on-line wartości rezystancji stojana i wirnika nie przestrzajały układu estymacji w każdym kroku obliczeniowym, lecz aby odbywało się to w określonych odstępach czasu. Zapewni to stabilną pracę napędu z jednoczesnym monitorowaniem stanu cieplnego maszyny.

6.1.1. Modyfikacja mechanizmu wyznaczania prędkości kątowej

Ponieważ parametry regulatora PI znajdującego się w torze adaptacji estymatora MRAS^{CC} powinny ulegać zmianom w zależności od aktualnego punktu pracy maszyny, więc proponuje się modyfikację mechanizmu adaptacji prędkości kątowej. W celu prawidłowego zdefiniowania sposobu zmian współczynników regulatora w funkcji zmian prędkości kątowej dokonano szczegółowej analizy rozmieszczenia biegunów estymatora w zależności od zmian prędkości kątovej i parametrów K_P i T_I .



Rys. 6.1. Rozmieszczenie biegunów estymatora MRAS^{CC} w funkcji parametrów T_I oraz K_P

Wyniki tych badań przedstawiono na rys. 6.1. Zebrane charakterystyki zmian biegunów równania charakterystycznego estymatora prędkości w funkcji zmian prędkości kątovej, dla różnych wartości parametrów regulatora pokazują, że działanie estymatora MRAS zależy od prawidłowego ich doboru. Niepoprawne nastrojenie systemu w skrajnym przypadku może powodować utratę stabilności obiektu. Gdy wartość parametru T_I jest zbyt mała, ze wzrostem prędkości kątovej estymator traci stabilność, gdy jest ona zbyt duża, prędkość w stanach dynamicznych jest estymowana w sposób nieprawidłowy. Wzrost parametru K_P także powoduje utratę stabilności podczas zwiększania prędkości kątovej.

W niniejszej monografii zaproponowano zatem nowy mechanizm adaptacji prędkości kątowej, który z powodzeniem może być stosowany w estymatorze prędkości typu MRAS. System ten powoduje polepszenie pracy estymatora w zakresie małych prędkości kątowych i zwiększa jego zapas stabilności. Mechanizm ten można przedstawić w sposób następujący:

$$K_P(\omega_m^e) = \begin{cases} K_P \leq K_{PN} & \text{dla } \omega_m^e \leq \omega_{g1} \\ K_{PN} & \text{dla } \omega_m^e > \omega_{g1} \end{cases} \quad (6.1)$$

$$T_I(\omega_m^e) = \begin{cases} T_I \geq T_{IN} & \text{dla } \omega_m^e \leq \omega_{g2} \\ T_{IN} & \text{dla } \omega_m^e > \omega_{g2} \end{cases}$$

gdzie: ω_{g1}, ω_{g2} – prędkości, dla których zmiana nastaw nie powoduje znacznych zmian w pracy estymatora prędkości. Dla napędów małej i średniej mocy przyjmuje się, że $\omega_{g1} = 0,1 \omega_{mN}$, $\omega_{g2} = 0,05 \omega_{mN}$; K_{PN}, T_{IN} – znamionowe parametry regulatora PI wyznaczone dla prędkości większych od 5% i 10% wartości znamionowej.

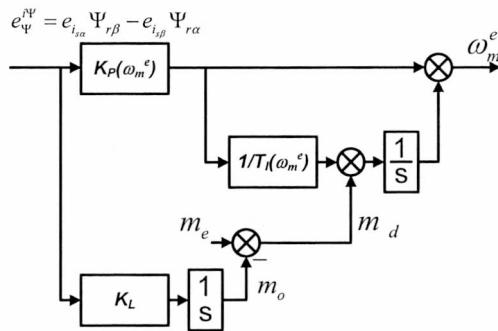
Jednym z kilku możliwych rozwiązań procesu przestrajania regulatora, zapewniającym dobre właściwości estymatora w całym zakresie prędkości kątowej jest mechanizm opisany zależnością:

$$\omega_m^e = \begin{cases} K_P(\omega_m^e) \left(1 + \frac{1}{T_I(\omega_m^e) s} \right) e^{i\psi'} & \text{dla } \omega_m^e \leq \omega_{g1,2} \\ K_{PN} \left(1 + \frac{1}{T_{IN} s} \right) e^{i\psi'} & \text{dla } \omega_m^e > \omega_{g1,2} \end{cases} \quad (6.2)$$

gdzie: $K_P(\omega) = K'_P(K_{PMIN} + |\omega_m^e|)$, $T_I(\omega) = T'_I(T_{IMIN} + |\omega_m^e|)$, K_{PMIN} , T_{IMIN} – dowolne wartości współczynników wpływające na dynamikę procesu adaptacji regulatora PI, K'_P, T'_I – nastawy początkowe wyznaczone dla prędkości pełnych.

Wartości nastaw z równania (6.1) oraz (6.2) wyznacza się na podstawie charakterystyki rozłożenia biegunów równania charakterystycznego estymatora MRAS (rys. 6.1) lub z wykorzystaniem metod genetycznych. Ze względu na poprawną estymację kluczowe jest wyznaczenie współczynników K_{PN} i T_{IN} . W zależności od przyjętych nastaw mechanizm adaptacji stroi się w taki sposób, aby zmiana współczynników zależnych od prędkości estymowanej była możliwie mała. W miarę konieczności w trakcie pracy napędu możliwa jest korekta nastaw regulatora w mechanizmie adaptacji. Istotne jest, aby strojenie współczynników odbywało się w zakresie bardzo ma-

łych prędkości kątowych. Aby poprawić działanie takiego układu, można wykorzystać mechanizm przedstawiony na rys. 6.2 i uzupełniony o procedurę adaptacji współczynników regulatora.



Rys. 6.2. Zmodyfikowany mechanizm adaptacji prędkości kątowej

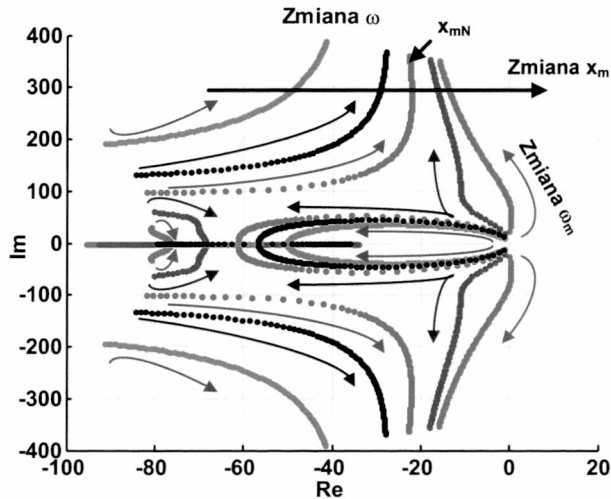
W celu kompensacji wpływu momentu obciążenia (m_o) w zakresie małych prędkości kątowych w zaproponowanej strukturze wykorzystuje się tzw. moment dynamiczny maszyny m_d (ang. *Accelerating Torque*, T_{ACC}) [75], obliczany na podstawie porównania momentu elektromagnetycznego z estymowanym momentem obciążenia silnika. Sygnał ten powoduje, że każdorazowa zmiana momentu koryguje działanie części całkującej regulatora i zapewnia prawidłową pracę układu z małą prędkością ze znamionowym momentem obciążenia.

6.1.2. Modyfikacja przez wykorzystanie estymatora reaktancji magnesującej

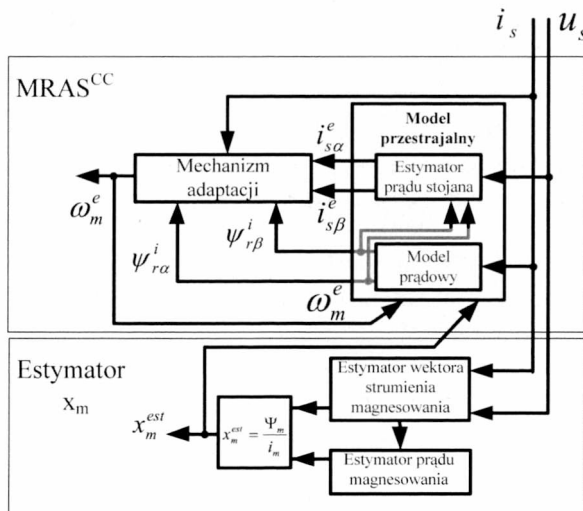
Parametrem o kluczowym znaczeniu w zakresie małych prędkości kątowych oraz w zakresie osłabiania pola w układzie MRAS^{CC} jest reaktancja magnesująca [48], [50], [52], [54], [56], [58], [159], [161], [162]. Niepoprawna identyfikacja lub nieuwzględnienie zmienności tego parametru może doprowadzić do utraty stabilności estymatora. Przebieg zmian biegunów równania charakterystycznego estymatora MRAS^{CC} w funkcji zmian prędkości kątowej dla kilku wartości reaktancji magnesującej przedstawiono na rys. 6.3.

Gdy wartość reaktancji magnesującej jest oszacowana na poziomie wartości znamionowej (rozłożenie biegunów w funkcji zmian prędkości kątowej przyjmuje kształt jak na rys. 6.3, krzywe w kolorze czerwonym) lub mniejszej, estymator jest stabilny (kolor różowy i czarny), gdy wielkość ta zostaje zawyżona, estymator jest niestabilny (dla małych prędkości kątowych). Mimo że parametr ten się zwiększa podczas pracy z osłabionym strumieniem, nie zaś podczas pracy z niewielką prędkością kątową, konieczne jest uzupełnienie estymatora o dodatkowy system wyznaczający reaktancję

główną maszyny (zapas stabilności się zmniejsza w stosunku do wartości znamionowej). Dołączenie do algorytmu estymacji prędkości dodatkowego układu skomplikuje budowę całej struktury, jednak znacznie poprawi pracę napędu w zakresie małych i dużych prędkości kątowych.

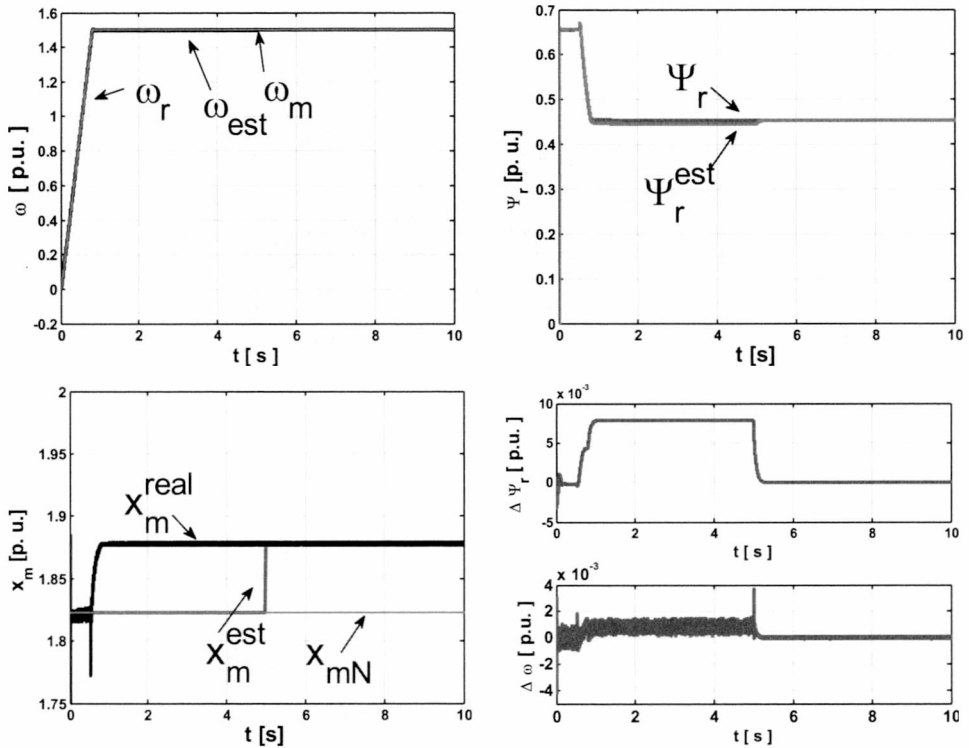


Rys. 6.3. Rozmieszczenie biegunów estymatora $MRAS^{CC}$ w funkcji zmian reaktancji magnesującej i prędkości kątowej



Rys. 6.4. Schemat ideowy struktury sterowania SI z estymatorem $MRAS^{CC}$ z jednoczesną estymacją reaktancji magnesowania

Ponieważ reaktancja magnesująca zwiększa się podczas pracy w obszarze osłabionego strumienia, sprawdzono działanie układu tylko dla prędkości większych od wartości znamionowej. Schemat ideowy estymatora MRAS^{CC} wraz z estymatorem reaktancji magnesującej przedstawiono na rys. 6.4.



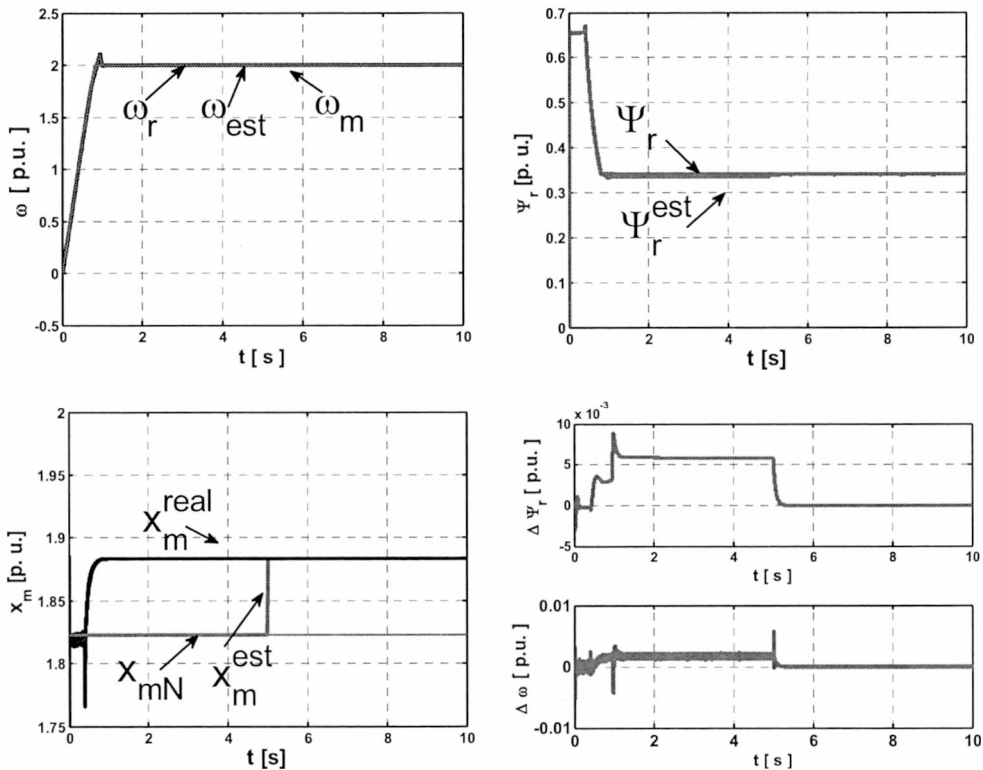
Rys. 6.5. Przebiegi wybranych zmiennych stanu silnika indukcyjnego ilustrujące wpływ estymatora reaktancji magnesującej na pracę układu MRAS^{CC} dla $\omega_m = 1,5\omega_{mN}$, $m_o = 0,5m_{oN}$

Na rysunku 6.5 przedstawiono start układu napędowego po zadanej trajektorii do prędkości $\omega_m = 1,5\omega_{mN}$ z momentem obciążenia (50%). Do chwili $t = 5$ s estymator pracuje bez informacji o aktualnej wartości reaktancji magnesującej. Po 5 s do struktury estymatora MRAS^{CC} dołączony zostaje estymator reaktancji magnesującej.

Podczas startu układu napędowego rzeczywista wartość reaktancji magnesującej pokrywa się z wartością znamionową, a błąd estymacji prędkości i strumienia wirnika oscyluje wokół zera.

Po przekroczeniu prędkości znamionowej wartość reaktancji ulega zwiększeniu zgodnie z charakterystyką magnesowania maszyny, podobnie jak błędy odtwarzania zmiennych stanu (rys. 6.5).

Po włączeniu dodatkowego estymatora (w chwili $t = 5$ s) błędy ponownie zmniejszają się do zera. Układ odtwarza w sposób prawidłowy zarówno wartość parametru reaktancji magnesującej, jak i zmienne stanu maszyny. Błąd odtworzenia prędkości może być jeszcze większy dla silników o innej charakterystyce magnesowania. Ulega on także zwiększeniu dla większych prędkości kątowych (rys. 6.6). Na rysunku 6.6 napęd pracuje z momentem mniejszym od wartości znamionowej, gdyż znajduje się w obszarze pracy ze stałą mocą.

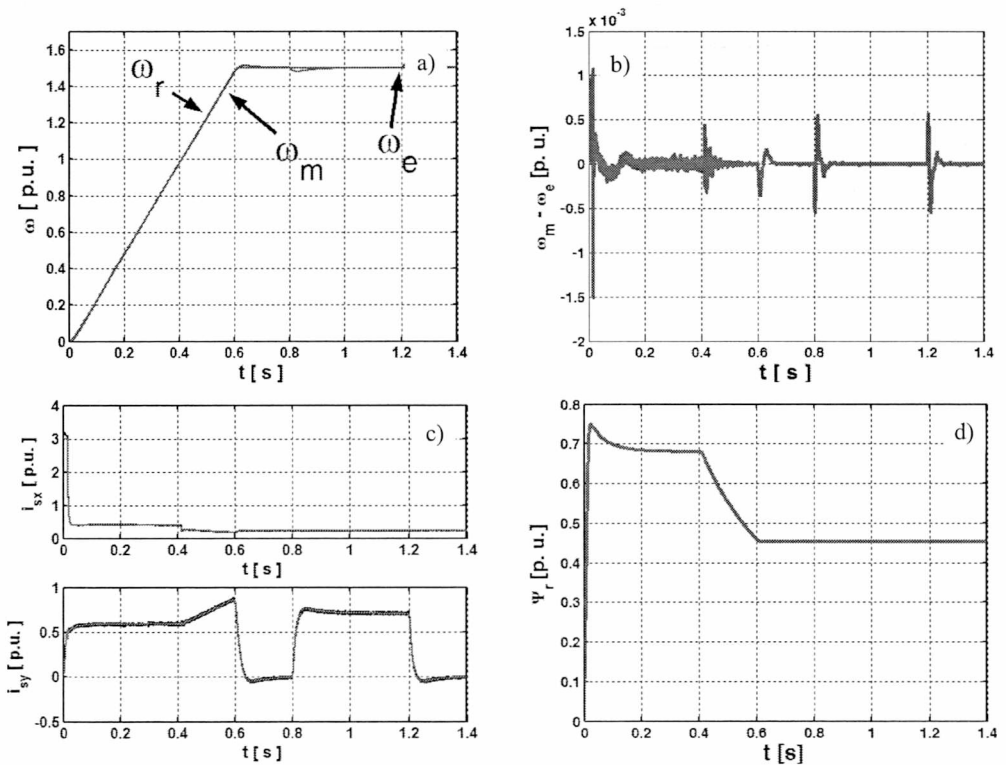


Rys. 6.6. Przebiegi wybranych zmiennych stanu silnika indukcyjnego ilustrujące wpływ estymatora reaktancji magnesującej na pracę układu MRAS^{CC} dla $\omega_m = 2\omega_{mN}$, $m_0 = 0,25m_{0N}$

Istotne jest, aby estymator reaktancji magnesującej pracował równocześnie z estymatorem prędkości MRAS, gdy napęd, w którym ma on być zaaplikowany, działa w zakresie osłabionego strumienia. Dla prędkości mniejszych od wartości znamionowej nie ma konieczności stosowania dodatkowego układu estymacji reaktancji magnesującej.

6.1.3. Analiza pracy estymatora MRAS^{CC} ze zmodyfikowanym mechanizmem adaptacji prędkości kątowej i estymatorem reaktancji magnesującej

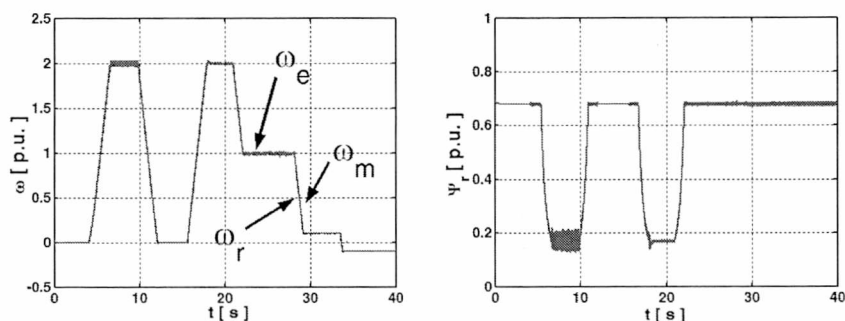
W związku z tym, że opisane metody korekty estymatora MRAS^{CC} okazały się skuteczne pod względem jego stabilnej pracy w szerokim zakresie prędkości kątowej, zaproponowano, aby algorytm estymacji reaktancji magnesującej wraz z układem adaptacji prędkości kątowej (równ. (6.1)) włączyć na stałe do struktury estymatora MRAS^{CC}.



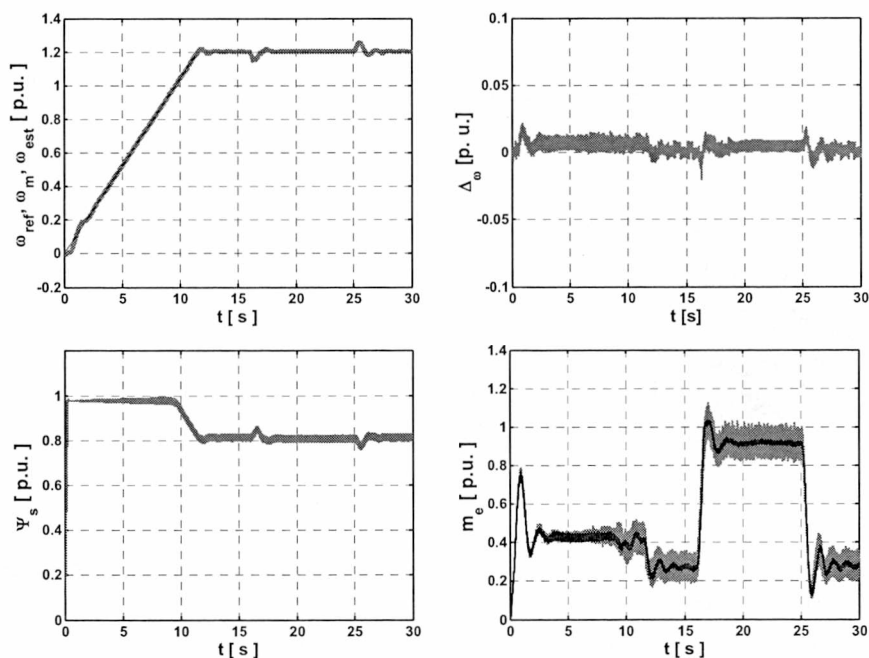
Rys. 6.7. Wyniki badań układu bezczujnikowego ze zoptymalizowanym estymatorem MRAS^{CC} podczas pracy w zakresie osłabiania pola; $\omega_{ref} = 1,5\omega_{mN}$ (silnik 1,5 kW)

W niniejszym podrozdziale przedstawiono analizę pracy bezczujnikowego układu wektorowego sterowania silnikiem indukcyjnym z estymatorem MRAS^{CC} uzupełnionym o estymator reaktancji magnesującej i zoptymalizowany algorytm adaptacji prędkości kątowej (rys. 6.2). Badania wykonano w strukturach bezpośredniego sterowania polowo zorientowanego (DRFOC) i w układzie bezpośredniego sterowania momentem elektromagnetycznym (DTC-SVM) dla silników 1,5 kW i 50 kW.

Podczas pracy w zakresie osłabionego strumienia estymator prawidłowo estymuje prędkość kątową i strumień wirnika. Wielkość estymowana pokrywa się z wartością mierzona także dla prędkości większej od znamionowej, składowe prądu stojana zachowują się w sposób prawidłowy (rys. 6.7). Istotne jest, że napęd działa w całym zakresie prędkości kątowej, a nastawy regulatora w torze adaptacji prędkości kątowej ulegają automatycznym zmianom wraz z prędkością i momentem obciążenia.

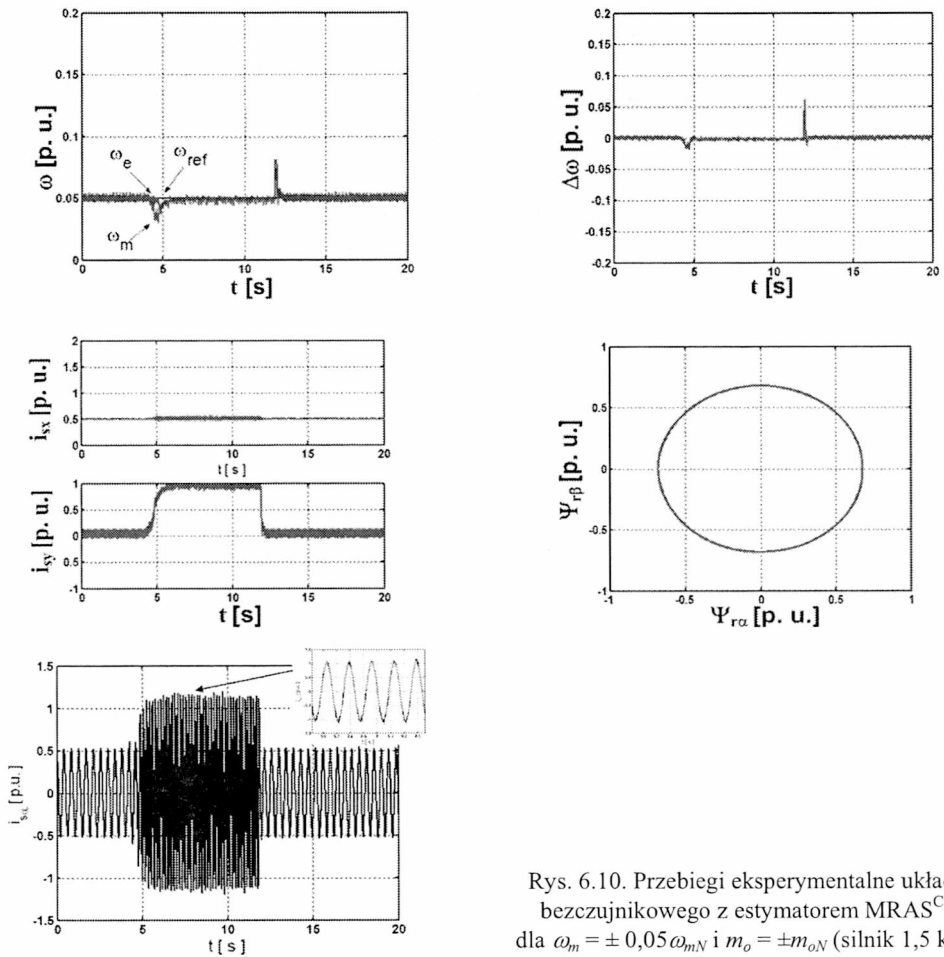


Rys. 6.8. Wyniki badań eksperymentalnych układu bezczujnikowego ze zoptymalizowanym estymatorem MRAS^{CC} podczas pracy w zakresie osłabiania pola; $\omega_{ref} = 2 \omega_{mN}$ (silnik 1,5 kW)



Rys. 6.9. Wyniki badań eksperymentalnych układu bezczujnikowego DTC-SVM ze zoptymalizowanym estymatorem MRAS^{CC} podczas pracy w zakresie osłabiania pola; $\omega_{ref} = 1,2 \omega_{mN}$ (silnik 50 kW)

Na rysunku 6.8 przedstawiono przebiegi prędkości mierzonej, estymowanej, zadanej i strumienia wirnika podczas pracy z prędkością dwukrotnie większą od wartości znamionowej, podczas hamowania i pracy nawrotnej w zakresie prędkości bliskich zeru. Podczas hamowania widoczne są szybkozmienne oscylacje na module strumienia wirnika, które nie powodują pogorszenia pracy napędu.



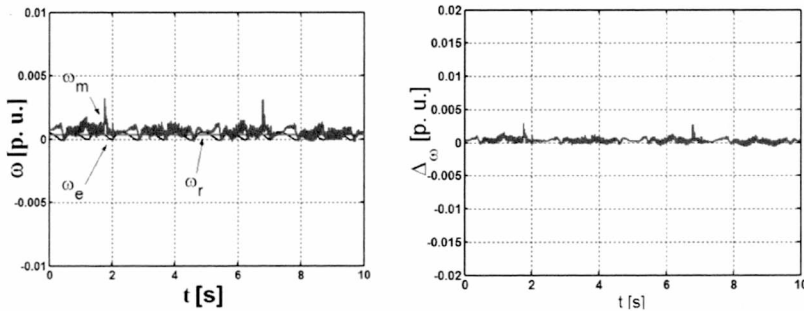
Rys. 6.10. Przebiegi eksperymentalne układu bezczujnikowego z estymatorem MRAS^{CC} dla $\omega_m = \pm 0,05 \omega_{mN}$ i $m_o = \pm m_{oN}$ (silnik 1,5 kW)

Wprowadzenie do układu dodatkowego estymatora reaktancji magnesującej i korekta mechanizmu adaptacji prędkości kątowej poprawiło jego pracę. Układ działa dobrze podczas pracy z osłabionym strumieniem także w strukturze DTC-SVM z silnikiem 50 kW. Napęd prawidłowo reaguje na zmiany momentu obciążenia, także w zakresie osłabionego strumienia stojana. Wyniki tego testu przedsta-

wiono na rys. 6.9. W chwili $t = 16$ s napęd zostaje obciążony momentem znacznie przekraczającym moment znamionowy (mimo że pracuje w drugiej strefie regulacji). Prowadzi to do powstania niewielkiego błędu estymacji prędkości, który nie przekracza 0,5%.

Na rysunku 6.10 przedstawiono pracę bezczujnikowego układu wektorowego sterowania połowo zorientowanego z estymatorem MRAS^{CC} w zakresie niewielkich prędkości kątowych ze zmiennym momentem obciążenia. Układ pracuje w sposób prawidłowy, różnica między prędkością mierzoną i estymowaną oscyluje wokół zera. Prąd stojana ma charakter sinusoidalny, moduł strumienia wirnika utrzymywany jest na stałym, zadanym poziomie.

Estymator zaaplikowany do struktury DRFOC umożliwia stabilną pracę napędu dla prędkości skrajnie małych. Wyniki testów eksperymentalnych przedstawiono na rys. 6.11.

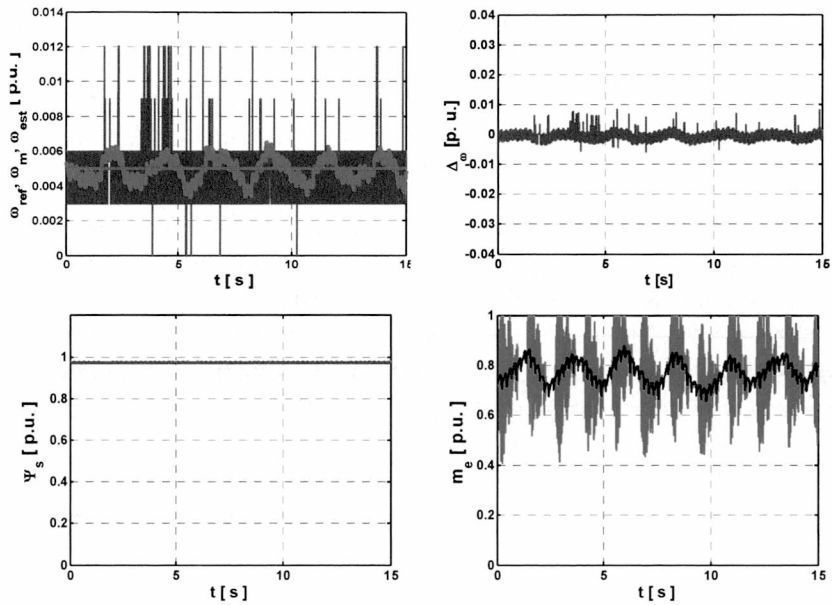


Rys. 6.11. Przebiegi eksperymentalne układu bezczujnikowego z estymatorem MRAS^{CC} dla $\omega_m = 0,00025 \omega_{mN}$ i $m_o = 0,25 m_{oN}$ (silnik 1,5 kW)

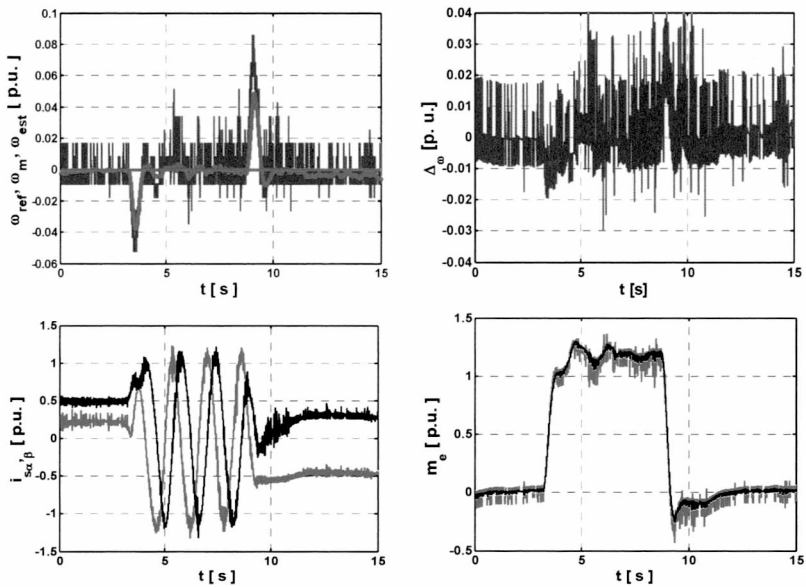
Układ działa nawet z prędkością $\omega_{ref} = 0,00025 \omega_{mN}$ ($0,025\% \approx 0,7$ rpm $\approx 0,073$ rad/s), co odpowiada częstotliwości 0,0125 Hz. Uzyskanie takich prędkości jest możliwe z zastosowaniem skorygowanego algorytmu wyznaczania prędkości. Konieczne jest również stosowanie niwelacji offsetów, szumów pomiarowych i kompensacji czasu martwego przekształtnika częstotliwości.

Prąd stojana ma charakter sinusoidalny, moduł strumienia wirnika utrzymywany jest na stałej, zadanej wartości.

Napęd bezczujnikowy sterowany metodą DTC-SVM z estymatorem typu MRAS działa także w zakresie prędkości bliskich lub równych zero z momentem obciążenia. Wyniki badań eksperymentalnych w tym zakresie pracy przedstawiono na rys. 6.12 i 6.13. Prędkość mierzona pokrywa się z wartością estymowaną, a widoczne impulsy wynikają z niewielkiej rozdzielczości czujnika obrotowo-impulsowego prędkości kątowej (100 imp/obr).



Rys. 6.12. Wyniki badań eksperymentalnych układu bezczujnikowego DTC-SVM ze zoptymalizowanym estymatorem MRAS^{CC} podczas pracy w zakresie prędkości pełnych; $\omega_{ref} = 0.005 \omega_{mN}$ (9.6 rpm), $m_o = 1.2 m_{oN}$ (silnik 50 kW)



Rys. 6.13. Wyniki badań eksperymentalnych układu bezczujnikowego DTC-SVM ze zoptymalizowanym estymatorem MRAS^{CC} podczas pracy z prędkością $\omega_{ref} = 0 \omega_{mN}$ (silnik 50 kW)

Otrzymane wyniki pokazują w sposób jednoznaczny, że zoptymalizowany estymator MRAS^{CC} jest na tyle uniwersalny, że można go zaimplementować praktycznie w dowolnej strukturze sterowania silnika indukcyjnego.

Zarówno metodą DRFOC, jak i DTC-SVM uzyskano stabilną pracę w szerokim zakresie prędkości kątowej i momentu obciążenia. Zastosowano niwelację szumów pomiarowych i offsetów, które w praktycznych, przemysłowych, układach mogą pogorszyć pracę napędów elektrycznych.

6.2. Analiza pracy układu MRAS^{CC} z wybranymi estymatorami parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego

Jako estymator bazowy do budowy układu uniwersalnego wykorzystano układ adaptacyjny MRAS^{CC} [43]. Jak wykazano w rozdziale 4, estymator ten zapewnia stabilną pracę w szerokim zakresie prędkości kątowej w różnych strukturach sterowania bez konieczności zmian jego wewnętrznej topologii. Jest on w niewielkim stopniu podatny na zmiany parametrów maszyny oraz może być z powodzeniem rozbudowany o dodatkowe moduły estymacji parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego. Układ ten opiera się na powszechnie znanych symulatorach SI (na modelu napięciowym (równ. (3.2)) i prądowym strumienia wirnika (równ. (3.4)) podobnie jak przedstawione systemy identyfikacji parametrów maszyny. Rozbudowa estymatora nie wymaga drastycznego zwiększenia wymagań sprzętowych.

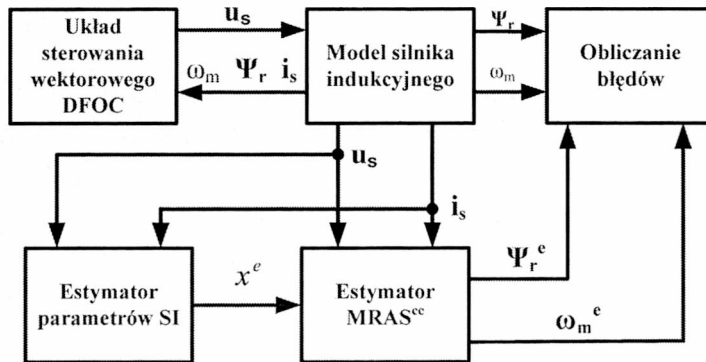
Estymatory parametrów silnika indukcyjnego omówione w poprzednim rozdziale umożliwiają estymację parametrów ze stosunkowo niewielkimi błędami, które mogą jednak wzrosnąć w stanach dynamicznych (maksymalnie do $\pm 20\%$). Do opracowywania układu uniwersalnego powinny być zatem wykorzystane estymatory prędkości i strumienia wirnika, które w takim zakresie parametrów nie wykazują wrażliwości na ich zmiany lub błędną identyfikację. Systemem zapewniającym stabilną pracę w warunkach takich zmian parametrów jest estymator MRAS^{CC}. Wykorzystanie innych, znanych z literatury systemów może doprowadzić do utraty stabilności układu napędowego w momencie błędnego odtworzenia któregośkolwiek parametru silnika indukcyjnego.

W niniejszym rozdziale przedstawiono możliwości współpracy estymatora MRAS^{CC} z dodatkowymi estymatorami wybranych parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego: r_s , r_r , $x_{\sigma s}$.

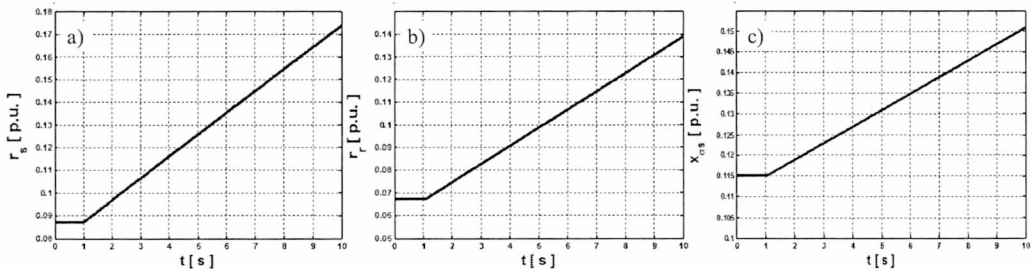
Ocenę działania estymatora z jednoczesną identyfikacją parametrów SI przeprowadzono w układzie otwartym (por. rys. 6.14), tzn. w strukturze wektorowego sterowania DRFOC. Zarówno prędkość kątowa, jak i strumień wirnika są mierzone (warto-

ści idealne), natomiast estymator MRAS^{CC} oraz estymator parametrów silnika indukcyjnego nie jest częścią struktury wektorowego sterowania.

Dodatkowo przyjęto, że parametry silnika indukcyjnego zmieniają się tylko w silniku, natomiast w estymatorze prędkości utrzymują się na stałym (znamionowym) poziomie lub są dostarczane z poszczególnych estymatorów parametrów. Nastawy regulatorów w strukturze sterowania pozostają na stałym, niezmiennym, poziomie.



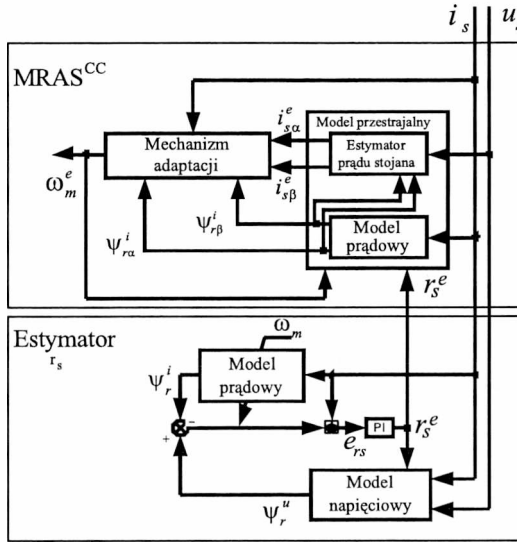
Rys. 6.14. Schemat ideowy struktury badania działania estymatora MRAS^{CC} z jednoczesną estymacją parametrów silnika indukcyjnego



Rys. 6.15. Przebiegi zadane parametrów schematu zastępczego SI: rezystancji stojana (a), rezystancji wirnika (b), reaktancji rozproszenia stojana (c)

Przebiegi poszczególnych parametrów przyjęte podczas badań pokazano na rys. 6.15. Parametrem schematu zastępczego SI, który ma istotny wpływ nie tylko na działanie estymatora strumienia i prędkość kątową, ale także na działanie całej struktury wektorowego sterowania jest rezystancja stojana. Parametr ten zmienia się w szerokim zakresie i powinien być monitorowany (na podstawie zmian temperatury) lub estymowany we wszystkich napędach o zwiększonym stopniu bezpieczeństwa. Schemat ideowy układu estymacji prędkości, strumienia i rezystancji stojana (rozdział 5.3) przedstawiono na rys. 6.16.

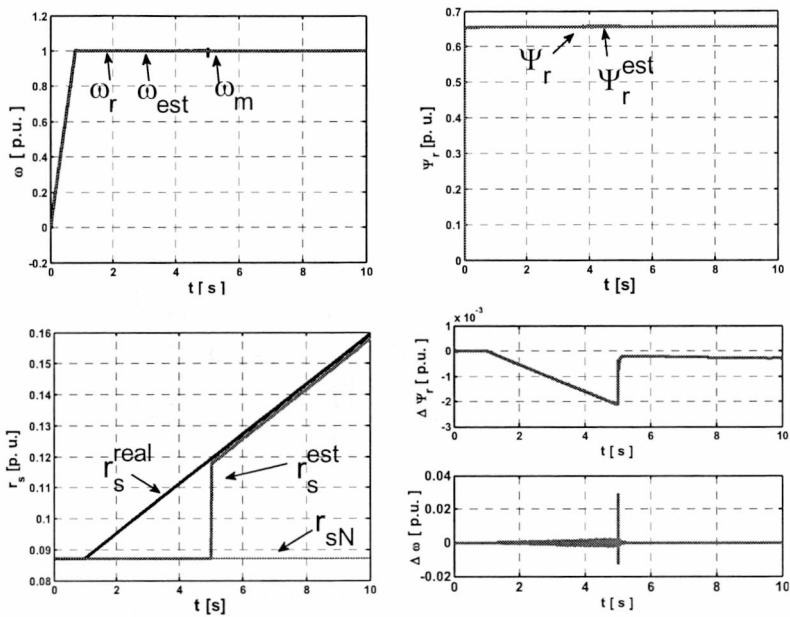
Podobnie jak w przypadku estymatora współpracującego z dodatkowym układem wyznaczającym reaktancję magnesującą, sprawdzono wpływ zmian rezystancji stojana na jakość estymacji zmiennych stanu oraz możliwości wzajemnej równoczesnej pracy obu modułów.



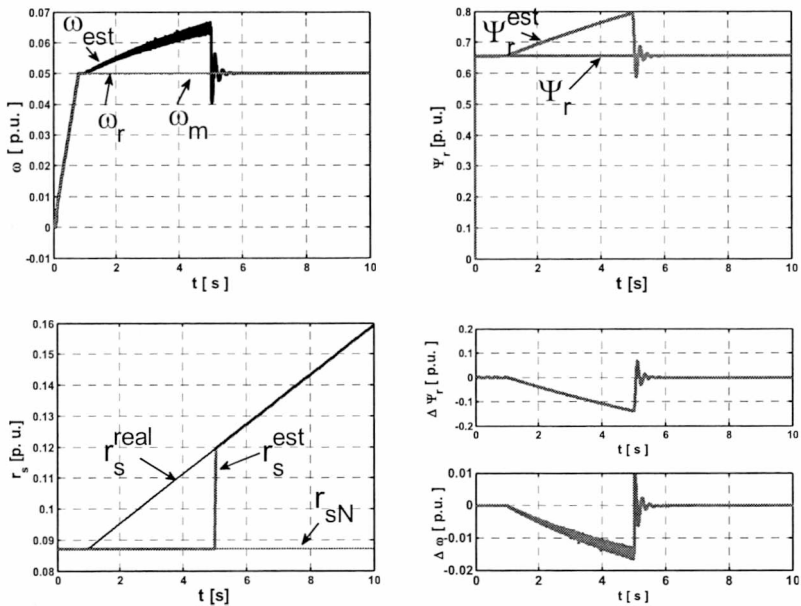
Rys. 6.16. Schemat ideowy struktury sterowania SI z estymatorem $MRAS^{CC}$ z jednoczesną estymacją rezystancji stojana

Zmiana rezystancji stojana związana z nagrzewaniem się uzwojenia maszyny powoduje powstanie różnicy między prędkością mierzoną i estymowaną oraz między strumieniem rzeczywistym a obliczanym przez estymator. Błąd ten jest tym większy, im większa jest różnica między wartością rzeczywistą rezystancji a wykorzystywaną w mechanizmie wyznaczania zmiennych stanu SI. Wyniki tych badań przedstawiono na rys. 6.17, 6.18. Badania wykonano dla dwóch prędkości kątowych $\omega_m = \omega_{mN}$, $\omega_m = 0,05\omega_{mN}$ i znamionowego momentu obciążenia $m_o = m_{oN}$. Rezystancję stojana w tych badaniach zmieniano o 100%. Włączenie dodatkowego układu wyznaczającego tę wielkość nastąpiło dla wartości około 50% większej od wartości znamionowej. Po uruchomieniu dodatkowego estymatora rezystancji stojana wartości estymowane pokrywają się z mierzonymi.

Gdy napęd sterowany metodą wektorową pracuje ze stosunkowo dużą prędkością zadaną, wpływ zmian rezystancji stojana na proces estymacji zmiennych stanu jest niewielki. Błąd odtworzenia prędkości kątowej jest bliski zeru, podobnie błąd wyznaczania składowych strumienia wirnika (rys. 6.17).



Rys. 6.17. Przebiegi wybranych zmiennych stanu silnika indukcyjnego ilustrujące wpływ estymatora rezystancji stojana na pracę układu MRAS^{CC} dla $\omega_m = \omega_{mN}$, $m_o = m_{oN}$



Rys. 6.18. Przebiegi wybranych zmiennych stanu silnika indukcyjnego ilustrujące wpływ estymatora rezystancji stojana na pracę układu MRAS^{CC} dla $\omega_m = 0,05 \omega_{mN}$, $m_o = m_{oN}$

Wpływ zmian rezystancji stojana na działanie estymatora $MRAS^{CC}$ w większym stopniu jest zauważalny dla małych prędkości kątowych. Im wartość zadana jest mniejsza, tym błędy odtwarzania prędkości i strumienia wirnika są większe (rys. 6.18). Jest to w pełni zgodne z wynikami badań stabilności omówionymi w poprzednich rozdziałach. Włączenie estymatora rezystancji stojana w chwili $t = 5$ s powoduje bardzo szybką korektę pracy układu $MRAS^{CC}$. Błędy odtworzenia zmiennych stanu oscylują wokół zera.

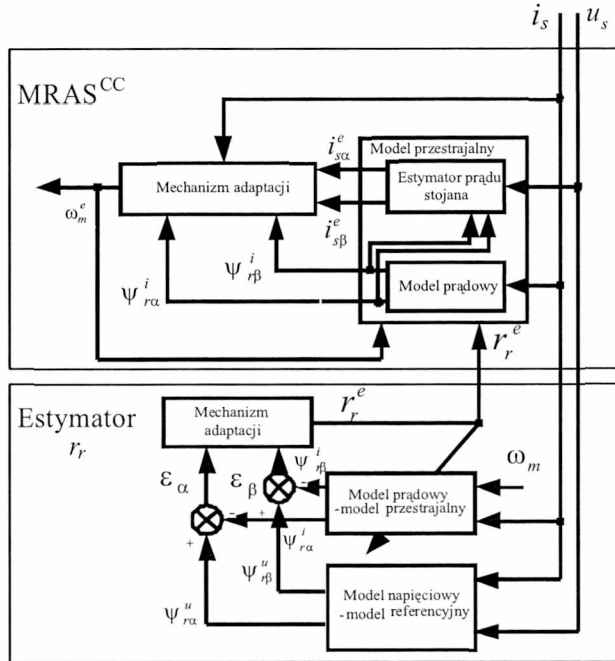
Niezależnie jednak od wielkości zmian parametru mechanizm wyznaczania prędkości działa w sposób stabilny mimo dużych błędów ustalonych dla małych prędkości kątowych (rys. 6.18), co jest istotne dla bezpieczeństwa napędu. Błąd ustalony pojawiający się podczas zmian rezystancji nie wpływa na pogorszenie właściwości estymatora, jednak wyklucza on możliwość jego stosowania w aplikacjach o bardzo dużych wymaganiach związanych z dokładnością pracy (w warunkach dużych zmian rezystancji stojana pojawiają się oscylacje prędkości estymowanej).

Dołączenie dodatkowego estymatora eliminuje ten problem i dzięki temu proponowane rozwiązanie może być stosowane w systemach o bardzo rygorystycznych wymaganiach. Co więcej dołączenie dodatkowego mechanizmu wyznaczania rezystancji stojana wiąże się wyłącznie z dodaniem do mechanizmu estymatora $MRAS^{CC}$ modelu napięciowego strumienia wirnika i dodatkowego mechanizmu adaptacji. Model prądowy może być wspólny dla estymatora prędkości i estymatora rezystancji stojana (jednak tylko w przypadku, gdy jednocześnie estymowana jest rezystancja stojana i prędkość kątoowa). Wymagania sprzętowe są zatem niemal takie same dla układu bez dodatkowego estymatora tego parametru. Badania wykonywano dla pełnego (znamionowego) momentu obciążenia, co dodatkowo zwiększyło wpływ parametrów maszyny na proces estymacji zmiennych stanu. Zmniejszenie momentu obciążenia powoduje zmniejszenie błędu ustalonego wywołanego zmiennością rezystancji stojana od około 30% do około 5% dla prędkości 5% wartości znamionowej.

Nie stwierdzono, aby estymator $MRAS^{CC}$ tracił stabilność podczas zmian rezystancji wirnika. Jest to wielkość trudno mierzalna, jej zmiany są często związane nie tylko z nagrzewaniem i chłodzeniem się maszyny, lecz mogą świadczyć o uszkodzeniu wirnika. Konieczne jest zatem sprawdzenie wpływu zmian rezystancji wirnika na pracę estymatora prędkości oraz możliwości współpracy tego układu z mechanizmem wyznaczania rezystancji. Schemat ideowy układu estymacji prędkości i rezystancji wirnika (rozdział 5.4) przedstawiono na rys. 6.19.

Struktura estymatora rezystancji wirnika jest podobna do układu wyznaczania rezystancji stojana. Układ opiera się na powszechnie znanym estymatorze $MRAS^F$, w którym wykorzystuje się model napięciowy i prądowy strumienia wirnika. Po połączeniu estymatora $MRAS^{CC}$ i estymatora rezystancji wirnika możliwe jest wykorzystanie modelu prądowego w obu podukładach jednocześnie. Podejście takie wyklucza jednak możliwość jednoczesnej estymacji rezystancji stojana i rezystancji wirnika.

W takim wypadku możliwe jest sekwencyjne wyznaczanie poszczególnych parametrów w określonych przedziałach czasowych.

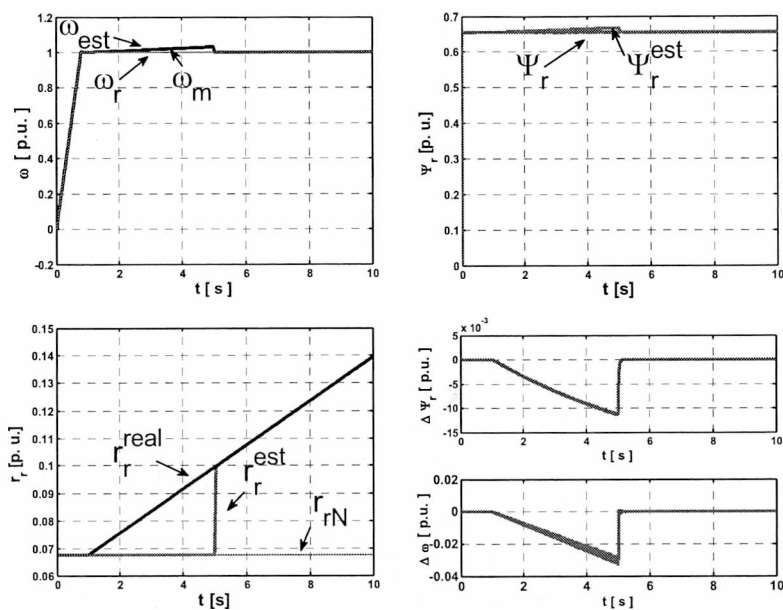


Rys. 6.19. Schemat ideowy struktury sterowania SI z estymatorem MRAS^{CC} z jednoczesną estymacją rezystancji wirnika

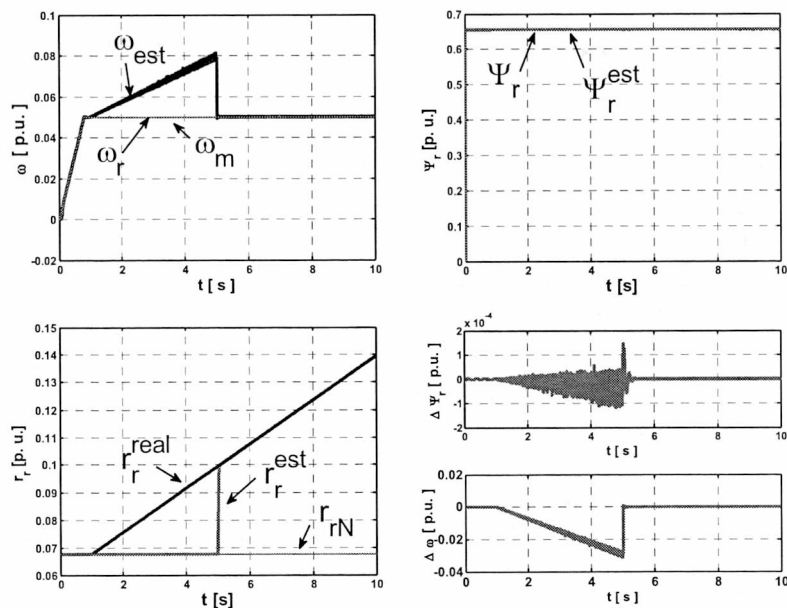
Podobnie jak w poprzednim przypadku sprawdzono zachowanie się układu dla dwóch prędkości zadanych, $\omega_m = \omega_{mN}$ oraz $\omega_m = 0,05\omega_{mN}$ dla znamionowego momentu obciążenia $m_o = m_{oN}$. Wyniki tych badań przedstawiono na rys. 6.20 i 6.21.

Zmiana rezystancji wirnika, podobnie jak zmiana rezystancji stojana, powoduje powstanie błędu ustalonego między prędkością mierzoną i estymowaną oraz między wartością mierzoną i estymowaną strumienia wirnika. W przypadku zmiany rezystancji wirnika dla prędkości znamionowej błąd odtwarzania zmiennych stanu jest znacznie większy niż w przypadku zmian rezystancji stojana. Jest to spowodowane wyraźną zależnością estymatora MRAS^{CC} od modelu prądowego, którego główną wadą jest niedokładna praca w zakresie dużych prędkości kątowych.

Dla małych prędkości kątowych błędy te są na zbliżonym poziomie. Estymator mimo liniowej zmiany parametru do wartości 50% (w chwili $t = 10$ s) jest stabilny, lecz dokładność jego pracy się pogarsza. Mimo to układ jest stabilny, co potwierdza wcześniejsze badania. Estymator rezystancji wirnika działa w sposób stabilny, tylko gdy moment obciążenia jest większy od zera.

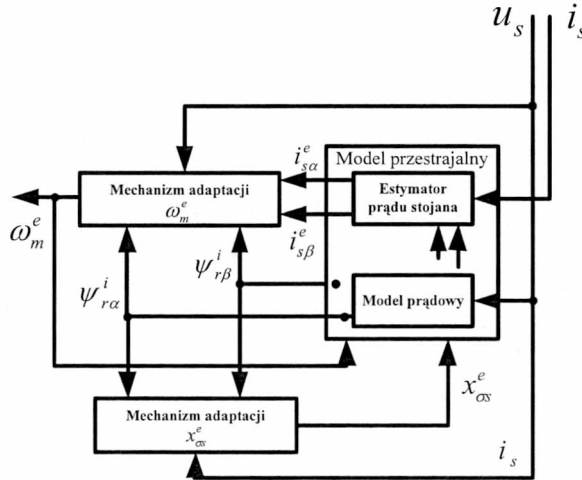


Rys. 6.20. Przebiegi wybranych zmiennych stanu silnika indukcyjnego ilustrujące wpływ estymatora rezystancji wirnika na pracę układu MRAS^{CC} dla $\omega_m = \omega_{mN}$, $m_o = m_{oN}$

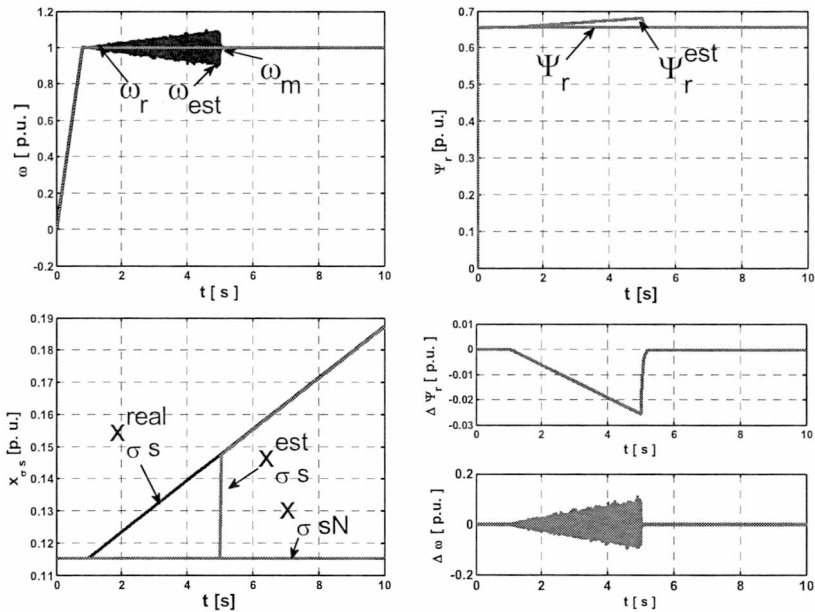


Rys. 6.21. Przebiegi wybranych zmiennych stanu silnika indukcyjnego ilustrujące wpływ estymatora rezystancji wirnika na pracę układu MRAS^{CC} dla $\omega_m = 0,05 \omega_{mN}$, $m_o = m_{oN}$

Kolejnym parametrem, którego estymator dołączono do wewnętrznej struktury układu MRAS^{CC} jest reaktancja rozproszenia stojana. Schemat ideowy tego rozwiązania przedstawiono na rys. 6.22.

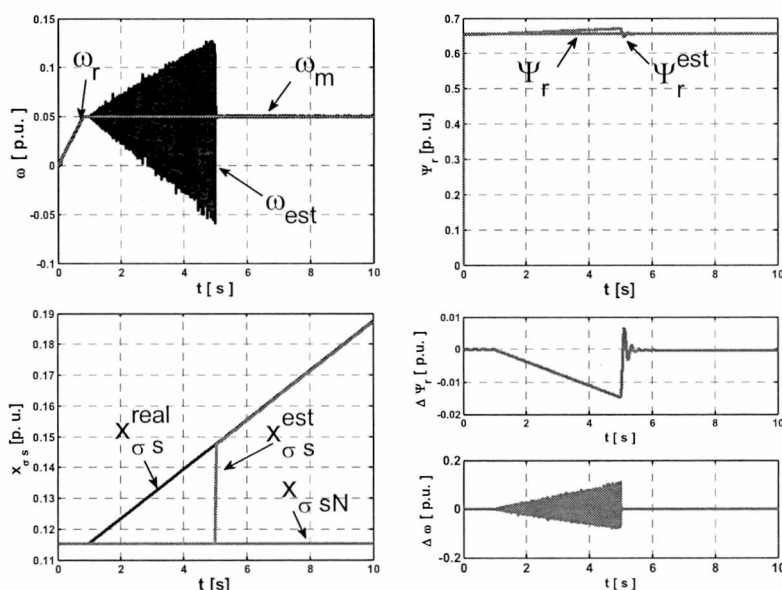


Rys. 6.22. Schemat ideowy struktury sterowania SI z estymatorem MRAS^{CC} z jednoczesną estymacją reaktancji rozproszenia stojana



Rys. 6.23. Przebiegi wybranych zmiennych stanu silnika indukcyjnego ilustrujące wpływ estymatora $x_{\sigma s}$ na pracę układu MRAS^{CC} dla $\omega_m = \omega_{mN}$, $m_o = m_{oN}$

Na rysunku 6.23 przedstawiono przebiegi wybranych zmiennych stanu silnika indukcyjnego ilustrujące wpływ reaktancji rozproszenia stojana na pracę estymatora MRAS^{CC} dla $\omega_m = \omega_{mN}$ i $m_o = m_{oN}$. Wielkość ta wpływa na działanie estymatora prędkości kątowej, nie powoduje jednak utraty jego stabilności) Liniowy, ciągły przyrost reaktancji rozproszenia stojana do 50% nie powoduje utraty stabilności estymatora, jednak amplituda oscylacji w estymowanej prędkości kątowej wzrasta wraz ze wzrostem różnicy między wartością znamionową a rzeczywistą. Konieczne jest wówczas stosowanie dodatkowego filtra dolnoprzepustowego (szczególnie w zakresie małych wartości prędkości kątowej). Takie rozwiązanie z kolei jest niedopuszczalne w napędach o zwiększonej dynamice i dyskwalifikuje estymator jako narzędzie uniwersalne.



Rys. 6.24. Przebiegi wybranych zmiennych stanu silnika indukcyjnego ilustrujące wpływ estymatora $x_{\sigma s}$ na pracę układu MRAS^{CC} dla $\omega_m = \omega_{mN}$, $m_o = m_{oN}$

Konieczne jest więc stosowanie dodatkowego estymatora reaktancji, który działa prawidłowo zarówno w zakresie prędkości znamionowej (rys. 6.23), jak i prędkości bliskich zero (rys. 6.24). W chwili włączenia dodatkowego estymatora reaktancji rozproszenia stojana do wewnętrznej struktury estymatora błąd wyznaczania prędkości zmniejsza się niemal do zera.

Mimo że badania stabilności jednoznacznie pokazały, że estymator MRAS^{CC} – rozwiązanie oparte na technice układów adaptacyjnych – jest stabilny praktycznie podczas zmian wszystkich parametrów schematu zastępczego SI, przeprowadzone testy wskazały, że zmiana parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego

wpływa na pracę estymatora (w żadnym z analizowanych przypadków estymator nie stracił stabilności, nawet gdy parametry zmieniano o 100%, jednak pojawiający się błąd ustalony oraz oscylacje prędkości estymowanej związane ze wzrostem parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego pogarszały jego działanie). Wydaje się więc konieczne uzupełnienie estymatora o dodatkowe moduły do wyznaczania parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego.

Estymowanie wszystkich analizowanych parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego wydaje się konieczne praktycznie we wszystkich rozwiązaniach przemysłowych pracujących w zmiennej temperaturze, gdy brak efektywnego chłodzenia lub w napędach o dużych wymaganiach związanych z dokładnością odtwarzania prędkości kątowej. Reaktancja rozproszenia stojana może być estymowana w napędach, w których nie można stosować filtracji prędkości ze względu na duże wymagania co do właściwości dynamicznych układu.

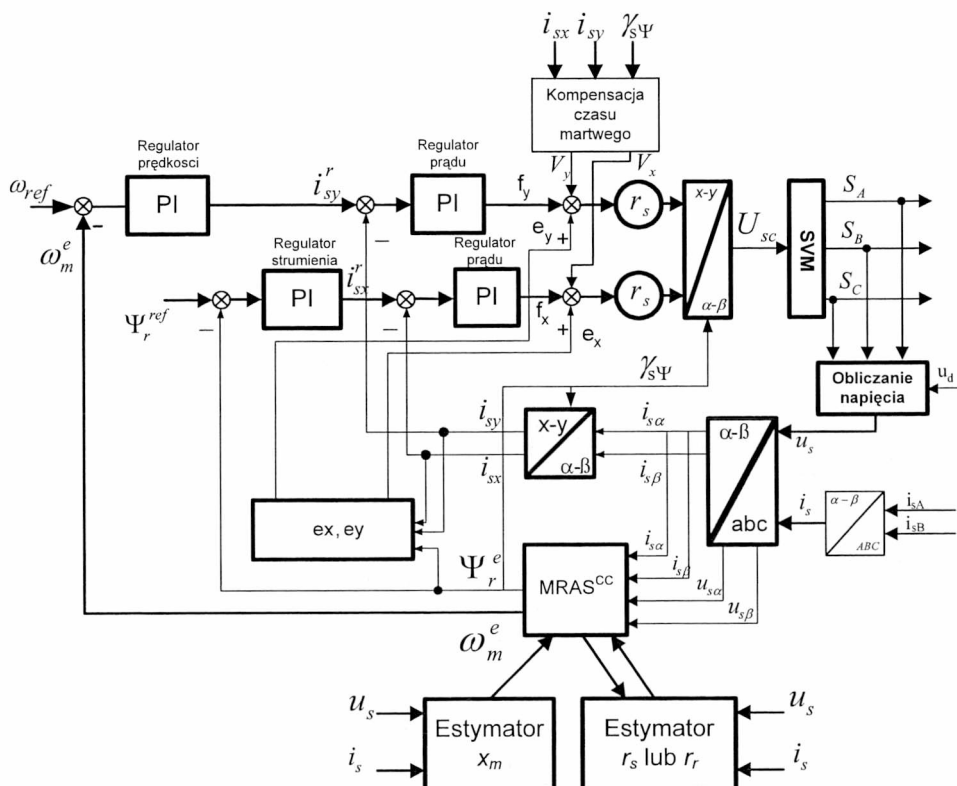
6.3. Analiza pracy układu bezczujnikowego z estymatorem MRAS^{CC} i wybranymi estymatorami parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego

Jak wiadomo, wykorzystanie estymatora strumienia i prędkości kątowej typu MRAS jest możliwe z dowolnym estymatorem parametru schematu zastępczego silnika indukcyjnego. Wybór struktury zależy od aplikacji, w której ma on być wykorzystany, warunków pracy i wymagań związanych z bezpieczeństwem. Estymator reaktancji magnesującej powinien monitorować ją w sposób ciągły, natomiast pozostałe parametry mogą być dostarczane do układu w miarę potrzeby.

W niniejszym rozdziale zostaną przedstawione wyniki badań układu bezczujnikowego wektorowego sterowania polowo zorientowanego z estymatorem MRAS^{CC} i jednoczesną estymacją reaktancji magnesującej oraz rezystancji stojana lub rezystancji wirnika. Oba te parametry mają znaczenie zarówno w układach napędowych o zwiększonym stopniu bezpieczeństwa, jak i w systemach standardowych. Ich zmiany mogą sięgać nawet 100%, więc konieczne jest ich ciągłe monitorowanie. Reaktancja rozproszenia stojana w praktyce nie ulega aż tak dużym zmianom i jej estymacja w prostych aplikacjach nie jest konieczna. Schemat struktury sterowania wektorowego z estymacją zmiennych stanu przedstawiono na rys. 6.25.

W celu dokładnej analizy wpływu zmian parametrów schematu zastępczego SI na proces estymacji niedostępnych zmiennych stanu oraz na działanie bezczujnikowego układu wektorowego sterowania sprawdzono jego działanie z estymatorem MRAS^{CC}

bez dodatkowych estymatorów parametrów schematu zastępczego SI wpiętych do układu estymacji strumienia i prędkości.

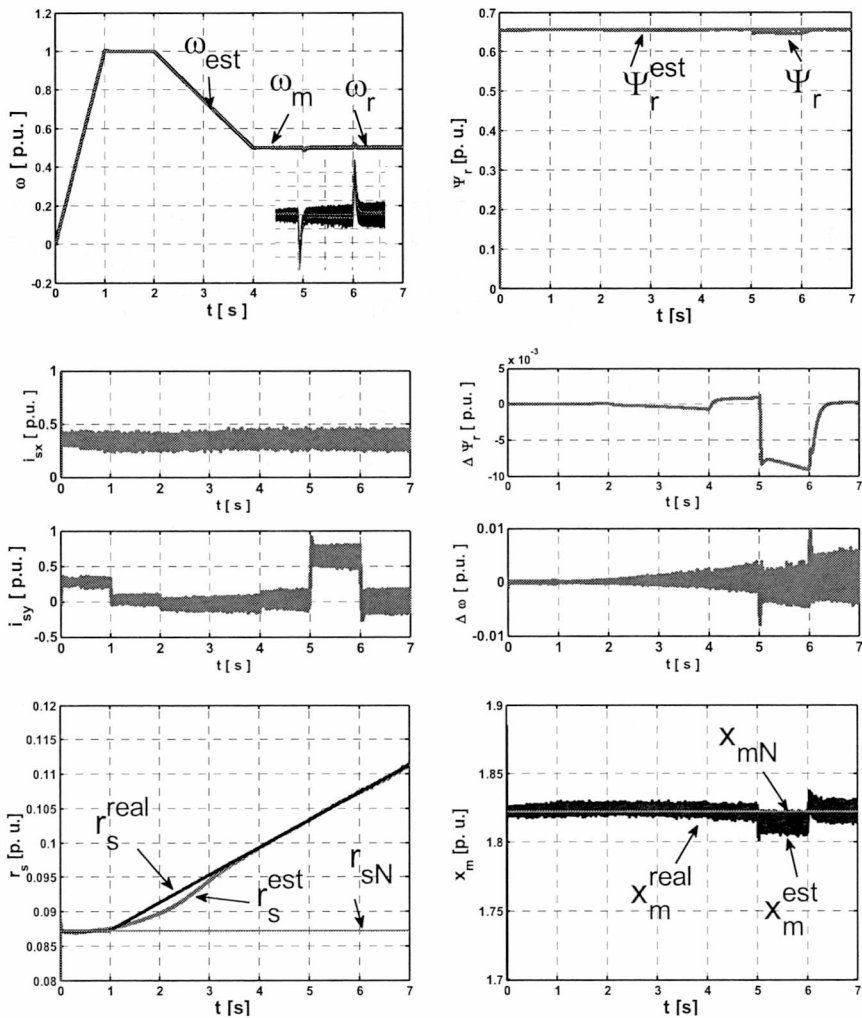


Rys. 6.25. Schemat bezczujnikowego układu wektorowego sterowania połowo zorientowanego z estymatorem MRAS^{CC} i dodatkowymi estymatorami parametrów SI

Przebiegi wybranych zmiennych stanu silnika indukcyjnego ilustrujące wpływ rezystancji stojana i reaktancji magnesującej na pracę napędu bezczujnikowego przedstawiono na rys. 6.26, natomiast ilustrujące wpływ rezystancji wirnika na rys. 6.27.

Gdy estymator MRAS^{CC} pracuje w zamkniętej pętli regulacji, jego wrażliwość na zmiany parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego jest mniejsza niż gdy pracuje on poza pętlą regulacji prędkości kątowej. Mimo to zmiany rezystancji stojana powodują pogorszenie estymacji prędkości i strumienia wirnika. Na rysunku 6.26 widać wyraźnie, że zmiana rezystancji stojana (liniowy jej przyrost) oraz brak informacji o rzeczywistej wartości reaktancji magnesującej powodują, że zmienne stanu są estymowane z niewielkimi błędami. Jest to szczególnie widoczne na przebiegu błędu odtwarzania prędkości kątowej (rys. 6.26)). Pracujący poza pętlą sterowania estymator

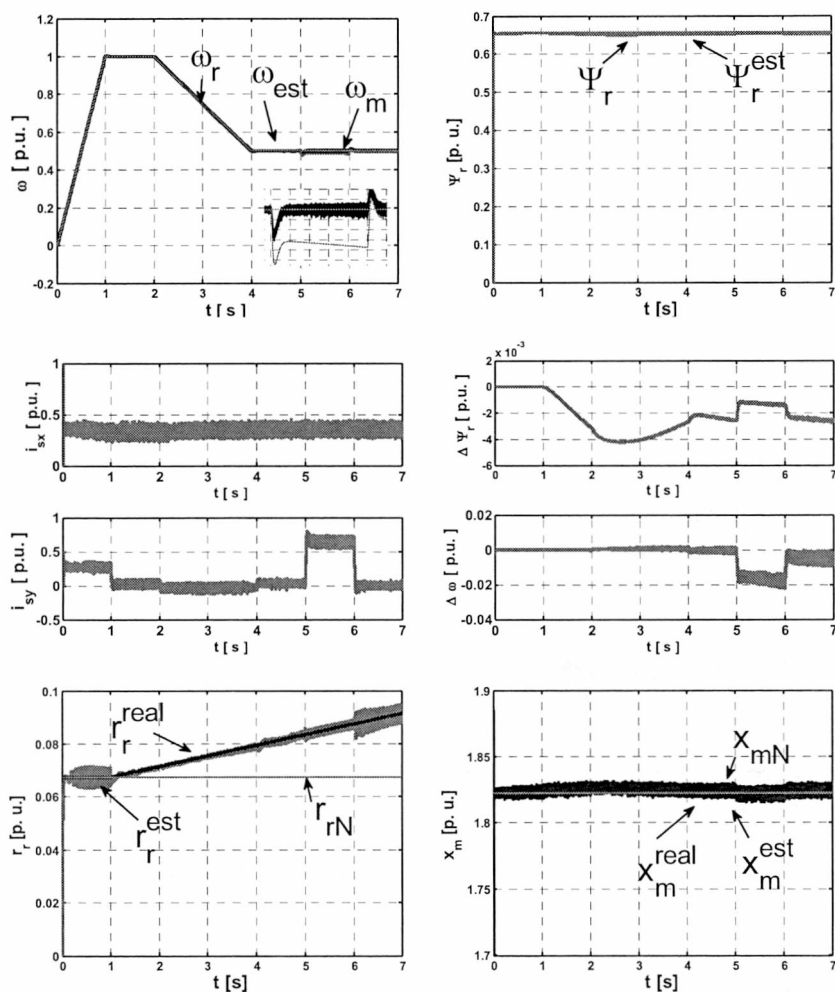
rezystancji stojana oraz estymator reaktancji magnesującej prawidłowo wyznaczają te wielkości.



Rys. 6.26. Przebiegi wybranych zmiennych stanu silnika indukcyjnego ilustrujące wpływ rezystancji stojana na pracę bezczujnikowego układu wektorowego sterowania SI z estymatorem MRAS^{CC} (bez dodatkowych estymatorów parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego w wewnętrznej strukturze)

Liniowy przyrost rezystancji wirnika powoduje powstanie błędu ustalonego między prędkością estymowaną a mierzoną podczas pracy z momentem obciążenia. Strumień wirnika jest także estymowany z niewielkim błędem. Estymator rezystancji wir-

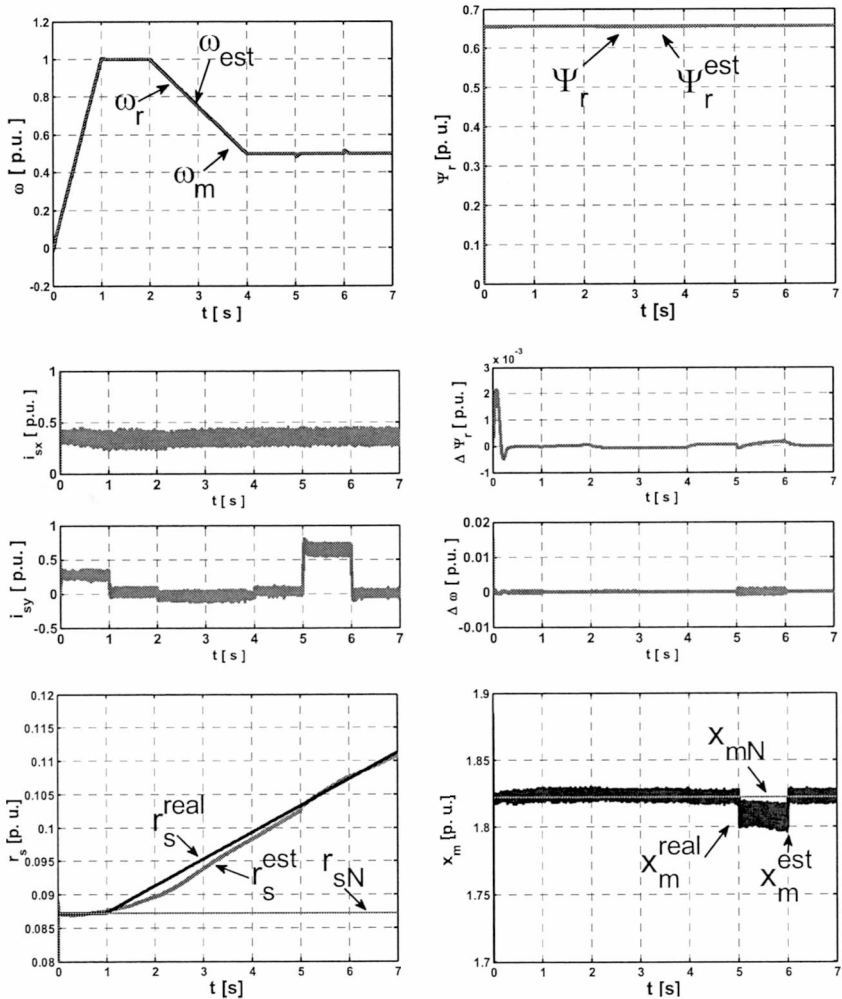
nika działa w sposób prawidłowy, jednak wyraźnie widoczne są oscylacje estymowanego parametru.



Rys. 6.27. Przebiegi wybranych zmiennych stanu silnika indukcyjnego ilustrujące wpływ rezystancji wirnika na pracę bezczujnikowego układu wektorowego sterowania SI z estymatorem MRAS^{CC} (bez dodatkowych estymatorów parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego w wewnętrznej strukturze)

Gdy estymator MRAS ma informację o aktualnej wartości rezystancji stojana lub wirnika w wewnętrznej strukturze, pracuje on w sposób prawidłowy zarówno z momentem, jak i bez momentu obciążenia. Wyniki tych badań przedstawiono na rys. 6.28 oraz 6.29.

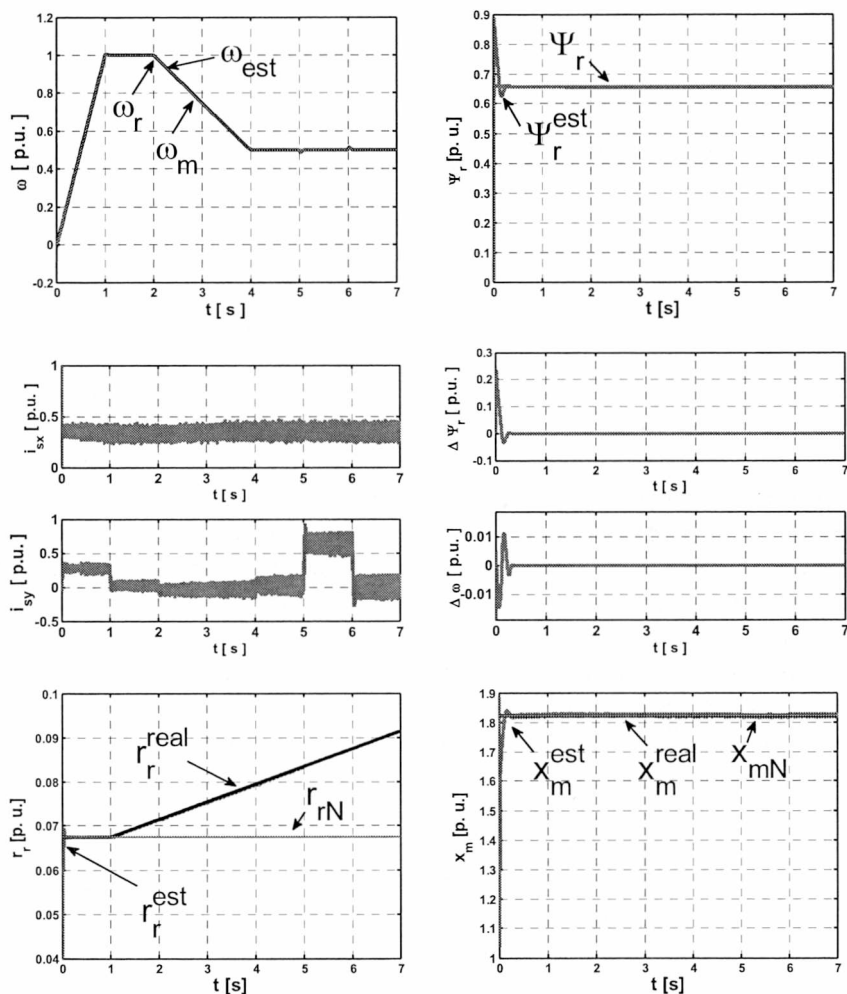
W odróżnieniu od procesu, w którym estymator MRAS^{CC} nie wykorzystywał informacji z dodatkowych układów estymacyjnych, zmienne stanu są estymowane w sposób prawidłowy. Można to zaobserwować na rys. 6.28 oraz na przebiegach błędów na rys. 6.29.



Rys. 6.28. Przebiegi wybranych zmiennych stanu silnika indukcyjnego ilustrujące wpływ rezystancji stojana na pracę bezczujnikowego układu wektorowego sterowania SI z estymatorem MRAS^{CC} (z dołączonymi dodatkowymi estymatorami rezystancji stojana i reaktancji magnesującej do wewnętrznej struktury)

Rezystancja stojana jest także prawidłowo wyznaczana w układzie bezczujnikowym. Widoczny jest niewielki błąd ustalony między wartością rzeczywistą a warto-

ścią estymowaną, który zmniejsza się podczas pracy z momentem obciążenia. W przypadku estymacji rezystancji wirnika, gdy układ jest wpięty do wewnętrznej struktury estymatora MRAS^{CC}, znacznej poprawie ulega proces estymacji tego parametru. W początkowej chwili widoczne jest duże przeregulowanie na module strumienia wirnika oraz na wyznaczonej rezystancji wirnika. Proces estymacji rezystancji wirnika przebiega w sposób prawidłowy w całym zakresie prędkości kątowej i momentu obciążenia.



Rys. 6.29. Przebiegi wybranych zmiennych stanu silnika indukcyjnego ilustrujące wpływ rezystancji wirnika na pracę bezczujnikowego układu wektorowego sterowania SI z estymatorem MRAS^{CC} (z dołączonymi dodatkowymi estymatorami rezystancji wirnika i reaktancji magnesującej do wewnętrznej struktury)

W niniejszej części pracy wykazano, że możliwe jest uzupełnienie estymatora MRAS^{CC} o dodatkowe moduły wyznaczające rezystancję stojana lub wirnika i reakcję magnesującą silnika indukcyjnego. Ich dodanie w każdym z przypadków powoduje poprawę pracy estymatora.

6.4. Estymator uniwersalny

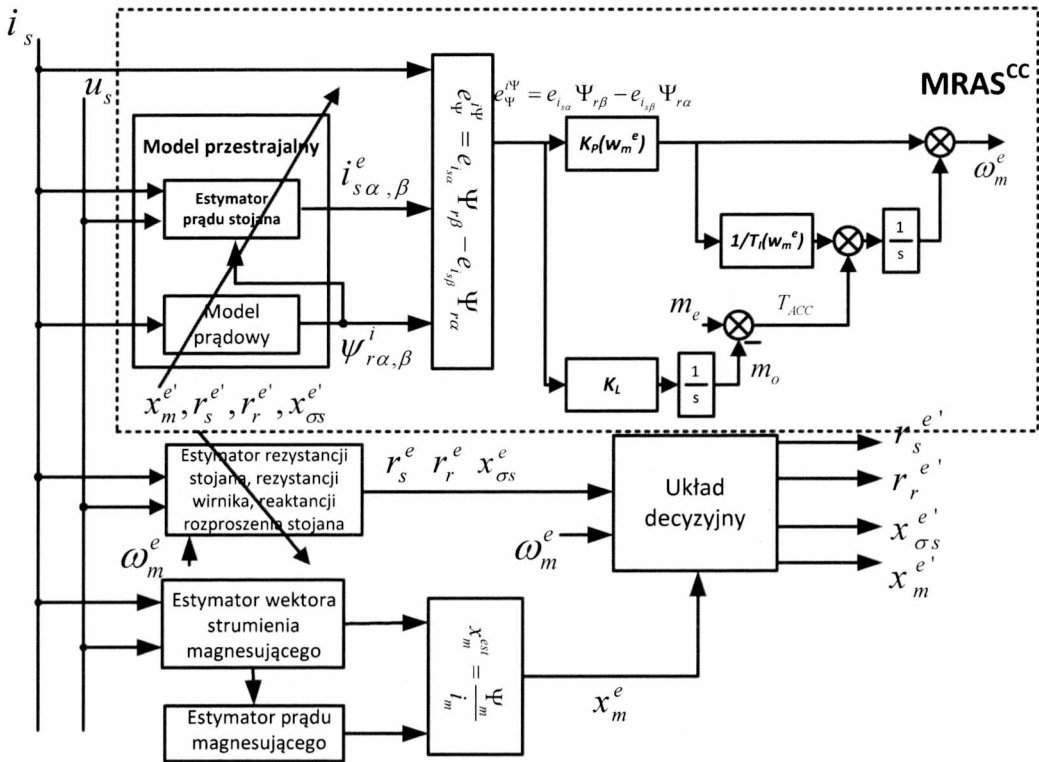
Estymator uniwersalny jest układem, który w sposób stabilny działa w całym zakresie prędkości kątowej i momentu obciążenia silnika indukcyjnego, charakteryzując się małą wrażliwością na zmiany lub błędną identyfikację parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego. Jest stosunkowo prosty w parametryzacji i działa w różnych strukturach sterowania bez konieczności zmian jego nastaw. Układ taki powinien gwarantować poprawną pracę napędu różnych typów silników indukcyjnych bez potrzeby zmiany nastaw w jego wewnętrznej strukturze.

Za bazę dla estymatora uniwersalnego przyjęto estymator MRAS^{CC}, charakteryzujący się niewielką wrażliwością i stabilną pracą w szerokim zakresie prędkości kątowej. W celu poprawy jego działania wykorzystano zmodyfikowany mechanizm adaptacji prędkości kątowej (równ. (6.1), rys. 6.2) oraz dodatkowe układy do estymacji parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego (rozdz. 5). Wykorzystanie innego układu estymacji prędkości, w większym stopniu wrażliwego na błędne oszacowanie parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego, mogłoby, jak wiadomo, doprowadzić do utraty stabilności napędu w przypadku błędnego odtworzenia parametrów maszyny przez jeden z dodatkowych estymatorów (np. w stanach dynamicznych). Schemat ideowy uniwersalnego estymatora przedstawiono na rys. 6.30.

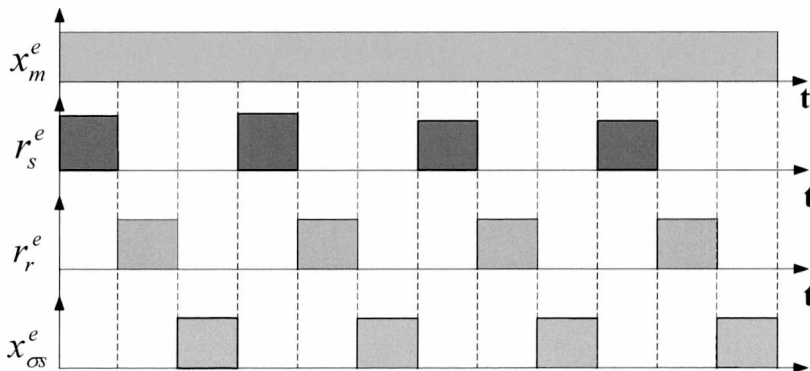
Zaproponowane estymatory parametrów schematu zastępczego SI opierają się na powszechnie znanych symulatorach zmiennych stanu i można je połączyć w jeden estymator oparty na tych modelach. Niemożliwe jest równoczesne współdziałanie wszystkich estymatorów, dlatego konieczne jest sekwencyjne uruchamianie poszczególnych modułów w taki sposób, aby zapewnić jak najlepsze działanie układu. Ponieważ zmiany parametrów zachodzą powoli, więc taki sposób działania poszczególnych estymatorów nie wpłynie na jakość estymacji w praktycznych rozwiązaniach. Dodatkowo zakłada się, że jedynym estymatorem parametru schematu zastępczego silnika indukcyjnego, który pracuje w sposób ciągły, jest estymator reakcji magnesującej. Na rysunku 6.31 zobrazowano okresową pracę estymatorów parametrów SI.

Układ estymacji parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego powinien pracować tylko dla prędkości ustalonych. Podczas stanów dynamicznych (gdy $d\omega/dt \neq 0$), mechanizm ten powinien być wyłączany, a parametry powinny przyjąć

ostatnie wartości wyznaczone dla stanu ustalonego. Takie podejście wpływa także na poprawę właściwości estymatora.

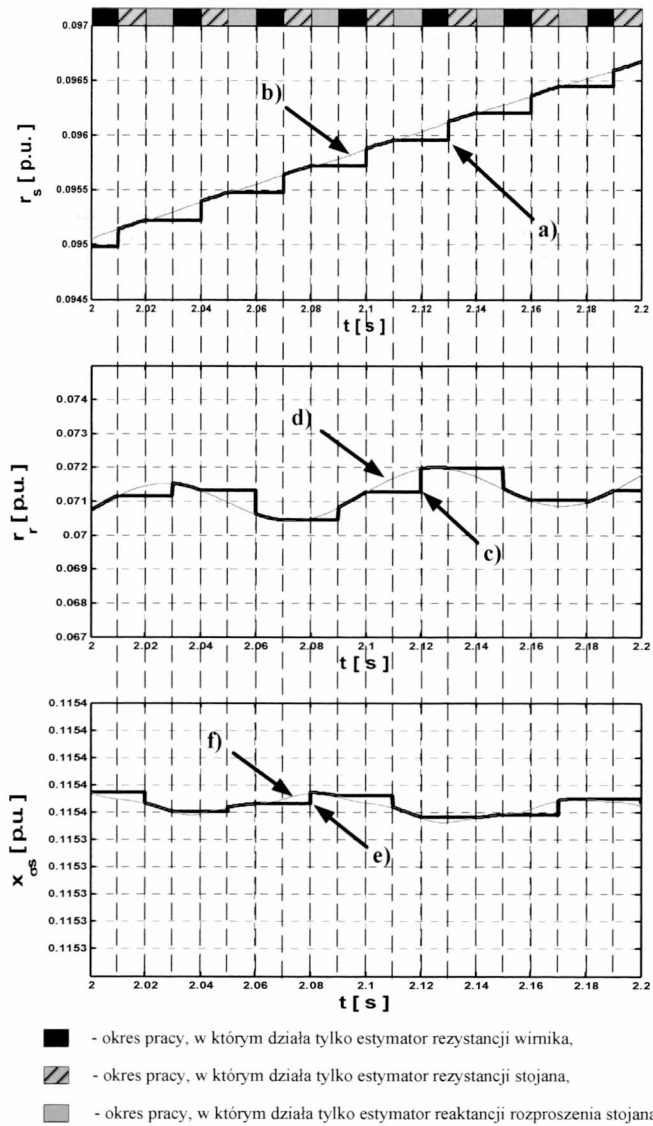


Rys. 6.30. Schemat poglądowy estymatora uniwersalnego



Rys. 6.31. Schemat obrazujący czas pracy poszczególnych estymatorów parametrów SI

Na rysunku 6.32 przedstawiono działanie sekwencyjnego systemu estymacji parametrów schematu zastępczego SI dla założonych trajektorii ich zmian.



Rys. 6.32. Przebiegi estymowane rezystancji stojana (b), rezystancji wirnika (d), reakcji rozproszenia stojana (f) oraz odpowiadające im przebiegi z uwzględnieniem okresowej pracy (a), (c), (e)

Wyraźnie widać, że w danej chwili aktywne jest wyjście tylko jednego estymatora. Nie oznacza to jednak, że mechanizm adaptacji/wyznaczania poszczególnych parametrów zostaje wyłączany sekwencyjnie. Mechanizm ten pracuje w sposób ciągły, śledząc aktualne wartości poszczególnych parametrów.

Układ ten powinien być połączony z systemem identyfikacji parametrów schematu zastępczego w stanie zatrzymanym [173] do wyznaczania początkowych ich wartości. Estymacja parametrów schematu zastępczego w zaproponowanym systemie zależy od czasu działania poszczególnych estymatorów. Ze względu na stabilną pracę estymatora czas ten powinien być na tyle długi, aby estymowana średnia wartość określonego parametru nie ulegała zbyt dużym zmianom w czasie, kiedy mechanizm jest nieaktywny. W praktyce parametry zmieniają się bardzo powoli i częstotliwość przełączania pomiędzy poszczególnymi estymatorami może wynosić nawet kilka sekund. W badaniach przedstawionych w niniejszym rozdziale przyjęto, że częstotliwość przełączania jest bardzo duża i wynosi 100 Hz.

6.5. Analiza pracy bezczujnikowego układu wektorowego sterowania silnikiem indukcyjnym z estymatorem uniwersalnym

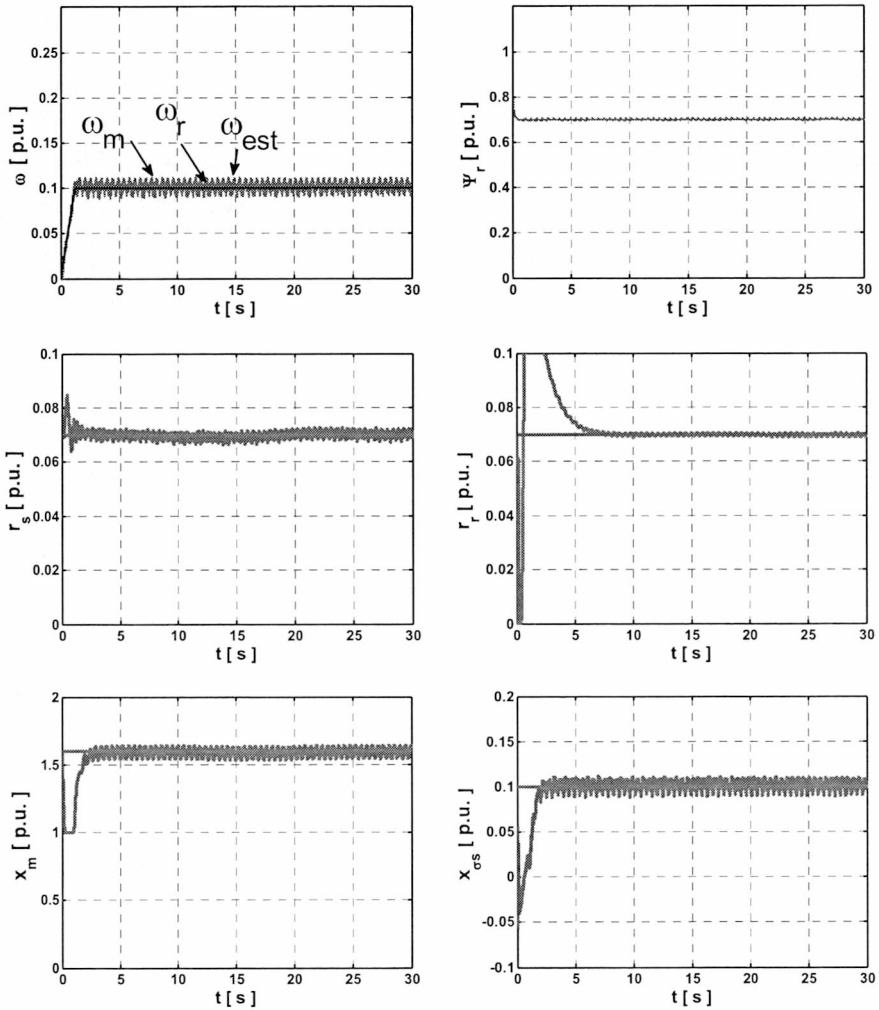
W niniejszym rozdziale przedstawiono wybrane wyniki badań eksperymentalnych bezczujnikowego układu wektorowego sterowania polowo zorientowanego z estymatorem MRAS^{CC} oraz dodatkowymi estymatorami parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego. W celu weryfikacji opracowanego systemu estymacji prędkości i parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego algorytm ten sprawdzono na stanowisku laboratoryjnym z silnikiem indukcyjnym o mocy 3 kW. Silnik ten w porównaniu z testowanym wcześniej silnikiem o mocy 1,5 kW wyróżnia się bardziej nieliniową charakterystyką magnesowana.

W badaniach eksperymentalnych wykazano, że zaproponowane metody estymacji parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego można zastosować z dobrym skutkiem do pracy z estymatorem typu MRAS^{CC}. Pokazano także problemy, na jakie należy zwrócić uwagę podczas realizacji uniwersalnego estymatora dla silnika indukcyjnego.

Sprawdzono działanie estymatora w całym zakresie prędkości kątowej i momentu obciążenia. Na zamieszczonych rysunkach przedstawiono przebiegi wybranych zmiennych stanu silnika indukcyjnego oraz estymowanych parametrów SI, rezystancji stojana (r_s), rezystancji wirnika (r_r), reaktancji magnesującej (x_m) i reaktancji rozproszczenia stojana (x_σ).

Wyraźnie widać, że układy odtwarzające parametry działają w sposób prawidłowy w stanach ustalonych dla różnych prędkości kątowych. Parametry SI nie są wyznacza-

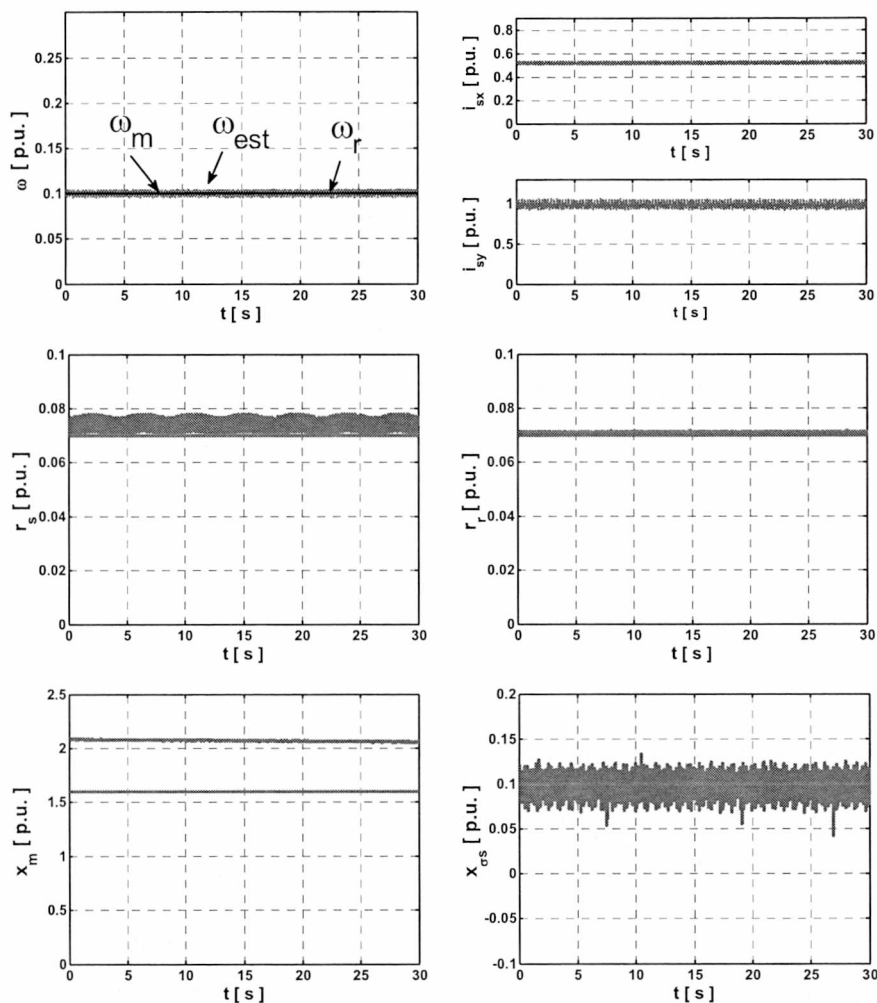
ne w sposób ciągły, lecz przełączane przez system nadzorujący. Podczas zmian prędkości kątowej estymowane wartości podlegają chwilowym oscylacjom, które po ustaleniu się prędkości i strumienia na poziomie wartości zadanych się stabilizują.



Rys. 6.33. Przebiegi wybranych zmiennych stanu SI oraz estymowanej rezystancji stojana, rezystancji wirnika, reaktancji magnesującej i reaktancji rozproszenia stojana napędu bezczujnikowego z estymatorem uniwersalnym $\omega_m = 0,1 \omega_{mN}$, $m_o = 0,2 m_{oN}$

Rezystancja stojana w zakresie małych prędkości kątowych jest estymowana z bardzo dużym błędem, w związku z tym algorytm jej wyznaczania powinien włączać się po osiągnięciu określonej, minimalnej, prędkości kątowej (wynika to z wyko-

rzystania modelu napięciowego, który działa błędnie w zakresie małych prędkości). W badaniach założono, że próg ten wynosi $0,05 \omega_{mN}$.

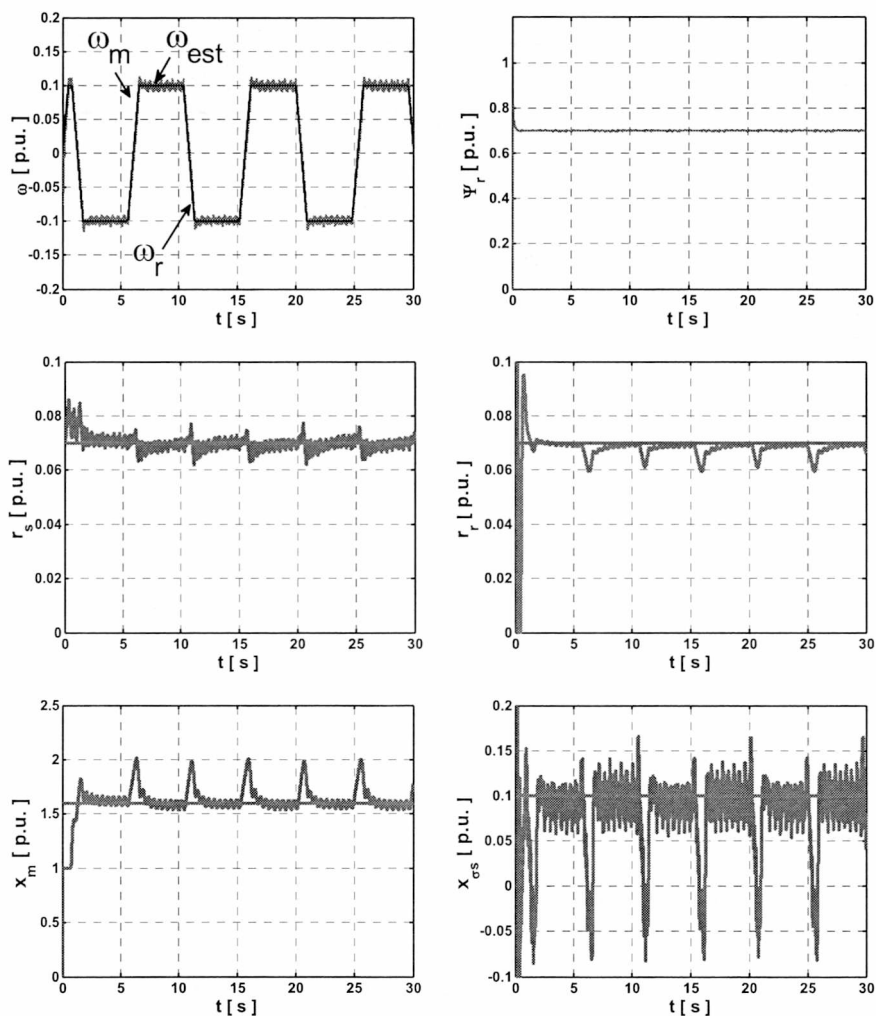


Rys. 6.34. Przebiegi wybranych zmiennych stanu SI oraz estymowanej rezystancji stojana, rezystancji wirnika, reaktancji magnesującej i reaktancji rozproszenia stojana napędu bezczujnikowego z estymatorem uniwersalnym $\omega_m = 0,1 \omega_{mN}$, $m_o = m_{oN}$

Podobnie mechanizm wyznaczania reaktancji magnesującej powinien być tak zabezpieczony, aby parametr przez niego estymowany mógł być wykorzystany tylko dla określonych prędkości. Wszystkie parametry podczas startu układu mają przypisane

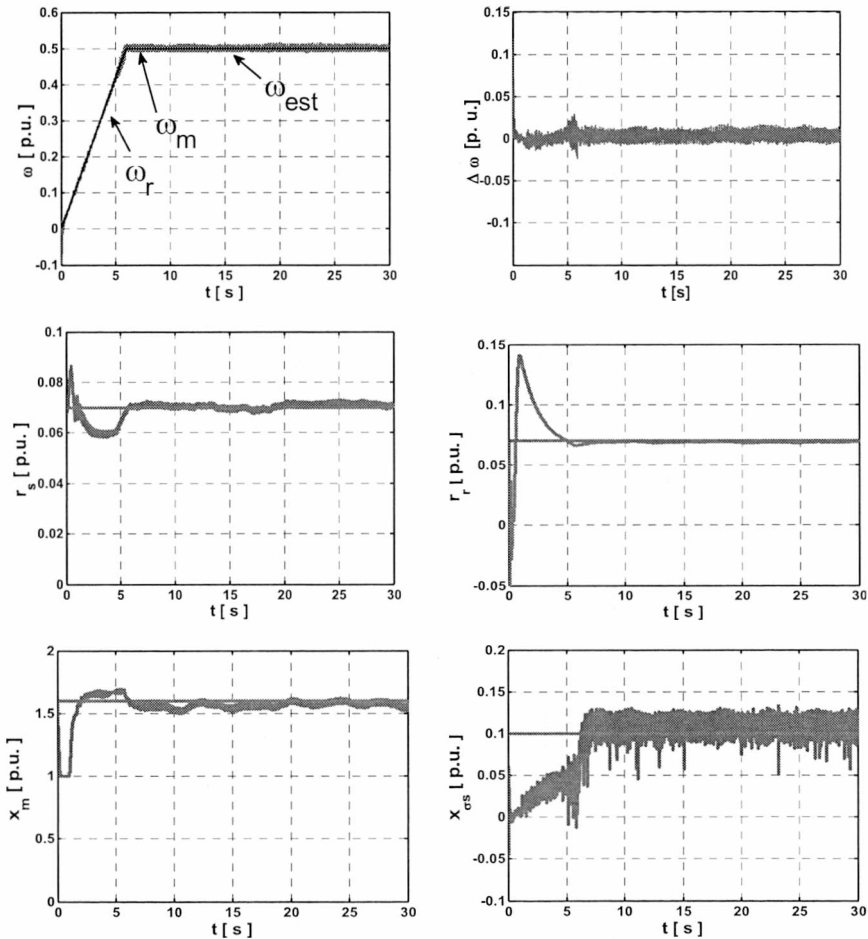
minimalne początkowe wartości, które zmieniają się po osiągnięciu określonej prędkości. Taki mechanizm zapobiega utracie stabilności estymatora.

Na rysunku 6.33 przedstawiono przebiegi wybranych zmiennych stanu SI oraz estymowanych parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego przez estymator uniwersalny przy pracy z prędkością 10% wartości znamionowej. Widoczne jest, że wszystkie wielkości pokrywają się z wartością rzeczywistą wyznaczoną za pomocą metody MULTITEST [46], [173].



Rys. 6.35. Przebiegi wybranych zmiennych stanu SI oraz estymowanej rezystancji stojana, rezystancji wirnika, reaktancji magnesującej i reaktancji rozproszenia stojana napędu bezczujnikowego z estymatorem uniwersalnym $\omega_m = \pm 0,1 \omega_{mN}$, $m_o = 0,2 m_{oN}$

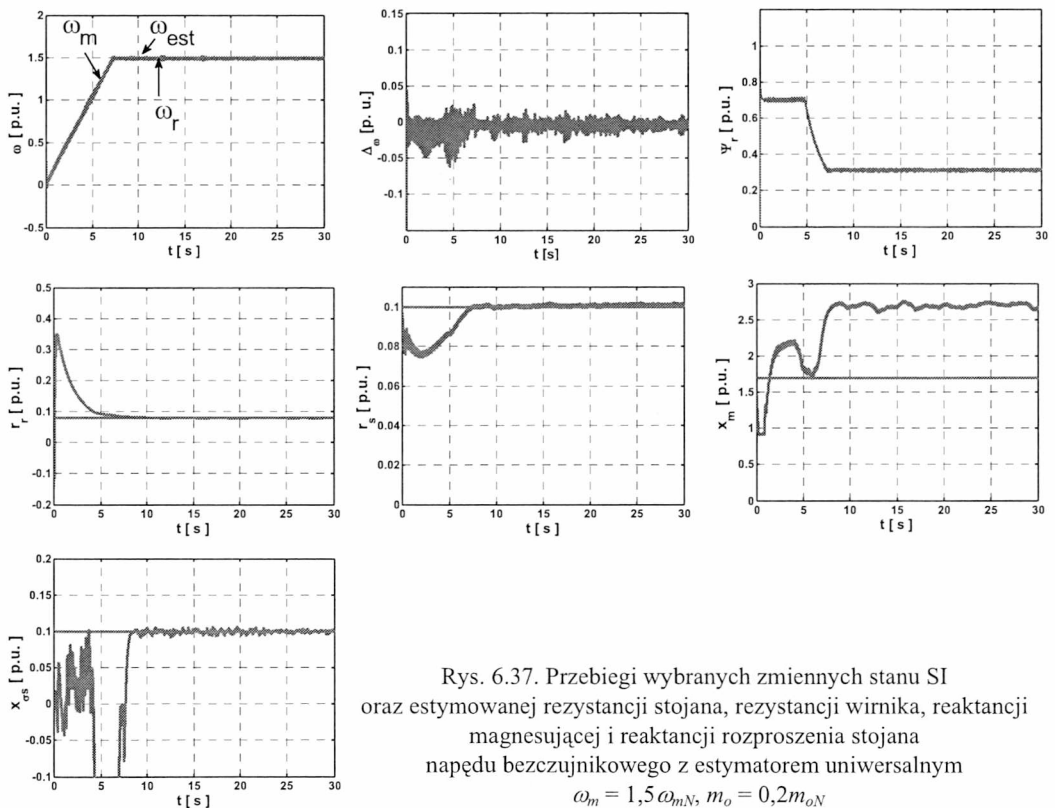
Na rysunku 6.34 przedstawiono przebiegi zmiennych stanu napędu beczukownikowego pracującego z prędkością $\omega_m = 0,1\omega_{mN}$ i pełnym momentem obciążenia. Strumień wirnika jest utrzymywany na poziomie wartości znamionowej, składowe prądu stojana zachowują się w sposób prawidłowy. Błąd odtworzenia prędkości oscyluje wokół zera. Wartość estymowana reaktancji magnesującej jest większa od wartości wyznaczonej podczas testu w stanie zatrzymanym, gdyż napęd pracuje pod obciążeniem. W tym wypadku wartość reaktancji magnesującej wzrasta. Podobnie jak poprzednio parametry schematu zastępczego SI są wyznaczone na właściwym poziomie.



Rys. 6.36. Przebiegi wybranych zmiennych stanu SI oraz estymowanej rezystancji stojana, rezystancji wirnika, reaktancji magnesującej i reaktancji rozproszenia stojana napędu beczukownikowego z estymatorem uniwersalnym $\omega_m = 0,5\omega_{mN}$, $m_o = 0,2m_{oN}$

Sprawdzono zachowanie się napędu podczas cyklicznych nawrotów dla prędkości odpowiadającej 10% wartości znamionowej. Wyniki tych testów przedstawiono na rys. 6.35. Prędkości pokrywają się, strumień jest utrzymywany na wartości zadanej. Parametry maszyny są wyznaczone w sposób ciągły, z tym że w stanach dynamicznych występują błędy ich identyfikacji. Największe błędy występują podczas identyfikacji reaktancji rozproszenia stojana i rezystancji wirnika. Można jednoznacznie stwierdzić, że estymatory tych parametrów muszą być wyłączane, gdy $d\omega/dt \neq 0$, co już wcześniej sygnalizowano. Wykazano, że napęd bezczujnikowy z estymatorem MRAS^{cc} i dodatkowymi estymatorami parametrów schematu zastępczego SI działa stabilnie dla małych prędkości kątowych, co jest istotne w napędach typu sensorless. Konieczna wydaje się także weryfikacja układu dla większych prędkości kątowych – bliskich wartości znamionowej i wartości znacznie ją przekraczających.

Na rysunku 6.36 przedstawiono proces rozruchu do prędkości 50% wartości znamionowej. Widać, że napęd działa także w tym zakresie prędkości kątowej, a parametry tak jak poprzednio estymowane są z niewielkimi błędami. Układ bezczujnikowy pracuje stabilnie także w zakresie osłabiania pola. Wyniki przedstawiono na rys. 6.37.



Rys. 6.37. Przebiegi wybranych zmiennych stanu SI oraz estymowanej rezystancji stojana, rezystancji wirnika, reaktancji magnesującej i reaktancji rozproszenia stojana napędu bezczujnikowego z estymatorem uniwersalnym

$$\omega_m = 1,5 \omega_{mN}, m_o = 0,2 m_{oN}$$

W zakresie osłabionego strumienia wyraźnie wzrasta reaktancja magnesująca – efekt ten związany jest z pracą w nieliniowej części charakterystyki magnesowania.

Przedstawione wyniki badań eksperymentalnych wskazują, że w stanach dynamicznych mechanizm wyznaczania parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego powinien być wyłączany. Problem ten dotyczy przede wszystkim wartości reaktancji rozproszona stojana.

6.6. Podsumowanie

Przedstawiono wyniki szczegółowych badań układu estymacji prędkości kątowej i strumienia wirnika silnika indukcyjnego podczas pracy w zmiennych warunkach i przy zmiennych parametrach maszyny. Mimo że estymator MRAS^{CC} charakteryzuje się stosunkowo niewielką wrażliwością na zmiany parametrów silnika, konieczne jest uzupełnienie go o dodatkowe algorytmy wyznaczania tych wielkości, gdy napęd ma pracować w szerokim zakresie wartości prędkości kątowej.

Estymatory parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego umożliwiają prawidłowe ich wyznaczenie w szerokim zakresie prędkości kątowej, nawet gdy ich zmiany – skokowe lub linowe – są duże. Testy symulacyjne i eksperymentalne pokazały, że mechanizmy te powinny być blokowane w stanach dynamicznych. Można jednoznacznie stwierdzić, że estymatory parametrów silnika indukcyjnego (x_m , r_s , r_r , x_{os}) w dużym stopniu wpływają na poprawę działania estymatora MRAS^{CC}.

Konieczne jest stosowanie algorytmu sekwencyjnego włączania poszczególnych estymatorów parametrów silnika w taki sposób, aby w danej chwili pracował tylko jeden z nich. Takie podejście gwarantuje stabilną pracę układu napędowego w całym zakresie prędkości kątowej. Próba wyznaczania wszystkich parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego spowodowałaby utratę stabilności estymatora (zarówno model prądowy strumienia wirnika, jak i estymator prądu stojana byłyby przestrajane zbyt wieloma parametrami jednocześnie).

Opracowany układ do wyznaczania parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego może być wykorzystany do współpracy z innym estymatorem prędkości kątowej, jednak należy zauważyć, że powinien on być w niewielkim stopniu wrażliwy na zmiany parametrów silnika, podobnie jak estymator MRAS^{CC}. Wykorzystanie tego systemu w najprostszych estymatorach może doprowadzić do utraty ich stabilności.

Opracowano system uniwersalny, który z powodzeniem może być użyty do różnych napędów, jest on prosty w budowie, wykorzystuje proste symulatory zmiennych stanu. Mimo występowania stosunkowo dużej liczby współczynników w modyfikowanym mechanizmie adaptacji prędkości kątowej jest stosunkowo łatwy do dostrojenia (kluczowe jest dobranie współczynników K_p i T_i) i gwarantuje stabilną pracę w różnych warunkach.

7. Uniwersalny estymator prędkości kątowej w bezczujnikowych trakcyjnych układach napędowych

7.1. Wprowadzenie

Do niedawna najpopularniejszymi silnikami w trakcyjnych układach napędowych były silniki prądu stałego. Przez wiele lat napędy te wyposażano w takie maszyny ze względu na możliwość płynnego sterowania momentem w szerokim zakresie prędkości obrotowej [39], [96], [137]. W napędach trakcyjnych najpowszechniej były wykorzystywane silniki szeregowo dzięki ich bardzo dobrym właściwościom regulacyjnym i korzystnej charakterystyce mechanicznej, przydatnej zwłaszcza w napędach wielosilnikowych.

Zachowało się wiele pojazdów szynowych, trolejbusów itp., które są napędzane silnikami prądu stałego. Niestety silniki te charakteryzują się dużą awaryjnością i wymagają częstych przeglądów eksploatacyjnych komutatora i szczotek. Znacznie bardziej niezawodne i o wiele prostsze konstrukcyjnie są silniki prądu przemiennego [96]. Maszyny te charakteryzują się dużo większą trwałością niż silniki prądu stałego, co minimalizuje problemy związane z eksploatacją układu napędowego. Silniki prądu stałego używane w napędach tramwajowych wymagają przeglądu przeciętnie raz w miesiącu, natomiast silniki prądu przemiennego – raz na 3 lata. Ścierające się elementy styków komutatorów stosowanych w silnikach prądu stałego muszą być okresowo wymieniane na nowe, natomiast przeglądy silników prądu przemiennego ograniczają się do sprawdzenia stanu izolacji i uzwojeń.

Mimo licznych zalet silniki prądu przemiennego nie były powszechnie stosowane ze względu na brak odpowiednich metod sterowania prędkością obrotową [39], [43], [96], [137], [213]. Wykorzystywane były jedynie do układów, w których prędkość obrotowa była stała. W trudnych warunkach, jakie występują w napędach trakcyjnych, potrzebne jest sterowanie silnika umożliwiające uzyskanie pełnej kontroli nad wszystkimi zachodzącymi w nim zjawiskami elektrycznymi i magnetycznymi [196].

Dzięki zastosowaniu algorytmów sterowania wektorowego [43], [168] w ostatnich latach napęd indukcyjny wyraźnie wygrywa konkurencję z silnikiem prądu stałego i nowe pojazdy trakcyjne są prawie wyłącznie wyposażane w napędy z silnikami prądu przemiennego [169].

W napędach trakcyjnych z powodzeniem można stosować zarówno metody bezpośredniego sterowania polowo zorientowanego (DFOC), jak i metody bezpośredniej regulacji momentu DTC [168], [169]. Ich wybór zależy od konkretnych wymagań stawianych napędowi i charakteru jego pracy. Większość obecnie stosowanych trakcyjnych układów napędowych wykorzystuje do prawidłowej pracy czujniki prędkości kątowej (najczęściej obrotowo-impulsowe). Czujniki te pracują w trudnych warunkach środowiskowych. Zakres temperatury waha się od $-30\text{ }^{\circ}\text{C}$ do około $100\text{ }^{\circ}\text{C}$, wilgotność jest bardzo duża. Czujniki są też narażone na uszkodzenia wynikające np. z występowania drgań mechanicznych spowodowanych ruchem pojazdu. Czynniki te powodują, że czujniki ulegają częstym awariom, powodując niewłaściwą pracę napędu lub całkowite jego unieruchomienie. Istotne jest wobec tego stosowanie w trakcyjnych układach napędowych redundancji sprzętowej lub programowej. Możliwe jest wykorzystanie estymatora prędkości kątowej jako układu pomocniczego, pracującego podczas awarii czujnika prędkości.

Ze względu na warunki pracy, inne w napędach trakcyjne niż w standardowych napędach przemysłowych (ogólnego przeznaczenia), mało jest praktycznych rozwiązań wykorzystujących technikę sensorless w pojazdach tego typu [17], [54], [55], [168], [169]. Napęd trakcyjny musi w sposób prawidłowy pracować w szerokim zakresie prędkości kątowej ($0-2\omega_{mN}$) [54], musi generować bardzo duży moment rozruchowy i moment hamujący ($0-4m_N$), powinien być odporny na zmiany lub wahania napięcia zasilającego (nawet w warunkach krótkotrwałego całkowitego zaniku napięcia) oraz na zmiany parametrów silnika, które w napędach tego typu są duże, a zwłaszcza dotyczy to indukcyjności magnesującej [55] (w obszarze osłabionego strumienia) oraz rezystancji stojana i wirnika. Układy te powinny pracować ze stałą, niewielką częstotliwością łączy ze względu na konieczność redukcji strat łączeniowych przemiennika częstotliwości, stopień zniekształcenia prądu fazowego powinien mieścić się w normach przyjętych dla napędów tego typu, tętnienia momentu powinny być jak najmniejsze. Rozwój napędów trakcyjnych typu sensorless [54], [55] jest zatem bardzo utrudniony. Konieczne wydaje się stosowanie takich estymatorów, które podołają wszystkim wymienionym problemom, gwarantując stabilną pracę napędu.

W niniejszym rozdziale przedstawiono badania eksperymentalne bezczujnikowego układu wektorowego sterowania DTC-SVM z estymatorem MRAS^{CC} (omówionym w poprzednich rozdziałach pracy):

- ze sprzężeniem od prędkości kątowej,
- bez jawnego sprzężenia od prędkości kątowej,

- w kompletnym napędzie trakcyjnym, tzn. w układzie, w którym nie występuje sprzężenie zwrotne od prędkości kątowej, a zmiany wartości zadanych są typowe dla napędów trakcyjnych,

- w stanach awaryjnych.

Wykonano testy typowe dla napędów trakcyjnych, które w sposób jednoznaczny umożliwiają ocenę prototypowego napędu. W szczególności skupiono się na:

- analizie pracy układu dla prędkości większych od prędkości znamionowej,
- analizie pracy układu w stanach dynamicznych – rozruch i hamowanie,
- sprawdzeniu działania napędu trakcyjnego z estymatorem MRAS^{CC},
- wykonaniu testów typowych dla trakcji miejskiej,
- analizie wpływu uszkodzenia czujnika prędkości na pracę napędu trakcyjnego,
- wpływie zapadów napięcia trakcji na pracę estymatora prędkości kątowej.

7.2. Struktura sterowania trakcyjnym układem napędowym z silnikiem indukcyjnym

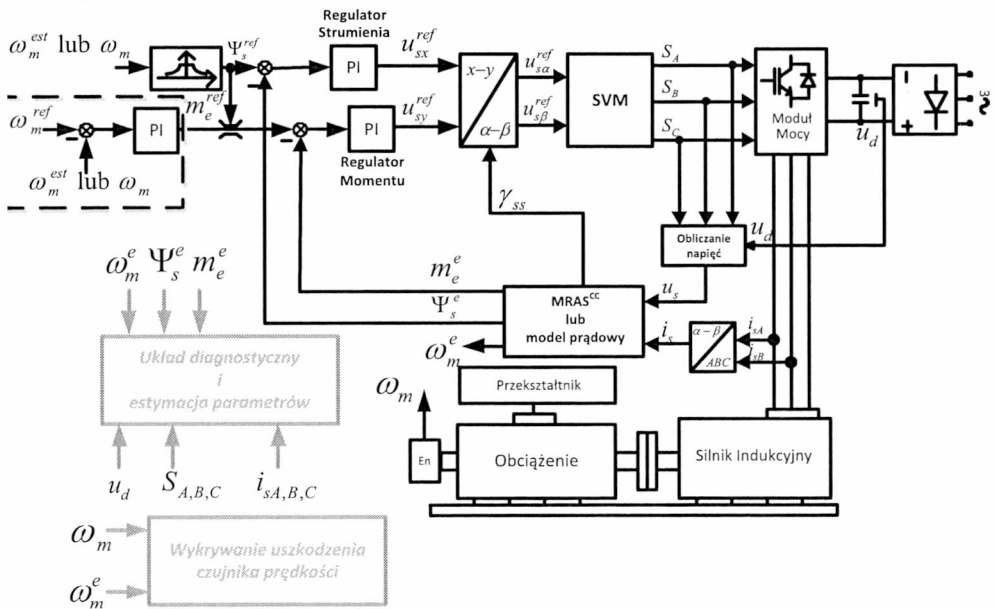
Jednym z podstawowych układów wektorowego sterowania SI w systemach trakcyjnych jest metoda bezpośredniego sterowania momentem DTC-SVM [39], [213]. Układ ten zapewnia stałą częstotliwość łączenia przemiennika częstotliwości, niewielkie zniekształcenia prądu fazowego dzięki wykorzystaniu techniki modulacji wektorowej, umożliwia pracę w szerokim zakresie prędkości i momentu obciążenia (modulator pozwala na pracę w obszarze liniowym, nieliniowym oraz na pracę blokową). Właściwości dynamiczne napędu sterowanego metodą DTC-SVM są wystarczające dla systemów trakcyjnych [213].

W większości napędów tego typu sterowanie odbywa się przez zmianę wartości zadanej momentu elektromagnetycznego przez operatora. Istnieją też rozwiązania, które pozwalają przełączać się między strukturą automatycznej regulacji prędkości kątowej a układami opartymi na ręcznym sterowaniu wartością momentu [158]. Niezależnie od taktyki sterowania wybranej przez użytkownika pojazdu do jego prawidłowej pracy niezbędna jest informacja o aktualnej wartości prędkości kątowej. Wykorzystywana jest ona w algorytmie osłabiania pola oraz w systemach diagnostycznych i decyzyjnych [168], [169]. Nieprawidłowe określenie prędkości kątowej może skutkować uszkodzeniem napędu lub zagrożeniem dla bezpieczeństwa pasażerów.

W związku z tym, że podstawowym wymaganiem systemu trakcyjnego jest stabilna praca w całym zakresie prędkości kątowej, konieczne jest wykorzystanie do estymacji strumienia stojana takich rozwiązań, które w wewnętrznej strukturze mają tę wielkość. Rozwiązania oparte na modelu napięciowym SI nie gwarantują stabilnej pracy w zakresie prędkości zerowej i nie powinny być wykorzystywane w napędach trakcyjnych [51].

W układzie z estymatorem MRAS^{CC} prędkość kątowna otrzymywana jest na wyjściu regulatora PI sterowanego estymowaną wartością strumienia wirnika i różnicą między mierzonym i obliczonym prądem stojana [43].

Jeżeli napęd pracuje ze sprzężeniem zwrotnym od mierzonej prędkości kątowej, do estymacji strumienia stojana wykorzystywany jest klasyczny model prądowy SI. Estymator MRAS^{CC} pracuje wówczas równolegle poza pętlą regulacji. Informacja o estymowanej wartości prędkości kątowej jest dostarczana w sposób ciągły do systemu diagnostycznego. W przypadku wystąpienia awarii czujnika obrotowo-impulsowego system automatycznie powinien przełączyć się na napęd bezczujnikowy. Na rysunku 7.1 przedstawiono schemat ideowy trakcyjnego układu bezpośredniego sterowania momentem DTC-SVM.



Rys. 7.1. Trakcyjny układ napędowy DTC-SVM z estymatorem MRAS^{CC} lub modelem prądowym SI

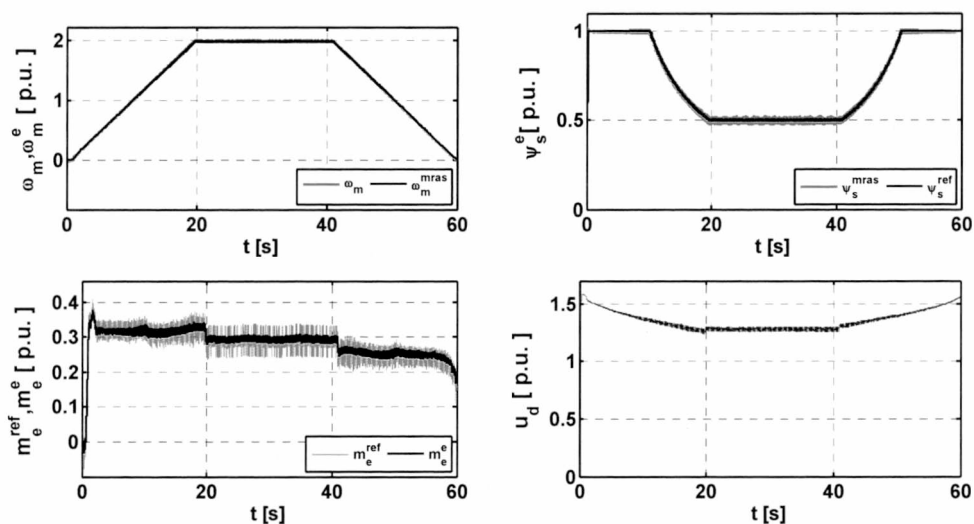
Wszystkie badania wykonano na stanowisku laboratoryjnym z silnikiem trakcyjnym o mocy 50 kW.

7.3. Analiza pracy bezczujnikowego układu napędowego sterowanego metodą DTC-SVM ze sprzężeniem zwrotnym od prędkości kątowej

W niniejszym rozdziale przedstawiono wybrane wyniki badań bezczujnikowego układu napędowego DTC-SVM ze sprzężeniem zwrotnym od prędkości kątowej. Do

estymacji tej zmiennej stanu wykorzystano estymator MRAS^{CC} wraz z układami optymalizacyjnymi przedstawionymi w poprzednich rozdziałach.

Na rysunku 7.2 przedstawiono przebiegi prędkości mierzonej i estymowanej oraz odpowiadające im przebiegi modułu strumienia stojana, momentu elektromagnetycznego i napięcia w obwodzie pośredniczącym podczas zmiany prędkości od zera do wartości $\omega_m = 2\omega_{mN}$. Wykazano, że układ sterowania działa poprawnie w całym zakresie prędkości kątowej i momentu obciążenia. Podczas długiego rozruchu według zadanej trajektorii z momentem obciążenia równym 50% wartości znamionowej ($m_N = 0,6$) napęd bezczujnikowy działa w sposób prawidłowy.



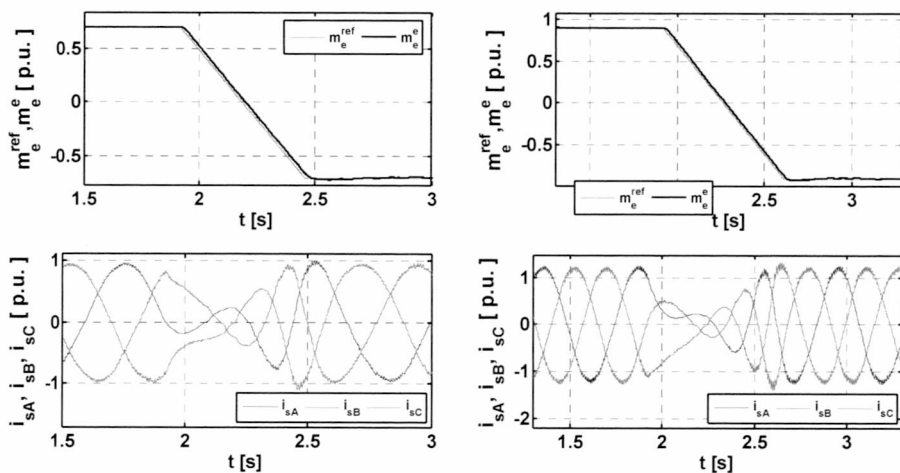
Rys. 7.2. Przebiegi eksperymentalne dla bezczujnikowego układu DTC-SVM z estymatorem MRAS^{CC} podczas procesu rozruchu, $\omega_m = 2\omega_{mN}$, $m_o = 0,5 m_{oN}$ (silnik 50 kW, struktura ze sprzężeniem prędkościowym)

Prędkość mierzona pokrywa się z wartością estymowaną, strumień stojana jest utrzymywany na zadanej wartości, która zmienia się w zakresie prędkości większych od prędkości znamionowej. Napięcie w obwodzie pośredniczącym obniża się podczas procesu rozruchu. W trakcie hamowania jego wartość się zwiększa. Układ napędowy zabezpieczono w ten sposób, aby po przekroczeniu 120% wartości znamionowej napięcia w obwodzie pośredniczącym włączany był rezystor hamowania.

Dokładną analizę pracy pełnego układu bezczujnikowego przedstawiono w poprzednich rozdziałach. W tym rozdziale zostaną zamieszczone wybrane wyniki badań eksperymentalnych układu napędowego sterowanego metodą DTC-SVM bez jawnego sprzężenia zwrotnego od prędkości kątowej. Taki typ sterowania jest wykorzystywany powszechnie w większości napędów tramwajowych i lokomotyw.

7.4. Analiza pracy bezczujnikowego układu napędowego sterowanego metodą DTC-SVM bez sprzężenia od prędkości kątowej

W niniejszym rozdziale przedstawiono wybrane wyniki badań bezczujnikowego układu wektorowego sterowania momentem silnika indukcyjnego bez jawnego sprzężenia zwrotnego od prędkości kątowej. Do estymacji strumienia stojana, momentu elektromagnetycznego oraz prędkości kątowej (niezbędnej w układzie osłabiania pola i w systemach diagnostycznych) wykorzystano zoptymalizowany estymator MRAS^{CC} (układ miał zoptymalizowany mechanizm adaptacji prędkości kątowej oraz estymatory parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego wraz z układem automatycznego przełączania). Celem przedstawionych testów było zbadanie możliwości generowania momentu elektromagnetycznego w strukturze DTC z estymatorem MRAS. Sprawdzone szybkość reakcji układu po zmiennym wymuszeniu momentu elektromagnetycznego.

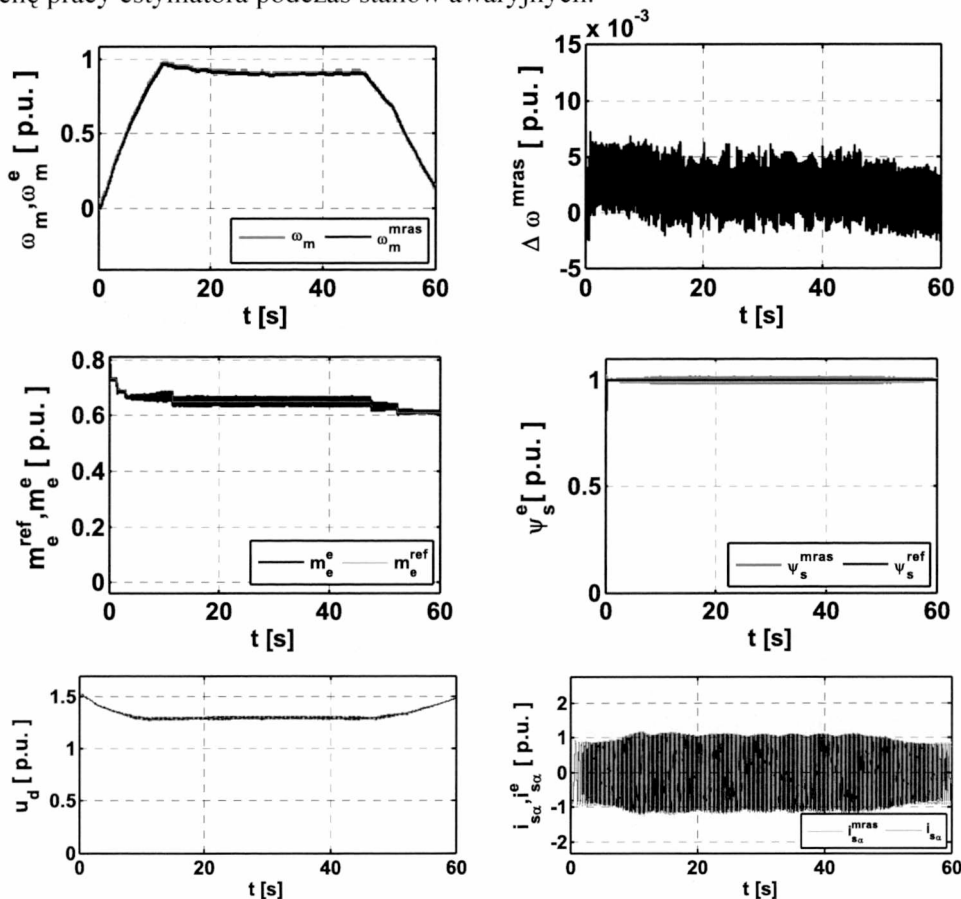


Rys. 7.3. Przebiegi eksperymentalne momentu elektromagnetycznego i prądów fazowych stojana podczas zmiany momentu zadanego: $m_e^{ref} = \pm 0,6$ (po lewej), $m_e^{ref} = \pm 0,9$ (po prawej) (silnik 50 kW)

Na rysunku 7.3 przedstawiono wybrane przebiegi momentu elektromagnetycznego i prądów fazowych stojana dla bezczujnikowego układu napędowego z estymatorem typu MRAS podczas wymuszenia momentu o wartości $m_e^{ref} = \pm 0,6$ (moment znamionowy) oraz $m_e^{ref} = \pm 0,9$. Widoczne jest, że układ działa poprawnie także dla momentów przekraczających moment znamionowy silnika (Załącznik 1). Przebieg prądu stojana ma charakter sinusoidalny zgodny z aktualną, zadaną wartością momen-

tu elektromagnetycznego. Zmiana momentu elektromagnetycznego jest dokonywana po określonej trajektorii w celu zilustrowania jakości estymacji momentu elektromagnetycznego w stanach przejściowych.

W kolejnej części niniejszego rozdziału przedstawiono wybrane wyniki badań trakcyjnego układu bezczujnikowego podczas wykonywania testów typowych dla trakcji miejskiej. Wykonano między innymi testy startu z różnymi przyspieszeniami, testy hamowania, jazdy na podhamowaniu. Wykonano także badania umożliwiające ocenę pracy estymatora podczas stanów awaryjnych.

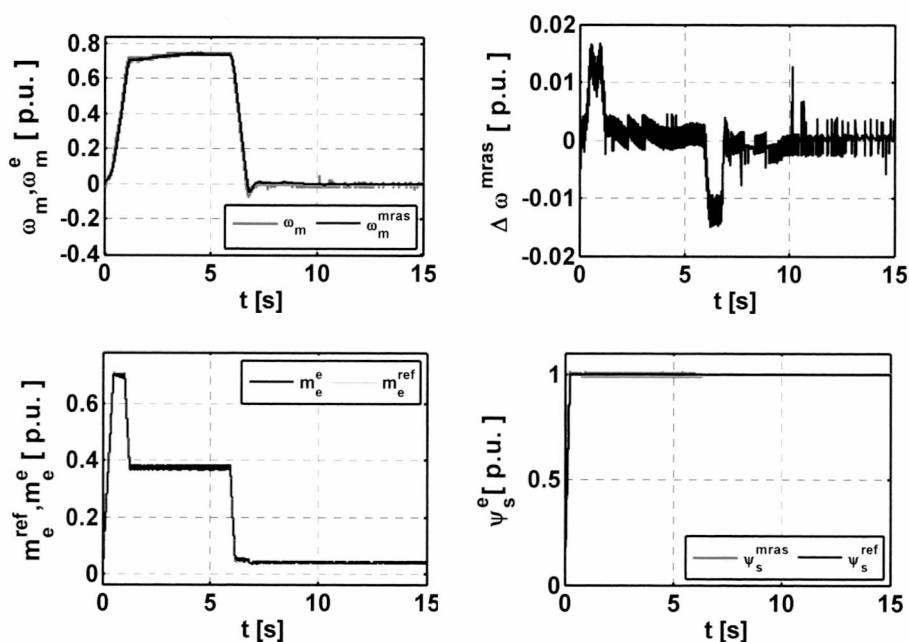


Rys. 7.4. Przebiegi eksperymentalne dla bezczujnikowego układu DTC-SVM z estymatorem MRAS^{CC} podczas procesu rozruchu i hamowania, $\omega_m = \omega_{mN}$, $m_o = m_{oN}$ (silnik 50 kW)

Na rysunku 7.4 przedstawiono wyniki pracy bezczujnikowego układu wektorowego sterowania DTC-SVM z uniwersalnym estymatorem MRAS^{CC} podczas rozruchu do prędkości bliskiej wartości znamionowej z pełnym momentem obciążenia. Napęd

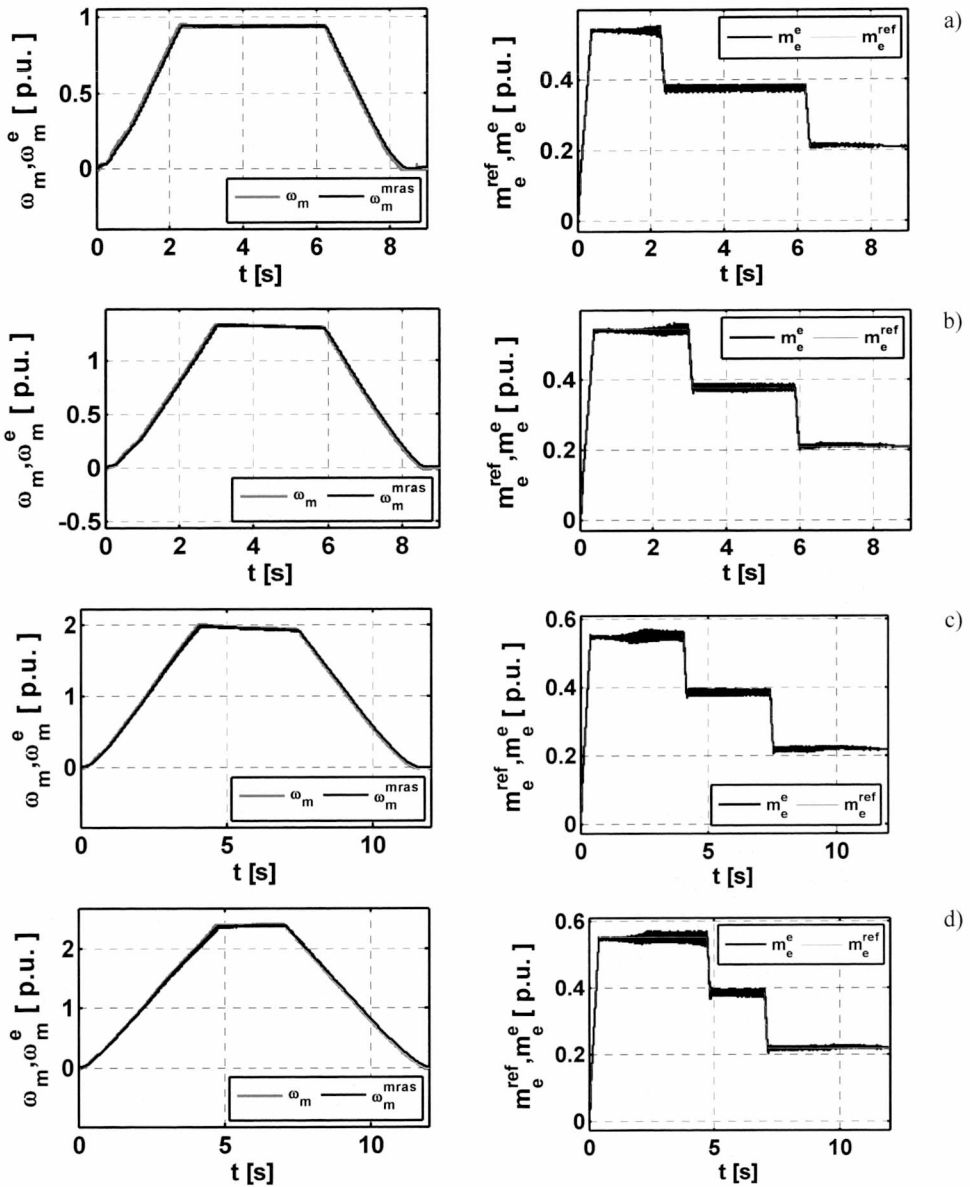
płynnie reaguje na zmieniający się moment zadany. Dla wartości większej od momentu obciążenia odbywa się proces rozruchu. W zależności od siły ciągu rozruch ten może przebiegać z różnym przyspieszeniem. Strumień stojana jest regulowany w sposób prawidłowy, wartość estymowana pokrywa się z wartościąadaną. Błąd odtworzenia prędkości kątowej jest bliski zeru. Napęd po zmniejszeniu momentu zadanego pracuje w tzw. podhamowaniu – prędkość nieznacznie się zmniejsza. Podczas rozruchu napięcie w obwodzie pośredniczącym ulega zmniejszeniu, podczas hamowania zaczyna wzrastać. Zarówno prędkość kątowa, jak i strumień są poprawnie estymowane.

Układ napędowy sprawdzono dla bardzo dużych przyspieszeń (poniżej 4 m/s^2). Podczas takich testów istotne jest, aby napęd pracował w sposób prawidłowy, a zmienne stanu były perfekcyjnie regulowane. Prędkość kątowa musi być estymowana z bardzo dużą dynamiką, aby możliwe było zarejestrowanie niedopuszczalnych stanów pracy napędu.



Rys. 7.5. Przebiegi eksperymentalne dla bezczujnikowego układu DTC-SVM z estymatorem MRAS^{CC} podczas rozruchu do $\omega_m = 0,75 \omega_{mN}$ i hamowania, $m_o = 0,75 m_{oN}$ (silnik 50 kW)

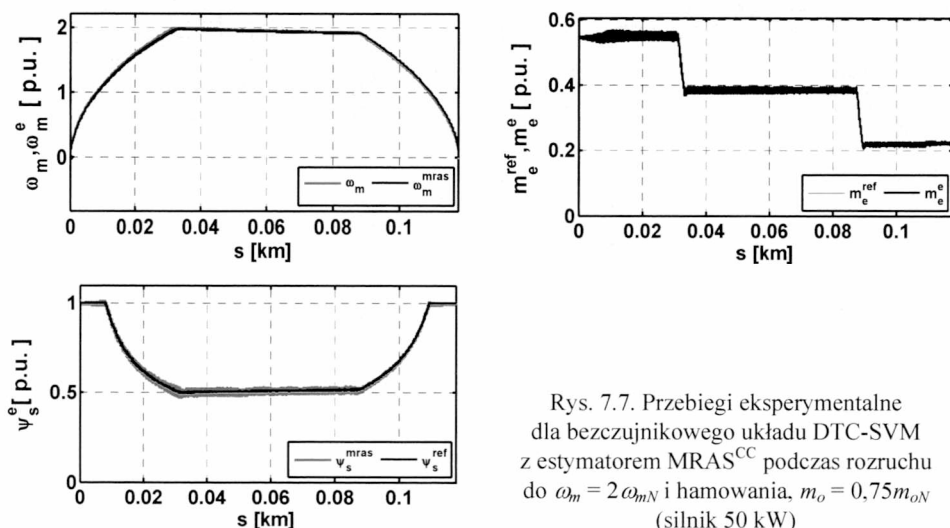
Na rysunku 7.5 przedstawiono start napędu z przyspieszeniem przekraczającym 2 m/s^2 . Prędkość estymowana pokrywa się z wartością mierzoną, strumień utrzymywany jest na znamionowej, stałej, wartości. Układ pracuje z momentem równym 75% wartości znamionowej. Pomimo bardzo dużej dynamiki układ napędowy działa prawidłowo. Podczas tak szybkich zmian prędkości kątowej (momentu) estymatory klasyczne, wykorzystujące filtrację prędkości lub innych zmiennych stanu, z reguły zawodzą.



Rys. 7.6. Przebiegi eksperymentalne dla bezczujnikowego układu DTC-SVM z estymatorem MRAS^{CC} podczas procesu rozruchu i hamowania, $m_o = 0,75m_{oN}$ $\omega_m = \omega_{mN}$ (a), $\omega_m = 1,2\omega_{mN}$ (b), $\omega_m = 2\omega_{mN}$ (c), $\omega_m = 2,5\omega_{mN}$ (d) (silnik 50 kW)

Na rysunku 7.6 przedstawiono proces rozruchu bezczujnikowego układu wektorowego sterowania DTC-SVM z estymatorem MRAS^{CC} dla przyspieszeń ok. $1,6 \text{ m/s}^2$. Badania przeprowadzono dla różnych prędkości kątowych $\omega_m = \omega_{mN}$ – rys. 7.6a, $\omega_m = 1,2\omega_{mN}$ – rys. 7.6b, $\omega_m = 2\omega_{mN}$ – rys. 7.6c, $\omega_m = 2,5\omega_{mN}$ – rys. 7.6d.

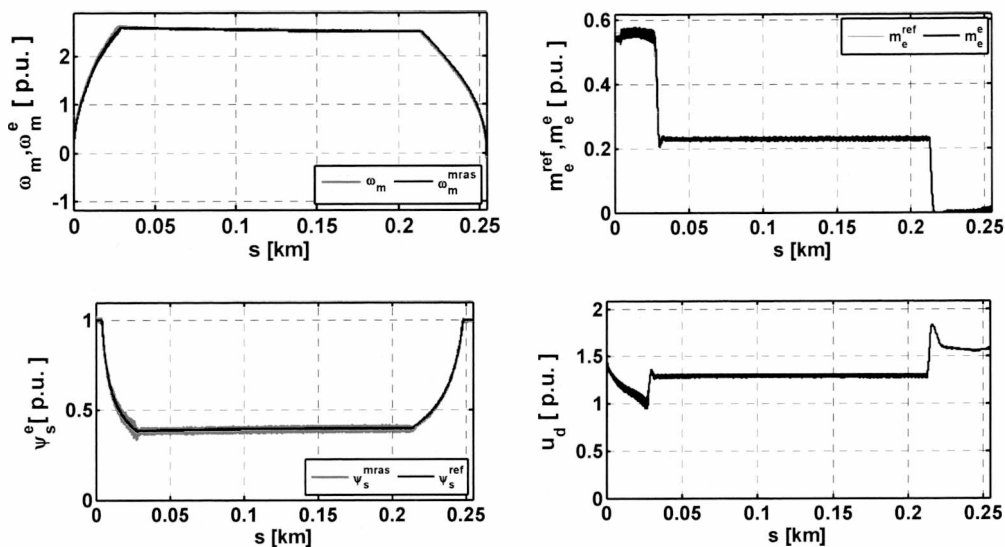
Niezależnie od tego, do jakiej prędkości napęd jest rozpędzany, moment estymowany jest zgodny z wartością zadaną, prędkość mierzona i estymowane są identyczne. Gdy prędkość kątowa (estymowana wartość) przekracza wartość znamionową, strumień zadany się zmniejsza zgodnie z założeniami teoretycznymi (rys. 7.7).



Rys. 7.7. Przebiegi eksperymentalne dla bezczujnikowego układu DTC-SVM z estymatorem MRAS^{CC} podczas rozruchu do $\omega_m = 2\omega_{mN}$ i hamowania, $m_o = 0,75m_{oN}$ (silnik 50 kW)

Na rysunku 7.7 przedstawiono przebiegi ilustrujące zmianę wybranych zmiennych stanu układu napędowego sterowanego metodą DTC-SVM ze zmodyfikowanym estymatorem MRAS^{CC} w funkcji przebytej drogi. Badania te pozwalają na ocenę pracy napędu sterowanego w sposób momentowy, jego właściwości dynamicznych i regulacyjnych. Przedstawiono proces rozruchu napędu do $\omega_m = 2\omega_{mN}$ i hamowania z $m_o = 0,75m_{oN}$. Przyspieszenie napędu jest znacznie większe niż wymagane w odpowiednich przepisach dotyczących napędów trakcyjnych. Napęd uzyskuje prędkość znamionową na odcinku około 10 m, prędkość dwukrotną na odcinku 30 m. Proces hamowania przebiega równie szybko. Na rysunku 7.8 przedstawiono podobny proces z jeszcze większą dynamiką. Napęd rozpędzany jest do prędkości $\omega_m = 2,5\omega_{mN}$.

Na rysunku 7.9 przedstawiono przebiegi prędkości mierzonej, estymowanej, momentu elektromagnetycznego, strumienia stojana podczas zmiany momentu odpowiadającej przejazdowi pomiędzy przystankami.

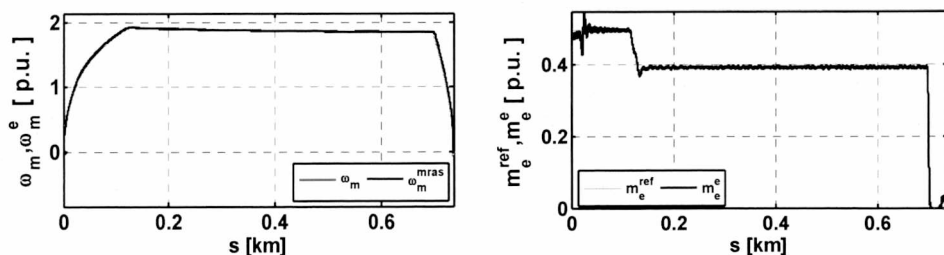


Rys. 7.8. Przebiegi eksperymentalne dla bezczujnikowego układu DTC-SVM z estymatorem MRAS^{CC} podczas procesu rozruchu do $\omega_m = 2,5\omega_{mN}$ i hamowania, $m_o = 0,4m_{oN}$ (silnik 50 kW)

Pojazd osiąga prędkość przejazdową (około $2\omega_{mN}$) na dystansie 150 m. Na odcinku około 500 m porusza się ze stałą prędkością ok. 60 km/h. Następnie wykonywane jest szybkie hamowanie. Napęd pracuje z momentem obciążenia równym 75% wartości znamionowej.

Można zauważyć na rys. 7.7–7.9, że strumień stojana ulega osłabieniu w momencie, gdy prędkość estymowana przekroczy wartość znamionową.

Wykazano zatem, że zaproponowany estymator prędkości kątowej MRAS^{CC} z uwzględnieniem zmian przedstawionych w niniejszej monografii doskonale sprawdza się w trudnych, trakcyjnych warunkach pracy.



Rys. 7.9. Przebiegi eksperymentalne dla bezczujnikowego układu DTC-SVM z estymatorem MRAS^{CC} podczas procesu rozruchu do $\omega_m = 2,0\omega_{mN}$ i hamowania, $m_o = 0,75m_{oN}$ (silnik 50 kW)

Właściwości dynamiczne osiągnęte przez napęd są na bardzo wysokim poziomie (dzięki zastosowaniu bezpośredniej kontroli momentu). Dzięki temu, że w układzie trakcyjnego bezczujnikowego układu napędowego zastosowano uniwersalny estymator prędkości i strumienia $MRAS^{CC}$, możliwa jest stabilna praca w szerokim zakresie prędkości i momentu obciążenia. Praktycznie we wszystkich omówionych przypadkach błąd estymacji prędkości nie przekracza kilku procent wartości znamionowej (z wyjątkiem stanów dynamicznych). Estymacja zmiennych stanu przebiega w sposób prawidłowy we wszystkich analizowanych przypadkach. Zastosowanie innego estymatora prędkości kątovej (opartego na prostych symulatorach) nie umożliwiłoby stabilnej pracy w całym zakresie prędkości kątovej [55], [58]. Wynika to z faktu, że układy te są bardzo wrażliwe na zmiany lub błędną identyfikację parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego (zmiana parametrów o 10–20% może doprowadzić do ich niestabilnej pracy), które w układach trakcyjnych ulegają szczególnie dużym zmianom (w szczególności reaktancja magnesująca i rezystancja stojana). Uzupełnienie takich symulatorów zaproponowanym w poprzednim rozdziale systemem identyfikacji parametrów maszyny nie poprawiłoby ich działania ze względu na to, że odtwarzanie ich odbywa się także z pewnym określonym błędem, który w skrajnym wypadku może doprowadzić do niestabilnej pracy całego napędu bezczujnikowego (błędy odtwarzania mogą wynieść nawet 20% w stanach dynamicznych).

Można więc stwierdzić, że zastosowanie metody bezczujnikowej z uniwersalnym estymatorem $MRAS^{CC}$ w systemach trakcyjnych jest możliwe bez jakiegokolwiek ryzyka związanego z możliwością utraty stabilności napędu lub jego wrażliwości na zmienne warunki pracy. Układ taki powinien być aplikowany we wszystkich nowych tramwajach jako uzupełnienie standardowego algorytmu sterowania opartego na pomiarze prędkości kątovej, zwiększając jego bezpieczeństwo i niezawodność.

7.5. Analiza pracy trakcyjnego układu napędowego w stanach awaryjnych

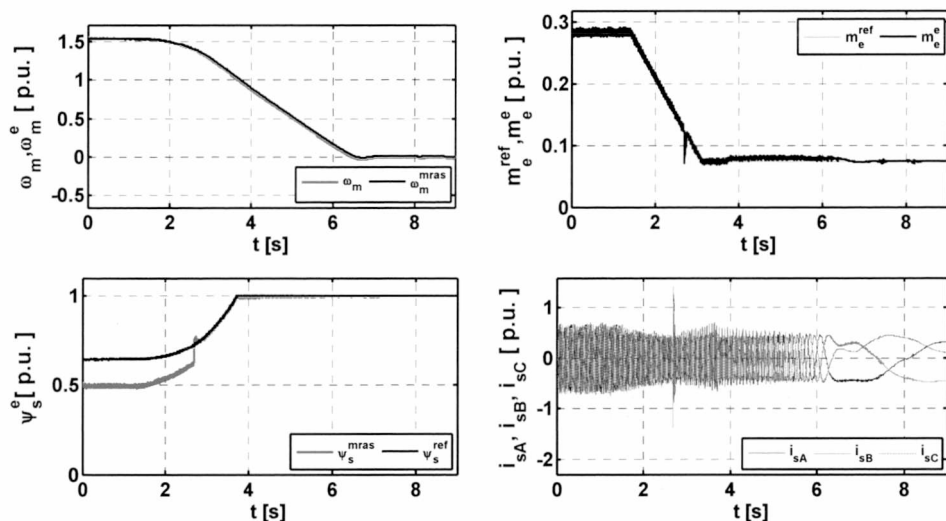
W niniejszym rozdziale przedstawiono wybrane wyniki badań eksperymentalnych bezczujnikowego układu wektorowego sterowania DTC-SVM w stanach awaryjnych. Wykonano badania eksperymentalne ilustrujące możliwości wykorzystania opracowanego uniwersalnego estymatora $MRAS^{CC}$ jako redundantnego układu do wyznaczania prędkości kątovej (podstawy teoretyczne opisujące sposób wykrywania uszkodzenia opisano w kolejnych rozdziałach).

Założono, że napęd trakcyjny sterowany metodą DTC-SVM pracuje bez sprzężenia od prędkości kątovej. W mechanizmie osłabiania pola i w systemach diagnostycznych wykorzystano wartość prędkości mierzonej. Strumień stojana (i wirnika) esty-

mowany jest przez model prądowy. Estymator prędkości MRAS^{CC} pracuje natomiast niezależnie jako redundantny estymator prędkości kątowej. Prędkość i strumień z tego układu są podawane na wejście systemu diagnostycznego, który w razie wystąpienia awarii może przełączyć napęd w tryb bezczujnikowy z estymatorem MRAS^{CC}. Schemat poglądowy takiej struktury przedstawiono na rys. 7.1.

Wykonano symulację uszkodzenia czujnika pomiaru prędkości w różnych momentach pracy napędu. System diagnostyczny opracowano w taki sposób, aby w jak najkrótszym czasie przełączyć się na tryb bezczujnikowy.

Na rysunku 7.10 przedstawiono pracę napędu podczas hamowania z prędkości 150% wartości znamionowej do zera. W chwili $t = 3$ s zasymulowano uszkodzenie czujnika pomiaru prędkości. System diagnostyczny przełączył strukturę na tryb bezczujnikowy. Informacja o wartości prędkości kątowej, niezbędna w układzie napędowym i estymatorze strumienia stojana była podawana z wyjścia estymatora MRAS^{CC}, który wcześniej w sposób równoległy pracował w układzie.



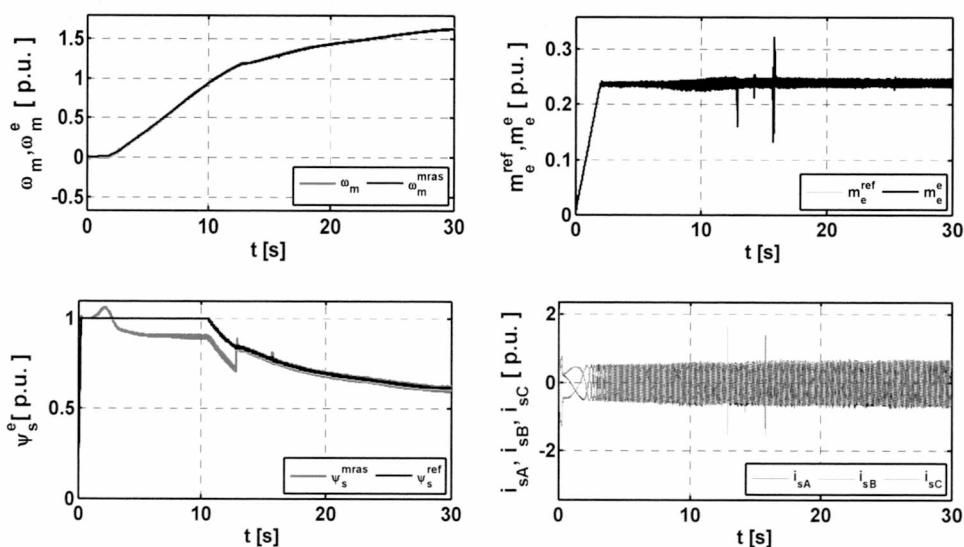
Rys. 7.10. Przebiegi eksperymentalne dla bezczujnikowego układu DTC-SVM (awaria czujnika prędkości w chwili $t = 3$ s) dla procesu hamowania z $\omega_m = 1,5\omega_{mN}$, $m_o = 0,5m_{oN}$ (silnik 50 kW)

Podczas całego cyklu pracy wartość mierzona i estymowana prędkości pokrywają się, mimo że estymator nie jest wpięty do toru sterowania (do 3. s). Strumień stojana jest estymowany z niewielkim błędem, gdy do sprzężenia zwrotnego wykorzystywana jest wartość z innego modelu. Wynika to z niedokładnego oszacowania parametrów maszyny indukcyjnej. Na takie błędy model prądowy użyty do obliczania strumienia stojana jest bardzo wrażliwy (rezystancja wirnika i reaktancja magnesująca).

Po włączeniu do wewnętrznej pętli sprzężenia zwrotnego estymatora MRAS^{CC}, składowe strumienia są estymowane w sposób prawidłowy (w układzie wykorzystano także dodatkowe estymatory parametrów silnika).

Podczas zmiany estymatora (z czujnika prędkości na estymator MRAS^{CC}) widoczny jest delikatny impuls momentu estymowanego oraz prądu stojana (wartość ta nie przekracza dwukrotnej wartości prądu znamionowego i nie spowoduje zadziałania zabezpieczeń nadprądowych w komercyjnych przemiennikach częstotliwości).

Podobne badania wykonano podczas procesu rozruchu z prędkości zerowej do prędkości znacznie przekraczającej wartość znamionową (rys. 7.11). Symulację awarii czujnika prędkości wykonano w chwili najbardziej niekorzystnej – podczas procesu osłabiania strumienia.



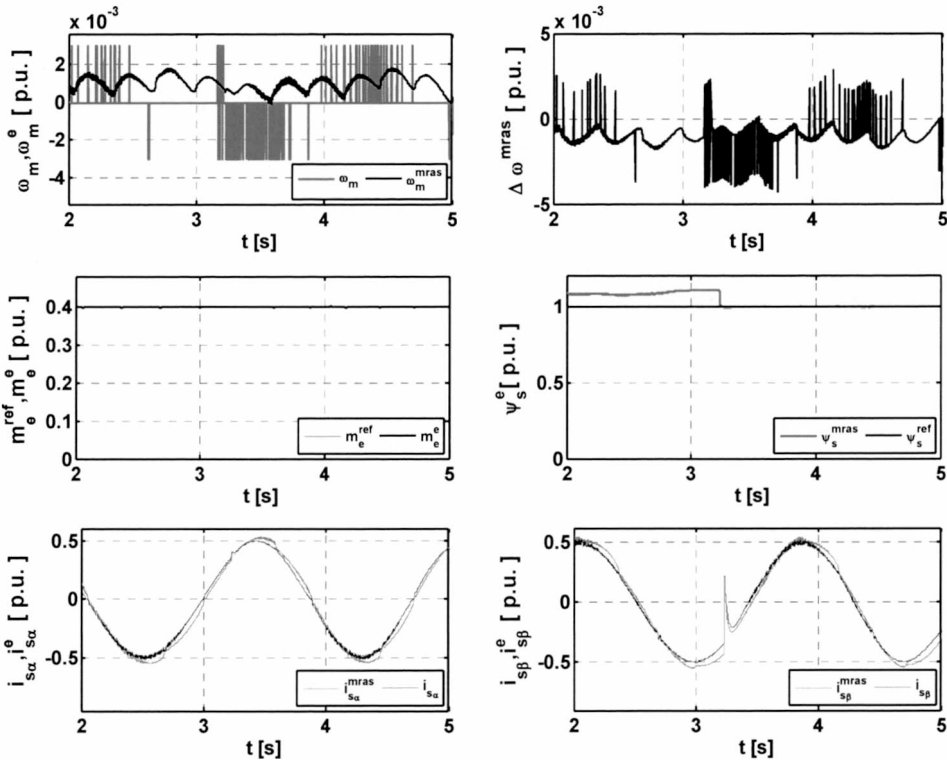
Rys. 7.11. Przebiegi eksperymentalne dla bezczujnikowego układu DTC-SVM (awaria czujnika prędkości w chwili $t = 16$ s) dla procesu rozruchu do $\omega_m = 1.6 \omega_{mN}$, $m_o = 0.4 m_{oN}$ (silnik 50 kW)

Tak jak poprzednio widoczne jest poprawne przejście z trybu pomiarowego do bezczujnikowego. Nie występują oscylacje prędkości ani nieciągłości spowodowane awarią czujnika. Impulsy są widoczne jedynie na przebiegu estymowanego momentu elektromagnetycznego i prądu stojana. Wynikają one (tak jak poprzednio) z niewłaściwego oszacowania parametrów maszyny, których skutkiem są różne wyniki estymacji strumienia stojana przez model prądowy i estymator MRAS^{CC} (który na bieżąco wyznacza parametry silnika).

Podobny test wykonano dla pracy z prędkością zerową i momentem obciążenia. Taki przypadek jest najbardziej niekorzystny pod względem estymacji prędkości ką-

towej i ma on ogromne znaczenie dla bezpieczeństwa całego napędu (wystąpienie awarii czujnika dla prędkości zero jest jednak najmniej prawdopodobne). Wyniki tej analizy przedstawiono na rys. 7.12.

Jak wynika z analizy przedstawionej na rys. 7.12, estymowana prędkość kątowa pokrywa się z wartością mierzoną, składowe prądu stojana odtwarzane są także w sposób zadowalający. Po załączeniu w chwili $t = 3.2s$ do struktury sterowania sygnału strumienia stojana otrzymywanego na wyjściu estymatora MRAS^{CC} (zależnego od estymowanej prędkości), także ta wielkość kontrolowana jest z niewielkim błędem.



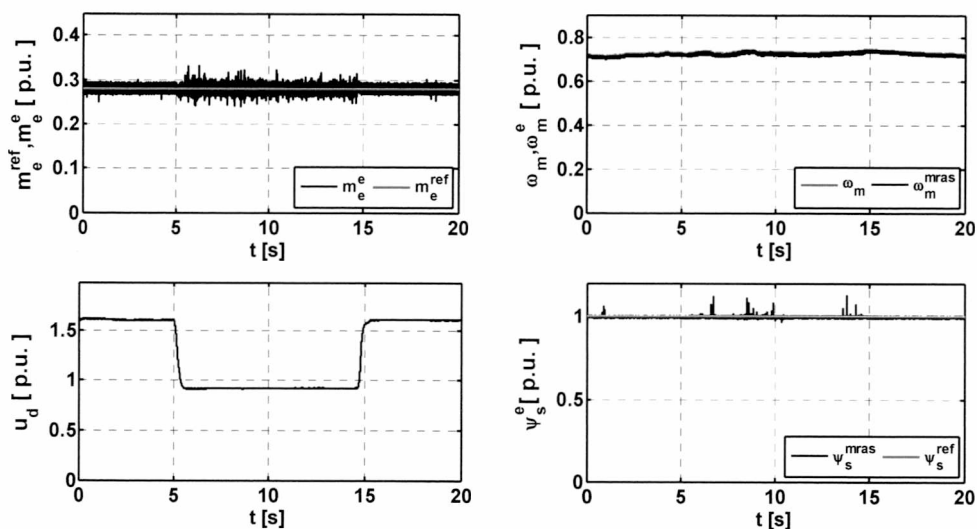
Rys. 7.12. Przebiegi eksperymentalne dla bezczujnikowego układu DTC-SVM (awaria czujnika prędkości w chwili $t = 3,3$ s) dla $\omega_m = 0$ ω_{mN} , $m_o = 0,6m_{oN}$ (silnik 50 kW)

Można stwierdzić, że estymator MRAS^{CC} działa prawidłowo również w sytuacji, gdy nie jest włączony do struktury sterowania. W związku z tym może być wykorzystany jako redundantny system zapewniający bezpieczeństwo napędu. Podczas przejścia z trybu pomiarowego do trybu bezczujnikowego nie występują anomalie, które mogłyby być odczuwalne przez podróżnych lub mogłyby zaszkodzić maszynie.

W kolejnych testach przedstawiono wpływ zmian (zapadów) napięcia zasilającego na pracę napędu bezczujnikowego. Takie badania są istotne ze względu na rzeczywiste systemy zasilające, w których napięcie może zmieniać się w bardzo szerokim zakresie.

Przyczyną zapadów w sieci zasilającej mogą być między innymi przeciążenia spowodowane przejazdem kilku tramwajów na jednym odcinku, zasilanym z jednego źródła. Istotne jest więc, aby napęd był w jak najmniejszym stopniu podatny na takie zakłócenia. W praktycznych rozwiązaniach trakcyjnych wprowadza się układy logiczne, które podczas zapadów napięcia w trakcji wymuszają hamowanie napędu i tym samym ładowanie baterii kondensatorów znajdujących się w obwodzie pośredniczącym.

Celem badań autora była analiza odporności opracowanego estymatora MRAS na skrajne warunki pracy. W badaniach nie uwzględniono systemów zapewniających utrzymanie stałej wartości napięcia w obwodzie pośredniczącym. Założono więc, że system odpowiedzialny za ten proces nie występuje lub działa nieprawidłowo.

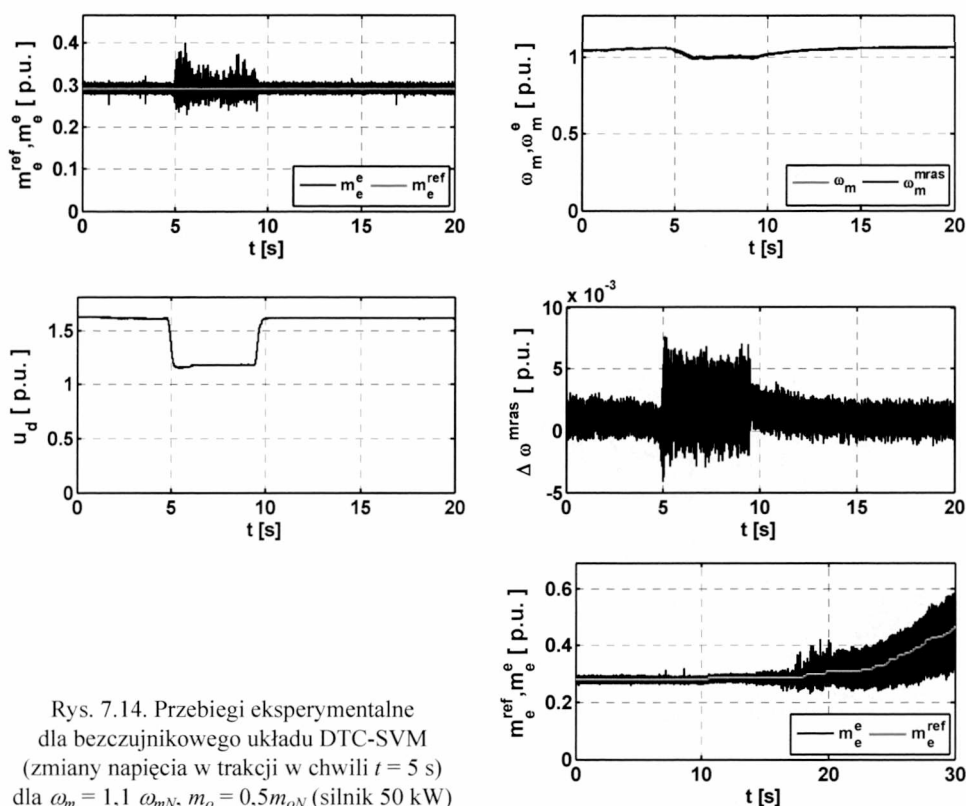


Rys. 7.13. Przebiegi eksperymentalne dla bezczujnikowego układu DTC-SVM (zmiany napięcia w trakcji w chwili $t = 5$ s) dla $\omega_m = 0,7$ ω_{mN} , $m_o = 0,5m_{oN}$ (silnik 50 kW)

Gdy zapady napięcia są niewielkie (do 30% wartości znamionowej) i napęd pracuje ze stosunkowo niedużą prędkością, mają one niewielki wpływ na pracę napędu. Układ jest w stanie wygenerować moment niezbędny do utrzymania aktualnej prędkości kątowej (rys. 7.13). Napęd działa także podczas osłabiania pola podczas zapadów napięcia (rys. 7.14). Błąd odtworzenia prędkości jest bliski zera. W chwili zapadu napięcia w sieci trakcyjnej prędkość zmniejsza się o około 2%, zwiększeniu ulega też błąd odtworzenia prędkości kątowej (do ok 0,4%). Spowodowane jest to niewystarczają-

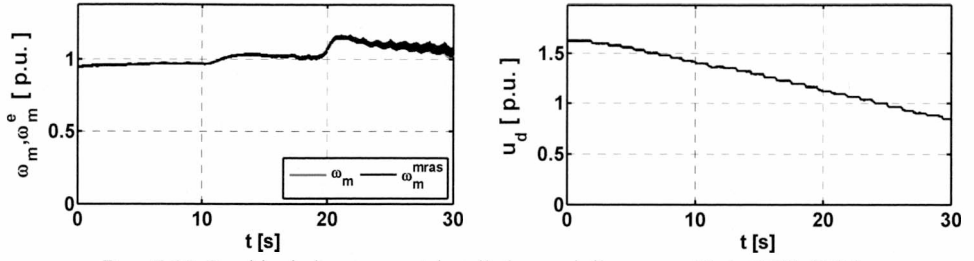
jącą ilością energii potrzebnej do utrzymania stałej prędkości silnika (przy niezmiennym momencie obciążenia).

Mimo że moment jest estymowany w sposób prawidłowy, napięcie w obwodzie pośredniczącym jest zbyt małe, aby możliwe było utrzymanie jego rzeczywistej wartości na stałym poziomie. Strumień maszyny się zmniejsza i zmniejsza się generowany moment silnika. W strukturze sterowania strumień estymowany jest utrzymywany na stałej, błędnej, wartości. Możliwe jest jednak kontrolowanie momentu i prędkości przez motorniczego (podczas spadku napięcia) przez płynną regulację momentu zadanego w strukturze sterowania.

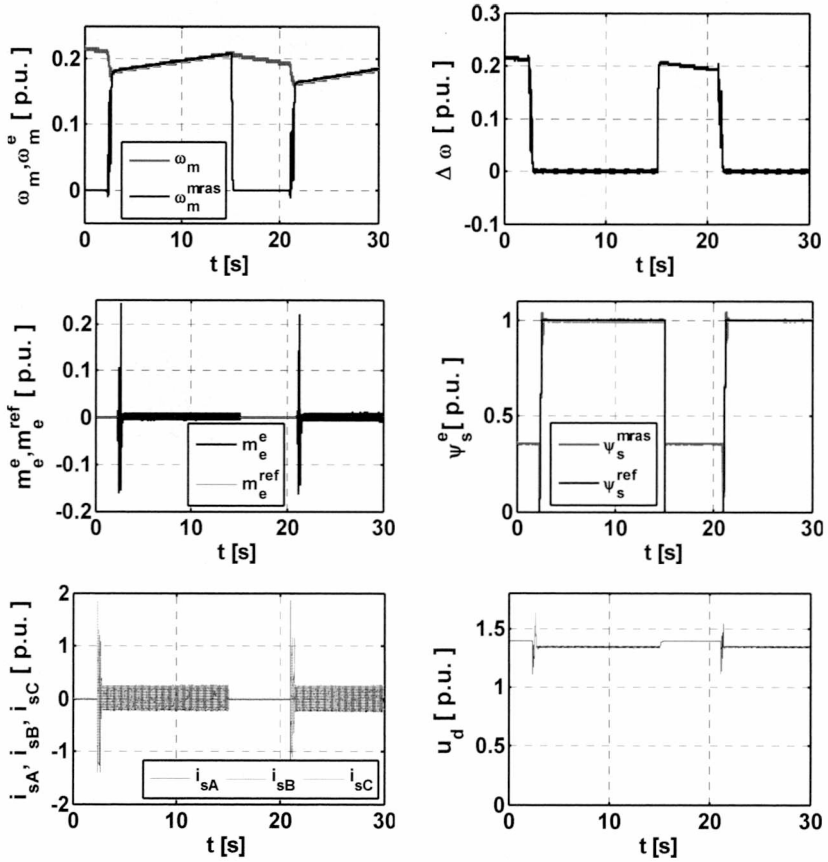


Rys. 7.14. Przebiegi eksperymentalne dla bezczujnikowego układu DTC-SVM (zmiany napięcia w trakcji w chwili $t = 5$ s) dla $\omega_m = 1,1$, ω_{mN} , $m_o = 0,5m_{oN}$ (silnik 50 kW)

Na rysunku 7.15 zilustrowano sytuację, gdy napięcie w obwodzie pośredniczącym zaczyna się zmniejszać. Widząc to, motorniczy może zareagować i zwiększyć moment i napęd może wówczas pracować stabilnie nawet w warunkach 50% spadku napięcia. Jednak estymowana wartość momentu elektromagnetycznego jest wówczas większa od rzeczywistego momentu generowanego przez silnik indukcyjny wskutek zmniejszenia strumienia maszyny.



Rys. 7.15. Przebiegi eksperymentalne dla bezczujnikowego układu DTC-SVM (zmiany napięcia w trakcji) dla $\omega_m = 1,0$, ω_{mN} , $m_o = 0,5m_{oN}$ (silnik 50 kW)



Rys. 7.16. Przebiegi wybranych zmiennych stanu bezczujnikowego układu sterowania momentem z estymatorem MRAS^{CC} podczas startu w locie

Wykazano, że estymator MRAS^{CC} może działać w trakcyjnych strukturach sterowania, nawet w tych o zwiększonym stopniu bezpieczeństwa. Prędkość kątowna jest

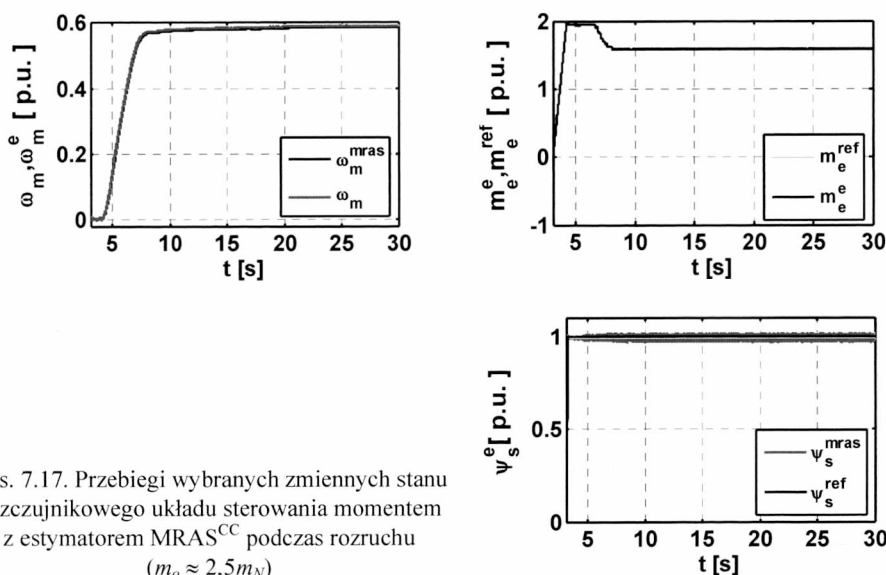
estymowana prawidłowo zarówno w przypadku pracy poza strukturą sterowania, jak i w sprzężeniu zwrotnym; układ jest odporny na wahania napięcia zasilającego. W żadnym z analizowanych przypadków estymator MRAS^{CC} nie stracił stabilności.

Na rysunku 7.16 przedstawiono pracę napędu podczas startu w locie, który może występować bardzo często w napędach trakcyjnych. Estymator niedostępnych zmiennych stanu powinien wówczas w jak najkrótszym czasie zidentyfikować aktualną pozycję wektora strumienia i aktualną wartość prędkości kątowej.

W analizowanym przypadku wykonano testy startu dla nieobciążonego silnika, głównie ze względu na bezpieczeństwo laboratoryjnego układu. Podczas startu w locie powstają stosunkowo duże udary prądowe, które w przypadku obciążonego silnika mogą doprowadzić do uszkodzenia falownika napięcia lub obwodu pośredniczącego, którego konstrukcja nie jest przystosowana do tak dużych skoków prądu.

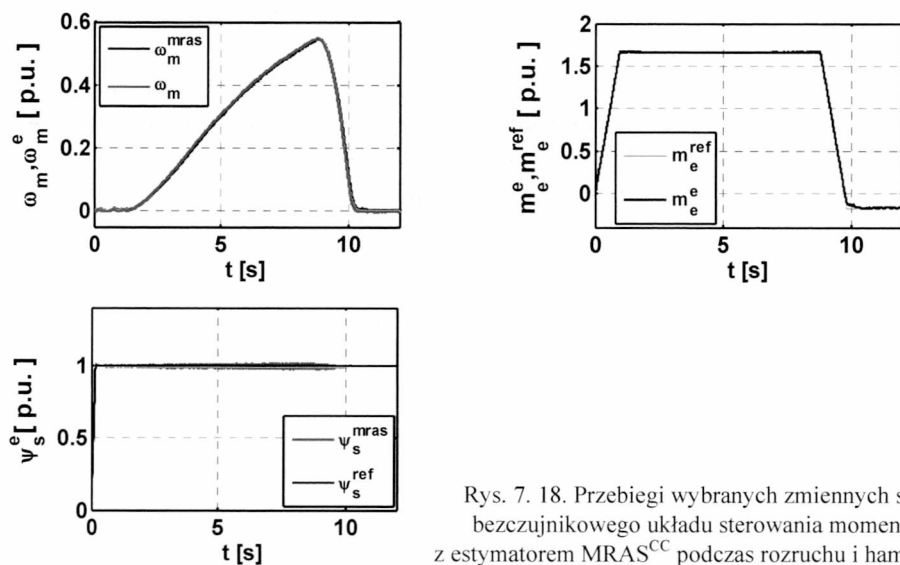
W chwili $t = 0$ s wszystkie estymowane zmienne stanu przyjmują wartości zerowe. Układ sterowania jest wyłączony, więc w procesie akwizycji zmiennych stanu wielkości te nie są rejestrowane. W chwili $t = 3$ s zostaje włączony układ sterowania i – jak widać na rys. 7.16 – estymator natychmiast znajduje aktualną pozycję wektora strumienia oraz wyznacza prędkość kątową, a napęd zaczyna pracować w sposób prawidłowy. W chwili $t = 15$ s ponownie wyłączony został system identyfikacji zmiennych stanu.

Napęd trakcyjny oraz układ estymacji powinny pracować w sposób prawidłowy w warunkach długotrwałego przeciążenia (spowodowanego np. awarią jednego z wózków napędowych i koniecznością przejścia części mocy przez inny napęd).



Rys. 7.17. Przebiegi wybranych zmiennych stanu bezczujnikowego układu sterowania momentem z estymatorem MRAS^{CC} podczas rozruchu ($m_o \approx 2,5m_N$)

Na rysunku 7.17 przedstawiono proces rozruchu napędu bezczujnikowego z momentem obciążenia przekraczającym wartość znamionową (ok. $2,5m_N$) do ok. 60% prędkości znamionowej. Na rysunku 7.18 przedstawiono natomiast proces rozruchu i hamowania przeciążonego napędu trakcyjnego. We wszystkich przypadkach układ pracuje stabilnie, zapewniając dobrą dynamikę zmian prędkości. Prędkość estymowana pokrywa się z wartością zadaną w całym zakresie jej wartości.



Rys. 7. 18. Przebiegi wybranych zmiennych stanu bezczujnikowego układu sterowania momentem z estymatorem MRAS^{CC} podczas rozruchu i hamowania

Moment elektromagnetyczny idealnie śledzi wartość zadaną, co świadczy o prawidłowej estymacji strumienia stojana. Podczas rozruchu napięcie w obwodzie pośredniczącym się zmniejsza, natomiast podczas stanu hamowania wzrasta do wartości, dla której energia jest wytracana na rezystorze hamowania.

7.6. Podsumowanie

Na podstawie wykonanych badań jednoznacznie stwierdzono, że opracowany estymator MRAS^{CC} wraz z dodatkowymi modułami estymacji parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego i ze zmodyfikowanym algorytmem adaptacji prędkości kątowej może być z powodzeniem wykorzystany w bardzo złożonych i wymagających trakcyjnych układach napędowych jako układ redundantny (napędy bezpieczne) lub w bezczujnikowych napędach trakcyjnych ze sterowaniem DTC-SVM.

Układ ten działa stabilnie w całym zakresie prędkości i momentu, charakteryzuje się odpornością na zmienne warunki zasilania, co ma podstawowe znaczenie w układach trakcyjnych.

Wykonano testy w strukturze ze sprzężeniem zwrotnym od estymowanej prędkości kątowej oraz w układzie bez jawnego sprzężenia zwrotnego od tej wielkości.

Testy przeprowadzone w napędzie miały charakter typowy dla napędów trakcyjnych. Na podstawie przeprowadzonych badań można stwierdzić, że:

- estymator MRAS^{CC} cechuje bardzo duża odporność na zmiany lub błędną identyfikację parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego,
- estymator działa w całym zakresie prędkości kątowej (od zero do wartości znamionowej),
- estymator MRAS może być z powodzeniem stosowany w warunkach przeciążenia napędu oraz w obszarze osłabiania pola,
- estymator MRAS w sposób prawidłowy reaguje na start napędu trakcyjnego w locie.

8. Estymacja prędkości kątowej w adaptacyjnym beczujnikowym układzie napędowym z połączeniem sprężystym

8.1. Wprowadzenie

W większości przypadków, podobnie jak w niniejszej pracy, napęd elektryczny traktowany jest jako układ jednomasowy, w którym wszystkie sprężystości i luzy są zaniedbywane. W aplikacjach przemysłowych zjawiska wywołane sprężystością wału [26], [27], [142], [155] mają znaczny wpływ na działanie całej struktury sterowania i powinny być uwzględniane podczas projektowania układu napędowego [68], [94], [138], [147], [153], [187]–[190].

W przypadku napędów, w których występują szybkie udary momentu elektromagnetycznego, pojawiają się silne oddziaływania między maszyną elektryczną a maszyną roboczą. Prowadzą one do skręcenia wału łączącego oba elementy. W przebiegach czasowych przejawia się to oscylacjami zarówno prędkości silnika elektrycznego, jak i prędkości maszyny roboczej. Wielkości te nie pokrywają się i proces regulacji prędkości kątowej jest niepoprawny [188].

Do rozwiązania problemu tłumienia drgań mechanicznych wywołanych skręceniem wału wykorzystuje się układy napędowe z dodatkowym sprzężeniem zwrotnym od zmiennych stanu układu napędowego. Techniki kompensacji sprężystości opisano szczegółowo w pracy [188]. Rozwiązania takie komplikują jednak całą strukturę sterowania i znacznie zwiększają wymagania sprzętowe. Gdy niemożliwa jest korekta układu za pomocą dodatkowego sprzężenia zwrotnego, można wykorzystać adaptacyjne techniki regulacji prędkości kątowej [69], [88], [90], [142]. Podejście takie przedstawiono w niniejszym rozdziale. Wykorzystano strukturę sterowania opartą na układzie typu MRAC (ang. *Model Reference Adaptive Control*) ze ślizgowym adaptacyjnym regulatorem neuronowo-rozmytym ASNFC (ang. *Adaptive Sliding – Mode Neuro-Fuzzy Speed Controller*) [155].

Do estymacji prędkości kątowej wykorzystano zmodyfikowany estymator prędkości kątowej MRAS^{CC}. Zwrócono szczególną uwagę na możliwość estymacji niedostępnych zmiennych stanu w układzie napędowym z połączeniem elastycznym. Zba-

dano wpływ zmian momentu bezwładności maszyny roboczej na proces estymacji prędkości kątowej. Sprawdzono, czy możliwe jest efektywne tłumienie drgań skrętnych w układzie napędowym z analizowanym estymatorem prędkości zamiast czujnika obrotowo impulsowego.

8.2. Model bezczujnikowego układu napędowego ze ślizgowym neuronowo-rozmytym regulatorem prędkości kątowej

Do analizy układu napędowego z połączeniem sprężystym wykorzystano model matematyczny silnika indukcyjnego (rozdział 2), w którym równanie ruchu zostało zastąpione równaniami opisującymi korelację między silnikiem a maszyną roboczą [188].

$$T_1 \frac{d\omega_1}{dt} = m_e - m_s - m_{f1} \quad (8.1)$$

$$T_2 \frac{d\omega_2}{dt} = m_s - m_L - m_{f2} \quad (8.2)$$

$$T_c \frac{dm_s}{dt} = \omega_1 - \omega_2 \quad (8.3)$$

gdzie: T_1 , T_2 , T_c – mechaniczna stała czasowa silnika, maszyny roboczej oraz wału, ω_1 , ω_2 – prędkość silnika i maszyny roboczej, m_e , m_s , $m_{f1,2}$ – moment elektromagnetyczny, moment skrętny i moment wywołany tarcie.

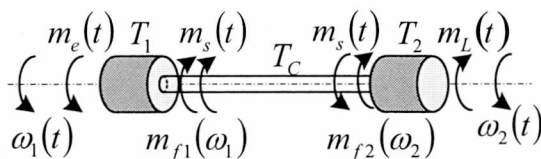
W przedstawionym modelu matematycznym przyjmuje się następujące założenia [188]:

- w układzie występuje tylko jeden element sprężysty,
- element sprężysty jest jednorodny i liniowy oraz przyjmuje się, że jest to układ jednowymiarowy,
- parametry układu nie zmieniają się w czasie,
- opory mechaniczne są pomijane.

Schemat ideowy części mechanicznej układu dwumasowego pokazano na rys. 8.1.

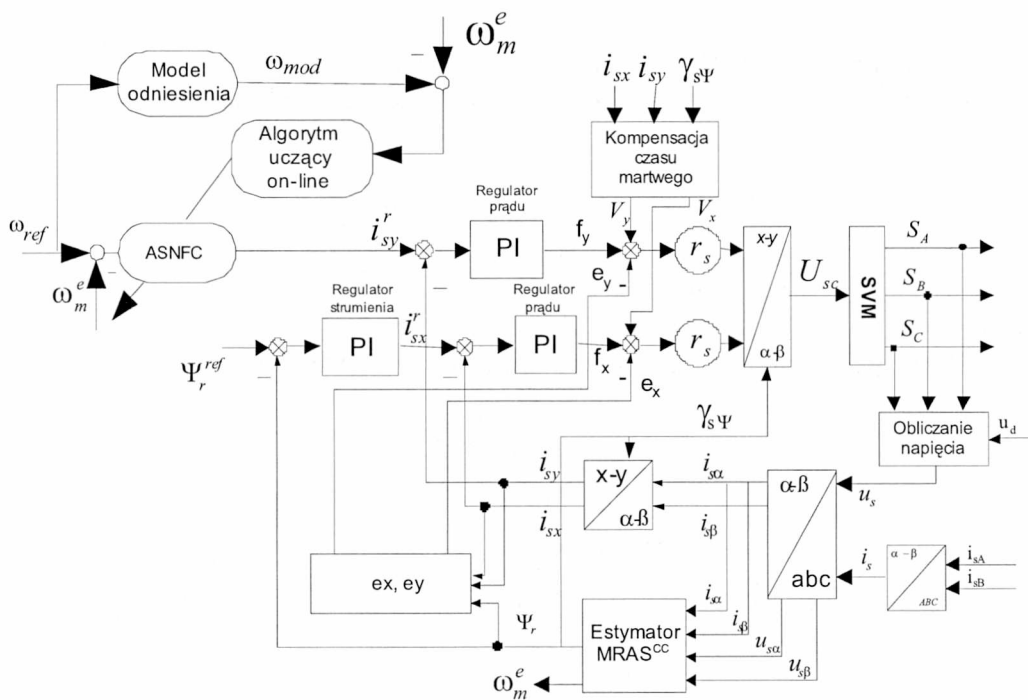
W większości układów napędowych, w których uwzględnia się elastyczność połączenia mechanicznego między silnikiem a maszyną roboczą, wykorzystuje się struktury sterowania z klasycznymi regulatorami typu PI lub PID [187]. Do prawidłowego działania takich struktur niezbędna jest jednak informacja o aktualnej wartości prędkości obciążenia (maszyny roboczej), o momencie skrętnym itp. Informacje te są wykorzystywane w dodatkowych sprzężeniach zwrotnych, których głównym celem jest

kompensacja wpływu elastyczności na działanie napędu [188]. W pracy wykorzystano adaptacyjny neuronowo-rozmyty regulator ślizgowy ASNFC w strukturze regulacji prędkości kątowej układu wektorowego sterowania połowo zorientowanego.



Rys. 8.1. Schemat ideowy części mechanicznej układu dwumasowego [188]

Schemat ideowy bezczujnikowego układu sterowania z adaptacyjnym regulatorem pokazano na rys. 8.2.



Rys. 8.2. Schemat ideowy układu sterowania z adaptacyjnym regulatorem ASNFC [155]

Schemat ideowy zastosowanego regulatora neuronowo-rozmytego przedstawiono na rys. 8.3. Widoczne są relacje między błędem regulacji prędkości kątowej $e(k)$, jego zmiany $\Delta e(k)$ i sygnału sterującego $\Delta u(k)$. Układ ten jest regulatorem typu PD, jeżeli integrator wyjściowy zostanie pominięty.

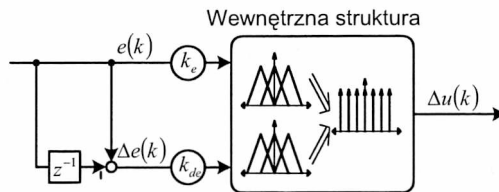


Fig. 8.3. Schemat regulatora typu PD lub ślizgowego regulatora rozmytego [155]

Powierzchnię przełączania w regulatorze ślizgowym można obliczyć na podstawie właściwości bazy reguł, które opisują związek między błędem (e) a jego zmianą. Podobnie jak dla klasycznego regulatora, powierzchnia przełączania może być opisana za pomocą zależności:

$$s^* = \lambda^* e^* + \Delta e^* \quad (8.4)$$

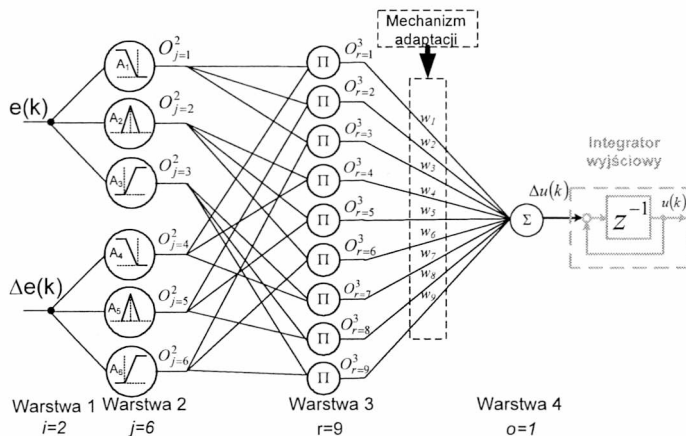
gdzie λ przedstawia nachylenie funkcji przełączającej $\lambda^* e^* + \Delta e^* = 0$.

Baza reguł regulatora rozmytego opiera się na kilku zasadach opisanych warunkami IF-THEN:

$$R_j : \text{IF } x_1 \text{ is } A_r^j \text{ and } x_2 \text{ is } A_2^i \text{ THEN } y = w_i \quad (8.5)$$

gdzie x_i – zmienna wejściowa, A_r^j – wejściowa funkcja przynależności, w_i – waga wyjściowa.

Adaptacyjny regulator rozmyty można przedstawić jak na rys. 8.4.



Rys. 8.4. Struktura regulatora rozmytego (PD, jeśli integrator wyjściowy jest pominięty, PI jeśli integrator jest wykorzystywany)

Regulator startuje z wagami zerowymi i jest dostrajany na podstawie błędu odтворzenia prędkości kątowej [88], [148], [153]. Model odniesienia wykorzystywany w analizowanej strukturze sterowania może być opisany zależnością:

$$G_m(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (8.6)$$

gdzie ζ – współczynnik tłumienia, ω_n – częstotliwość rezonansowa.

Mechanizm adaptacji poszczególnych wag regulatora neuronowo-rozmytego w warstwie wyjściowej opisano w sposób szczegółowy w pracy [155].

8.3. Analiza pracy bezczujnikowego układu napędowego ze ślizgowym neuronowo-rozmytym regulatorem prędkości kątowej

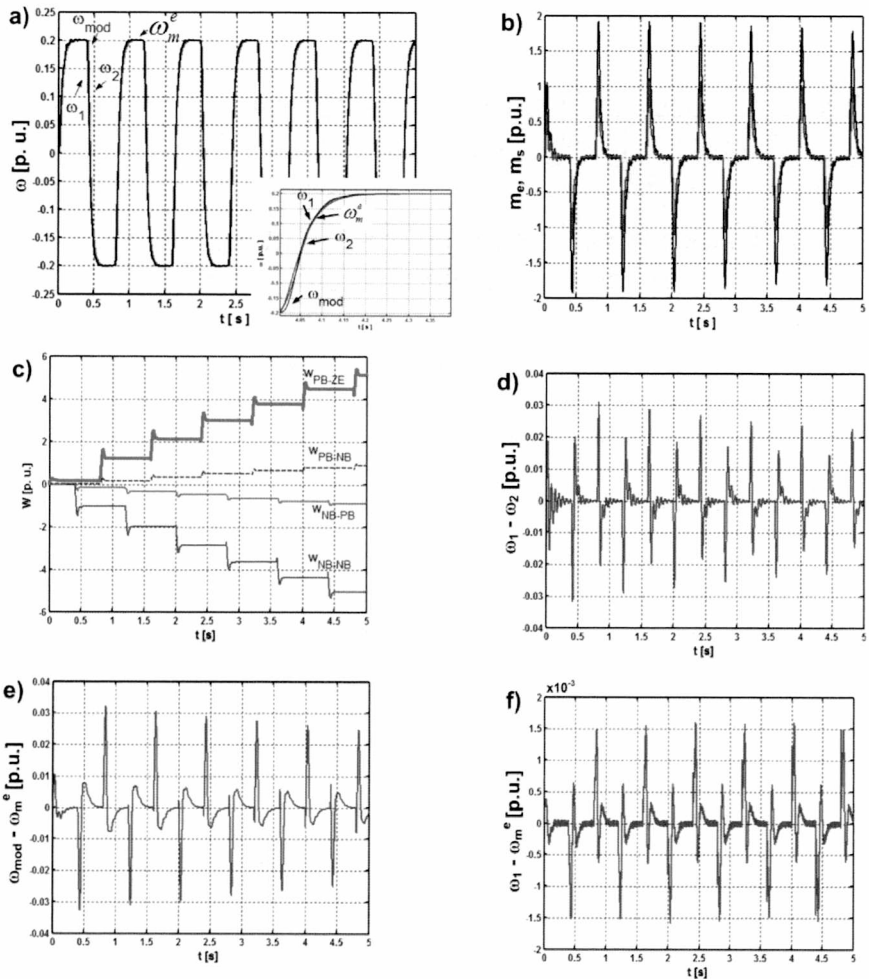
Podczas badania układu napędowego z połączeniem sprężystym założono, że prędkość zostanie ograniczona do 20% wartości znamionowej. Fakt ten wynika z konieczności ograniczenia maksymalnego momentu elektromagnetycznego generowanego przez napęd [188]. Dla prędkości mniejszych niż 20% wartości znamionowej układ napędowy nie wchodzi w ograniczenia momentu, możliwa jest szczegółowa analiza adaptacyjnego bezczujnikowego układu sterowania ze zmodyfikowanym estymatorem strumienia i prędkości kątowej MRAS^{CC}.

Na rysunku 8.5 przedstawiono przebiegi układu bezczujnikowego z estymatorem MRAS^{CC} i adaptacyjnym regulatorem ASNFC. Częstotliwość rezonansową przyjęto $\omega_r = 20 \text{ s}^{-1}$, mechaniczne stałe czasowe silnika i maszyny roboczej wynosiły $T_1 = T_2 = 150 \text{ ms}$ (współczynnik momentów bezwładności $R = T_2/T_1 = 1$), $T_c = 0,6 \text{ ms}$.

Układ napędowy startuje z wagami początkowymi regulatora ASNFC równymi zero, co oznacza, że nie jest wstępnie dostrajony. Mimo to estymator prędkości kątowej wyznacza prędkość kątową prawidłowo (błąd między prędkością silnika i estymowaną oscyluje wokół zera). Początkowo błąd ten jest nieznacznie większy, ponieważ wagi początkowe są ustawione na zerowym poziomie. Układ napędowy w sposób płynny adaptuje się do zmiennych warunków pracy. Wraz ze zmieniającymi się wagami regulatora zmieniają się właściwości struktury sterowania. Mimo tych zmian estymator prędkości działa w sposób prawidłowy, błąd między prędkością silnika a prędkością estymowaną jest na stałym poziomie i w stanach przejściowych wynosi co najwyżej 0,15%.

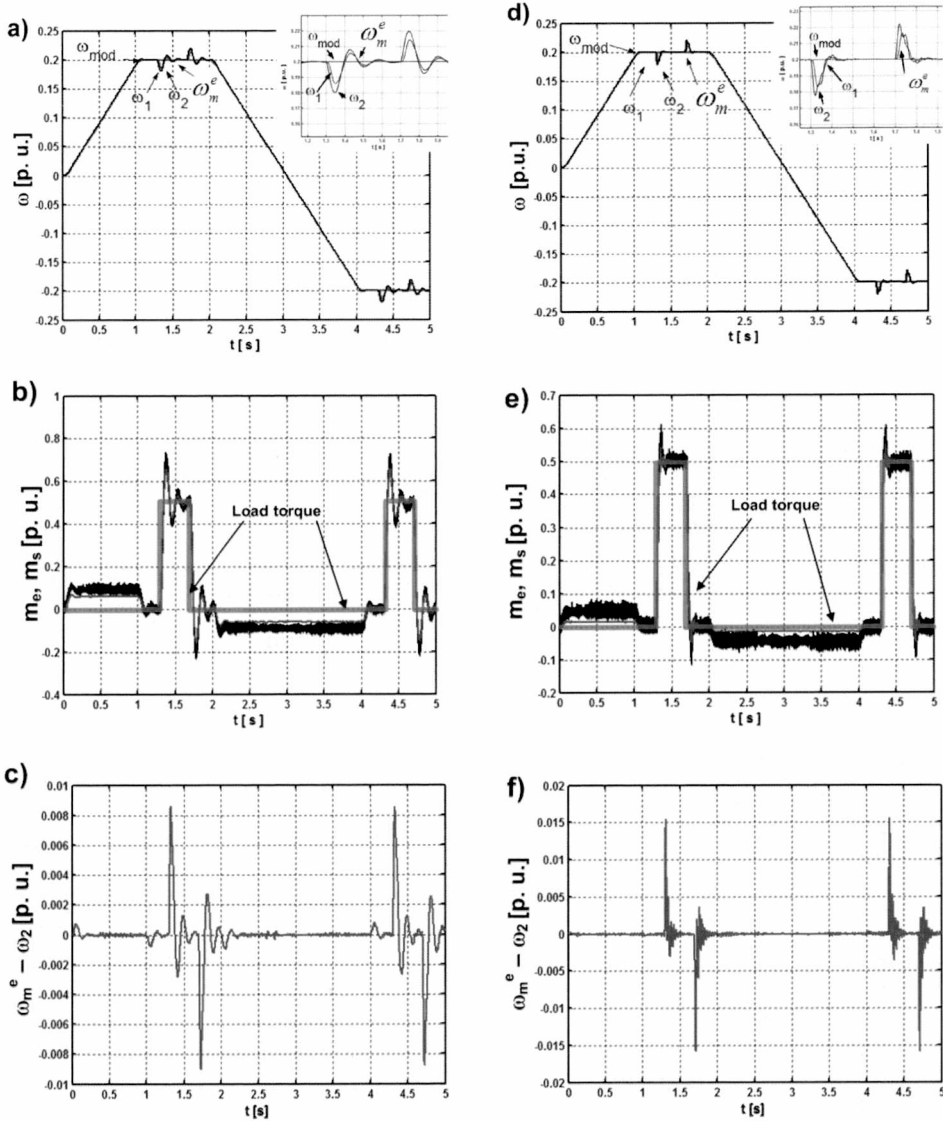
Małe oscylacje są widoczne podczas dokonywania szybkich zmian zadanej wartości prędkości kątowej. Z porównania zmiennych stanu napędu bezczujnikowego z połączeniem elastycznym wynika, że zastosowanie uniwersalnego estymatora prędkości kątowej w strukturze adaptacyjnego sterowania zapewnia napędowi bardzo do-

bre właściwości regulacyjne i dynamiczne. Istotne jest, że estymator prędkości nie wpływa negatywnie na proces tłumienia drgań mechanicznych wywołanych sprężystością i że są one w sposób efektywny tłumione, a początkowe oscylacje momentu elektromagnetycznego szybko zanikają. Pod względem sterowania estymator prędkości pracuje równie dobrze jak czujnik tej wielkości.



Rys. 8.5. Przebiegi wybranych zmiennych stanu bezczujnikowego układu dwumasowego z regulatorem ASNFC dla $R = 1$ i $T_c = 0,6$ ms: prędkość zadana, estymowana i prędkość obciążenia (a), moment elektromagnetyczny (b), wybrane wagi regulatora (c), błędy prędkości (d, e, f)

Napęd bezczujnikowy sprawdzono dla różnych wartości stałych czasowych silnika i obciążenia. Wyniki przedstawiono na rys. 8.6.

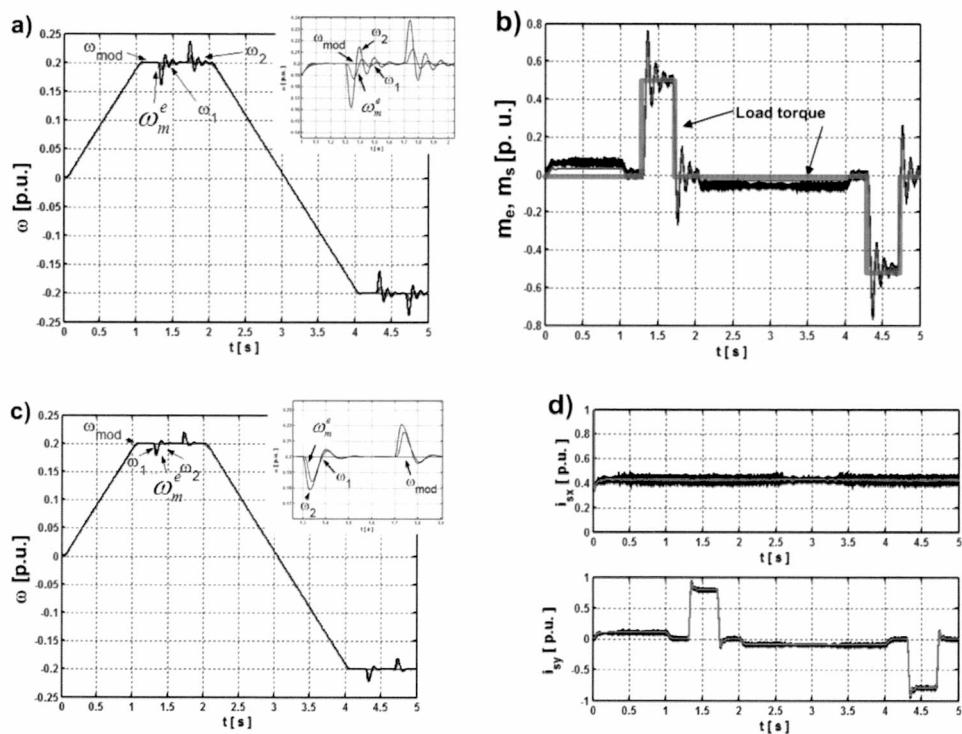


Rys. 8.6. Przebiegi wybranych zmiennych stanu bezczujnikowego układu dwumasowego z regulatorem ASNFC dla $T_c = 0,6$ ms i $R = 0,5$ (a)–(c), $R = 2$ (d)–(f)

Napęd pracuje prawidłowo dla większych ($R = 2$, rys. 8.6d–f) i mniejszych ($R = 0,5$, rys. 8.5a–c) wartości współczynnika momentu bezwładności R . W każdym z analizowanych przypadków prędkość kątowa jest estymowana w sposób prawidłowy. Niezależnie od stosunku stałych czasowych napędu drgania mechaniczne są tłu-

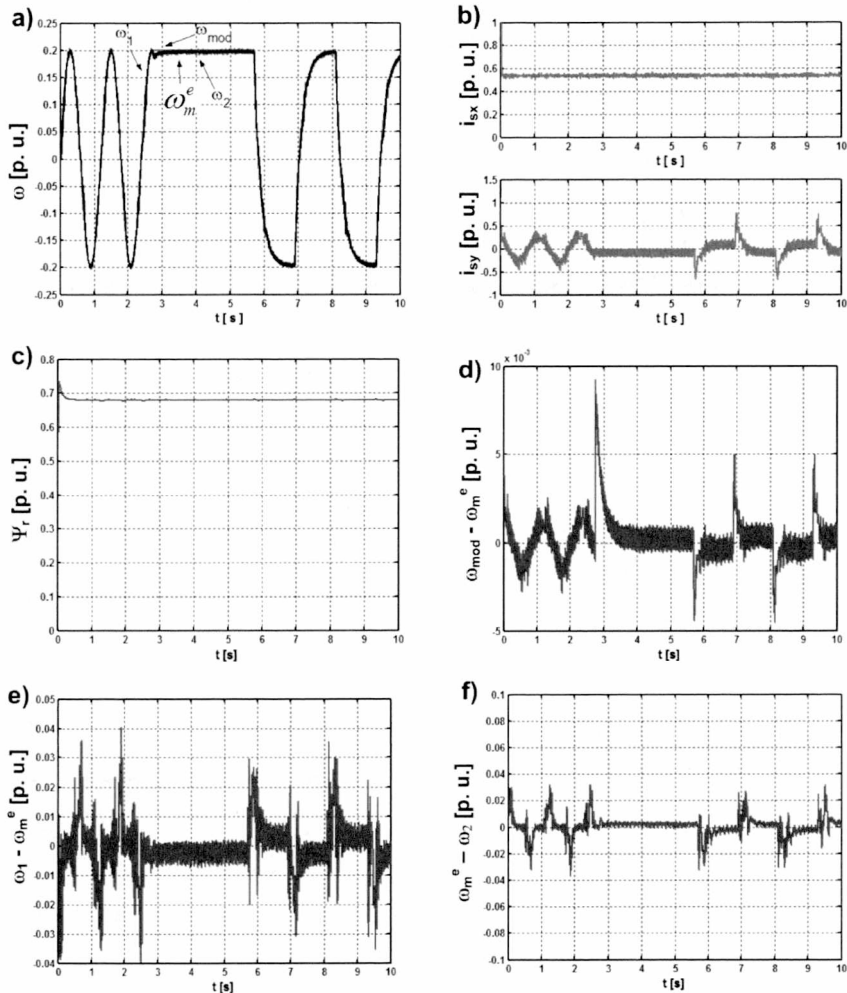
mione, prędkości pokrywają się ze sobą. W chwili włączenia momentu obciążenia widoczne są niewielkie błędy między prędkością mierzoną i estymowaną, które znikają po ustaleniu się prędkości. W przypadku gdy $R = 0,5$, błędy te są znacznie większe, niż gdy $R = 2$. W zakresie prędkości bliskich zeru błąd jest także niewielki (mniejszy niż 0,005%, rys. 8.6c, f).

Następnie sprawdzono wpływ sprężystości wału łączącego silnik z maszyną roboczą na jakość pracy napędu bezczujnikowego oraz na proces estymacji prędkości kątowej. Zmieniano stałą czasową T_c (rys. 8.7). Zmiana tego parametru nie powoduje utraty stabilności napędu. Drgania są efektywnie tłumione, regulator dopasowuje się do aktualnych warunków pracy. Prędkość kątowa jest wyznaczana w sposób prawidłowy i pokrywa się z wartością mierzoną. Niewielką różnicę między prędkością mierzona a prędkością maszyny roboczej można zauważyć podczas włączenia momentu obciążenia w chwili $t = 1,3$ s. Nie wynika ona jednak z błędnego procesu estymacji prędkości przez estymator MRAS, a z gorszego dopasowania się układu ASNFC do aktualnych warunków pracy napędu.



Rys. 8.7. Przebiegi wybranych zmiennych stanu bezczujnikowego układu dwumasowego z regulatorem ASNFC dla $R = 1$ i $T_c = 1,6$ ms (a, b), $T_c = 0,6$ ms (c, d)

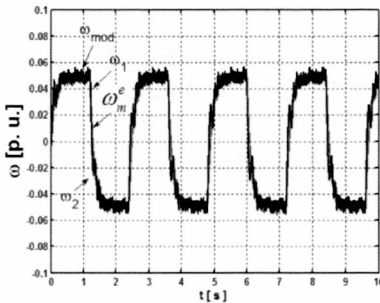
Na rysunku 8.8 przedstawiono wyniki badań układu bezczujnikowego pracującego, gdy $R = 1$ i $T_c = 1,9$ ms. Sprawdzono zachowanie się układu dla innych trajektorii prędkości kątowej. Wykonano badania dla sinusoidalnego przebiegu wartości zadanej. Podczas pracy napędu dokonano zmiany trajektorii prędkości kątowej na wartość stałą po czym dokonywano cyklicznych nawrotów.



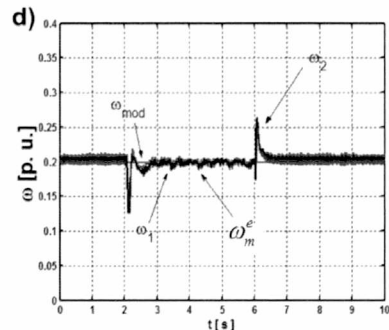
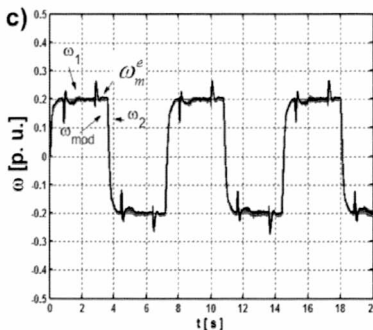
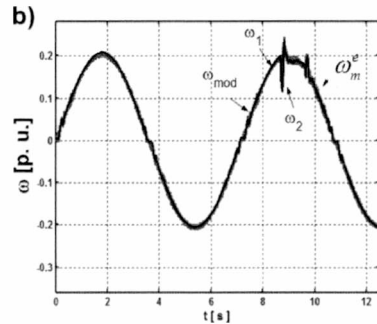
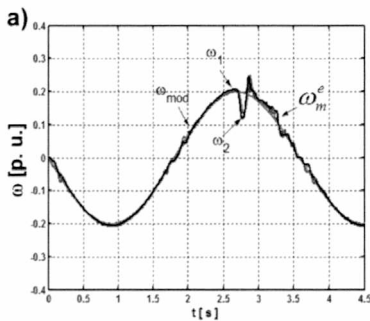
Rys. 8.8. Przebiegi wybranych zmiennych stanu bezczujnikowego układu dwumasowego z regulatorem ASNFC dla $R = 1$ i $T_c = 1,9$ ms, prędkość zadana, estymowana i prędkość obciążenia (a), składowe prądu stojana (b), moduł strumienia wirnika (c), błędy prędkości (d, e, f)

Podczas pracy napędu prędkość estymowana pokrywa się z wartością zadaną oraz z prędkością obciążenia. Jakość regulacji jest na bardzo wysokim poziomie. Adapta-

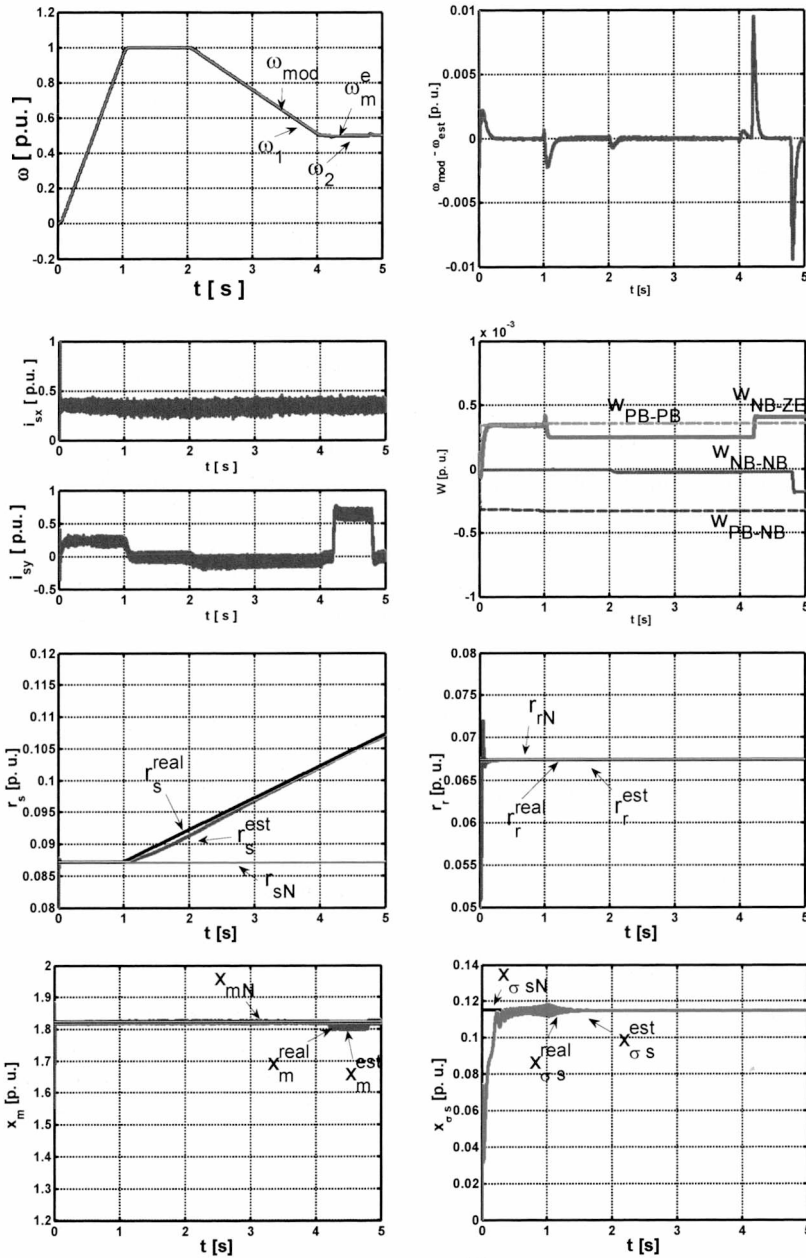
cyjny system bezczujnikowy z estymatorem typu MRAS efektywnie tłumia drgania skrajne nawet w pierwszym cyklu pracy (mimo że wagi regulatora adaptacyjnego są ustawione na poziomie zerowym, a napęd pracuje w trybie nawrotnym z częstym przejściem przez prędkość zero). Błąd między mierzoną i estymowaną prędkością oscyluje wokół zera. Największa różnica między tymi wielkościami występuje podczas nawrotu. Składowe prądu stojana zachowują się w sposób prawidłowy, moduł strumienia wirnika utrzymywany jest na stałej wartości.



Rys. 8.9. Przebieg prędkości kątowej bezczujnikowego układu dwumasowego z regulatorem ASNFC dla $R = 1$ i $T_c = 1,9$ ms



Rys. 8.10. Przebieg prędkości kątowej bezczujnikowego układu dwumasowego z regulatorem ASNFC dla $R = 1$ i $T_c = 1,9$ ms, przebiegi sinusoidalne (a, b), przebieg prostokątny (c), praca ze stałą prędkością (d)



Rys. 8.11. Przebiegi wybranych zmiennych stanu beczujnikowego układu dwumasowego z regulatorem ASNFC dla $\omega_m = \omega_{mN}$, prędkość zadana, estymowana i prędkość obciążenia (a), błąd prędkości (b), składowe prądu stojana (c), wybrane wagi (d), estymowane wartości rezystancji stojana (e), wirnika (f), reaktancji magnesującej (g) i rozproszenia stojana (h)

Na rysunku 8.9 przedstawiono pracę napędu z prędkością 5% wartości znamionowej podczas wykonywania cyklicznych nawrotów, natomiast na rys. 8.10 przedstawiono przebiegi prędkości kątowej dla różnych trajektorii jej zmian. Prędkości pokrywają się ze sobą. Napęd prawidłowo reaguje na zmienny moment obciążenia.

Na rysunku 8.11 przedstawiono pracę adaptacyjnego bezczujnikowego układu wektorowego sterowania silnikiem indukcyjnym z estymatorem uniwersalnym dla procesu rozruchu do prędkości znamionowej i podczas hamowania do 50% jej wartości. W chwili $t = 4,2$ s włączono moment obciążenia, a w chwili $t = 1$ s zmieniano w sposób liniowy wartość rezystancji stojana, symulując w ten sposób nagrzewanie się tego uzwojenia. Estymator w całym zakresie prędkości kątowej w sposób prawidłowy odtwarza prędkość silnika, składowe prądu stojana zachowują się w sposób prawidłowy. Rezystancja stojana jest estymowana z niewielkim błędem (ok. 0,1%). Rezystancja wirnika jest wyznaczana na poziomie wartości znamionowej podobnie jak reaktancja magnesująca silnika indukcyjnego. Reaktancja rozproszenia stojana w początkowej fazie rozruchu jest wyznaczana z bardzo dużym błędem, który zmniejsza się do ok 1% po ustaleniu się prędkości kątowej.

Dzięki temu, że estymator MRAS^{CC} (w wersji podstawowej) jest w niewielkim stopniu wrażliwy na zmiany praktycznie wszystkich parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego, błędy estymacji parametrów w strukturze zoptymalizowanej są praktycznie niezauważalne w przypadku przebiegu prędkości kątowej i innych zmiennych stanu. Dzięki dołączeniu do struktury wewnętrznej dodatkowych układów uzyskano możliwość pracy estymatora dla dowolnych zmian parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego.

8.4. Podsumowanie

Celem badań przedstawionych w niniejszym rozdziale było sprawdzenie możliwości wykorzystania opracowanego estymatora prędkości kątowej w układach napędowych z połączeniem sprzężystym. Wykazano, że możliwa jest stabilna praca bezczujnikowego układu wektorowego sterowania silnikiem indukcyjnym w strukturze adaptacyjnej z połączeniem sprzężystym. Ciągła adaptacja wag regulatora ASNFC nie zakłóca procesu estymacji niedostępnych zmiennych stanu. Podczas zmian momentu obciążenia widoczne są niewielkie różnice między prędkością silnika a wartością estymowaną, które zależą też od stałej czasowej sprzężystości oraz od aktualnego momentu bezwładności.

Na podstawie wyników badań wydaje się, że zaproponowany zmodyfikowany estymator prędkości kątowej MRAS^{CC} może być wykorzystany także w układach sterowania z dodatkowymi sprzężeniami zwrotnymi.

9. Estymacja prędkości kątowej w układach napędowych o zwiększonym stopniu bezpieczeństwa

9.1. Wprowadzenie

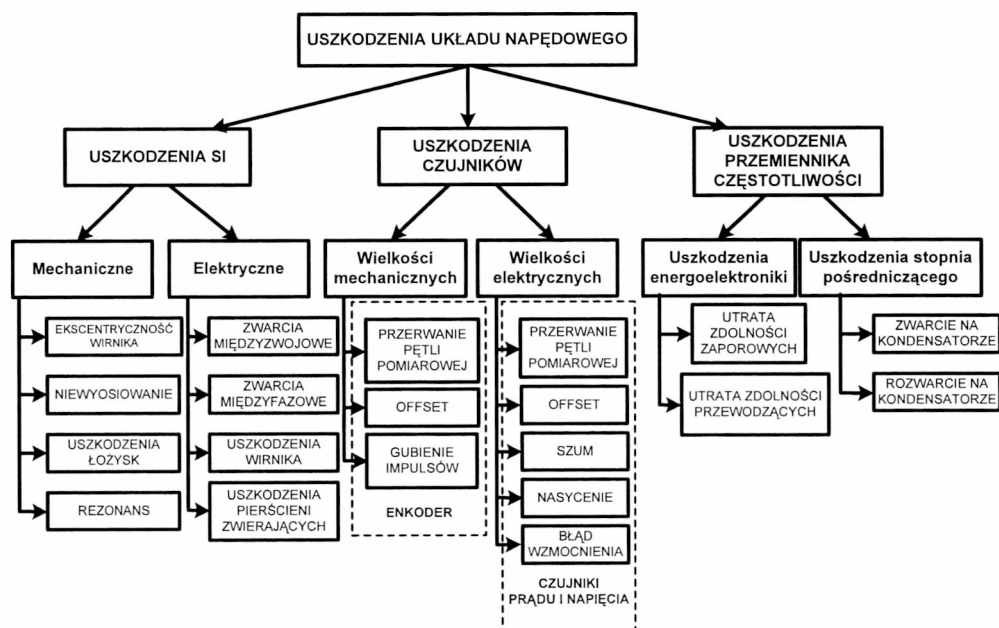
Układy napędowe z silnikami prądu przemiennego są wykorzystywane w rozmaitych gałęziach przemysłu. Używa się ich zarówno w urządzeniach domowego użytku, jak i w zaawansowanych systemach przemysłowych i badawczych. Od maszyn tych wymaga się coraz większej niezawodności i stabilności, a układy napędowe wyposażane w takie silniki muszą charakteryzować się zwiększonym stopniem bezpieczeństwa [16].

Kompletny układ napędowy, składający się z silnika indukcyjnego, układu zasilania i energoelektroniki, części mechanicznej, wykonawczej oraz układów sprzęgających jest narażony na wystąpienie awarii, które mogą mieć różne skutki dla użytkownika [29]. W czasie normalnej pracy w silniku jest zachowana równowaga między działającymi siłami, znikająca w chwili pojawienia się uszkodzenia. Aby zapewnić ciągłość pracy każdego napędu elektrycznego z minimalnymi kosztami związanymi z przestojami linii produkcyjnych, konieczne jest ciągle monitorowanie stanu technicznego napędu z możliwie wczesnym wykrywaniem wszelkich uszkodzeń.

Na rysunku 9.1 przedstawiono przyczyny powstawania uszkodzeń układu napędowego. Wyróżniono trzy podstawowe uszkodzenia: silnika indukcyjnego, czujników pomiarowych i układu przemiennika częstotliwości [16], [29]. Wśród wewnętrznych i zewnętrznych przyczyn uszkodzenia silników indukcyjnych można wyróżnić przyczyny mechaniczne i elektryczne. Wśród przyczyn zewnętrznych pojawiają się niekorzystne warunki otoczenia. Podział uszkodzeń ze względu na lokalizację obejmuje cztery grupy [102]:

- uszkodzenia stojana (uszkodzenia izolacji i wynikające stąd zwarcia),
- uszkodzenia wirnika (pęknięte pręty lub pierścienie),

- uszkodzenia układu mechanicznego (uszkodzenia łożysk, niewspółosiowe połączenie silnika oraz maszyny roboczej, luzy pakietów obwodów magnetycznych, luzy cewek stojana, ekscentryczność wirnika),
- uszkodzenia maszyny roboczej, sprzęgła, przekładni zębatej lub pasowej itp.



Rys. 9.1. Podział uszkodzeń układu napędowego z przekształtnikowym układem napędowym z silnikiem indukcyjnym [29]

Wszystkie te uszkodzenia wywołują zjawiska elektryczne, magnetyczne, wibroakustyczne oraz cieplne. Mają one znaczenie w pracy kompletnego układu napędowego, a niekiedy powodują, że praca napędu jest niemożliwa. Skutki uszkodzenia czujników pomiarowych mogą być różne i zależą od rodzaju awarii i układu, który został uszkodzony. Niezależnie od tego, który z systemów pomiarowych ulega awarii, konieczna jest zmiana topologii sterowania układu napędowego, a awaria elementów energoelektroniki wymaga reorganizacji całej wewnętrznej struktury układu zasilania i układu sterowania [28], [29], [64], [114], [117], [121], [122], [174], [180], [181]. Układy, w których dokonuje się takich zmian, nazywane są w literaturze układami o zwiększonym bezpieczeństwie lub układami bezpiecznymi (ang. *fault tolerant drives*) [16], [17], [29], [64], [98], [165].

Gdy uszkodzeniu ulegnie czujnik pomiaru prędkości kątowej, możliwe jest jego zastąpienie specjalnymi układami odtwarzającymi tę zmienną stanu, jeżeli awarii ulegnie czujnik pomiaru prądu stojana lub napięcia stojana, można wykorzystać inny

czujnik (istnieje możliwość wykorzystania napięć międzyfazowych lub napięcia w obwodzie pośredniczącym do wyznaczania składowych napięcia stojana niezbędnego do prawidłowego działania układu napędowego).

Od układów napędowych, nawet tych powszechnego użytku, wymaga się jak najlepszego wykonania, możliwie dużego stopnia bezpieczeństwa i niezawodności działania [29]. Wymagania są ze sobą wzajemnie powiązane. Układ sterowania zapewniający niezawodność działania gwarantuje jednocześnie większe bezpieczeństwo procesu zależnego od niego. Konieczność postawienia napędom takich wymagań wynika z rozwoju nowych technologii, takich jak w nowoczesnych pojazdach elektrycznych, oraz większych wymagań co do jakości istniejących procesów przemysłowych, w których każda awaria może stanowić zagrożenie dla człowieka oraz powodować duże straty finansowe. Zadaniem układu odpornego na uszkodzenia, w zależności od rodzaju uszkodzenia oraz stopnia bezpieczeństwa, jest zapewnienie dalszej pracy silnika lub bezpieczne jego zatrzymanie. Układ wykorzystuje nowoczesne metody sterowania, które gwarantują stabilną pracę napędu po wystąpieniu uszkodzenia z zachowaniem jego pełnej lub częściowej funkcjonalności [114]. Elementami układu napędowego najbardziej podatnymi na uszkodzenia są wszelkiego rodzaju czujniki, co wymusza intensywny rozwój układów odtwarzających zmienne stanu.

Celem układów odpornych nie jest całkowita eliminacja czujników, a jedynie zapewnienie pewnego rodzaju redundancji sprzętowej i programowej, umożliwiających sterowanie. Układ sterowania powinien więc być zaopatrzony w kilka struktur opartych na różnych zmiennych stanu, między którymi dochodzi do przełączenia w momencie wystąpienia awarii [16], [121]. Układ napędowy składa się z kilku podukładów, z których każdy może ulec uszkodzeniu, powodując innego rodzaju zjawiska w napędzie elektrycznym. W nowoczesnych napędach detekcja awarii odbywa się coraz częściej z wykorzystaniem sztucznych sieci neuronowych [16], regulatorów rozmytych [114], które pełnią w takich strukturach funkcję członu decyzyjnego [117]. Metody oparte na układach rozmytych wykorzystują wiedzę programisty oraz eksperta, którzy przekazują swoje doświadczenie i informacje w postaci werbalnej. W przypadku struktur neuronowych konieczne jest posiadanie znacznej liczby próbek uczących, których pozyskanie może okazać się trudne.

Do wykrywania uszkodzeń elektrycznych czy mechanicznych silnika elektrycznego najczęściej jest wykorzystywana analiza widmowa różnych zmiennych, takich jak prądy, napięcia, drgania [102], [165]. Badanie stanu napędu odbywa się przez porównanie odpowiednich częstotliwości charakterystycznych, obliczanych on-line, z częstotliwościami uzyskanymi podczas pierwszego uruchomienia układu. Uszkodzenia silnika należą do najgroźniejszych, gdyż nie ma możliwości ich skompensowania. Wyjątek stanowi układ redundantny, który jest wyposażony w rezerwowy silnik lub dodatkowe uzwojenia stojana. Rozwiązanie takie jest jednak bardzo skomplikowane i drogie [15], [114].

Do niedawna awaria przetwornicy częstotliwości prowadziła do natychmiastowego unieruchomienia całego układu napędowego. Również w tym przypadku można zastosować układ redundantny, działający w chwili pojawienia się awarii podstawowego modułu. Wprowadzenie takiej nadmiarowości sprzętowej wiąże się jednak ze zwiększeniem kosztów [36], [121], [122], [174], [181], [195].

Wszelkiego rodzaju uszkodzenia elementów energoelektronicznych należy odpowiednio wcześniej wykrywać, identyfikować, izolować i kompensować ich wpływ. Najwrażliwszymi elementami podatnymi na uszkodzenia są tranzystory. Uszkodzenie bazy lub bramki tranzystora, skutkuje brakiem kontroli nad danym łącznikiem półprzewodnikowym. Skutki takiego uszkodzenia zależą od usytuowania tranzystora. Jeżeli znajduje się on w falowniku napięcia, to układ będzie mógł w większości przypadków dalej pracować z pewnymi ograniczeniami, jeżeli natomiast uszkodzonym łącznikiem będzie tak zwany czoper, to jego niesprawność może spowodować wzrost napięcia na kondensatorze podczas oddawania energii i w efekcie jego eksplozję. W przekształtniku może również dojść do zwarcia w obwodzie pośredniczącym prądu stałego, które całkowicie eliminuje przetwornicę z dalszej eksploatacji [195]. Wczesne wykrycie symptomów uszkodzenia daje szansę na dalszą eksploatację, aż do czasu planowego postoju, w którym usterka może zostać usunięta.

Strukturę odporną na uszkodzenia przedstawia się jako konfigurację czterech układów regulacji:

- układ skalarny z zamkniętą pętlą regulacji prądu,
- układ wektorowego sterowania oparty na czujnikach pomiarowych,
- układ wektorowego sterowania oparty na wielkościach estymowanych,
- układ skalarny pracujący w otwartej pętli i ze stałym stosunkiem U/f .

Konfiguracja ta została przedstawiona jako przykład struktury odpornej na uszkodzenia czujników i estymatorów. Z kolejności załączeń poszczególnych układów wynika, że przełączenie między pierwszym a drugim układem sterowania odbędzie się w momencie, gdy zostanie wykryte uszkodzenie czujnika prędkości (np. enkodera). Kolejne przełączenie między strukturami nastąpi w chwili wykrycia nieprawidłowego działania estymatora strumienia lub uszkodzenia silnika indukcyjnego. W takim przypadku sterowanie wektorowe jest niemożliwe, system jest przełączany na układ skalarny pracujący w zamkniętej pętli regulacji. Przejście na najprostszy układ sterowania zachodzi w chwili utraty bądź wykrycia błędu w pomiarze prądu, który jest wykorzystywany jako sygnał, od którego pochodzi sprzężenie zwrotne [29]. Zmiana struktury sterowania wiąże się z gorszymi możliwościami regulacyjnymi oraz ze zmniejszeniem dynamiki układu. Istotne jest jednak to, że napęd działa w sposób stabilny, a bezpieczeństwo użytkowników jest nadal zapewnione.

W niniejszym rozdziale przedstawiono analizę pracy napędu bezczujnikowego z uniwersalnym estymatorem prędkości kątowej MRAS^{CC} podczas stanów awaryjnych występujących w układzie napędowym. Sprawdzono wpływ uszkodzenia prętów klat-

ki wirnika silnika indukcyjnego na pracę bezczujnikowego układu wektorowego sterowania z opracowanym estymatorem. Przeanalizowano także wpływ uszkodzenia czujnika prędkości kątowej oraz układu energoelektroniki na proces odtwarzania zmiennych stanu maszyny indukcyjnej. Sprawdzono możliwość wykorzystania badanego estymatora jako układu redundantnego pracującego równolegle z pomiarem prędkości.

9.2. Wpływ uszkodzenia wirnika silnika indukcyjnego na pracę napędu sterowanego metodą wektorową

Ważną zaletą silników indukcyjnych, której w dużej mierze zawdzięczają dużą popularność, jest możliwość ich dalszej pracy mimo niewielkiego uszkodzenia klatki wirnika [102]. Nie oznacza to jednak, że uszkodzenie chociażby jednego pręta nie powoduje powstania niekorzystnych zjawisk w maszynie elektrycznej i całym układzie napędowym [103]. Uszkodzenie pręta klatki wirnika wydłuża czas rozruchu silnika, zmniejsza moment obrotowy, zwiększa wartość prądu stojana i wirnika oraz powoduje powstanie naciągu magnetycznego. Długi czas rozruchu oznacza wzrost temperatury wirnika i może prowadzić do dalszej degradacji jego uzwojenia, zwłaszcza w silnikach dużej mocy. Możliwość generowania przez układ mniejszego momentu elektromagnetycznego pod tym samym obciążeniem powoduje wzrost poślizgu maszyny. Prąd silnika zostaje zmodulowany podwojoną częstotliwością prądów wirnika. Pojawiające się zjawiska są widoczne w widmie częstotliwościowym i przebiegu modułu wektora przestrzennego prądu.

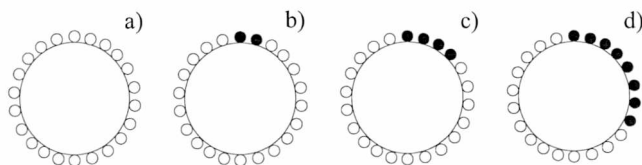
Można zauważyć, że w silniku z uszkodzonym prętem klatki wirnika zmienia się rozkład prądów w wirniku, powodując znaczny wzrost wartości prądów w prętach sąsiadujących z prętem uszkodzonym. Efektem jest bardzo duże obciążenie termiczne prętów i dalsza degradacja wirnika [102].

Uszkodzenie pojedynczych prętów nie daje zauważalnych symptomów na zewnątrz maszyny i jest bardzo trudne do wykrycia przez obsługę. Dlatego układy sterowania i estymacji niedostępnych zmiennych stanu powinny być jak najbardziej odporne na uszkodzenia wirnika. Istotne jest także, aby nowoczesne napędy były wyposażane w systemy diagnostyczne wykrywające pojawienie się takiej awarii [53], [101], [102], [103].

W niniejszym rozdziale skupiono się na analizie pracy układu napędowego sterowanego metodą wektorową podczas wystąpienia uszkodzenia prętów klatki wirnika. Dokonano analizy zmiennych stanu w układzie z pomiarem wszystkich sygnałów, a także podczas pracy napędu w tzw. trybie bezczujnikowym z estymatorem MRAS^{CC} w wersji podstawowej oraz uniwersalnej. Wskazano na możliwości wykorzystania

sygnałów pochodzących z wewnętrznej struktury sterowania do diagnostyki napędu elektrycznego. Może to poprawić znane techniki identyfikacji czy wykrywania takiego uszkodzenia. Sprawdzono również wpływ uszkodzenia prętów klatki wirnika na jakość pracy napędu z estymatorem MRAS^{CC} . Dokonano analizy możliwości skompensowania efektów wywołanych uszkodzeniem wirnika przez zastosowanie estymatora rezystancji wirnika silnika indukcyjnego współpracującego z estymatorem MRAS^{CC} w strukturze bezczujnikowej.

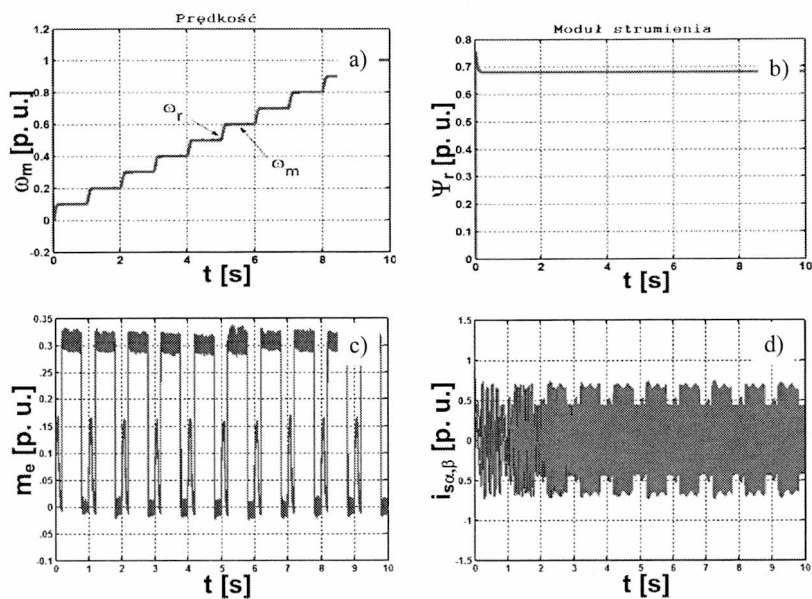
W trakcie badań modelowano uszkodzenia wirnika przez całkowite przerwanie pręta wirnika. Badany silnik miał 22 pręty w klatce, maksymalna liczba uszkodzonych prętów wynosiła 8. Uszkodzenia dotyczyły tylko sąsiednich prętów wirnika. Schemat sposobu lokalizacji uszkodzonych prętów przedstawiono na rys. 9.2. Szczegółowy model matematyczny silnika z uszkodzonym wirnikiem oraz jego analizę przedstawiono w [102], [103].



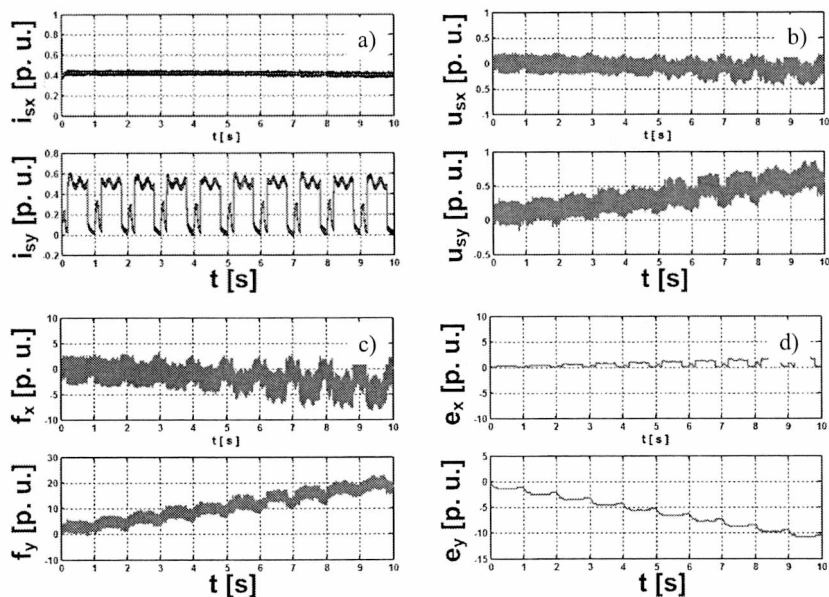
Rys. 9.2. Sposoby rozmieszczenia uszkodzeń poszczególnych prętów wirnika:
a) wirnik zdrowy, b) uszkodzone 2 pręty, c) uszkodzone 4 pręty, d) uszkodzonych 8 prętów

Podczas testów przedstawionych na rys. 9.3 i 9.4 wartość prędkości pochodziła bezpośrednio z modelu silnika. Wyniki tych badań zostały wykorzystane jako punkt odniesienia w testach napędu bezczujnikowego z opracowanym estymatorem MRAS^{CC} . Wartość zadana prędkości kątowej była kształtowana w taki sposób aby możliwe było sprawdzenie zachowania się układu w różnych warunkach pracy.

Na rysunkach 9.3 oraz 9.4 przedstawiono przebiegi zmiennych stanu układu napędowego z silnikiem indukcyjnym z uszkodzonymi 8 prętami klatki wirnika (układ z pomiarem prędkości kątowej). Na rysunku 9.3 widoczne są oscylacje momentu elektromagnetycznego SI oraz mierzonego prądu stojana. Prędkość kątowa i moduł strumienia wirnika także ulega odkształceniom związanym z uszkodzeniem wirnika. Znacznie więcej łatwych do oceny informacji można uzyskać z przebiegów pokazanych na rys. 9.4. Widoczne są oscylacje składowych prądu stojana (przede wszystkim składowej i_{sy}) oraz sygnałów napięcia stojana, sygnałów f_x, f_y oraz e_x i e_y . Istotną cechą widocznych oscylacji jest to, że ich częstotliwość nie zależy od zadawanej prędkości kątowej. Decyduje o niej stopień uszkodzenia wirnika i aktualny moment obciążenia SI [103].

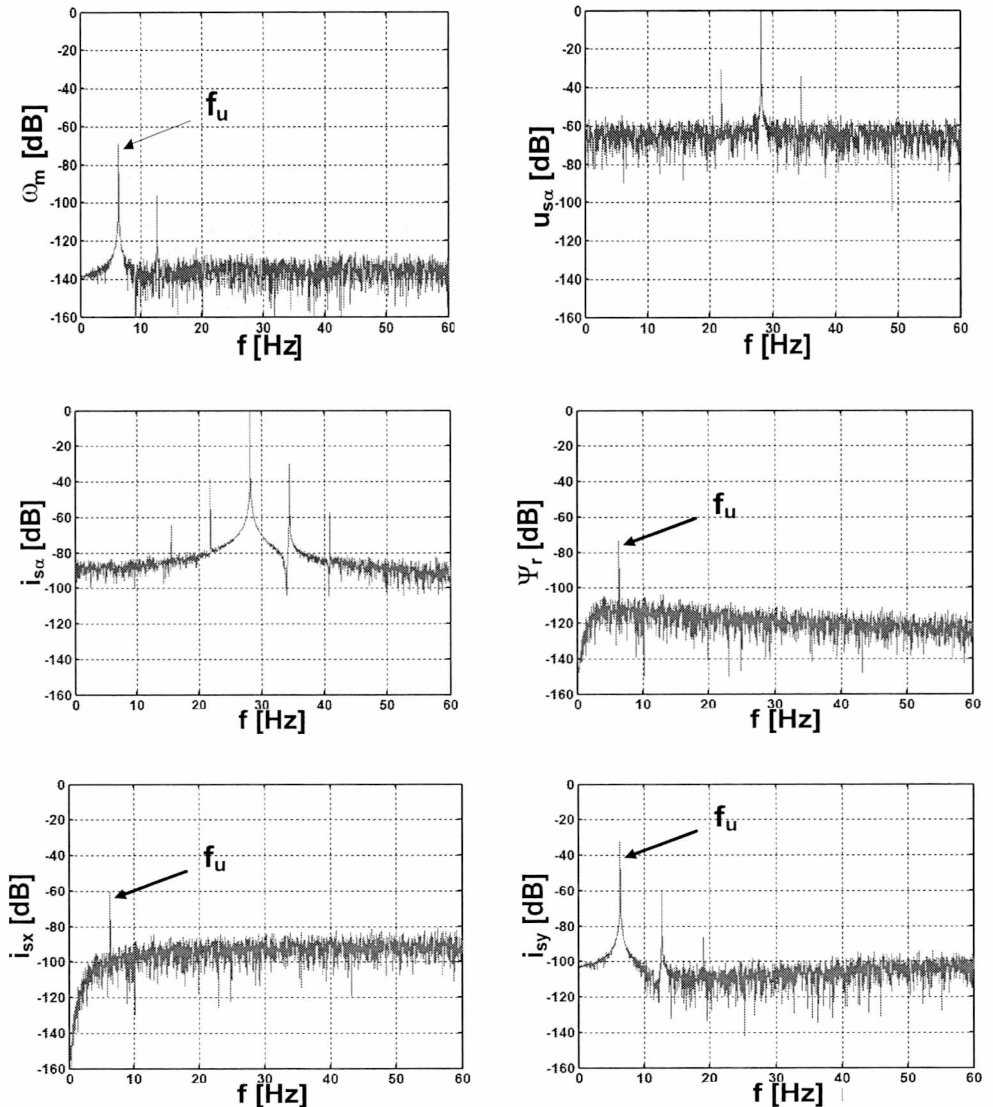


Rys. 9.3. Przebiegi prędkości kątowej (a), modułu strumienia wirnika (b), momentu elektromagnetycznego (c) oraz prądu stojana (d) w układzie wektorowego sterowania SI z uszkodzonymi 8 prętami, $m_o = 0,5m_N$

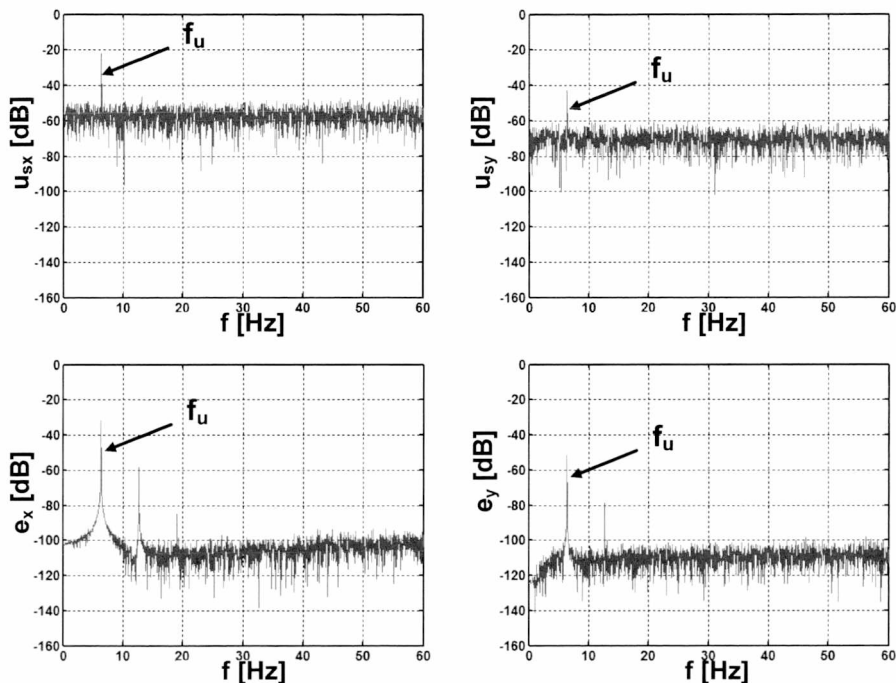


Rys. 9.4. Przebiegi składowych prądu stojana (a), napięcia stojana (b), sygnałów f_x, f_y (c) oraz sygnałów e_x i e_y (d) w układzie wektorowego sterowania SI z uszkodzonymi 8 prętami, $m_o = 0,5m_N$

W celu dokładniejszej analizy występujących oscylacji wybrane przebiegi z układu wektorowego sterowania zostały poddane analizie widmowej FFT. Wyniki tych badań przedstawiono na rys. 9.5 i 9.6.



Rys. 9.5. Widmo FFT sygnałów f_x, f_y składowych prądu stojana w układzie wektorowego sterowania SI z uszkodzonymi 2 prętami, $m_o = m_N$



Rys. 9.6. Widmo FFT składowych napięcia stojana, sygnałów e_x i e_y w układzie wektorowego sterowania SI z uszkodzonymi 2 prętami, $m_o = m_N$

Analiza widmowa umożliwiła jednoznaczne wskazanie tych sygnałów, które mogą być wykorzystane w procesie wyznaczania stopnia uszkodzenia wirnika. Wielkościami, w których najwyraźniej widoczna jest częstotliwość uszkodzeniowa (f_u) są: prędkość kątovej ω_m , moduł strumienia wirnika Ψ_r , składowe e_x , e_y , składowe prądu stojana i_{sx} , i_{sy} oraz napięcia sterujące u_{sx} i u_{sy} . Wszystkie te sygnały zawierają informację o stopniu uszkodzenia wirnika, jednak nie we wszystkich da się w łatwy sposób uzyskać o nich informację bez użycia transformaty Fouriera. Sygnałami, które pozwalają jednoznacznie ocenić stan maszyny on-line z wykorzystaniem np. sztucznych sieci neuronowych lub prostych metod numerycznych, są: składowe e_x , e_y , składowe prądu stojana i_{sx} , i_{sy} oraz moduł strumienia wirnika i mierzona (lub estymowana) prędkość kątovej. Tak duża liczba wielkości zawierających dane o stopniu uszkodzenia daje pewność, że algorytm umożliwi szybkie wykrycie uszkodzenia wirnika we wczesnym stadium jego wystąpienia.

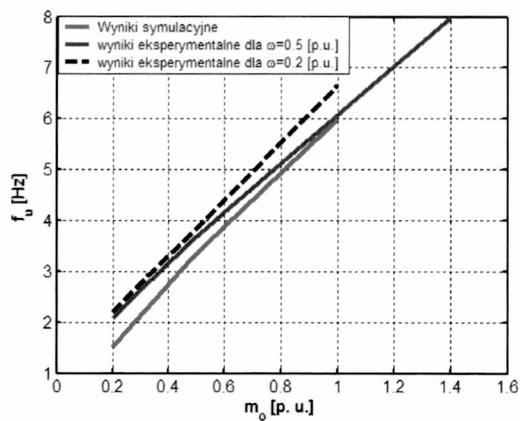
W tabeli 9.1 przedstawiono zależność częstotliwości uszkodzeniowej od aktualnego momentu obciążenia. Można zaobserwować, że częstotliwość uszkodzeniowa f_u maleje wraz ze zmniejszaniem momentu obciążenia. Nie zależy ona od aktualnej war-

tości prędkości kątowej, co może mieć bardzo duże znaczenie w napędach beczujnikowych.

Tabela 9.1. Charakterystyka częstotliwości uszkodzeniowej w funkcji momentu i stopnia uszkodzenia wirnika

Moment [%]	f_u [Hz]
2 pręty uszkodzone	
100	6,30
70	4,54
50	3,30
20	1,43
4 pręty uszkodzone	
100	6,00
70	4,44
50	3,37
20	1,53
8 prętów uszkodzonych	
100	5,66
70	4,40
50	3,50
20	1,80

Porównano charakterystykę częstotliwości uszkodzeniowej otrzymanej w badaniach symulacyjnych z wynikami otrzymanymi w badaniach laboratoryjnych (rys. 9.7) [103].



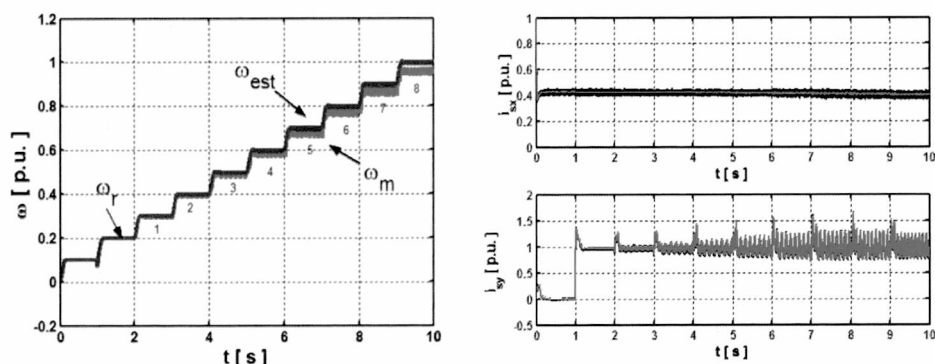
Rys. 9.7. Charakterystyka częstotliwości f_u w funkcji momentu dla układu napędowego z silnikiem indukcyjnym o uszkodzonych 4 prętach klatki wirnika [103]

Sprawdzono zależność częstotliwości uszkodzeniowej od zmian momentu obciążenia dla prędkości 50% i 20% wartości znamionowej oraz dla 4 prętów uszkodzonych. Wyniki tych badań zamieszczono na rys. 9.7.

Wykazano, że w strukturze wektorowego sterowania możliwe jest dokładne określenie stopnia uszkodzenia wirnika przez wykorzystanie sygnałów dostępnych w wewnętrznej strukturze wektorowego sterowania i estymacji momentu elektromagnetycznego SI. Diagnostyka silnika może odbywać się z wykorzystaniem transformaty FFT [102] lub z wykorzystaniem tylko sieci neuronowych, na wejście których będą podawane sygnały zawierające częstotliwość uszkodzeniową oraz estymowaną wartość momentu elektromagnetycznego. Dla momentu obciążenia większego od 60% m_N częstotliwość f_u się zmniejsza wraz ze wzrostem stopnia uszkodzenia wirnika, natomiast dla mniejszych momentów częstotliwość ta jest większa dla przypadków związanych z większym uszkodzeniem wirnika. Z widm częstotliwości prądu stojana wynika, że uszkodzone pręty wirnika dają wzrost pasma bocznych prążków widma wokół częstotliwości sieciowej f_s w harmonicznych $f_i = f_s(1 \pm 2ks)$, $k = 1, 2, 3, \dots$ [102].

W związku z tym, że głównym celem pracy jest opracowanie uniwersalnego estymatora prędkości kątowej, działającego także w stanach awaryjnych, w dalszej części rozdziału przedstawiono wpływ uszkodzenia wirnika na pracę napędu bezczujnikowego z klasycznym estymatorem MRAS^{CC}, a następnie z uniwersalnym estymatorem prędkości kątowej. Sprawdzono, czy w układzie bezczujnikowym efekty wywołane uszkodzeniem wirnika są kompensowane czy też możliwe jest ich wykrycie z wykorzystaniem techniki jak dla układu z pomiarem prędkości kątowej.

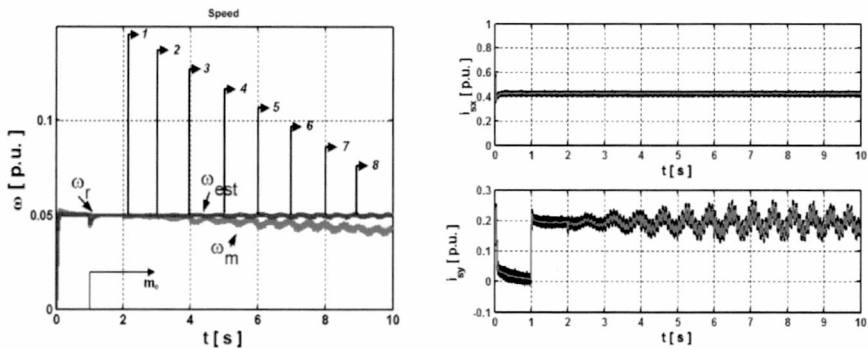
Na rysunku 9.8 przedstawiono proces cyklicznych zmian prędkości kątowej w napędzie bezczujnikowym z estymatorem MRAS^{CC}. Uszkodzenie zwiększano w odstępie $t = 1$ s, aż do uszkodzenia ośmiu sąsiadujących prętów klatki wirnika.



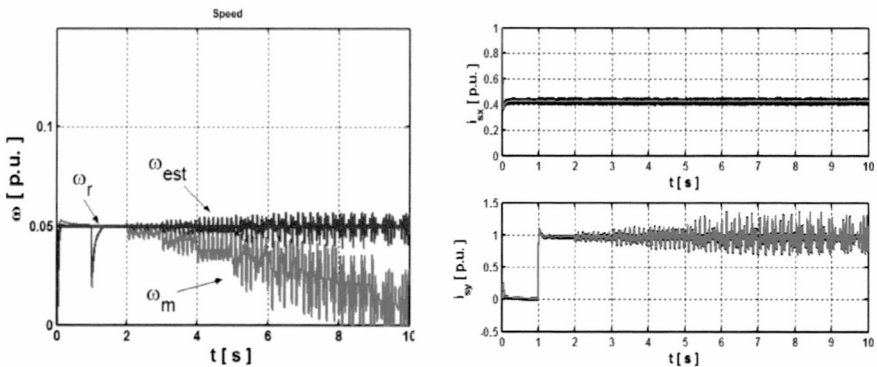
Rys. 9.8. Przebiegi wybranych zmiennych stanu w układzie bezczujnikowym z estymatorem MRAS^{CC} podczas uszkodzenia wirnika dla zmian prędkości z $0 \rightarrow \omega_{mN}$, $m_L = m_N$

W odróżnieniu od układu z pomiarem prędkości (rys. 9.3) wyraźnie widoczny jest wpływ uszkodzenia wirnika na wartości prędkości kątowej. W momencie uszkodzenia pojawia się błąd ustalony między prędkością mierzoną i estymowaną, który się zwiększa wraz ze wzrostem stopnia uszkodzenia maszyny. Kontrolowana wartość prędkości estymowanej jest utrzymywana na zadanej wartości, lecz nie jest ona zgodna z rzeczywistą prędkością kątową. Wynika to ze zmiany rezystancji wirnika podczas zmian stopnia jego uszkodzenia (w estymatorze nie ma dodatkowych układów do estymacji parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego). Istotne jest jednak, że częstotliwość uszkodzeniowa przyjmuje dla napędu z pomiarem takie same wartości jak dla napędu bez pomiaru prędkości kątowej.

Jeżeli uszkodzenie silnika nastąpi podczas pracy z dużą prędkością kątową, możliwa jest stabilna praca napędu bezczujnikowego z estymatorem MRAS^{CC} nawet z ośmioma uszkodzonymi prętami klatki wirnika (por. rys. 9.8).



Rys. 9.9. Przebiegi wybranych zmiennych stanu w układzie bezczujnikowym z estymatorem MRAS^{CC} podczas uszkodzenia wirnika dla $\omega_{ref} = 0,05 \omega_{mN}$, $m_L = 0,2 m_N$

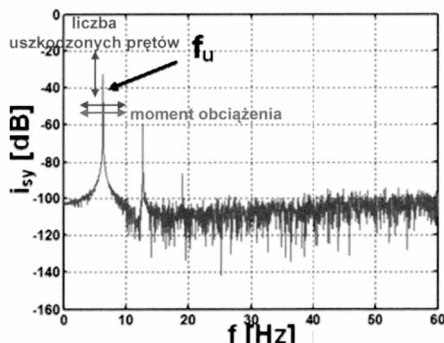


Rys. 9.10. Przebiegi wybranych zmiennych stanu w układzie bezczujnikowym z estymatorem MRAS^{CC} podczas uszkodzenia wirnika dla $\omega_{ref} = 0,05 \omega_{mN}$, $m_L = m_N$

Na rysunku 9.9 przedstawiono przebiegi prędkości mierzonej, estymowanej, zadanej oraz składowe prądu stojana dla $\omega_{ref} = 0,05 \omega_{mN}$. W chwili $t = 1$ s włączony został moment obciążenia ($0,2 m_{LN}$), a w chwili $t = 2$ s uszkodzeniu uległ jeden pręt klatki wirnika. Podobnie jak w poprzednim przypadku uszkodzenie stopniowo się zwiększało aż do zniszczenia 8 prętów klatki wirnika.

Gdy napęd pracuje z momentem znamionowym i małą prędkością kątową, może powstać tak duży błąd ustalony, że praca napędu bezczujnikowego nie będzie możliwa. Wyniki ilustrujące takie zachowanie systemu przedstawiono na rys. 9.10. Istotne jest jednak, że nawet w przypadku uszkodzenia 8 prętów napęd (mimo dużego błędu ustalonego) jest stabilny.

Dla napędu bezczujnikowego charakterystyka zmian częstotliwości uszkodzeniowej jest taka sama jak dla napędu z pomiarem prędkości kątowej. Częstotliwość ta zależy od stopnia uszkodzenia wirnika oraz od aktualnego momentu obciążenia. Charakter zmian tej częstotliwości przedstawiono na rys. 9.11. W układzie z pomiarem i bez pomiaru prędkości kątowej mogą być z powodzeniem wykorzystane te same detektory uszkodzenia wirnika, które przedstawiono w dalszej części niniejszego rozdziału.

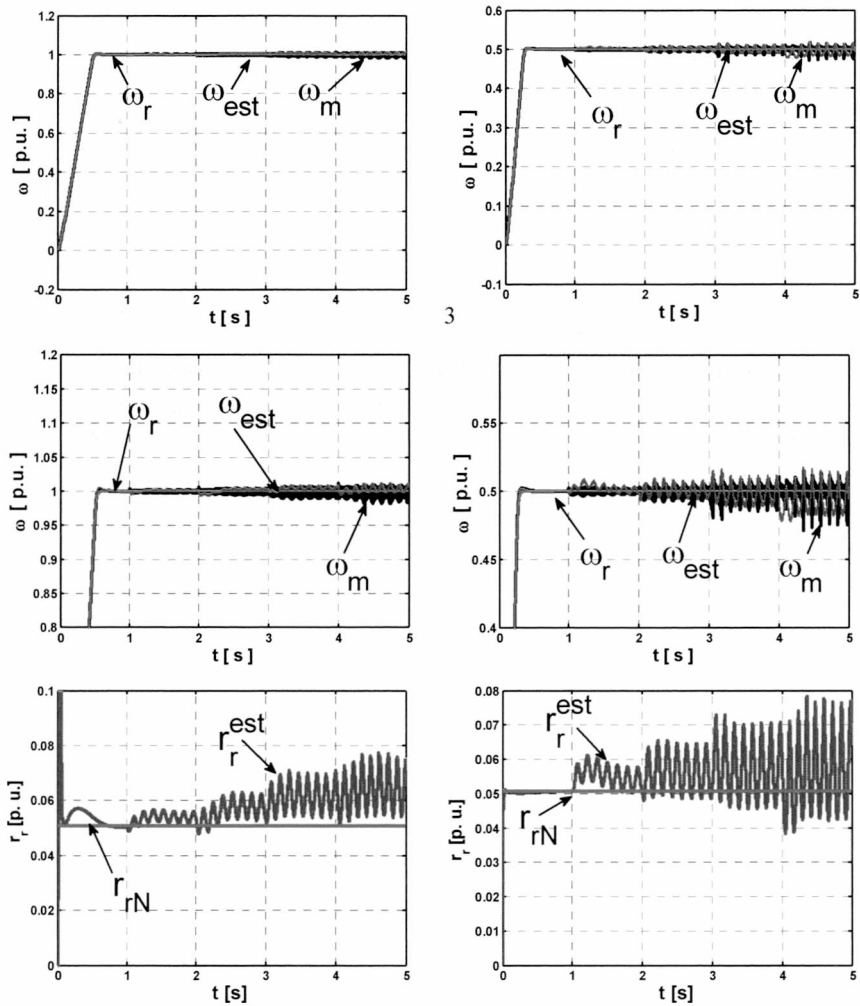


Rys. 9.11. Analiza FFT sygnału i_{sy} w bezczujnikowej strukturze DRFOC z 2 uszkodzonymi prętami; $m_L = m_N$

W przypadku zastosowania estymatora uniwersalnego, współpracującego między innymi z estymatorem rezystancji wirnika, układ bezczujnikowy działa w sposób prawidłowy w całym zakresie prędkości kątowej.

Prędkość mierzona pokrywa się wówczas z prędkością estymowaną, nawet gdy nastąpi uszkodzenie wirnika. Aby estymator rezystancji wirnika prawidłowo wyznaczał aktualną jej wartość, moment obciążenia powinien być większy od zera. Tylko dla takiego trybu pracy estymacja rezystancji wirnika przebiega w sposób prawidłowy.

Na rysunku 9.12 przedstawiono przebiegi prędkości kątowej mierzonej zadanej i estymowanej oraz wartość estymowanej rezystancji wirnika podczas pracy z prędkością znamionową i połową jej wartości ze znamionowym momentem obciążenia. W badaniach założono, że w chwili $t = 1$ s uszkodzeniu ulega 1 pręt klatki, a kolejne uszkodzenia następują po czasie $t = 1$ s.



Rys. 9.12. Przebiegi wybranych zmiennych stanu w układzie bezczujnikowym z uniwersalnym estymatorem MRAS^{CC} podczas uszkodzenia wirnika dla $\omega_{ref} = \omega_{mN}$ (po lewej) i dla $\omega_{ref} = 0,5\omega_{mN}$ (po prawej); $m_L = m_N$

Układ bezczujnikowy działa prawidłowo nawet po uszkodzeniu 4 prętów klatki wirnika. Błąd między prędkością mierzoną i estymowaną oscyluje wokół zera, czyli inaczej niż w układzie, w którym nie kompensowano zmian rezystancji wirnika. Można jednocześnie zauważyć, że ze wzrostem stopnia uszkodzenia wzrastają oscylacje estymowanej i rzeczywistej prędkości kątowej.

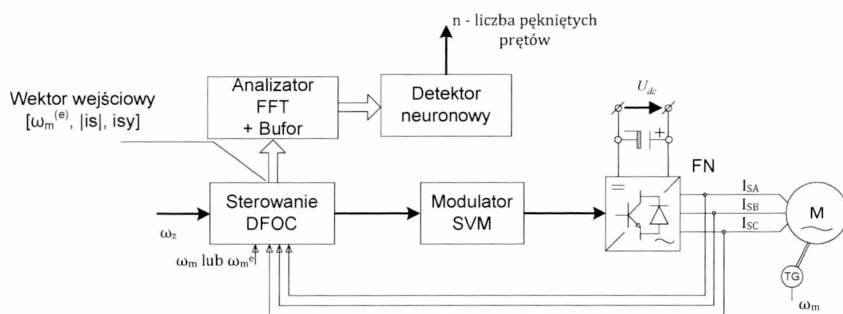
Zastosowanie uniwersalnego estymatora nie kompensuje efektów wywołanych uszkodzeniem wirnika. Widoczne są charakterystyczne oscylacje przebiegów zmien-

nych stanu silnika indukcyjnego, których częstotliwość i amplituda jest zbliżona do tych z układu z pomiarem prędkości kątowej. Dodatkowym parametrem, który może być wykorzystany do diagnostyki wirnika, jest estymowana rezystancja wirnika, która wzrasta ze wzrostem stopnia uszkodzenia oraz odznacza się oscylacjami o częstotliwości odpowiadającej oscylacjom innych zmiennych stanu maszyny.

Mimo że napęd bezczujnikowy z estymatorem MRAS^{CC} działa w sposób stabilny w całym zakresie prędkości kątowej i podczas wystąpienia uszkodzenia wirnika, istotne wydaje się wyposażenie układu napędowego w detektor uszkodzenia wirnika. W przypadku zdiagnozowania uszkodzenia napęd bezczujnikowy powinien pracować tylko do pierwszego zatrzymania.

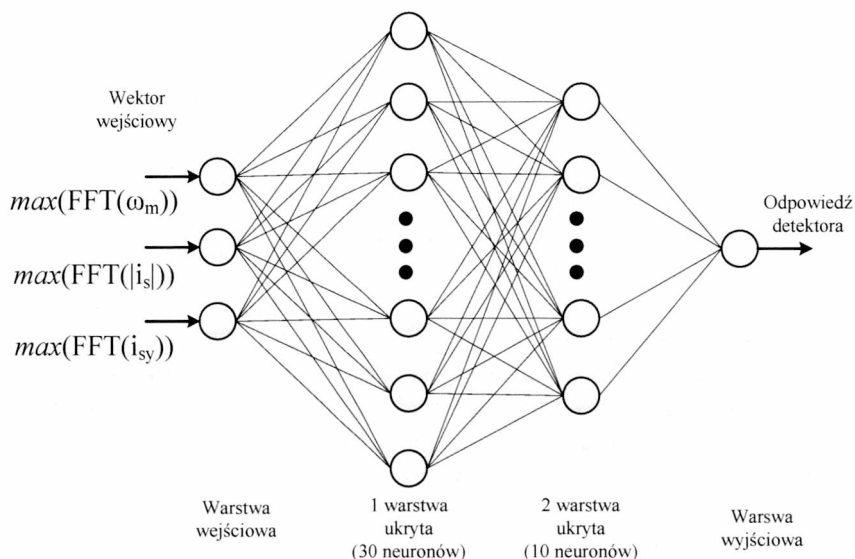
Wyniki przedstawionych badań pokazują, że możliwe jest wykorzystanie wewnętrznych sygnałów ze struktur wektorowego sterowania SI (zarówno w układzie z pomiarem, jak i bez pomiaru prędkości kątowej – także w układzie z estymatorem uniwersalnym) do wykrywania uszkodzenia wirnika silnika indukcyjnego. Wykazano także, że możliwa jest stabilna praca estymatora MRAS^{CC} w układach wektorowego sterowania, gdy pojawi się uszkodzenie wirnika.

Uszkodzenie wirnika w sposób istotny wpływa na działanie napędu bezczujnikowego. W dalszej części rozdziału przedstawiono możliwości budowy detektora neurologicznego opartego na sygnałach dostępnych w wewnętrznej strukturze wektorowego sterowania do jednoznacznej oceny liczby uszkodzonych prętów klatki wirnika. Przedstawiono system diagnostyczny układu napędowego sterowanego metodą DFOC. W podobny sposób można opracować układ dla metody DTC-SVM.



Rys. 9.13. Struktura neuronowego detektora uszkodzenia wirnika SI pracującego w układzie wektorowego sterowania DFOC

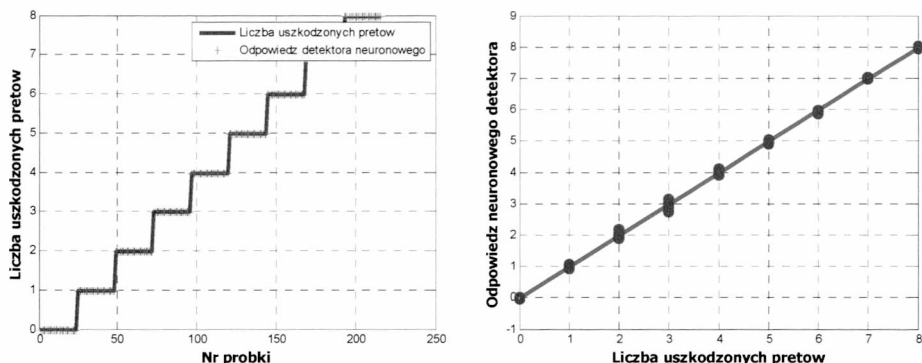
System diagnostyczny, w którym wykorzystano sieć neuronową o strukturze 3-30-10-1 (rys. 9.14), dokonuje identyfikacji liczby uszkodzonych prętów klatki wirnika na podstawie wcześniej obliczonych amplitud harmonicznych poślizgowych sygnałów prędkości mierzonej lub estymowanej, modułu wektora prądu stojana i składowej prądu stojana i_{sy} .



Rys. 9.14. Wektor wejściowy oraz struktura detektora neuronowego w układzie sterowania DFOC

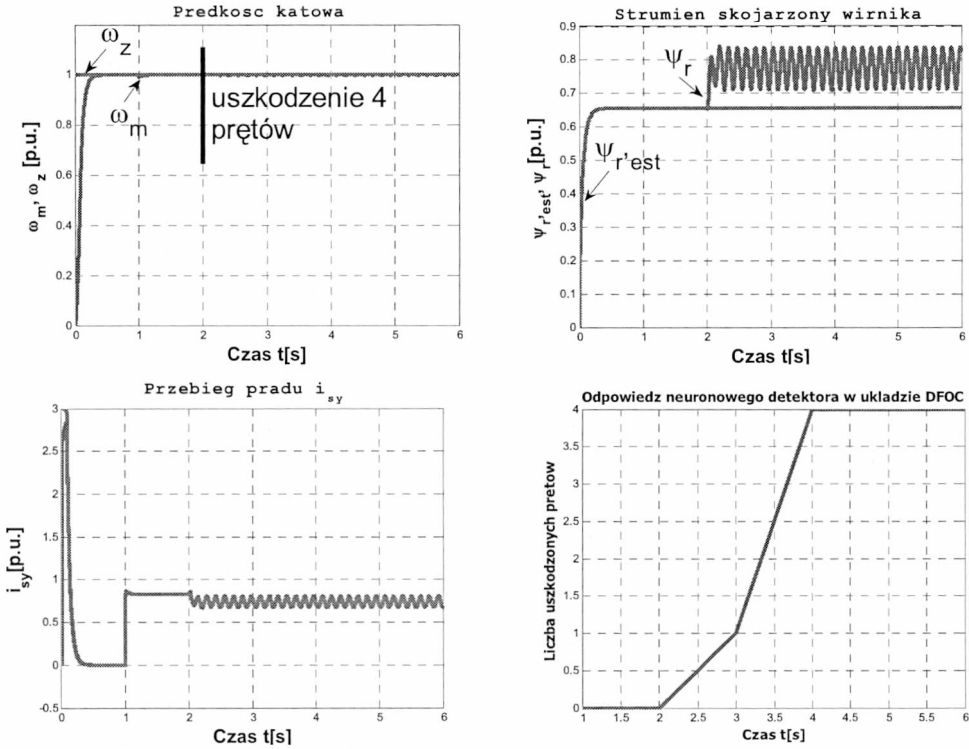
Uzyskane odpowiedzi systemu diagnostycznego na ciąg danych testowych, przedstawiono na rys. 9.15. Uzyskany błąd średniokwadratowy nie przekracza 10^{-3} .

Zastosowanie bloku analizatora widmowego przed układem detektora neuronowego zapewnia bezbłędną identyfikację liczby uszkodzonych prętów w klatce wirnika SI. Niestety podejście takie wymaga zastosowania dodatkowych buforów wejściowych oraz zwiększonego zapotrzebowania na moc obliczeniową potrzebną do równoczesnej analizy FFT kilku sygnałów czasowych. Niewątpliwie jest to ogromna wada proponowanego detektora neuronowego. Zaproponowane podejście gwarantuje jednak niemal 100% wykrywalność uszkodzenia wirnika (rys. 9.15).



Rys. 9.15. Wyniki działania detektora neuronowego w strukturze DFOC

Na rysunku 9.16 przedstawiono odpowiedź systemu diagnostycznego pracującego w strukturze DFOC w trybie on-line.



Rys. 9.16. Wyniki działania detektora neuronowego w strukturze DFOC w trybie on-line (4 uszkodzone pręty)

W chwili $t = 0$ s wymuszono w układzie znamionową prędkość. Następnie w chwili $t = 1$ s wymuszono znamionowy moment obciążenia. Po osiągnięciu przez układ napędowy stanu ustalonego w czasie $t = 2$ s nastąpiło uszkodzenie 4 prętów klatki wirnika. Dla takiej sytuacji uzyskano poprawną identyfikację liczby uszkodzonych prętów po czasie równym $t = 2$ s, która wynika z zastosowania bufora wejściowego, po zapełnieniu którego dokonywana jest analiza FFT, a następnie generowana odpowiedź detektora. Ze względu na powolnie postępujące uszkodzenie klatki wirnika czas odpowiedzi detektora nie jest krytyczny.

W takiej sytuacji detektor zwrócił pozytywny wynik po czasie równym $t = 2$ s. Stosunkowo długi czas reakcji odpowiedzi systemu diagnostycznego jest skutkiem zastosowania bufora wejściowego, po zapełnieniu którego dokonywana jest analiza FFT, a następnie generowana odpowiedź detektora.

Wadą przedstawionego rozwiązania jest skomplikowana struktura wewnętrzna detektorów i bardzo duże wymagania sprzętowe. Napędy, które pracują w trudnych i zmiennych warunkach przemysłowych, powinny być zaopatrzone w dodatkowe systemy diagnostyczne umożliwiające wczesne wykrycie uszkodzenia wirnika.

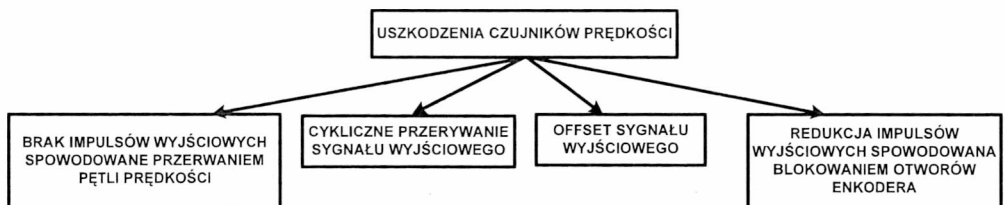
Połączenie takiego systemu sterowania i diagnostyki z opracowanym uniwersalnym estymatorem prędkości kątowej pozwoli na zwiększenie bezpieczeństwa kompletnego układu napędowego.

9.3. Wpływ uszkodzenia czujnika prędkości na pracę napędu sterowanego metodą wektorową

Jednym z podstawowych elementów w strukturach wektorowego sterowania silnikami indukcyjnymi jest czujnik prędkości kątowej. Jest to jednak układ, który ulega częstym awariom i może doprowadzić do niekontrolowanych zjawisk w układach napędowych. Awaryjność tych czujników wynika z faktu, że przyrządy wykorzystywane do pomiaru prędkości są bardzo wrażliwe na wszelkiego rodzaju zakłócenia i zmiany występujące w środowisku zewnętrznym [29], [98].

Istnieją dwa rodzaje enkoderów, które różnią się między sobą sposobem kodowania informacji wyjściowej: enkoder inkrementalny oraz enkoder absolutny. Enkoder inkrementalny generuje na wyjściu dwa przebiegi, które są przedstawione jako pojedyncze impulsy zero-jedynkowe przesunięte względem siebie o pewien kąt. Dzięki takiemu sposobowi reprezentacji prędkości uzyskuje się również informację o kierunku obrotu wirnika. Kodowanie sygnału w enkoderze absolutnym opiera się na kodzie Graya. W odróżnieniu od systemu dwójkowego zmiana ulega tylko jeden bit, a więc prawdopodobieństwo zgubienia bitu jest mniejsze. Typy uszkodzeń, jakie mogą wystąpić w przetworniku obrotowo-impulsowym przedstawiono na rys. 9.17, mogą one także zostać przedstawione zgodnie z zależnością

$$\omega_m^m = (1 - \gamma)\omega_m, \quad 0 \leq \gamma \leq 1 \quad (9.1)$$



Rys. 9.17. Podział uszkodzeń czujników prędkości [117]

Awarie enkodera są najczęściej spowodowane:

- brakiem impulsów wyjściowych (przerwanie pętli sprzężenia zwrotnego od prędkości) $\gamma = 1$,
- ograniczeniem liczby impulsów wyjściowych (spowodowane blokowaniem otworów na tarczy enkodera) $0 \leq \gamma \leq 1$,
- cyklicznym przerywaniem sygnału wyjściowego (spowodowane luźnym przewodem) $\gamma = [0, 1]$.

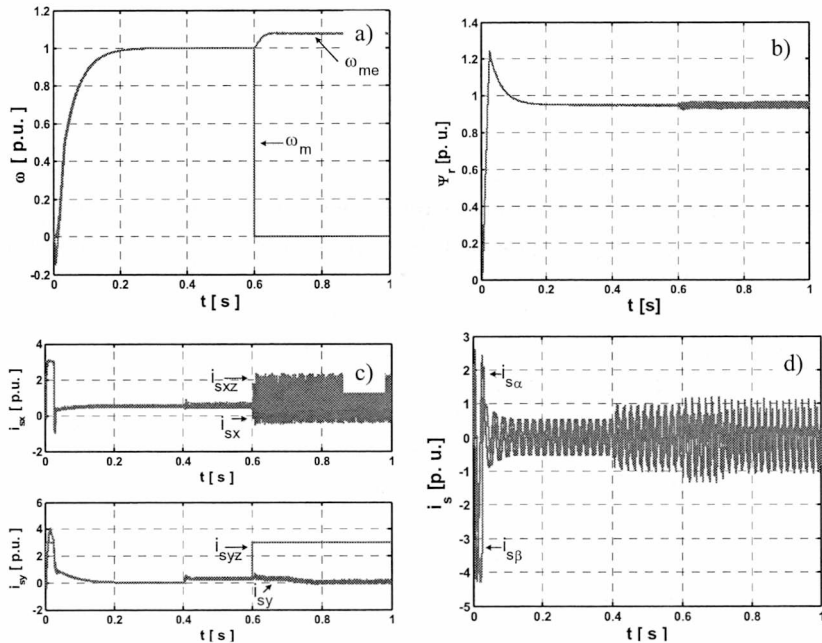
Uszkodzenia te opisano szczegółowo w [117]. Można jeszcze wyróżnić inne uszkodzenie [15], [16], tzw. offset, który może przyjąć wartość dodatnią lub ujemną. Ujemny offset skutkuje współczynnikiem γ na poziomie $0 \leq \gamma \leq 1$, natomiast uchyb dodatni (występujący w układach wykorzystujących tachometrię) daje współczynnik γ o wartościach z przedziału $-1 \leq \gamma \leq 0$. Pojawienie się offsetu, czyli składowej stałej nałożonej na sygnał, może nastąpić w momencie uszkodzenia ekranu przewodu pomiarowego, przez co falownik zasilający może generować zakłócenia i oddziaływać na sygnał sprzężenia zwrotnego [29]. Kompensacja wpływu uszkodzenia czujników polega najczęściej na przełączeniu struktury sterowania opartej na uszkodzonym czujniku na sterowanie, w którym ten element pomiarowy nie występuje, najczęściej jest to układ bezczujnikowy.

W niniejszym rozdziale przedstawiono wpływ uszkodzenia czujnika prędkości kątowej na pracę napędu sterowanego metodą DRFOC oraz możliwość wykorzystania opracowanego estymatora uniwersalnego MRAS^{CC} we współpracy z detektorami wykrywającymi uszkodzenie czujnika prędkości. Przedstawiono kompletny system bezpieczeństwa pozwalający na płynne przejście z pracy z pomiarem prędkości do pracy w układzie bezczujnikowym z estymatorem MRAS^{CC}.

Na rysunku 9.18 przedstawiono wyniki badań wpływu przerywania pętli sprzężenia zwrotnego na prędkość kątową. Napęd pracuje ze znamionową prędkością kątową. W chwili $t = 0,6$ s nastąpiło uszkodzenie czujnika prędkości.

Zanik sygnału z enkodera spowodował wzrost prędkości kątowej silnika, co jest skutkiem działania układu regulacji prędkości kątowej silnika indukcyjnego. W chwili pojawienia się błędu ustalonego między prędkością zadaną oraz rzeczywistą układ sterowania dąży do jego minimalizacji. Zwiększa się zadana wartość składowej prądu i_{sy} i prędkość silnika (rzeczywista i estymowana). W chwili pojawienia się uszkodzenia pojawia się też impuls na składowej prądu i_{sy} . Wartość ta nie pokrywa się z sygnałem zadanym (w tym momencie niemożliwa jest kontrola układu sterowania). Prędkość kątowa wzrasta do maksymalnej wartości, wynikającej z ograniczeń przyjętych w układzie i ze stałości strumienia stojana. Można zauważyć, że dużym zmianom ulega wartość składowej prądu i_{sx} (rys. 9.18). Dzieje się to na skutek wzrostu rzeczywistej prędkości powyżej wartości znamionowej. Z przedstawionych przebiegów wynika, że jednym ze sposobów detekcji uszkodzenia tego typu jest ciągły monitoring różnicy między prędkością estymowaną a mierzoną (układ napędowy jest wyposażony

w uniwersalny estymator MRAS^{CC}, który wyznacza prędkość kątową równocześnie z pomiarem prędkości kątowej – nie jest wpięty do układu sterowania).

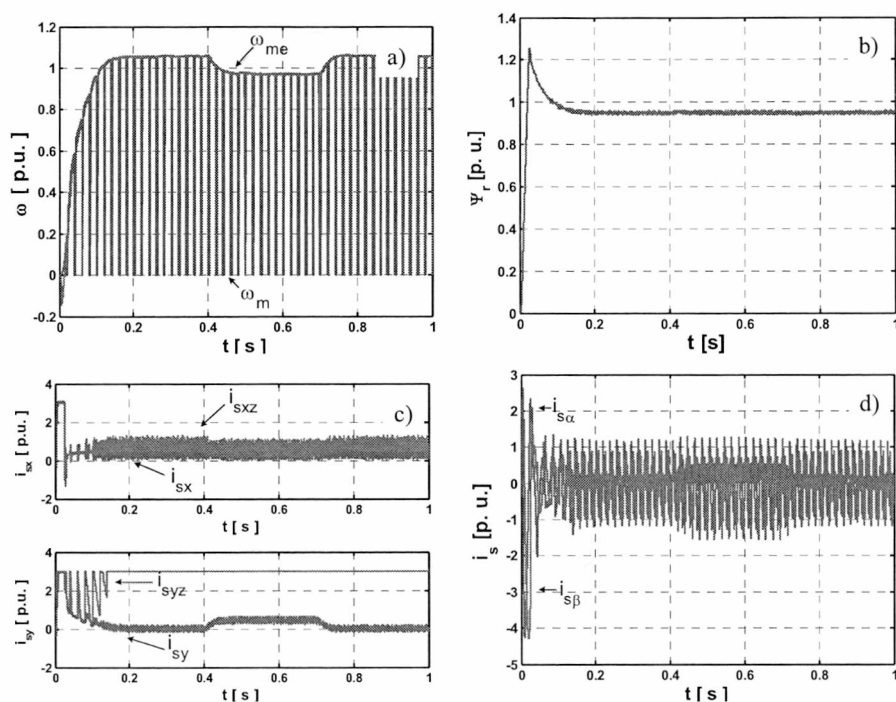


Rys. 9.18. Przebieg prędkości kątowej mierzonej, estymowanej (a), modułu strumienia wirnika (b), składowych prądu stojana (c) oraz prądu stojana podczas przerywania pętli sprzężenia zwrotnego od prędkości kątowej (d)

Awaria elektroniki enkodera może wynikać z nadłamania przewodu zasilającego fotoelement, natomiast drgania spowodowane działaniem układu napędowego mogą powodować cykliczne przerywanie obwodu zasilania. Gubione są więc impulsy niezależnie od prędkości obrotowej wału silnika.

Na rysunku 9.19 pokazano, jak gubienie impulsów z enkodera wpływa na pracę napędu sterowanego metodą wektorową. Błędnie mierzona prędkość kątowa (wynikająca z cyklicznie traconego sygnału) podawana do sprzężenia zwrotnego układu wektorowego sterowania silnikiem indukcyjnym powoduje jego błędne działanie. Gdy napęd jest nieobciążony, prędkość rzeczywista i estymowana się zwiększają, jeżeli napęd jest obciążony, to prędkość jest mniejsza od wartości zadawanej (wynika to z uśredniania prędkości z próbek dostarczanych z enkodera).

Podobnie jak w przypadku pełnego zaniku pomiaru, także i w razie cyklicznego jego braku sygnałem niosącym istotną informację diagnostyczną jest różnica między składową i_{sy} , a wartością zadaną tej składowej.

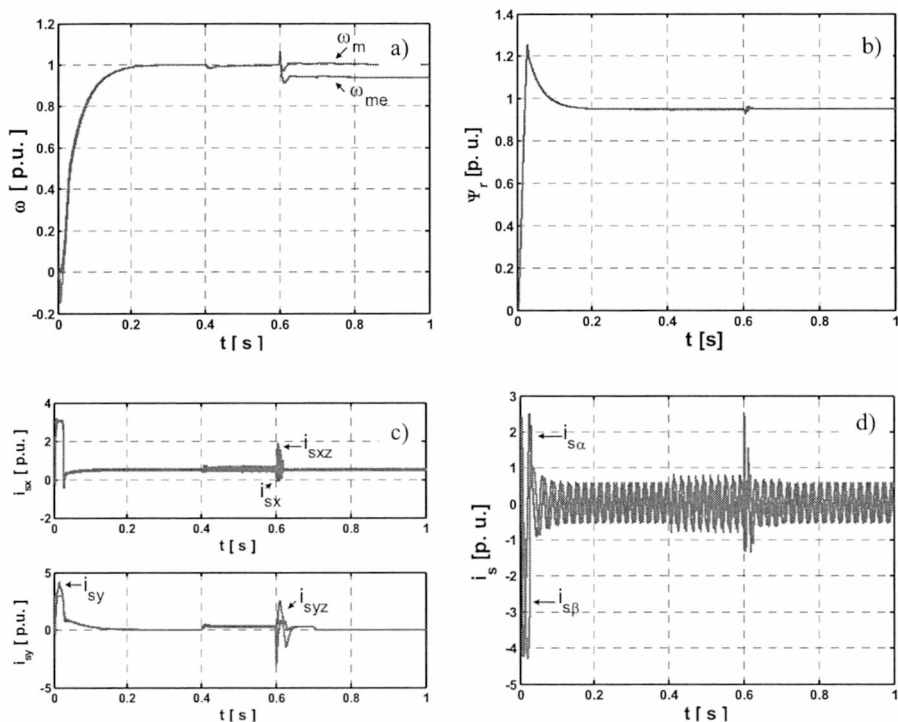


Rys. 9.19. Przebieg prędkości kątowej mierzonej, estymowanej (a), modułu strumienia wirnika (b), składowych prądu stojana (c) oraz prądu stojana (d) podczas gubienia impulsów od prędkości kątowej

Detekcja tego typu uszkodzeń powinna odbywać się z użyciem takich samych zmiennych stanu co w przypadku całkowitej utraty sygnału, ale dodatkowo detektor powinien być wyposażony w licznik impulsów. Układ sterowania wektorowego pracujący z pomiarem prędkości kątowej, w przypadku pojawienia się tego typu uszkodzeń powinien w jak najkrótszym czasie zostać przełączony do pracy w trybie bezczujnikowym, gwarantując w ten sposób prawidłową pracę układu napędowego.

Offset jest zjawiskiem, w którym czynnik zewnętrzny lub wewnętrzny powoduje powstanie różnicy między wartością zadaną a rzeczywistą. Offset w nowoczesnych układach napędowych wykorzystujących przetworniki obrotowo-impulsowe przejawia się zwykle przez zmniejszenie rzeczywistej prędkości mierzonej. Powodem tej sytuacji jest zastąpienie transmisji analogowej transmisją cyfrową (spotyka się także enkodery wyposażone w wyjścia analogowe 4–20 mA lub 0–10 V). Nieprawidłowy pomiar może nastąpić w momencie poluzowania się tarczy przetwornika, przez co generowane impulsy występują po pewnym czasie w stosunku do chwili, gdy rzeczywistość powinny się pojawić. Zgodnie z tym, że prędkość jest ilorazem drogi i czasu, gdy droga jest stała, mierzona prędkość się zmniejsza. Na rysunku 9.20 poka-

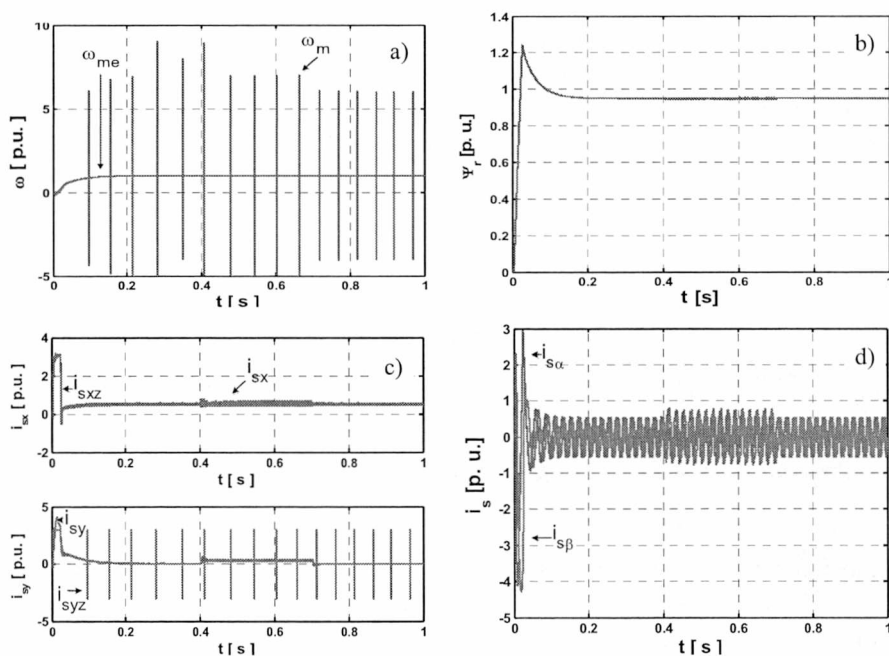
zано, jak wystąpienie offsetu w mierzonej wartości prędkości kątowej wpływa na pracę układu napędowego.



Rys. 9.20. Przebieg prędkości kątowej mierzonej, estymowanej (a), modułu strumienia wirnika (b), składowych prądu stojana (c) i prądu stojana (d) podczas offsetu w mierzonej prędkości kątowej

Uszkodzenie skutkujące pojawieniem się offsetu w przebiegu prędkości mierzonej powoduje zmianę wartości rzeczywistej pomiaru o pewną stałą wartość, dodatnią lub ujemną zależnie od typu awarii. Układ sterowania, na wejście którego podawana jest błędna wartość prędkości kątowej, działa w taki sposób, jak gdyby wielkość ta była prawidłowa (mimo że rzeczywista wartość różni się od tej na wyjściu przetwornika). Można więc stwierdzić, że jedynym sposobem, który umożliwia wykrycie uszkodzenia tego typu jest ciągły monitoring estymowanej wartości prędkości kątowej. W przypadku pokazanym na rys. 9.20 prędkość estymowana się zmniejsza, mimo że układ regulacji utrzymuje prędkość silnika na stałej, zadanej, prędkości (zawyżonej wskutek pojawienia się uszkodzenia) ($\omega_{ref} = \omega_{mN} = \omega_m \neq \omega_m^e$). Istotne jest więc stosowanie takich układów odtwarzających prędkość kątową, które gwarantują jej poprawność w szerokim zakresie prędkości kątowej w różnych strukturach sterowania.

Uszkodzenia polegające na cyklicznym gubieniu impulsów, a jednocześnie zależne od położenia tarczy enkodera nie mają tak dużego wpływu na stabilną pracę układu napędowego sterowanego metodą wektorową jak poprzednie typy uszkodzeń (pod warunkiem, że liczba utraconych impulsów nie przekracza 5% w każdym okresie). Do gubienia impulsów może dojść w przypadku enkodera inkrementalnego, w którym otwory w tarczy zostaną zablokowane, przez co fotodetektor nie wykrywa sygnału emitowanego przez fotoelement. Innym przykładem powstania takiej sytuacji może być osłabienie sygnału emitowanego przez fotoelement, co jest normalne w przypadku zużycia, a przez co w warunkach wysokich obrotów tarczy fotodetektor może nie zarejestrować wszystkich impulsów. Wyniki badań ilustrujących wpływ tego typu uszkodzenia na pracę układu napędowego przedstawiono na rys. 9.21.

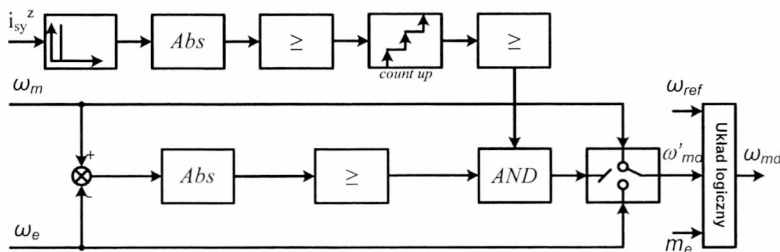


Rys. 9.21. Przebieg prędkości kątowej mierzonej, estymowanej (a), modułu strumienia wirnika (b), składowych prądu stojana (c), prądu stojana (d) podczas gubienia impulsów z enkodera

Gubienie pojedynczego impulsu w trakcie każdego obrotu tarczy enkodera praktycznie nie powoduje negatywnych skutków, mających istotne znaczenie dla pomiaru prędkości. Wynika to z tego, że wygenerowany przez enkoder impuls prędkości jest znacznie krótszy niż stałe czasowe w układzie regulacji prędkości kątowej. Detekcję takiego uszkodzenia najlepiej oprzeć na różnicy prędkości estymowanej i mierzonej oraz różnicy składowej znajdującej się w osi y prądu z jej wartością zadaną.

Jednym z najważniejszych problemów związanych z detekcją uszkodzenia czujnika prędkości kątowej opartego na różnicy między prędkością mierzoną i estymowaną jest ustalenie progowego błędu między tymi wielkościami, kiedy układ wykrywający uszkodzenie powinien być aktywowany. Wynika to z wrażliwości estymatorów zmiennych stanu na zmiany parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego. Zmiana parametrów może skutkować powstaniem błędu ustalonego między prędkościami i doprowadzić do nieprawidłowej diagnozy. W przypadku zastosowania estymatora uniwersalnego z identyfikacją parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego symptom ten jest jednoznaczny i wskazuje na uszkodzenie czujnika prędkości kątowej.

W związku z możliwością wystąpienia uszkodzeń powtarzających się cyklicznie, detektor powinien być wyposażony w układ wykrywający ten typ uszkodzenia. W przypadku braku takiego członu, detektor po wykryciu uszkodzenia dokonuje przełączenia na strukturę bezczujnikową, a w momencie powrotu sygnału z czujnika, detektor przełącza sterowanie z powrotem na układ czujnikowy. Na rysunku 9.22 przedstawiono detektor uszkodzenia czujnika prędkości kątowej.



Rys. 9.22. Schemat blokowy detektora opartego na różnicy prędkości mierzonej i estymowanej oraz na pochodnej składowej i_{sy}

Układ ten wykorzystuje dwa systemy detekcyjne, które mogą działać w sposób niezależny lub równoległy. Pierwszy opiera się na różnicy prędkości, a jego działanie można opisać zależnością:

$$\text{if } |\omega_m - \omega_e| \geq y \text{ then } \omega_e \text{ else } \omega_m \quad (9.2)$$

gdzie y jest maksymalną dopuszczalną różnicą prędkości wyznaczoną wcześniej.

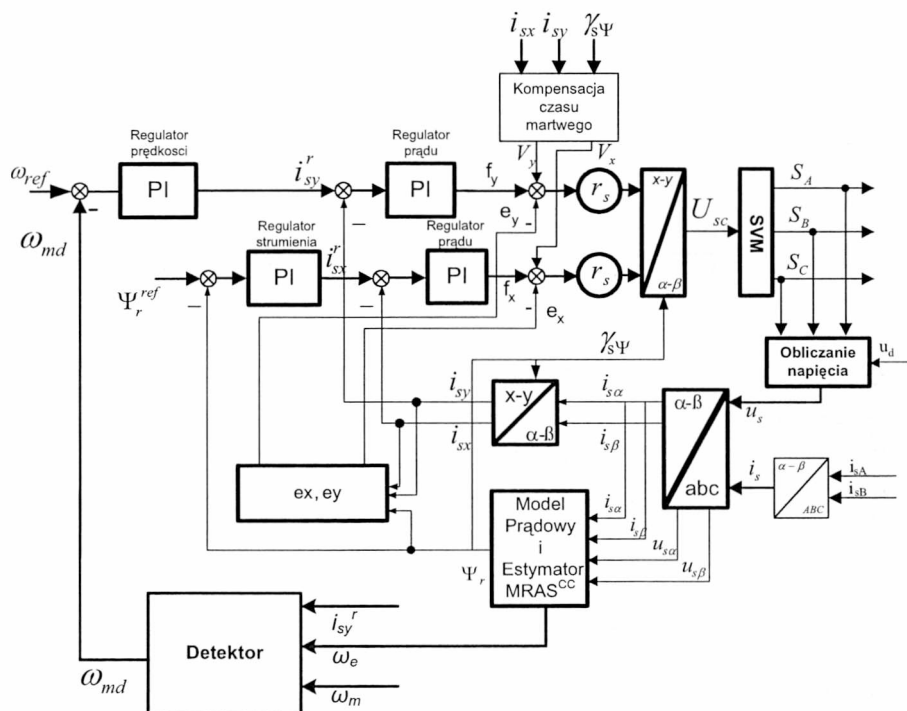
Wynikiem działania tego detektora jest wartość bezwzględna, która jest porównywana z wartością reprezentującą strefę braku czułości. Jeśli wartość absolutna jest większa od dopuszczalnej różnicy prędkości, to układ generuje impuls. Aby układ poprawnie reagował na uszkodzenia pojawiające się cyklicznie, konieczne jest dodatkowe zliczanie impulsów.

Drugi system, na którym opiera się analizowany detektor, wykorzystuje formułę:

$$\text{if } \left| \frac{d}{dt} i_{syz} \right| \geq x \text{ then } \omega_e \text{ else } \omega_m \quad (9.3)$$

gdzie x jest maksymalną dopuszczalną wartością składowej i_{syz} wyznaczoną wcześniej.

Zgodnie z równaniem (9.3) w przypadku wystąpienia uszkodzenia czujnika obrotowo-impulsowego generowany jest krótkotrwały impuls. W związku z tym detektor musi być zaopatrzony w system utrzymujący stałą wartość tego sygnału. Funkcję tę spełnia licznik. Końcowe porównanie, tak jak w poprzednim przypadku, służy do zamiany typu danych – z liczb całkowitych na bity. Uzyskany w ten sposób sygnał jest wykorzystany w systemie logiczno-diagnostycznym do przejścia układu napędowego z trybu z pomiarem prędkości kątowej do pracy z estymatorem uniwersalnym.

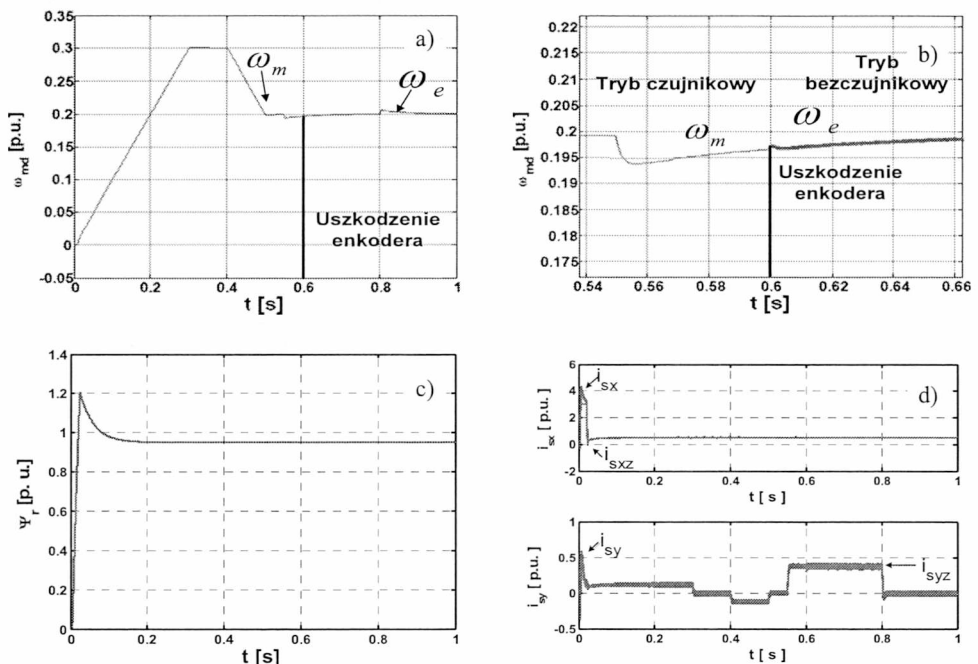


Rys. 9.23. Struktura układu odpornego na uszkodzenie czujnika prędkości

Schemat ideowy napędu odpornego na uszkodzenia czujnika prędkości przedstawiono na rys. 9.23. Istotne jest, aby estymator prędkości wykorzystany w układach bezpieczeństwa był systemem działającym w sposób prawidłowy w szerokim zakresie

prędkości kątowej i momentu obciążenia oraz wyznaczał bezbłędnie prędkość, gdy nie jest wpięty do układu regulacji. Takie właściwości ma opracowany uniwersalny estymator MRAS^{CC}.

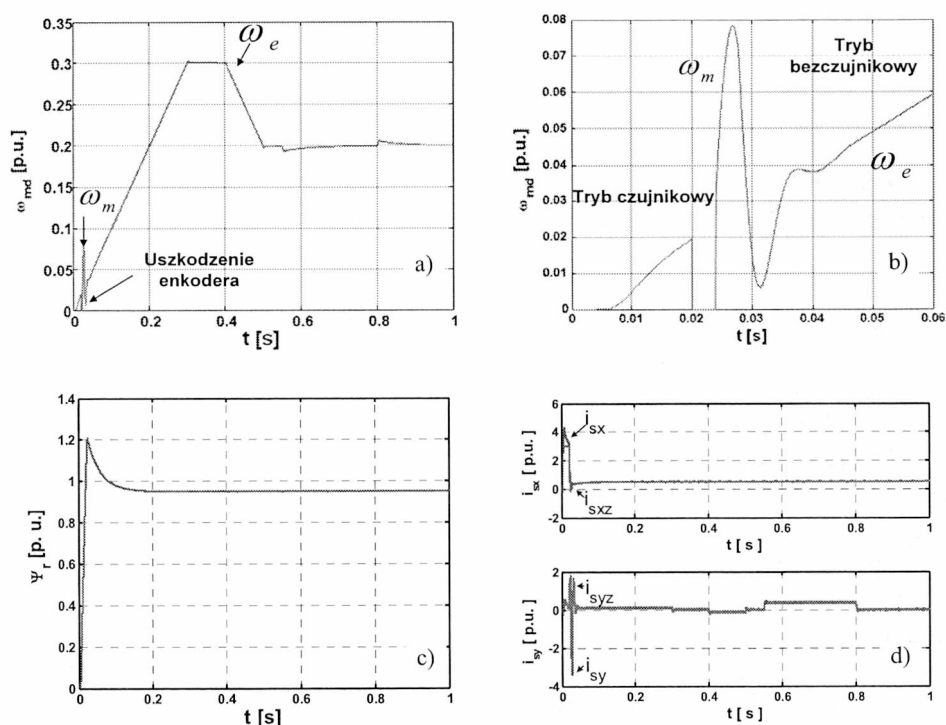
Wyniki pracy detektora przedstawiono na rys. 9.24. Założono, że napęd pracuje w trybie z pomiarem prędkości kątowej, strumień wirnika jest estymowany z wykorzystaniem modelu prądowego silnika indukcyjnego. Uniwersalny estymator MRAS^{CC} działa w sposób równoległy, jednak jak już wcześniej wspomniano, nie jest wykorzystywany w układzie sterowania. Sygnały prędkości i strumienia z tego układu są podawane na wejście systemu diagnostycznego, który w razie wystąpienia awarii może przełączyć napęd w tryb pracy bezczujnikowej.



Rys. 9.24. Przebieg prędkości kątowej mierzonej, estymowanej (a, b), modułu strumienia wirnika (c), oraz składowych prądu stojana (d) podczas utraty sygnału z enkodera

Po pojawieniu się uszkodzenia czujnika (w chwili $t = 0,6$ s) system diagnostyczny dokonuje przełączenia napędu w tryb bezczujnikowy z estymatorem MRAS. Jak można zauważyć, reakcja na uszkodzenie czujnika prędkości jest praktycznie niezauważalna w wartościach zmiennych stanu. W momencie zmiany wielkości podawanych do sprzężeń zwrotnych w układzie wektorowego sterowania silnikiem indukcyjnym widoczny jest niewielki impuls na przebiegu prędkości estymowanej.

Na rysunku 9.25 przedstawiono wpływ cyklicznych zaników impulsów na pracę detektora oraz całego układu napędowego. Wyraźnie widoczne jest, że od pierwszej chwili rozruchu uszkodzeniu uległ enkoder. Natychmiastowe wykrycie tego typu uszkodzenia nie było możliwe i dlatego w pierwszej chwili widoczne są bardzo duże oscylacje zarówno składowych prądu stojana, jak i prędkości mierzonej. Dopiero po wykryciu przez układ logiczny cykliczności (powtarzalności) tych zjawisk system diagnostyczny przełączył układ w tryb pracy bezczujnikowej.



Rys. 9.25. Przebieg prędkości kątowej mierzonej, estymowanej (a, b), modułu strumienia wirnika (c) oraz składowych prądu stojana (d) podczas gubienia impulsów z enkodera

Przedstawiono możliwości wykorzystania opracowanego uniwersalnego układu estymacji prędkości kątowej MRAS^{CC} jako redundantnego systemu włączanego w chwili uszkodzenia czujnika prędkości kątowej w napędach sterowanych metodami wektorowymi. Dzięki temu, że estymator ten wykorzystuje dodatkowe układy do wyznaczania parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego w wewnętrznej strukturze, może być on z powodzeniem wykorzystany do wykrywania uszkodzeń czujnika obrotowo-impulsowego. Wykazano, że niezależnie od rodzaju uszkodzenia

możliwe jest jego wczesne wykrycie i szybkie przełączenia napędu na tryb pracy bezczujnikowej. Moment przejścia z pracy z pomiarem na tryb sensorless jest praktycznie niezauważalny dla użytkownika napędu. Istotne jest jednak, aby estymator pełniący funkcję systemu redundantnego był układem działającym w szerokim zakresie prędkości i momentu obciążenia. Zastosowanie takiego układu umożliwia nie tylko stabilną pracę napędu w trybie bezczujnikowym, ale też zminimalizowanie przepięć i oscylacji zmiennych stanu w chwili zmiany trybu pracy. Wynika to z bardzo dobrego odtwarzania prędkości kątovej przez estymator zarówno podczas pracy poza pętlą regulacji prędkości, jak i w napędzie bezczujnikowym. Opracowany detektor został wykorzystany w badaniach omówionych w rozdziale 7.

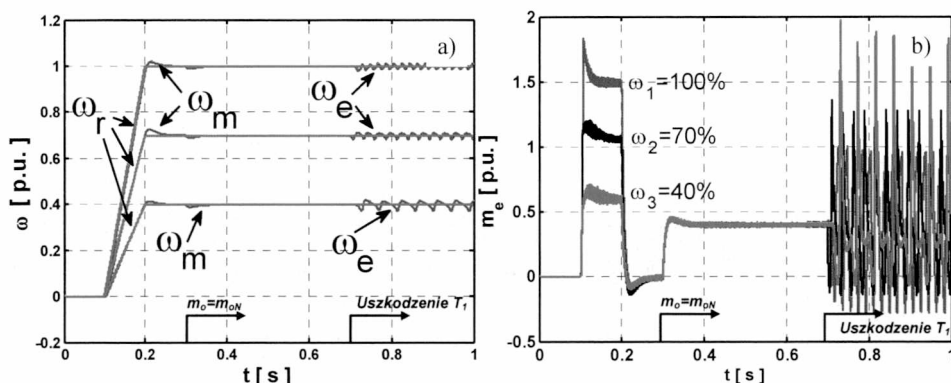
9.4. Wpływ uszkodzenia łącznika tranzystorowego IGBT przemiennika częstotliwości na pracę napędu bezczujnikowego

Nowoczesne układy wektorowego sterowania są systemami o skomplikowanej budowie, wykorzystującymi coraz to nowsze i bardziej skomplikowane elementy elektroniczne i energoelektroniczne. Oczywiście napędy te nie są całkowicie bezawaryjne. Najczęściej ulegają awarii łączniki tranzystorowe IGBT. Uszkodzenia te polegają na zwarciu klucza bądź na braku przewodzenia prądu (ang. *short/open-switch fault*) [181], [195]. Zwarcie jednego z kluczy tranzystorowych jest jednym z najpoważniejszych uszkodzeń, które może wystąpić w układach napędowych z SI. Praktycznie zawsze prowadzi ono do całkowitego uszkodzenia modułu mocy i zatrzymania systemu [195].

Istotne jest, aby podczas pojawienia się uszkodzenia jednego z łączników tranzystorowych IGBT napęd pracował w sposób prawidłowy z możliwie najmniejszym błędem. W przypadku napędu z estymacją prędkości kątovej wartość estymowana prędkości kątovej powinna być taka sama jak wartość rzeczywista, aby nie doprowadzić do zatrzymania napędu lub utraty jego stabilności. Należy więc sprawdzić wpływ uszkodzenia łączników tranzystorowych na pracę napędu bezczujnikowego sterowanego metodą wektorową z opracowanym uniwersalnym estymatorem prędkości kątovej MRAS^{CC}.

Badania wykonano w bezczujnikowym układzie napędowym z silnikiem indukcyjnym sterowanym metodą DTC-SVM. Do estymacji prędkości wykorzystano uniwersalny estymator MRAS^{CC}. Założono, że uszkodzenie łącznika polegało na całkowitym jego odłączeniu z topologii przekształtnika (ang. *open-switch fault*) [36], [181]. Schemat ideowy układu sterowania uwzględniający topologię przekształtnika częstotliwości przedstawiono na rys. 9.26.

tliwości pracującego zarówno w strukturze z pomiarem, jak i bez pomiaru prędkości kątowej.



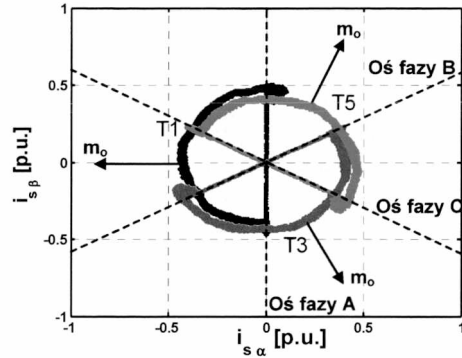
Rys. 9.27. Przebiegi prędkości zadanej, mierzonej i estymowanej (a) oraz momentu elektromagnetycznego (b) podczas badania wpływu uszkodzenia tranzystora T1

Można zauważyć, że uszkodzenie tranzystora T1 przejawia się oscylacjami prędkości o różnej częstotliwości i różnych amplitudach. Ich wartość ściśle zależy od aktualnej wartości prędkości kątowej (rys. 9.27a). Charakter zmian tych oscylacji jest podobny do tego, który występuje w układzie sterowania SI podczas uszkodzenia wirnika silnika indukcyjnego [103]. Wydaje się więc, że w celu identyfikacji rodzaju uszkodzenia konieczne jest dostarczanie do układu diagnostycznego informacji o aktualnej wartości rezystancji stojana i wirnika, które są dostępne w wewnętrznej strukturze estymatora prędkości.

Dla prędkości mniejszych od 40% wartości znamionowej niemożliwe jest utrzymanie prędkości na zadanym poziomie dla takich samych nastaw regulatorów i ograniczeń w układzie sterowania. Konieczne jest zwiększenie wielkości ograniczenia maksymalnego generowanego momentu przez silnik w celu utrzymania prędkości na zadanym poziomie. Niestety zmiana ograniczenia powoduje szybszą degradację uzwojenia stojana podczas uszkodzenia łącznika IGBT, wobec tego lepszym rozwiązaniem wydaje się zatrzymanie napędu.

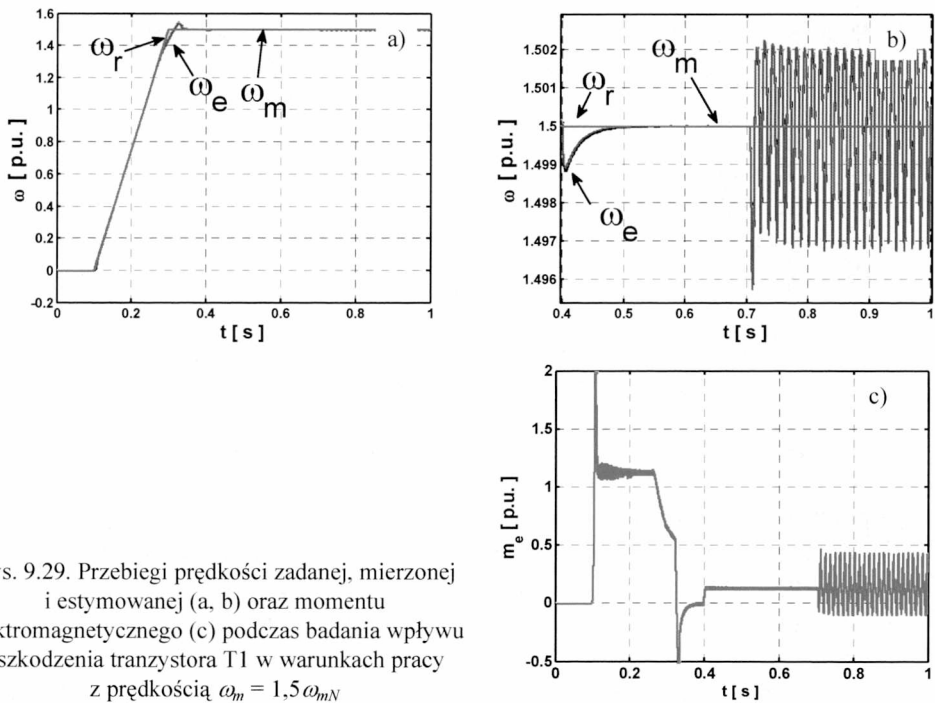
Wpływ uszkodzenia pozostałych łączników (T2-T6) na pracę napędu jest identyczny z tym powodowanym przez tranzystor T1.

Wskutek uszkodzenia łącznika tranzystorowego przebiegi zmiennych stanu ulegają odkształceniu. Zmiana ta może być wykorzystana razem z innymi wielkościami w procesie diagnostyki napędu i układu sterowania. Na rysunku 9.28 przedstawiono przebiegi hodografów prądu stojana podczas uszkodzenia łączników T1, T3, T5, hodografy te przyjmują kształt łuku, którego położenie ściśle zależy od tranzystora, który uległ uszkodzeniu.



Rys. 9.28. Hodografy prądu stojana podczas uszkodzenia tranzystorów T1, T3, T5

Gdy uszkodzeniu ulegnie tranzystor przeciwny do analizowanego na rys. 9.28 hodograf znajduje się po drugiej stronie osi charakterystycznej dla danej fazy. Wartość amplitudy hodografu się zwiększa wraz ze wzrostem momentu obciążenia [36]. Podobny efekt można zaobserwować w układzie napędowym sterowanym metodą DFOC [181].

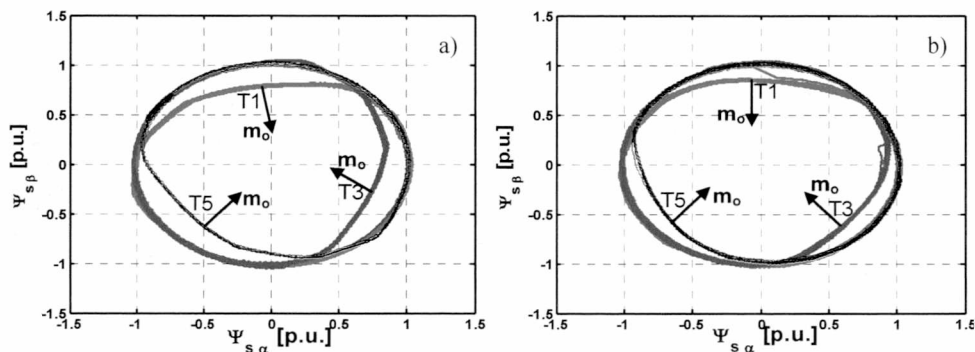


Rys. 9.29. Przebiegi prędkości zadanej, mierzonej i estymowanej (a, b) oraz momentu elektromagnetycznego (c) podczas badania wpływu uszkodzenia tranzystora T1 w warunkach pracy z prędkością $\omega_m = 1,5 \omega_{mN}$

Na rysunku 9.29 przedstawiono wpływ uszkodzenia tranzystora T1 na pracę napędu oraz na proces estymacji prędkości kątowej podczas osłabiania pola. Mimo że układ pracuje z prędkością $\omega_m = 1,5 \omega_{mN}$, prędkość estymowana pokrywa się z warto-

ścią mierzoną nawet podczas wystąpienia uszkodzenia. Oscylacje momentu elektromagnetycznego są mniejsze niż w przypadku pracy z mniejszą prędkością, a częstotliwość zmian pulsacji momentu jest największa z analizowanych przypadków, gdyż do osiągnięcia prędkości 150% wartości znamionowej z momentem obciążenia częstotliwość napięcia sterującego, a zatem także prądu stojana znacznie wzrasta.

W przypadku pojawienia się uszkodzenia łączników przemiennika częstotliwości zmianie ulega też kształt hodografu estymowanych składowych strumienia stojana w strukturze sterowania DTC-SVM. W normalnych warunkach hodograf ten przyjmuje kształt okręgu o amplitudzie równej wartości zadanej strumienia stojana. Kształt hodografów podczas uszkodzenia łączników T1, T3 i T5 pokazano na rys. 9.30. Uszkodzenie łączników powoduje spłaszczenie się hodografu w odpowiedniej osi (zależnej od uszkodzenia). Zależy to od aktualnej wartości prędkości kątowej oraz od momentu obciążenia silnika indukcyjnego. Im obciążenie jest większe, tym stopień odkształcenia większy.



Rys. 9.30. Hodografy strumienia stojana podczas uszkodzenia tranzystorów T1, T3, T5 dla $\omega_m = 0,5 \omega_{mN}$ (a) oraz $\omega_m = \omega_{mN}$ (b)

W niniejszym rozdziale wykazano, że istnieje możliwość estymacji prędkości kątowej w układzie bezpośredniego sterowania momentem elektromagnetycznym DTC-SVM podczas wystąpienia uszkodzenia łącznika tranzystorowego falownika napięcia.

Wykazano, że uniwersalny estymator prędkości kątowej może działać prawidłowo nie tylko w przypadku zmian parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego, ale także w przypadku uszkodzenia elementów przemiennika częstotliwości. Uszkodzenie takie nie powoduje utraty stabilności napędu ani estymatora prędkości kątowej (w całym zakresie prędkości i momentu obciążenia). Wpływa za to w znacznym stopniu na przebieg momentu elektromagnetycznego oraz prądu stojana. Duże udary tych wielkości mogą podczas długotrwałej pracy doprowadzić do uszkodzenia napędu. Konieczne jest więc diagnozowanie on-line stanu napędu i w razie konieczności włączenie redundantnego przemiennika częstotliwości lub pojedynczego łącznika. Anali-

zę wpływu uszkodzeń kluczy IGBT w strukturze sterowania połowo-zorientowanego DRFOC przedstawiono szczegółowo w pracy [181], a możliwości wykrywania uszkodzenia tego typu i jego kompensowania w [36], [174], [195].

9.5. Podsumowanie

W niniejszym rozdziale przedstawiono zagadnienie możliwości estymacji prędkości kątowej przez uniwersalny estymator MRAS^{CC} w napędach bezczujnikowych podczas występowania wybranych stanów awaryjnych. Skupiono się na trzech aspektach, które, zdaniem autora, mają szczególny wpływ na działanie napędu: na analizie wpływu uszkodzenia wirnika silnika indukcyjnego na pracę napędu sterowanego metodą wektorową zarówno z czujnikiem, jak i bez czujnika prędkości kątowej, na zagadnieniu wykrywania i kompensacji uszkodzenia czujnika prędkości oraz na problemie związanym z wpływem uszkodzenia łączników tranzystorowych IGBT w falowniku napięcia na pracę napędu bezczujnikowego.

Wykazano, że uszkodzenie wirnika powoduje powstanie oscylacji w przebiegach zmiennych stanu SI i ma wpływ na działanie układu napędowego. Jednocześnie pokazano, że napęd bezczujnikowy z opracowanym estymatorem prędkości może w sposób prawidłowy pracować nawet podczas uszkodzenia kilku prętów klatki wirnika. Sygnały z wewnętrznej struktury sterowania mogą z powodzeniem być wykorzystane do detekcji uszkodzenia (zarówno z układu z pomiarem, jak i bez pomiaru prędkości kątowej). Możliwe jest opracowanie detektora neuronowego wykrywającego nawet jeden uszkodzony pręt klatki wirnika w strukturze DRFOC i DTC-SVM (w tym także w strukturze bezczujnikowej). Jednocześnie należy zaznaczyć, że zastosowanie estymatora uniwersalnego w strukturze sterowania wektorowego powoduje, że objawy uszkodzenia wirnika silnika indukcyjnego mogą być częściowo kompensowane przez system identyfikacji parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego (estymator rezystancji wirnika). Wykrycie tych uszkodzeń na podstawie estymowanej prędkości kątowej może okazać się utrudnione. Jednak możliwe jest wykorzystanie estymowanej rezystancji wirnika, w której przebiegu można zaobserwować zmiany typowe dla uszkodzenia prętów klatki wirnika.

Stwierdzono, że awaria czujnika prędkości kątowej ma wpływ na działanie struktury sterowania SI. Zaproponowano mechanizm detekcji uszkodzenia czujnika prędkości i sprawdzono jego pracę podczas różnych rodzajów awarii enkodera. Przejście z trybu czujnikowego do trybu bezczujnikowego odbywa się w sposób praktycznie niezauważalny dla użytkownika napędu.

Na koniec omówiono wpływ uszkodzenia łączników falownika napięcia na proces estymacji prędkości kątowej. Wykazano, że niezależnie od tego, który z tranzystorów

jest uszkodzony, estymator działa prawidłowo. Jednocześnie zwrócono uwagę na symptomy występujące podczas awarii modułu mocy.

Zdaniem autora przedstawione zagadnienia są istotne dla napędów o podwyższonym stopniu bezpieczeństwa, estymator uniwersalny MRAS^{CC} może być z powodzeniem stosowany w takich układach. Przedstawiony w niniejszym rozdziale detektor uszkodzenia czujnika prędkości wykorzystano w eksperymentalnych testach stanów awaryjnych w napędach trakcyjnych.

10. Uwagi i wnioski końcowe

Tematyka dotycząca zagadnień estymacji niedostępnych zmiennych stanu silników indukcyjnych jest intensywnie rozwijana od początku lat 70. XX w. W dalszym ciągu pojawia się wiele publikacji naukowych dotyczących zagadnień wyznaczania prędkości i/lub strumienia wirnika/stojana SI. Wyniki tych badań są prezentowane zarówno na liczących się międzynarodowych konferencjach, jak i w prestiżowych czasopismach naukowych. Można zaobserwować szczególnie intensywny rozwój tematyki związanej z napędami typu sensorless oraz z napędami o zwiększonym bezpieczeństwie. Jest to związane z rozwojem i wdrażaniem układów napędowych w systemach samochodowych, trakcyjnych, w których bezpieczeństwo jest priorytetem. Autorzy opisują zagadnienia związane z kompensacją uszkodzeń czujników pomiarowych, elementów mechanicznych, układów zasilania i przemienników częstotliwości przez zmianę topologii struktury sterowania, estymacji lub proponują nową konstrukcję całych systemów napędowych.

Mimo że zagadnienia estymacji niedostępnych zmiennych stanu w złożonych układach napędowych są intensywnie badane i pojawia się wiele opracowań związanych z tą tematyką, brak jest rozwiązań estymacji prędkości kątowej dla napędów bezczujnikowych pracujących w różnych zakresach prędkości kątowej i w różnych napędach przemysłowych. Zazwyczaj autorzy skupiają się na rozwiązaniach przeznaczonych do konkretnej aplikacji. Próbuje się opracować estymatory prędkości, które będą działały prawidłowo w zakresie prędkości pełnych i zerowych z pełnym momentem obciążenia w konkretnej strukturze sterowania. Z reguły pomija się przy tym fakt, że systemy zoptymalizowane dla wąskiego przedziału małych prędkości kątowych nie mogą działać prawidłowo dla prędkości większych od wartości znamionowej z powodu zmian parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego w tym zakresie. Inne rozwiązania umożliwiające pracę w szerokim zakresie prędkości kątowej są tak rozbudowane i skomplikowane, że nie nadają się do specjalistycznych układów napędowych, wymagają one bardzo szybkich procesorów sygnałowych i precyzyjnego doboru nastaw regulatorów i współczynników w estymatorze.

Brakuje w literaturze takich rozwiązań estymatorów prędkości kątowej, które łączą prostotę budowy, niewielkie wymagania sprzętowe i możliwość pracy w szerokim zakresie prędkości kątowej w różnych aplikacjach napędowych. Ponadto brak jest prac systematyzujących problem estymacji prędkości kątowej dla napędów z silnikami indukcyjnymi z wykorzystaniem prostych estymatorów zmiennych stanu. Zdaniem autora niniejsza monografia wypełnia tę lukę i w sposób przejrzysty pokazuje możliwości estymacji niedostępnych zmiennych stanu silnika indukcyjnego za pomocą prostego w budowie i łatwego do praktycznej implementacji estymatora adaptacyjnego MRAS^{CC}. W niniejszej pracy ograniczono się do analizy wybranych estymatorów opartych na symulatorach zmiennych stanu, które spełniają warunki stawiane układom uniwersalnym. Skupiono się na prostych układach adaptacyjnych, estymatorach z ruchem ślizgowym oraz prostych w implementacji praktycznej obserwatorach zmiennych stanu.

W monografii przedstawiono wyniki badań autora prowadzonych w ostatnich latach w Instytucie Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej związanych z próbą opracowania estymatora uniwersalnego dla napędów bezczujnikowych, trakcyjnych, bezpiecznych i dla układów wielomasowych [42]–[58], [93], [103], [123], [139]–[146], [149]–[163], [185], [189], [193]. Przedstawiono syntetyczny opis wybranych metod estymacji niedostępnych zmiennych stanu silnika indukcyjnego oraz szczegółowe badania wybranego układu do wyznaczania prędkości kątowej silnika indukcyjnego. Opracowano uniwersalny estymator strumienia i prędkości kątowej, który sprawdzono zarówno w układzie bezpośredniego sterowania polowo zorientowanego, jak i w układzie bezpośredniego sterowania momentem. Wykonano badania układu trakcyjnego, układu odpornego na zakłócenia pochodzące od uszkodzeń wybranych elementów (tzw. układu bezpiecznego) oraz bezczujnikowego adaptacyjnego systemu z połączeniem sprzężystym.

Na podstawie przeprowadzonych badań symulacyjnych oraz testów laboratoryjnych można sformułować następujące wnioski:

- Istnieje wiele metod pozwalających w sposób efektywny wyznaczać prędkość kątową silnika indukcyjnego, jednak brakuje rozwiązań uniwersalnych, umożliwiających stabilną pracę w szerokim zakresie prędkości kątowej i momentu elektromagnetycznego, w niewielkim stopniu wrażliwych na zmianę lub błędne oszacowanie parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego oraz prostych w implementacji praktycznej i niewymagających bardzo szybkich procesorów sygnałowych.

- Rozwiązaniem, które najlepiej nadaje się do opracowania uniwersalnego estymatora strumienia i prędkości kątowej jest układ adaptacyjny MRAS^{CC}. System ten wykazuje najlepsze właściwości regulacyjne spośród analizowanych estymatorów w szerokim zakresie prędkości kątowej, jest stosunkowo mało podatny na zmiany parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego oraz dość łatwy w parametryzacji. Bezczujnikowy układ wektorowego sterowania z tym estymatorem, jeżeli założy

się stałe parametry silnika indukcyjnego, działa bardzo dobrze w całym zakresie prędkości, jednak nieuwzględniona zmiana parametrów SI w estymatorze MRAS^{CC} powoduje pogorszenie działania całego układu napędowego, w szczególności podczas pracy w zakresie prędkości zerowej oraz podczas osłabiania pola. Dodatkowa informacja o aktualnej wartości reaktancji magnesowania poprawia działanie układu napędowego, przede wszystkim w zakresie prędkości większych od wartości znamionowej, gdzie stosowanie tego rozwiązania wydaje się konieczne.

- Istnieje potrzeba estymacji reaktancji rozproszenia stojana, rezystancji stojana i rezystancji wirnika w beczujnikowych układach napędowych. Zagadnienie to jest szczególnie istotne w napędach o ograniczonych możliwościach chłodzenia i pracujących w zmiennych warunkach środowiskowych. Wprowadzenie poszczególnych estymatorów parametrów SI do struktury sterowania poprawia działanie układu napędowego, zwłaszcza dla małych prędkości kątowych.

- Możliwa jest rozbudowa estymatora MRAS^{CC} o dodatkowe układy estymacyjne, które pozwolą na poprawę jego właściwości w zakresie prędkości pełnych oraz większych od wartości znamionowej.

- Konieczne jest stosowanie algorytmu sekwencyjnego włączania poszczególnych układów estymacji parametrów maszyny w układzie uniwersalnym w taki sposób, aby w danej chwili pracował tylko jeden estymator. Podejście takie gwarantuje stabilną pracę beczujnikowego układu napędowego w całym zakresie prędkości kątowej. Opracowany algorytm wyznaczania parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego powinien być wykorzystywany wyłącznie w układach, które charakteryzują się dużą odpornością na zmiany parametrów maszyny, ze względu na fakt ich estymacji z określoną dokładnością.

- Zmodyfikowany estymator MRAS^{CC} może być z powodzeniem wykorzystany w trakcyjnych układach napędowych jako układ redundantny (napędy bezpieczne) lub w beczujnikowych napędach sterowanych metodą DTC-SVM. Estymator MRAS^{CC} w aplikacji trakcyjnej działa stabilnie w całym zakresie prędkości i momentu, jest w niewielkim stopniu wrażliwy na zmiany parametrów silnika indukcyjnego. Estymator charakteryzuje się odpornością na zmienne warunki zasilania (zaniki, zapady napięcia zasilania, przeciążenia oraz w zakresie osłabionego pola), co ma kluczowe znaczenie w układach trakcyjnych.

- Uszkodzenie wirnika silnika indukcyjnego powoduje powstanie oscylacji w przebiegach zmiennych stanu SI i ma wpływ na działanie układu napędowego. W przypadku napędu beczujnikowego z estymatorem MRAS^{CC} możliwa jest stabilna praca nawet w razie uszkodzenia kilku prętów klatki wirnika. Sygnały z wewnętrznej struktury sterowania wektorowego mogą z powodzeniem być wykorzystane podczas detekcji uszkodzenia. Możliwe jest opracowanie detektora neuronowego wykrywającego nawet jeden uszkodzony pręt klatki wirnika w strukturze DRFOC i DTC-SVM.

- Awaria czujnika prędkości oraz łącznika tranzystorowego IGBT ma duży wpływ na działanie struktur sterowania SI. Konieczne jest wykorzystywanie mechanizmu detekcji uszkodzenia czujnika prędkości w napędach o zwiększonym stopniu bezpieczeństwa i przełączaniu układu sterowania w tryb pracy bezczujnikowej. Niezależnie od tego, który z kluczy tranzystorowych przemiennika częstotliwości jest uszkodzony, estymator $MRAS^{CC}$ działa w sposób prawidłowy. Możliwe jest wykrycie uszkodzenia falownika napięcia przez obserwację sygnałów z wewnętrznej struktury sterowania i przełączenie układu na system redundantny.

- Możliwa jest stabilna praca adaptacyjnego układu napędowego z połączeniem sprzężystym w trybie bezczujnikowym z opracowanym estymatorem $MRAS^{CC}$. Dzięki temu, że estymator $MRAS^{CC}$ działa w sposób stabilny zarówno dla prędkości małych, jak i podczas osłabiania pola, jest on w niewielkim stopniu wrażliwy na zmiany parametrów silnika. Do estymacji prędkości obciążenia i momentu skrętnego można wykorzystać estymowaną przez ten układ wartość prędkości kątowej.

Do najważniejszych osiągnięć autora można zaliczyć:

- Dokonanie analizy literatury na temat estymacji niedostępnych zmiennych stanu SI, przeprowadzenie analizy wybranych estymatorów zmiennych stanu silnika indukcyjnego charakteryzujących się stosunkowo prostą konstrukcją i małymi wymaganiami sprzętowymi, które mogłyby być wykorzystane do opracowania estymatora uniwersalnego. Wykazano przy tym, że układy wykorzystujące technikę ruchu ślizgowego oraz układy adaptacyjne nadają się do opracowania estymatora uniwersalnego. Udowodniono, że estymatory wykorzystujące do estymacji prędkości kątowej algorytm oparty na pulsacji poślizgu nie mogą być stosowane w zaawansowanych układach bezczujnikowych, natomiast mogą być z powodzeniem wykorzystane w systemach z pomiarem prędkości kątowej lub pracować jako układ redundantny w napędach z innym mechanizmem wyznaczania prędkości kątowej.

- Opracowanie oryginalnej koncepcji estymatora typu $MRAS - MRAS^{CC}$ oraz jego modyfikacji $SM-MRAS$ i $novel-MRAS^{CC}$.

- Zbadanie wrażliwości wybranych estymatorów strumienia i prędkości kątowej na zmianę parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego i dokonanie ich krytycznej oceny.

- Wykonanie szczegółowych badań stabilności oraz wrażliwości estymatora $MRAS^{CC}$ na zmianę parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego. Zanalizowanie wpływu zmian parametrów regulatora PI znajdującego się w torze adaptacji prędkości kątowej na rozmieszczenie biegunów równania charakterystycznego estymatora prędkości.

- Wykonanie korekty estymatora strumienia i prędkości kątowej $MRAS^{CC}$ wskutek zmiany mechanizmu adaptacji prędkości kątowej i możliwości wykorzystania dodatkowych estymatorów parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego.

- Analiza możliwości estymacji on-line prędkości i parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego w układach napędowych sterowanych metodami wektorowymi, w tym opracowanie układu sekwencyjnego wyznaczania parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego dla napędów bezczujnikowych.

- Opracowanie oryginalnego uniwersalnego estymatora prędkości kątowej, działającego w sposób stabilny w różnych strukturach sterowania, z silnikami małej i średniej mocy, w szerokim zakresie prędkości kątowej. Wykonanie szczegółowych badań i analiz w układach laboratoryjnych.

- Wykonanie bezczujnikowego sterowania dla systemów trakcji miejskiej oparteo na uniwersalnym estymatorze prędkości kątowej (szczegółowe badania na stanowisku laboratoryjnym z silnikiem 50 kW) oraz analizy działania opracowanego estymatora MRAS^{CC} w układzie napędowym z połączeniem sprzężystym.

- Analiza możliwości wykorzystania opracowanego estymatora prędkości kątowej w układach napędowych o zwiększonym bezpieczeństwie. Opracowanie bezczujnikowego układu wektorowego sterowania silnikiem indukcyjnym odpornego na uszkodzenia wirnika maszyny oraz wykazanie możliwości wykorzystania sygnałów z wewnętrznej struktury sterowania momentem do diagnostyki wirnika silnika indukcyjnego za pomocą detektorów neuronowych.

- Opracowanie algorytmu wykrywania uszkodzenia czujnika prędkości kątowej i zmiany topologii systemu na układ bezczujnikowy z uniwersalnym estymatorem MRAS^{CC}.

- Dokonanie analizy wpływu uszkodzenia łączników tranzystorowych IGBT na pracę napędu bezczujnikowego z estymatorem MRAS^{CC}.

Opracowany estymator prędkości kątowej silnika indukcyjnego i parametrów schematu zastępczego został sprawdzony w warunkach symulacyjnych i laboratoryjnych. Nadal jednak istnieje potrzeba weryfikacji takiego systemu w warunkach przemysłowych. Mechanizm ten powinien być sprawdzony z kompletnym systemem diagnostycznym silnika indukcyjnego w celu weryfikacji działania całego napędu o zwiększonym stopniu bezpieczeństwa.

Załącznik 1

Parametry silników indukcyjnych

Dane znamionowe silnika indukcyjnego Stg 80X-4C firmy BESEL

$P_N = 1100 \text{ W}$, $U_N = 380 \text{ V}$ $U_{Nf} = 220 \text{ V}$, $I_N = 5,0/2,9 \text{ A}$ $n_N = 1400 \text{ obr/min}$, $f_N = 50 \text{ Hz}$ $pb = 2$	$R_s = 5,9 \Omega$, $R_r = 4,559 \Omega$ $X_s = 131,1 \Omega$, $X_r = 131,1 \Omega$ $X_m = 123,3 \Omega$
--	--

Wielkości względne dla silnika Stg 80X-4C firmy BESEL (wykorzystane w badaniach laboratoryjnych)

r_s [p.u.]	r_r [p.u.]	x_{os} [p.u.]	x_{or} [p.u.]	x_m [p.u.]	m_N [p.u.]	Ψ_r [p.u.]
0,088	0,068	0,115	0,115	1,82	0,5	0,65

Dane znamionowe silnika indukcyjnego ShR 90-2S firmy BESEL

$P_N = 1500 \text{ W}$, $U_N = 400 \text{ V}$ $U_{Nf} = 230 \text{ V}$, $I_N = 5,9/3,4 \text{ A}$ $n_N = 2820 \text{ obr/min}$, $f_N = 50 \text{ Hz}$ $pb = 1$	$R_s = 3,68 \Omega$, $R_r = 4,033 \Omega$ $X_s = 119,93 \Omega$, $X_r = 119,93 \Omega$ $X_m = 115,77 \Omega$
--	--

Wielkości względne dla silnika ShR 90-2S firmy BESEL (wykorzystane w badaniach laboratoryjnych)

r_s [p.u.]	r_r [p.u.]	x_{os} [p.u.]	x_{or} [p.u.]	x_m [p.u.]	m_N [p.u.]	Ψ_r [p.u.]
0,069	0,068	0,1	0,1	1,6	0,5	0,68

Dane znamionowe silnika indukcyjnego STDA 200LU

$P_N = 50 \text{ kW}$, $U_{Nf} = 380 \text{ V}$ $I_N = 88 \text{ A}$, $n_N = 1917 \text{ obr/min}$ $f_N = 65 \text{ Hz}$, $pb = 2$	$R_s = 64,50 \text{ m}\Omega$, $R_r = 46,30 \text{ m}\Omega$ $X_s = 10,30 \Omega$, $X_r = 10,25 \Omega$ $X_m = 10,10 \Omega$
---	--

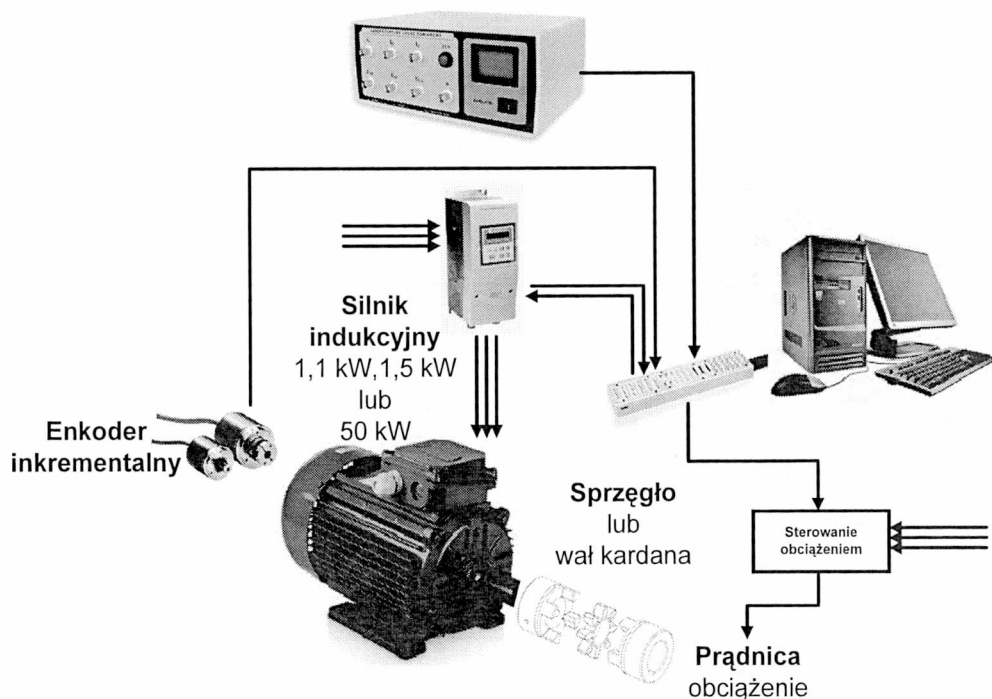
Wielkości względne dla silnika STDA 200LU (wykorzystane w badaniach laboratoryjnych)

r_s [p.u.]	r_r [p.u.]	$x_{\sigma s}$ [p.u.]	$x_{\sigma r}$ [p.u.]	x_m [p.u.]	m_N [p.u.]	Ψ_r [p.u.]
0,15	0,1	0,04	0,04	2,34	0,6	1

Załącznik 2

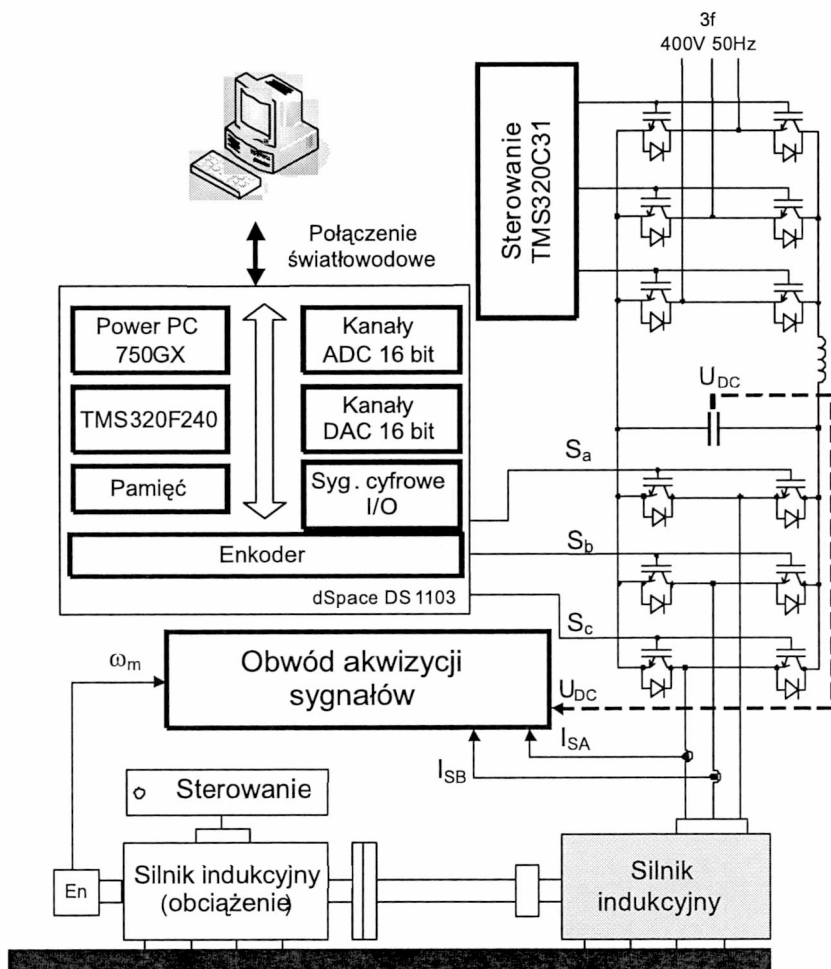
Opis stanowiska laboratoryjnego

Do badań przedstawionych w monografii wykorzystano stanowiska laboratoryjne o mocy 1,1 kW, 1,5 kW oraz 50 kW. Stanowiska te można wykorzystać do badań zarówno układu otwartego, jak i zamkniętego układu sterowania silnikiem indukcyjnym klatkowym z dowolnym estymatorem zmiennych stanu. Schemat poglądowy stanowiska laboratoryjnego z uwzględnieniem wszystkich elementów pokazano na rys. Z.1.



Rys. Z.1. Budowa stanowiska laboratoryjnego

Do sterowania układem napędowym i akwizycji danych wykorzystano kartę DS1103 firmy dSpace. Karta DS1103 była zaimplementowana w skrzynce połączeniowej (ang. *extension box*), połączonej z komputerem osobistym za pomocą interfejsu światłowodowego. Zestaw wyposażono w panel pomiarowy firmy dSpace. Schemat układu laboratoryjnego pokazano na rys. Z.2.



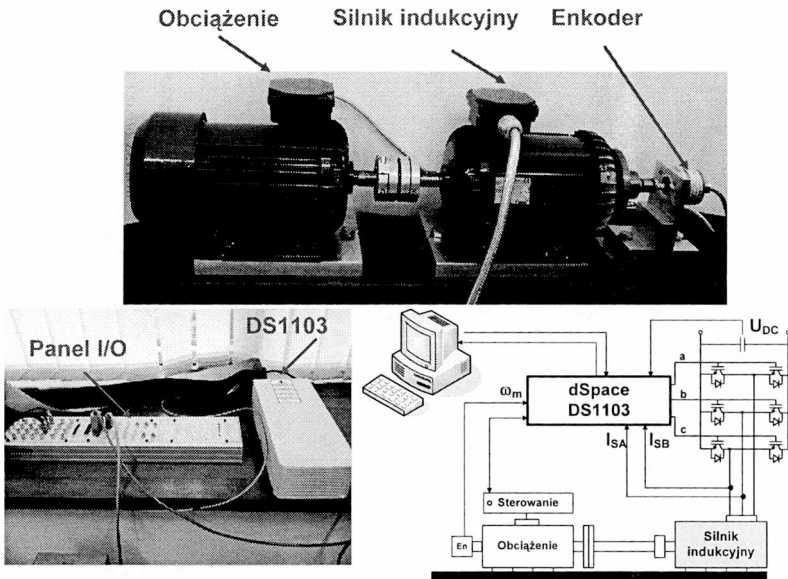
Rys. Z.2. Schemat układu sterowania napędem indukcyjnym

Fotografię kompletnego systemu do szybkiego prototypowania oraz zestaw z silnikiem Besel Stg80x-4c 1,1 kW pokazano na rys. Z.3.

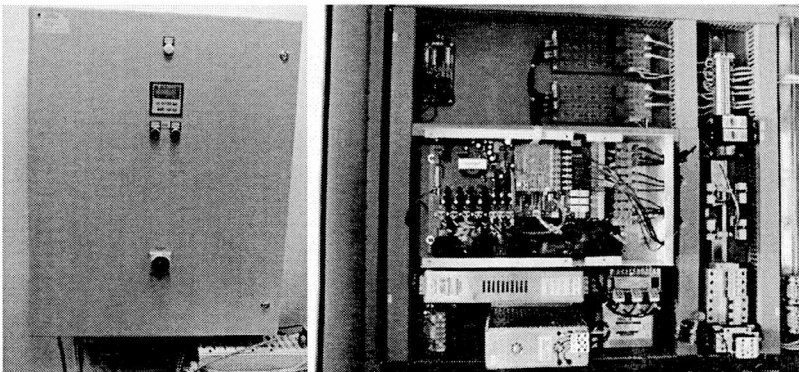
W zestawach z silnikami małej mocy z wałem był sprzęgnięty enkoder inkrementalny, umożliwiający pomiar prędkości kątowej silnika. Sygnały prądowe oraz napię-

ciowe mierzono za pomocą przetworników hallotronowych firmy ABB i LEM LV 25 skalujących sygnały tak, aby były akceptowane przez kartę procesora. Sygnały te były doprowadzone do karty z wejść analogowych, wyjścia cyfrowe z kolei służyły do sterowania przekształtnikiem częstotliwości MFC710 firmy TWERD.

Układy pomiarowe oraz cały system styczników i układów zabezpieczających znajdowały się wraz z przemiennikiem częstotliwości w szafie sterowniczej. Układ ten pokazano na rys. Z.4.

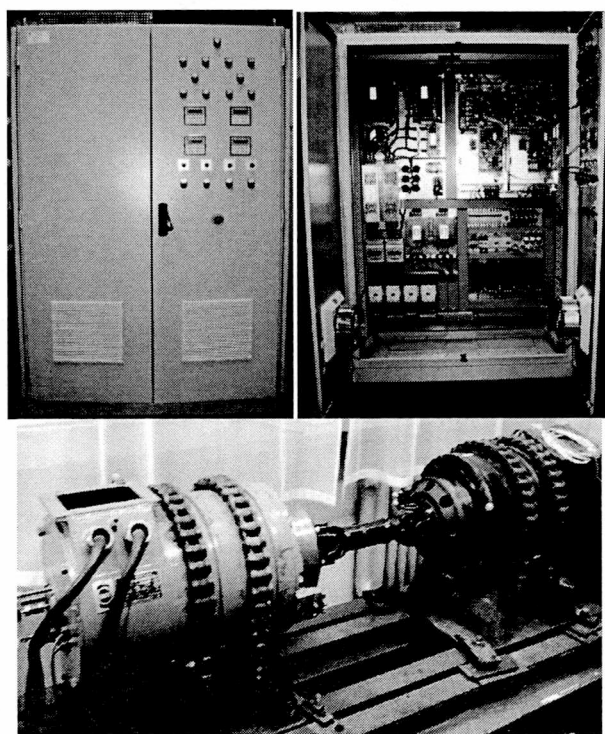


Rys. Z.3. Zestaw napędowy z silnikiem 1,1 kW, procesor sygnałowy DS1103 wraz z panelem wejściowym oraz schemat ideowy stanowiska laboratoryjnego



Rys. Z.4. Widok szafy sterowniczej dla silnika o mocy 3 kW

Do sterowania kluczami tranzystorowymi wykorzystano układy światłowodowe. Sygnały cyfrowe generowane na wyjściu układu DS1103 były zamieniane na sygnały światłowodowe z wykorzystaniem zaprojektowanego układu. Układ wyposażono również w filtry sieciowe oraz zestaw filtrów wyjściowych i rezystor hamowania. W układzie napędowym dużej mocy z trakcyjnym silnikiem indukcyjnym wykorzystano zestaw z przemiennikiem częstotliwości zasilanym z układu prostownikowego z możliwością zwrotu energii do sieci, zabudowany w szafie sterowniczej. Układ ten był sterowany z użyciem karty DS1103 za pomocą interfejsu światłowodowego. Szafę sterowniczą oraz sposób połączenia silnika trakcyjnego z maszyną obciążającą przedstawiono na rys. Z.5.



Rys. Z.5. Widok szafy sterowniczej i układu napędowego 50 kW

W układzie napędowym małej mocy zastosowano kompensację czasu martwego przekształtnika częstotliwości, a w układzie średniej mocy algorytm sterowania uzupełniono o kompensację spadków napięć na elementach półprzewodnikowych. W napędach średnich i dużych mocy kompensacja ta jest niezbędna do uzyskania stabilnej pracy napędu bezczujnikowego w dolnym zakresie prędkości kątowej.

Literatura

- [1] ABU-RUB H., KRZEMIŃSKI Z., TOLİYAT H.A., *Speed Observer System for Advanced Sensorless Control of Induction Motor*, IEEE Transactions on Energy Conversion, 2003, 18 (2), 219–224.
- [2] ABU-RUB H., GUZINSKI J., KRZEMIŃSKI Z., TOLİYAT H.A., *Advanced control of induction motor based on load angle estimation*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 51 (1), 5–14.
- [3] ABU-RUB H., GUZINSKI J., *Simple observer for induction motor speed sensorless control*, IECON 2011, 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 2011, 2024–2029.
- [4] ADAMOWICZ M., GUZIŃSKI J., KRZEMIŃSKI Z., *Obserwator prędkości obrotowej silnika indukcyjnego oparty na uproszczonych równaniach dynamiki modelu zakłóceń*, Przegląd Elektrotechniczny, 2005, 81 (11), 31–36.
- [5] ANGERER B.T., HINTZ C., SCHRÖDER D., *Online identification of a nonlinear mechatronic system*, Control Engineering Practice, 2004, 12, 1465–1478.
- [6] ATTAIANESE C., PREFETTO A., *A speed sensorless digitally controlled induction motor drive*, PEMC, Warszawa 1993.
- [7] ASHER G.M., GAO Q., STAINES S., SUMNER M., *Sensorless Speed Operation of Cage Induction Motor using Zero Drift Feedback Integration with MRAS Observer*, EPE, Dresden 2005, on CD.
- [8] ARENDT D., *Obserwatory zmiennych stanu i zakłócenia w układach częstotliwościowej regulacji prędkości silnika indukcyjnego*, rozprawa doktorska, IEL, Warszawa 1985.
- [9] ÄSTRÖM K.J., WITTENMARK B., *Adaptive control*, Addison-Wesley Publishing Company, New York 1989.
- [10] BARUT M., BOGOSYAN S., GOKASAN M., *Speed sensorless direct torque control of IMs with rotor resistance estimation*, Energy Conversion and Management, 2005, 46 (3), 335–349.
- [11] BARUT M., DEMIR R., ZERDALI E., INAN R., *Real-Time Implementation of Bi Input-Extended Kalman Filter-Based Estimator for Speed-Sensorless Control of Induction Motors*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59 (11), 4197–4206.
- [12] BARUT M., BOGOSYAN S., GOKASAN M., *Experimental Evaluation of Braided EKF for Sensorless Control of Induction Motors*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55 (2), 620–632.
- [13] BEN-BRACHIM L., KAWAMURA A., *A fully digitized field oriented controlled induction drive using only current sensors*, IEEE Transactions on Industry Electronics, 38 (3), 1992, 241–249.
- [14] BEGUENANE R., OUHROUCHE M.A., TRZYNADLOWSKI A.M., *Stator Resistance Tuning in an Adaptive Direct Field-Orientation Induction Motor Drive at Low Speeds*, 30th Annual Conference of IEEE, IECON, 2004, Korea, 68–73.
- [15] BENBOUZID M.E.H., KLIMAN G.B., *What stator current processing-based technique to use for induction motor rotor fault diagnosis?*, IEEE Transactions on Energy Conversion, 2003, 18, 238–244.

- [16] BENBOUZID M.E.H., DIALLOD D., ZERAOUlia M., *Advanced fault-tolerant control of induction motor drives for EV/HEV traction applications, from conventional to modern and intelligent techniques*, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2007, 56, 519–528.
- [17] BENNET S.M., PATTON R.J., DALEYS S., *Sensor fault-tolerant control of a rail traction drive*, Control Engineering Practice, 1999, 217–225.
- [18] BIAŁOŃ T., PASKO M., *Zastosowanie obserwatora rozszerzonego do odtwarzania elektromagnetycznych strumieni sprzężonych i prędkości obrotowej silnika indukcyjnego*, Przegląd Elektrotechniczny, 2005, 81 (1), 13–17.
- [19] BLANKE M., STAROSWIECKI M., WU N.E., *Concepts and methods in fault-tolerant control*, Proc. American Control Conf., Arlington, VA, 2001, 2606–2620.
- [20] BLANKE M., KINNAERT M., LUNZE J., *Diagnosis and fault-tolerant control*, Springer-Verlag, 2003, 23.
- [21] BLASCHKE F., *The principle of field orientation as applied to the new TRANSVECTOR closed-loop control system for rotating field machines*, Siemens Review, 1972 (34), 217–220.
- [22] BLASCO R., SUMNER M., ASHER G.M., *Speed measurement of inverter fed induction motors using the FFT and the rotor slot harmonics*, Power Electronics and Variable-Speed Drives, 1994. Fifth International Conference, 470–475 1994.
- [23] BLASCO-GIMENEZ ASHER G.M., SUMMER M., BRADLEY K.J., *Dynamic Performance limitations for MRAS based sensorless induction motor drives. Part 1, Stability analysis for the closed loop drive*, IEE Proc. – Electr. Power Appl., 1996, 143 (2), 113–121.
- [24] BLASCO-GIMENEZ R., HURST K.D., HABETLER T.G., *Comments on Sensorless speed measurement using current harmonic spectral estimation in induction machine drives [with reply]*, IEEE Transactions on Power Electronics, 1997, 12 (5), 938–940.
- [25] BOLDEA I., LASCU C., BLAABJERG F., *A Class of Speed-Sensorless Sliding-Mode Observers for High-Performance Induction Motor Drives*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56 (9), 3394–3403.
- [26] BOLDEA I., LASCU C., BLAABJERG F., *A modified direct torque control for induction motor sensorless drive*, IEEE Transactions on Industry Applications, 2000, 36 (1), 122–130.
- [27] BROCK S., *Application of a sliding mode observer for sensorless operation of switched reluctance motors*, Archives of Electrical Engineering, 2007, 56 (2), 163–172.
- [28] CAMPOS-DELGADO D.U., MARTINEZ-MARTINEZ S., ZHOU K., *Integrated fault tolerant scheme for a DC speed drive*, IEEE/ASME Trans. Mechatronics, 2005, 419–427.
- [29] CAMPOS-DELGADO D.U., ESPINOZA-TREJO D.R., PALACIOS E., *Fault-tolerant control in variable speed drives, a survey*, Electric Power Applications IET, 2008, 2 (2), 121–134.
- [30] CHE-MING L., CHERN-LION C., YI-HWA L., *A universal speed and flux observer for speed sensorless control of induction motor drive*, Proc. International Conf. PCIM, Nurnberg, Germany, 1998, 275–280.
- [31] CHEN J., PATTON R.J., *Robust model based fault diagnosis for dynamic systems*, Kluwer Academic Publishers, Boston 1999.
- [32] CHUL-WOO P., WOO-HYEN K., *Simple and robust speed sensorless vector control of induction motor using stator current based MRAC*, Electric Power System Research, 2004, 71, 257–266.
- [33] CIRRINCIONE M., *An MRAS-Based Sensorless High-Performance Induction Motor Drive with a Predictive Adaptive Model*, IEEE Transaction on Industrial Electronics, 2005, 52 (2), 532–551.
- [34] CIRRINCIONE M., PUCCI M., CIRRINCIONE G., CAPOLINO G.A., *An Adaptive Speed Observer Based on a New Total Least-Squares Neuron for Induction Machine Drives*, IEEE Transaction on Industry Applications, 2006, 42 (1), 89–104.
- [35] COMANESCU M., XU L., *Sliding-Mode MRAS Speed Estimators for Sensorless Vector Control of Induction Machine*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53 (1), 146–153.

- [36] CUI B., *Simulation of Inverter with Switch Open Faults Based on Switching Function*, IEEE International Conference on Automation and Logistics, China, 2007, 2774–2778.
- [37] DEPENDBROCK M., *Direct Self Control (DSC) of inverter Fed Induction Machine*, IEEE Transaction on Power Electronics, 1988, 3 (4), 420–429.
- [38] DEPENDBROCK M., EVERS C., *Model-Based Speed Identification for Induction Machines in the Whole Operating Range*, IEEE Transaction on Industrial Electronics, 2006, 53 (1), 31–40.
- [39] DĘBOWSKI A., CHUDZIK P., LEWANDOWSKI D., *Napęd asynchroniczny ze sterowaniem momentu. Napędy i sterowanie*, 2009 (4), 137–146.
- [40] DIALLO D., BENBOUZID M.E.H., MAKOUF A., *A fault-tolerant control architecture for induction motor drives in automotive applications*, IEEE Transactions Vehicular Technology, 2004, 53, 1847–1855.
- [41] DOTE Y., *Existence of limit cycle and stabilization of induction motor via new nonlinear state observer*, IEEE Transactions on Automatic Control, AC-24, 1979, 421–428.
- [42] DYBKOWSKI M., ORLOWSKA-KOWALSKA T., *Application of the Stator Current-based MRAS Speed Estimator in the Sensorless Induction Motor Drive*, 13th Int. Power Electronics and Motion Control Conf. EPE-PEMC 2008, Poznan, Poland, on CD.
- [43] DYBKOWSKI M., *Analiza układu wektorowego sterowania silnikiem indukcyjnym z adaptacyjnymi estymatorami prędkości kątowej*, rozprawa doktorska, Wrocław 2008.
- [44] DYBKOWSKI M., ORLOWSKA-KOWALSKA T., *Analiza dynamiki prądowego estymatora MRAS strumienia i prędkości wirnika silnika indukcyjnego*, Przegląd Elektrotechniczny, 2008, 84 (6), 165–168.
- [45] DYBKOWSKI M., *Estymatory MRAS strumienia i prędkości w bezczujnikowym napędzie indukcyjnym – badania eksperymentalne*, Materiały VIII Krajowej Konferencji Naukowej Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym SENE 2007, 133–139.
- [46] DYBKOWSKI M., ORLOWSKA-KOWALSKA T., WIERZBICKI R., *Self-commissioning sensorless induction motor drive with new MRAS estimator – experimental tests*, Electrical Engineering, Poznań University of Technology, Academic Journals, 2006, 55, 59–73.
- [47] DYBKOWSKI M., ORLOWSKA-KOWALSKA T., TARCHAŁA G., *Analiza wybranych struktur estymacji prędkości kątowej w napędach z silnikami indukcyjnymi*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej nr 64, Studia i Materiały nr 30, Wrocław 2010, 162–175.
- [48] DYBKOWSKI M., ORLOWSKA-KOWALSKA T., KAŻMIERKOWSKI M., STANDO D., *Sterowanie układu napędowego z silnikiem indukcyjnym w zastosowaniach trakcyjnych*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej nr 64, Studia i Materiały nr 30, Wrocław 2010, 139–150.
- [49] DYBKOWSKI M., ORLOWSKA-KOWALSKA T., *Self-tuning Adaptive Sensorless Induction Motor Drive with the Stator Current-based MRAS Speed Estimator*, EUROCON, St. Petersburg 2009, on CD.
- [50] DYBKOWSKI M., ORLOWSKA-KOWALSKA T., *Speed Sensorless Induction Motor Drive with Magnetizing Reactance Estimation*, Proc. EPE-PEMC 2010, Ohrid, Macedonia, on CD.
- [51] DYBKOWSKI M., ORLOWSKA-KOWALSKA T., TARCHAŁA G., *Analiza porównawcza wybranych struktur estymacji prędkości i strumienia wirnika silnika indukcyjnego w szerokim zakresie zmian prędkości kątowej*, Przegląd Elektrotechniczny 2012, 88 (4b), 59–63.
- [52] DYBKOWSKI M., ORLOWSKA-KOWALSKA T., *Estymacja prędkości i wybranych parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego w bezczujnikowym układzie napędowym*, Przegląd Elektrotechniczny, 2012, 88 (4b), 64–69.
- [53] DYBKOWSKI M., ORLOWSKA-KOWALSKA T., KOWALSKI C., *Analiza układu wektorowego sterowania silnikiem indukcyjnym z uszkodzonymi prętami klatki wirnika*, Przegląd Elektrotechniczny, 2011, 87 (4), 215–219.

- [54] DYBKOWSKI M., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Performance of the Speed Sensorless Induction Motor Drive for Traction Application with MRAS type Speed and Flux Estimator*, OPTIM 2012, Rumunia, 2012, 477–481.
- [55] DYBKOWSKI M., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., TARCHAŁA G., *Sensorless direct torque control of the induction motor drive with sliding mode and MRAS^{CC} estimators for traction applications*, EDPE 2011, The High Tatras, Slovakia, on CD.
- [56] DYBKOWSKI M., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Estymacja prędkości i wybranych parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego w bezczujnikowym układzie napędowym*, SENE 2011, Łódź 2011, on CD.
- [57] DYBKOWSKI M., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., TARCHAŁA G., *Analiza porównawcza wybranych struktur estymacji prędkości i strumienia wirnika silnika indukcyjnego w szerokim zakresie zmian prędkości kątowej*, SENE 2011, Łódź 2011, on CD.
- [58] DYBKOWSKI M., TARCHAŁA G., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Experimental analysis of the sensorless traction drive system with DTC-SVM algorithm and MRAS^{CC} estimator*, Przegląd Elektrotechniczny, 2012, 88 (12a), 62–65.
- [59] DYRCZ K., *Estymacja zmiennych stanu i parametrów silnika indukcyjnego w układzie sterowania wektorowego z zastosowaniem filtru Kalmana*, rozprawa doktorska, Politechnika Wrocławska, Wrocław 2005.
- [60] EDELBAHER G., JEZERNIK K., URLEP E., *Low-Speed Sensorless Control of Induction Machine*, IEEE Transaction on Industrial Electronics, 2006, 53 (1), 120–129.
- [61] EL-SHARKAWI M.A., *Fundamentals of Electrical Drivers*, Brooks/Cole, 2000.
- [62] EPAMINONDAS D., *An Improved Sensorless Vector-Control Method for an Induction Motor Drive*, IEEE Transaction on Industrial Electronics, 2005, 52 (6), 1660–1668.
- [63] FINCH J.W., GIAOURIS D., *Controlled AC electrical drives*, IEEE Transaction on Industrial Electronics, 2008, 55 (2), 481–491.
- [64] FLANNERY P.S., VENKATARAMANAN G., *A Fault Tolerant Doubly Fed Induction Generator Wind Turbine Using a Parallel Grid Side Rectifier and Series Grid Side Converter*, IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23 (3), 1126–1135.
- [65] FRANK P.M., *Fault diagnosis in dynamic systems using analytical and knowledge based redundancy – a survey and some new results*, Automatica, 1990, 26, 459–474.
- [66] GERTLER J., *Fault Detection and Diagnosis in Engineering Systems*, Marcel Dekker, New York 1998.
- [67] GHOSIN R., ASMAR C., PIETRZAK-DAVID M., DE FERNEL B., *A MRAS – Luenenberger sensorless speed control of doubly fed induction machine*, EPE 2003, Toulouse, 2003, on CD.
- [68] GIERLOTKA K., *Układy sterowania napędów elektrycznych z elementami sprzężystymi*, Zeszyt Naukowy Politechniki Śląskiej, nr 1181, Gliwice 1992.
- [69] GRZESIAK L.M., WYSZOMIERSKI D., *Sterowanie adaptacyjne napędem prądu przemiennego w układzie z modelem odniesienia i neuronowym regulatorem prędkości*, Przegląd Elektrotechniczny, 2004, 80 (1), 11–15.
- [70] GUZINSKI J., ABU-RUB H., DIGUET M., KRZEMINSKI Z., LEWICKI A., *Speed and Load Torque Observer Application in High-Speed Train Electric Drive*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57 (2), 565–574.
- [71] HASEGAWA M., *Robust-Adaptive-Observer Design Based on γ -Positive Real Problem for Sensorless Induction-Motor Drives*, IEEE Transaction on Industrial Electronics, 2006, 53 (1), 76–85.
- [72] HASSE K., *Dreizahlgelverfahren für schnelle Umkehrantriebe mit stromrichtergespeistem Asynchron-Kurzschlusslaufer-motoren*, Regelungstechnik, 1972, 20, 60–66.
- [73] HINKKANEN M., *Analysis and Design of Full-Order Flux Observers for Sensorless Induction Motors*, IEEE Transaction on Industrial Electronics, 2004, 51 (5), 1033–1040.

- [74] HINKKANEN M., LUOMI J., *Stabilization of Regenerating-Mode Operation in Sensorless Induction Motor Drives by Full-Order Flux Observer Design*, IEEE Transaction on Industrial Electronics, 2004, 51 (6), 1318–1328.
- [75] HOLTZ J., *State of the Art of Controlled AC Drivers without Speed Sensor*, PEDS '95, Singapore, 1995, 1–6.
- [76] HOLTZ J., PAN H., *Elimination of saturation effects in sensorless position controlled induction motors*, IEEE Industry Appl. Soc. Ann. Meeting, Chicago, Oct. 13–18, 2002.
- [77] HOLTZ J., QUAN J., *Sensorless control of induction motor drives*, Proc. the IEEE, 2002, 90 (8), 1359–1394.
- [78] HOLTZ J., QUAN J., *Drift and parameter compensated flux estimator for persistent zero stator frequency operation of sensorless controlled induction motors*, IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 1052–1060.
- [79] HOLTZ J., *Sensorless Control of Induction Machines with or without Signal Injection?*, IEEE Transaction on Industrial Electronics, 2006, 53 (1), 7–30.
- [80] HURST K.D., HABETLER T.G., GRIVA G., PROFUMO F., *Speed Sensorless Field-Oriented Control of Induction Machines Using Current Harmonic Spectral Estimation*, Proc. IEEE-IAS '1994, Denver, USA, 1994, 601–607.
- [81] ILAS C., BETTINI A., FERRARIS L., GRIVA G., PROFUMO F., *Comparison of different schemes without shaft sensors for field oriented control drives*, Proc. Int. Conf. IEEE IECON, 1994, 1579–1588.
- [82] ISERMANN R., *Fault Diagnosis Systems. An Introduction from Fault Detection to Fault Tolerance*. Springer, New York 2006.
- [83] ISHIDA M., IWATA K., *Steady-State Characteristics of a Torque and Speed Control System of an Induction Motor Utilizing Rotor Slot Harmonics for Slip Frequency Sensing*, IEEE Transaction on Power Electronics, 1987, 2 (3), 257–263.
- [84] JAFARZADEH S., LASCU C., FADALI M.S., *State Estimation of Induction Motor Drives Using the Unscented Kalman Filter*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 59 (11), 4207–4216.
- [85] JANSEN P.L., LORENZ R.D., *A Physically Insightful Approach to the Design and Accuracy Assessment of Flux Observers for Field Oriented Induction Machines Drives*, Proc. IEEE-IAS Ann. Meeting, Houston, USA, 1992, 570–577.
- [86] JANSEN P.L., LORENZ R.D., *Transducerless Position and Velocity Estimation in Induction and Salient AC Machines*, IEEE Transaction on Industrial Application, 1995, IA-31 (2), 240–247.
- [87] JANSEN P.L., LORENZ R.D., *Accuracy limitations of velocity and flux estimation in direct field oriented induction machines*, Fifth European Conference on Power Electronics and Applications, 1993, 4, 312–318.
- [88] JASZCZAK K., *Adaptacyjne sterowanie rozmyte w układzie napędowym z silnikiem prądu stałego*, rozprawa doktorska, Politechnika Wrocławska, Wrocław 2004.
- [89] JÖTTEN R., MEADER G., *Control Method for Good Dynamic Performance Induction Motor Drives Based on Current and Voltage as Measured Quantities*, IEEE Transaction on Industrial Application, 1983, IA-19 (3), 356–363.
- [90] KABZINSKI J., WOŹNIAK P., KUŹMIŃSKI K., *Neuro-Fuzzy modelling application in adaptive control of AC drive*, 17th LASTED International Conference Modelling Identification and Control, Grindenvald, Switzerland, 1998.
- [91] KALMAN R.E., RUDOLPH E., BUCY R.S., *New results in linear filtering and prediction theory*, J. Basic Eng., 1961, 83, 95–108.
- [92] KALMAN R.E., *A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems*, Transaction of the ASME-Journal of Basic Engineering, 1960, 82, series D, 35–43.

- [93] KAMIŃSKI M., DYBKOWSKI M., *Analiza układu bezczujnikowego wektorowego sterowania silnikiem indukcyjnym z estymatorem MRAS^{CC} z neuronowym mechanizmem wyznaczania prędkości kątowej*, Przegląd Elektrotechniczny, 2012, 88 (4b), 116–121.
- [94] KĄŻMIERKOWSKI M.P., BUJA G.S., *Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors – a survey*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 51 (4), 744–757.
- [95] KĄŻMIERKOWSKI M.P., KOEPCKE H.J., *Current source inverter – fed induction motor drive system controlled without speed sensor*, EPE '85, Brussels, 3.350, 1985.
- [96] KĄŻMIERKOWSKI M.P., BLAABJERG F., KRISHNAN R., *Control In Power Electronic – Selected Problems*, Academic Press, USA, 2002.
- [97] KĄŻMIERKOWSKI M.P., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *NN State Estimation and Control in Converter – Fed Induction Motor Drives*, Chapter 2 in a book, *Soft Computing in Industrial Electronics*, Physica Verlag, Springer, Heilderberg, Germany, 2002, 45–94.
- [98] KORBICZ J., KOŚCIELNY J.M., KOWALCZUK Z., CHOLEWA W., *Fault Diagnosis, Models, artificial intelligence methods, applications*, Springer, Berlin 2004.
- [99] KOJABADI H.M., CHANG L., *Comparative study of pole placement methods in adaptive flux observers*, Control Engineering Practice, 2005, 13, 749–757.
- [100] KOJABADI H.M., CHANG L., DORAISWAMI R., *A MRAS-Based Adaptive Pseudoreduced-Order Flux Observer for Sensorless Induction Motor Drives*, IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20 (4), 930–938.
- [101] KOŁODZIEJEK P., BOGAŁECKA E., *Broken rotor bar impact on sensorless control of induction machine*, COMPEL, The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering, 2009, 28 (3), 540–555.
- [102] KOWALSKI C.T., *Monitorowanie i diagnostyka uszkodzeń silników indukcyjnych z wykorzystaniem sieci neuronowych*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej nr 57, seria Monografie nr 18, Wrocław 2005.
- [103] KOWALSKI C.T., DYBKOWSKI M., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Rotor fault analysis in the field oriented controlled induction motor drive*, Proc. 17th Intern. Conf. EDPE 2009, on CD.
- [104] KRZEMIŃSKI Z., *A New Speed Observer for Control System of Induction Motor*, IEEE PEDS, 1999, 555–560.
- [105] KRZEMIŃSKI Z., LEWICKI A., WŁAS M., *Properties of sensorless control systems based on multiscalar models of the induction motor*, COMPEL, 2006 (1), 195–206.
- [106] KRZEMIŃSKI Z., LEWICKI A., MORAWIEC M., *Speed observer based on extended model of induction machine*, IEEE International Symposium on Industrial Electronics ISIE 2010, 3107–3112.
- [107] KUBOTA H., MATSUSE K., NAKANO T., *New control method of inverter-fed induction motor drive by using state observer with rotor resistance identification*, IEEE/IAS Annual Meeting, Conf. Rec., 1984, 601–606.
- [108] KUBOTA H., MATSUSE K., NAKANO T., *New adaptive Flux Observer for wide speed range motor drives*, Proc. Int. Confer. IEEE-IECON, 1990, 921–926.
- [109] KUBOTA H., MATSUSE K., *Speed Sensorless Field Oriented Control of Induction Machines Using Flux Observer*, IEEE Transaction of Industrial Applications, 1994, 30 (5), 1219–1224.
- [110] LASCU C., BOLDEA I., *Comparative Study of Adaptive and Inherently Sensorless Observers for Variable-Speed Induction Motor Drives*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53 (1), 57–65.
- [111] LASCU C., ANDREESCU G.D., *Sliding-Mode Observer and Improved Integrator With DC-Offset Compensation for Flux Estimation in Sensorless-Controlled Induction Motors*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53 (3), 785–794.

- [112] LEVI E., SOKOLA M., VUKOSAVIC S.N., *A Method for Magnetizing Curve Identification in Rotor Flux Oriented Induction Machines*, IEEE Trans. Energy Conversion, 2000, 15 (2), 157–162.
- [113] LEVI E., WANG M., *A speed estimator for high performance sensorless control of induction motors in the field weakening region*, IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17 (3), 365–378.
- [114] LEVI E., BOJOI R., PROFUMO F., TOLIYAT H.A., WILLIAMSON S., *Multiphase induction motor drives – a technology status review*, Electric Power Applications, IET, 2007, 1 (4), 489–516.
- [115] LIN F.J., *Robust speed-controlled induction-motor drive using EKF and RLS estimators*, IEEE on Industrial Electronics, 1996, 143 (3), 186–192.
- [116] LORENZ R.D., *Future Motor Drive Technology Issues and Their Evolution*, EPE–PEMC, Portoroz, Slovenia, 2006, on CD.
- [117] LEE K.S., RYU J.S., *Instrument fault detection and compensation scheme for direct torque controlled induction motor drives*, IEE Proc. – Control Theory and Applications, July 2003, 150 (4), 376–382.
- [118] LUENENBERGER D.G., *An introduction to observers*, IEEE Transactions on Automatic Control, 1971, 16 (6), 596–603.
- [119] MALINOWSKI M., *Sensorless Control Strategies for Three-Phase PWM Rectifiers*, rozprawa doktorska, Politechnika Warszawska, 2001.
- [120] MIGAS P., *Zastosowanie sieci neuronowych do odtwarzania zmiennych stanu silnika indukcyjnego*, rozprawa doktorska, Politechnika Wrocławska, 2002.
- [121] MONMASSON E., ROBYNS B., MENDES E., *Dynamic reconfiguration of control and estimation algorithms for induction motor drives*, Proc. IEEE Int. Symp. Industrial Electronics ISIE 2002, 3, 828–833.
- [122] NAJAFABADI T.A., SALMASI F.R., JABEH DAR-MARALANI P., *Detection and Isolation of Speed-, DC-Link Voltage-, and Current-Sensor Faults Based on an Adaptive Observer in Induction-Motor Drives*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58 (5), 1662–1672.
- [123] NGUYEN T., TARCHAŁA G., DYBKOWSKI M., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Performance analysis of the sensorless direct torque controlled induction motor drive with optimal field weakening algorithm in traction applications*, Przegląd Elektrotechniczny, 2012, 88 (11a), 12–16.
- [124] NIESTRÓJ R., BIAŁOŃ T., *Estymator typu MRAS z proporcjonalnym obserwatorem Luenbergera do odtwarzania zmiennych stanu silnika indukcyjnego*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Studia i Materiały, 2008 (30), 372–377.
- [125] NOWACKI Z., *Modulacja szerokości impulsów MSI*, PWN, Warszawa 1991.
- [126] OGATA K., *Modern Control Engineering 4th edition*, Prentice Hall 2002.
- [127] OHTANI T., TAKADA N., TANAKA K., *Vector Control of Induction Motor Without Shaft Encoder*, IEEE Industry Applications, 1992, 28 (1), 157–164.
- [128] OHYAMA K., SHINOHARA K., *Small-Signal Stability Analysis of Vector Control System of Induction Motor Without Speed Sensor Using Synchronous Current Regulator*, IEEE Transaction on Industry Application, 2000, 36 (6), 1669–1675.
- [129] OHYAMA K., ASHER G.M., SUMNER M., *Comparative Analysis of Experimental Performance and Stability of Sensorless Induction Motor Drives*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53 (1), 178–186.
- [130] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Application of the extended Luenberger observer for flux and rotor time-constant estimation in induction motor drives*, IEE Proc., Part D, 1989, 136, 323–330.
- [131] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Dynamical properties of fast state observer for current-fed induction motor*, Electrical Machines and Power Systems, 1988, 14, 151–162.
- [132] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Induction Motor Flux Reconstruction Via New Reduced Order State Observer*, Electric Machines and Power Systems, 1989, 17, 39–153.

- [133] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Obserwatory zmiennych stanu i parametrów w układach sterowania silników indukcyjnych klatkowych*, Prace Naukowe Instytutu Układów Elektromaszynowych Politechniki Wrocławskiej nr 41, seria Monografie nr 9, Wrocław 1990.
- [134] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., PAWLAK M., *Induction motor speed estimation based on neural modeling method*, Archives of Electrical Engineering, 2000, 1, 35–48.
- [135] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., BOS A., *Zagadnienia wyznaczania parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego w stanie nieruchomym*, Przegląd Elektrotechniczny, 2001, 77 (9), 222–226.
- [136] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., WOJSZNIS P., KOWALSKI C.T., *Dynamical performances of sensorless induction motor drive with different flux and speed observers*, 10th European Conf. on Power Electronics Applications EPE 2001, Graz, Austria, on CD.
- [137] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Bezczujnikowe układy napędowe z silnikami indukcyjnymi*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2003.
- [138] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., SZABAT K., *Optimization of Fuzzy Logic Speed Controller for DC Drive System with Elastic Joints*, IEEE Transaction on Industry Applications, 2004, 40 (4), 1138–1144.
- [139] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., DYBKOWSKI M., *Analiza właściwości dynamicznych bezczujnikowego napędu indukcyjnego z obserwatorem strumienia i estymatorem prędkości wirnika*, Przegląd Elektrotechniczny, 2005, 81 (10), 63–68.
- [140] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., DYBKOWSKI M., *Influence of the reduced-order rotor flux observer eigenvalues on dynamical properties of the sensorless induction motor drive*, Monografia pt. Computer Application in Electrical Engineering, ALWERS, Poznań 2006, 144–153.
- [141] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., DYBKOWSKI M., *Właściwości bezczujnikowego układu napędowego silnika indukcyjnego z nowym estymatorem prędkości i strumienia wirnika typu MRAS*, Przegląd Elektrotechniczny, 2006, 82 (11), 35–38.
- [142] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., DYBKOWSKI M., SZABAT K., *Adaptive Neuro-Fuzzy Control of the Sensorless Induction Motor Drive System*, Proc. the 12th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC, 2006, 1836–1841.
- [143] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., DYBKOWSKI M., *Analiza właściwości dynamicznych bezczujnikowego napędu indukcyjnego z estymatorem prędkości typu MRAS o różnych mechanizmach adaptacji*, Electrical Engineering, Issue 52, Computer Application in Electrical Engineering, Poznań University of Technology, Academic J., 2006, 35–49.
- [144] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., WIERZBICKI R., DYBKOWSKI M., *Zastosowanie metody MULTITEST do identyfikacji parametrów silnika indukcyjnego w stanie zatrzymanym*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych PWr nr 59, seria Studia i Materiały nr 26, Wrocław 2006, 134–136.
- [145] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., DYBKOWSKI M., *MRAS speed estimators in the sensor less induction motor drive*, Power electronics and electrical drives. Selected problems, Ofic. Wyd. PWr, Wrocław 2007, 223–241.
- [146] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., DYBKOWSKI M., *Improved MRAS-type speed estimator for the sensorless induction motor drive*, Compel, 2007, 26 (4), 1161–1174.
- [147] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., SZABAT K., *Neural-network application for mechanical variables estimation of a two-mass drive system*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54 (3), 1352–1364.
- [148] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., SZABAT K., *Damping of Torsional Vibrations in Two-Mass System Using Adaptive Sliding Neuro-Fuzzy Approach*, IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2008, 4 (1), 47–57.
- [149] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., DYBKOWSKI M., *Application of Stator Current-based MRAS Speed Estimator In the Sensorless Induction Motor Drive*, EPE PEMC, 2008, on CD.

- [150] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., DYBKOWSKI M., *Low-speed Performance of the Stator Current-based MRAS Estimator with FL Controller in the Sensorless Induction Motor Drive*, OPTIM 2008, Romania, on CD.
- [151] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., DYBKOWSKI M., *Sensorless field oriented control of the induction motor drive using classical MRAS speed estimator with modified adaptation algorithm*, Electromotion, 2008, 15 (3), 154–160.
- [152] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., DYBKOWSKI M., *Analiza właściwości dynamicznych estymatora prędkości silnika indukcyjnego MRAS^{CC} z jednoczesnym odtwarzaniem parametrów uzwojenia stojana*, Przegląd Elektrotechniczny, 2008, 84 (12), 79–83.
- [153] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., DYBKOWSKI M., SZABAT K., *Adaptive Sliding-mode Neuro-Fuzzy Control of the Sensorless Induction Motor Drive System with MRAS^{CC} Estimator*, Proc. 13th Intern. Confer. EPE 2009, Spain, on CD.
- [154] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., DYBKOWSKI M., *Stator Current-based MRAS Estimator for Wide Range Speed-Sensorless Induction Motor Drive*, IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2010, 57 (4), 1296–1308.
- [155] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., DYBKOWSKI M., SZABAT K., *Adaptive Sliding Mode Neuro-Fuzzy Control of the Two-Mass Induction Motor Drive without Mechanical Sensors*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57 (2), 553–564.
- [156] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., DYBKOWSKI M., *Analiza indukcyjnego napędu bezczujnikowego z estymatorem MRAS^{CC} w wybranych stanach pracy*, Przegląd Elektrotechniczny, 2010, 86, (2), 136–141.
- [157] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., DYBKOWSKI M., KOWALSKI C., *Rotor fault analysis in the sensorless field oriented controlled induction motor drive*, Automatyka, 2010, 51 (2), 149–156.
- [158] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., DYBKOWSKI M., *Robust Speed-Sensorless Induction Motor Drive for Traction Applications*, Proc. 36th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics IECON, Arizona 2010, on CD.
- [159] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., DYBKOWSKI M., TARCHAŁA G., *Sliding-mode speed observer with magnetizing reactance estimation for the sensorless induction motor drive*, Proc of XXI symposium on Electromagnetic phenomena in nonlinear circuits, EPNC, Germany, 2010, on CD.
- [160] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., DYBKOWSKI M., *Performance analysis of the sensorless induction motor drive system under faulted conditions*, International Conference on Computer as a Tool, EUROCON 2011, Portugal, 2011, on CD.
- [161] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., TARCHAŁA G., DYBKOWSKI M., *Sliding-mode control and sliding-mode speed observer extended with additional magnetizing reactance estimator for induction motor drives*, ELECTRIMACS 2011, France, on CD.
- [162] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., DYBKOWSKI M., TARCHAŁA G., *Performance analysis of the sliding-mode speed observer with magnetizing reactance estimation for the sensorless induction motor drive*, Compel, 2011, 30 (3), 968–978.
- [163] ORŁOWSKA-KOWALSKA T., DYBKOWSKI M., *Performance analysis of the sensorless adaptive sliding-mode neuro-fuzzy control of the induction motor drive with MRAS-type speed estimator*, Bulletin of the Polish Academy of Sciences, 2012, 60 (1), 61–70.
- [164] OSOWSKI S., *Sieci neuronowe do przetwarzania informacji*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 2005.
- [165] PARLOS A.G., KIM K., BHARADWAJ R.M., *Sensorless detection of mechanical faults in electromechanical systems*, Mechatronics, 2004, 14, 357–380.
- [166] PATTON R., FRANK P., CLARK R., *Issues of fault diagnosis for dynamic systems*, Springer, 2000.
- [167] PATTON R.J., LOPEZ-TORIBIO C J., *A multiple-model fuzzy inference approach to fault-tolerant control of an induction motor test rig*, Proc. European Workshop on Intelligent Forecasting, Diagnosis & Control, Santorini, 2001.

- [168] PEROUTKA Z., ZEMAN K., *Robust Field Weakening Algorithm for Vector-Controlled Induction Machine Traction Drives*, Proc. the IEEE/IECON 2006, 856–861.
- [169] PEROUTKA Z., ZEMAN K., *New Field Weakening Strategy for AC Machine Drives for Light Traction Vehicles*, Proc. the 9th Conf. EPE 2007, Aalborg, Denmark, 2007, on CD.
- [170] PICARDI C., SCIBILIA F., *Sliding-Mode Observer with Resistances or Speed Adaptation for Field-Oriented Induction Motor Drives*, IECON 2006, 32nd IEEE Annual Conference on Industrial Electronics, 2006, 1481–1486.
- [171] PROCA A.B., KEYHANI A., *Sliding-Mode Flux Observer With Online Rotor Parameter Estimation for Induction Motors*, IEEE Transaction on Industrial Electronics, 2007, 54 (2), 716–723.
- [172] RASHED M., STRONACH A.F., *A stable back-EMF MRAS-based sensorless low-speed induction motor drive insensitive to stator resistance variation*, IEE Proc. Electr. Power Appl., 2004, 151 (6), 685–693.
- [173] RASMUSEN H., KUNDSTEN M., TONNES M., *Parameter Estimation of Inverter and Motor Model at Standstill using Measured Current only*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1999, 46 (1), 139–149.
- [174] RODRÍGUEZ-BLANCO M.A., CLAUDIO SANCHEZ A., THEILLIOL D., VELA-VALDES L.G., *A Failure-Detection Strategy for IGBT Based on Gate-Voltage Behavior Applied to a Motor Drive System*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58 (5), 1625–1633.
- [175] SACCOL MARTINS S.O., CAMARA H.T., GRUNDLING H.A., *Comparison Between MRLS and MRAS Applied to a Speed Sensorless Induction Motor Drive*, Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC 37th IEEE, 2006, 1–6.
- [176] SALMASI F.R., NAJAFABADI T.A., MARALANI P.J., *An Adaptive Flux Observer with Online Estimation of DC-Link Voltage and Rotor Resistance for VSI-Based Induction Motors*, IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25 (5), 1310–1319.
- [177] SANGWONGWANICH S., *Speed Sensorless Induction Motor Drive Systems – Structure and Stability*, Proc. Int. Conf. Electrimacs 2002, Montreal, Canada, 2002, on CD.
- [178] SCHAUDER C., *Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rotational Transducers*, IEEE Transactions on Industry Applications, 1992, IA-28 (5), 1054–1060.
- [179] SCHAUDER C., MEHTA H., *Vector analysis and control of advanced static VAR compensators*, IEE Proc. C Generation, Transmission and Distribution, 1993, 140 (4), 299–306.
- [180] SIKORSKI A., *Bezpośrednia regulacja momentu i strumienia maszyny indukcyjnej*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Białostockiej, Białystok 2009.
- [181] SOBAŃSKI P., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Analiza wpływu uszkodzeń tranzystora IGBT falownika napięcia na przebiegi zmiennych stanu w napędzie indukcyjnym*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, nr 66, Studia i Materiały nr 32, 2012, t. 2, 145–152.
- [182] SOBCZUK D.L., *Application of ANN for control of PWM inverter fed induction motor drives*, Ph.D. Thesis, Warsaw University of Technology, Faculty of Electrical Engineering, Warsaw 1999.
- [183] SOBCZUK D.L., KOŁOMYJSKI W., *Estymacja parametrów elektrycznych silnika indukcyjnego zasilanego z falownika MSI, sterowanego przy pomocy procesora sygnałowego*, PPEE 2005, Wisła 2005, 87–90.
- [184] SOLVAR S., GHANES V. LE, M., BARBOT J.P., SANTOMENNA G., *Sensorless second order sliding mode observer for induction motor*, IEEE Int. Conf. Control Applications, 1934–1938, September 2010.
- [185] STANDO D., KAŻMIERKOWSKI M., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., DYBKOWSKI M., *Bezczujnikowe sterowanie falownikowego napędu indukcyjnego dla pojazdów elektrycznych w szerokim zakresie prędkości*, Przegląd Elektrotechniczny. 2011, 87 (3), 307–312.

- [186] SUWANKAWIN S., SANGWONGWANICH S., *A speed-sensorless IM drive with decoupling control and stability analysis of speed estimation*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49 (2), 444–455.
- [187] SZABAT K., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Suppression in a Two-Mass Drive System Using PI Speed Controller and Additional Feedbacks – Comparative Study*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54 (2), 1193–1206.
- [188] SZABAT K., *Struktury sterowania elektrycznych układów napędowych z połączeniem sprężystym*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej nr 61, Monografie nr 19, Wrocław 2008.
- [189] SZABAT K., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., DYBKOWSKI M., *Indirect Adaptive Control of Induction Motor Drive System with Elastic Coupling*, Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56 (10), 4038–4042.
- [190] SZABAT K., SERKIES P., DYBKOWSKI M., *Predictive speed control of induction drive with high-frequency torsional oscillation*, [in:] *Computer Application in Electrical Engineering*, Vol. 8, R. Nawrowski (Ed.), POLI-GRAF-JAK, Poznań 2010.
- [191] TAMAI S., SUGIMOTO H., MASAO Y., *Speed sensorless vector control of IM with Model Reference Adaptive System*, Proc. IEEE/IAS, 1987, 189–194.
- [192] TARCHAŁA G., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., *Zastosowanie obserwatora ślizgowego do estymacji parametrów silnika indukcyjnego*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej nr 63, Studia i Materiały nr 29, Wrocław 2009, 217–225.
- [193] TARCHAŁA G., ORŁOWSKA-KOWALSKA T., DYBKOWSKI M., *MRAS-type speed and flux estimator with additional adaptation mechanism for the induction motor drive*, Trans. Electr. Eng., 2012, 1 (1), 7–12.
- [194] TERÖRDE G., BELMANS R., *High performance Induction motor drive with speed, flux and torque estimation*, Proc. Intern. Conf. ICEM 2002, Belgium, 2002, on CD.
- [195] TRABELSI M., BOUSSAK M., MESTRE P., GOSSA M., *An improved diagnosis technique for IGBTs open-circuit fault in PWM-VSI-fed induction motor drive*, IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Poland, 2011, 2111–2117.
- [196] TUNIA H., KAŻMIERKOWSKI M., *Automatyka napędu przekształtnikowego*, PWN, Warszawa 1987.
- [197] UTKIN V., GULDNER J., SHI J., *Sliding Mode Control in Electromechanical Systems*, Taylor & Francis, London 1999.
- [198] UTKIN V., YAN Z., *Sliding Mode Observers for Electric Machines – An Overview*, Proc. the 28th Annual Conf. of the Industrial Electronics Society IECON 2002, Seville, Spain, 2002, 3 (2), 1842–1847.
- [199] VACLAVEK P., BLAHA P., *Lyapunov-Function-Based Flux and Speed Observer for AC Induction Motor Sensorless Control and Parameters Estimation*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53 (1), 138–145.
- [200] VAS P., *Sensorless vector and direct torque control*, Oxford University Press, New York 1998.
- [201] VASIĆ V., VUKOSAVIC N., LEVI E., *A stator resistance estimation scheme for speed sensorless rotor flux oriented induction motor drives*, IEEE Transactions on Energy Conversion, 2003, 18 (4), 476–483.
- [202] WŁAS M., KRZEMIŃSKI Z., GUZINSKI J., ABU-RUB H., TOLİYAT H.A., *Artificial-Neural-Network-Based Sensorless Nonlinear Control of Induction Motors*, IEEE Transaction on Energy Conversion, 2005, 41 (2), 520–528.
- [203] WOJSZNIS P., *Analiza estymatorów strumienia wirnika w bezczujnikowym układzie wektorowego sterowania silnika indukcyjnego*, rozprawa doktorska, Politechnika Wrocławska, Wrocław 2001.
- [204] YAGER R.R., FILEV D.P., *Essential of Modelling and Control*, Wiley, 1994.

- [205] YAN Z., JIN CH., UTKIN V., *Sensorless Sliding-Mode Control of Induction Motors*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2000, 47 (6), 1286–1297.
- [206] YOUNG AHN KWON DAE WON JIN, *A novel MRAS based speed sensorless control of induction motor*, IEEE. Industrial Electronics Society, 25 Conference, 1999, 933–938.
- [207] ZAKY M.S., KHATER M.M., SHOKRALLA S.S., YASIN H.A., *Wide-Speed-Range Estimation with Online Parameter Identification Schemes of Sensorless Induction Motor Drives*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56 (5), 1699–1707.
- [208] ZAWIRSKI K., PAJCHROWSKI T., *Application of artificial neural network to robust speed control of servodrive*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54 (1), 200–207.
- [209] ZHANG Y., *Active Fault Tolerant Control Systems*, Springer, Berlin 2003.
- [210] ZHANG Y., ZHAO Z., YUAN T., LU L., XU W., ZHU J., *A Comparative Study of Luenberger Observer, Sliding Mode Observer and Extended Kalman Filter for Sensorless Vector Control of Induction Motor Drives*, IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2009, 2466–2473.
- [211] ZINGER D.S., PROFUMO F., LIPO T.A., NOVOTNY D.W., *A Direct Field-Oriented Controller for Induction Motor Drives Using Tapped Stator Windings*, IEEE Transactions on Power Electronics, 1990, 5 (4), 446–453.
- [212] ZORGANI Y.A., KOUBA A Y., BOUSSAK M., *Simultaneous estimation of speed and rotor resistance in sensorless ISFOC induction motor drive based on MRAS scheme*, ICEM, Rome 2010.
- [213] ŻELECHOWSKI M., *Space Vector Modulated-Direct Torque Controlled (DTC-SVM) Inverter-Fed Induction Motor Drive*, rozprawa doktorska, Politechnika Warszawska, Warszawa 2005.

Estimation of speed in a vector controlled induction motor drive – selected problems

Summary

In the monograph, the problem of estimation of induction motor state variables for a vector controlled drive is presented. The main goal of the paper is connected with the possibility to elaborate a novel speed estimator being stable in a wide range of the reference speed and torque changes for various industrial applications.

Mathematical models of the chosen rotor speed estimators, characterized by simple design and low hardware requirements have been described. Stability and sensitivity analysis of the MRAS type speed estimator have been presented. Particular attention was paid to the influence of the parameters in the speed adaptation mechanism to the pole placement and estimator stability. The optimization of the speed adaptation mechanism by additional induction motor parameter estimators has been presented.

It has been shown that in a sensorless induction motor drive to accurately establish the state variables, it is necessary to estimate the magnetizing reactance of the machine, particularly when the drive is operating in the field weakening region. An universal rotor speed estimator with additional sequence parameters reconstruction has been tested and evaluated. The novel estimator was tested in a sensorless traction drive system and in a two-mass sensorless drive.

It has also been proved that MRAS^{CC} estimator can be applied in the fault tolerant induction motor drive systems. Speed sensor faults and the rotor fault detectors were created and tested. Whole control structure was tested in the laboratory set-up with 1.1 kW, 3 kW and 50 kW induction motors.

Spis treści

Wykaz ważniejszych oznaczeń	5
1. Wprowadzenie	9
1.1. Estymacja niedostępnych zmiennych stanu silnika indukcyjnego	9
1.2. Stan zagadnienia	13
1.3. Cel i zakres pracy	23
2. Model matematyczny układu napędowego	27
2.1. Wprowadzenie	27
2.2. Nieliniowy model matematyczny silnika indukcyjnego	27
2.3. Układ napędowy z przemiennikiem częstotliwości	31
2.4. Struktura bezpośredniego sterowania połowo zorientowanego z wymuszeniem napięcia stojana	33
2.5. Struktura bezpośredniego sterowania momentem elektromagnetycznym silnika indukcyjnego	34
3. Estymacja prędkości kątowej silnika indukcyjnego – wybrane struktury	37
3.1. Wprowadzenie	37
3.2. Metody wykorzystujące zależność na pulsację poślizgu silnika indukcyjnego	38
3.3. Adaptacyjne estymatory prędkości kątowej	53
3.4. Adaptacyjne estymatory prędkości kątowej wykorzystujące teorię ruchu ślizgowego	61
3.5. Podsumowanie	66
4. Analiza właściwości wybranego estymatora prędkości kątowej	69
4.1. Wprowadzenie	69
4.2. Analiza wrażliwości estymatora $MRAS^{CC}$	69
4.3. Analiza stabilności estymatora $MRAS^{CC}$	77
4.4. Analiza pracy estymatora $MRAS^{CC}$	88
4.5. Podsumowanie	95
5. Estymacja parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego	97
5.1. Wprowadzenie	97
5.2. Estymacja reaktancji magnesowania	100
5.3. Estymacja rezystancji stojana	103
5.4. Estymacja rezystancji wirnika	105
5.5. Estymacja reaktancji rozproszenia stojana	108
5.6. Podsumowanie	110
6. Uniwersalny estymator prędkości kątowej	111
6.1. Modyfikacja estymatora $MRAS^{CC}$	111

6.2. Analiza pracy układu MRAS ^{CC} z wybranymi estymatorami parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego	123
6.3. Analiza pracy układu bezczujnikowego z estymatorem MRAS ^{CC} i wybranymi estymatorami parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego	132
6.4. Estymator uniwersalny	138
6.5. Analiza pracy bezczujnikowego układu wektorowego sterowania silnikiem indukcyjnym z estymatorem uniwersalnym	141
6.6. Podsumowanie	147
7. Uniwersalny estymator prędkości kątowej w bezczujnikowych trakcyjnych układach napędowych	149
7.1. Wprowadzenie	149
7.2. Struktura sterowania trakcyjnym układem napędowym z silnikiem indukcyjnym	151
7.3. Analiza pracy bezczujnikowego układu napędowego sterowanego metodą DTC-SVM ze sprzężeniem zwrotnym od prędkości kątowej	152
7.4. Analiza pracy bezczujnikowego układu napędowego sterowanego metodą DTC-SVM bez sprzężenia od prędkości kątowej	154
7.5. Analiza pracy trakcyjnego układu napędowego w stanach awaryjnych	160
7.6. Podsumowanie	168
8. Estymacja prędkości kątowej w adaptacyjnym bezczujnikowym układzie napędowym z połączeniem sprzężystym	171
8.1. Wprowadzenie	171
8.2. Model bezczujnikowego układu napędowego ze ślizgowym neuronowo-rozmytym regulatorem prędkości kątowej	172
8.3. Analiza pracy bezczujnikowego układu napędowego ze ślizgowym neuronowo-rozmytym regulatorem prędkości kątowej	175
8.4. Podsumowanie	182
9. Estymacja prędkości kątowej w układach napędowych o zwiększonym stopniu bezpieczeństwa	183
9.1. Wprowadzenie	183
9.2. Wpływ uszkodzenia wirnika silnika indukcyjnego na pracę napędu sterowanego metodą wektorową	187
9.3. Wpływ uszkodzenia czujnika prędkości na pracę napędu sterowanego metodą wektorową	200
9.4. Wpływ uszkodzenia łącznika tranzystorowego IGBT przemiennika częstotliwości na pracę napędu bezczujnikowego	210
9.5. Podsumowanie	215
10. Uwagi i wnioski końcowe	217
Załącznik 1. Opis stanowiska badawczego	223
Załącznik 2. Parametry silników indukcyjnych	225
Literatura	229
Streszczenie w jęz. angielskim	241

Contents

List of symbols	5
1. Introduction	9
1.1. Induction motor state variable estimation	9
1.2. Overview of the literature	13
1.3. Main goal and topics of the work	23
2. The mathematical model of the induction motor drive	27
2.1. Introduction	27
2.2. Nonlinear model of the induction motor	27
2.3. Electrical drive with power inverter	31
2.4. Direct Rotor Field Oriented Control structure	33
2.5. Direct Torque Control structure	34
3. Estimation of the rotor speed of the induction motor – selected structures	37
3.1. Introduction	37
3.2. Methods based on the rotor slip frequency	38
3.3. Adaptive rotor speed estimators	53
3.4. Adaptive speed estimators with the sliding mode theory	61
3.5. Summary	66
4. Analysis of the chosen rotor speed estimator	69
4.1. Introduction	69
4.2. Sensitivity analysis of the MRAS ^{CC} speed estimator	69
4.3. Stability analysis of the MRAS ^{CC} speed estimator	77
4.4. Analysis of the MRAS ^{CC} speed estimator	88
4.5. Summary	95
5. Induction motor parameter estimation	97
5.1. Introduction	97
5.2. Magnetizing reactance estimation method	100
5.3. Stator resistance estimation method	103
5.4. Rotor resistance estimation method	105
5.5. Stator leakages estimation method	108
5.6. Summary	110
6. Universal rotor speed estimator	111
6.1. Modifications of the MRAS ^{CC} speed estimator	111

6.2. Analysis of the MRAS ^{CC} speed estimator with chosen additional induction motor parameter estimators	123
6.3. Analysis of the sensorless drive with MRAS ^{CC} speed estimator with chosen additional induction motor parameter estimators	132
6.4. Universal rotor speed estimator	138
6.5. Analysis of the sensorless induction motor drive system with universal rotor speed estimator	141
6.6. Summary	147
7. Universal rotor speed estimator in the traction application	149
7.1. Introduction	149
7.2. Model of the traction drive system	151
7.3. Analysis of the sensorless DTC-SVM with speed control loop	152
7.4. Analysis of the sensorless DTC-SVM without speed control loop	154
7.5. Fault analysis in the traction drive system	160
7.6. Summary	168
8. Rotor speed estimation in the adaptive sensorless induction motor drive system with elastic coupling	171
8.1. Introduction	171
8.2. Mathematical model of the sensorless two mass system with adaptive sliding model speed controller	172
8.3. Analysis of the sensorless induction motor drive system with adaptive neuro-fuzzy speed controller	175
8.4. Summary	182
9. Rotor speed estimation in the fault tolerant induction motor drive system	183
9.1. Introduction	183
9.2. Influence of the rotor faults to the dynamical properties of the vector controlled drive system	187
9.3. Influence of the speed sensor faults to the dynamical properties of the vector controlled drive system	200
9.4. Influence of the IGBT's faults to the dynamical properties of the sensorless drive	210
9.5. Summary	215
10. Final summary and conclusion	217
Appendix 1. Description of the test stand	223
Appendix 2. Parameters of the induction motors	225
Bibliography	229
Summary	241

PRACE NAUKOWE INSTYTUTU MASZYN,
NAPĘDÓW I POMIARÓW ELEKTRYCZNYCH

(wydane w latach 2000–2013)

- Nr 48, Studia i Materiały nr 20, *SME 2000, Badania maszyn elektrycznych*, Wrocław 2000
- Nr 49, Studia i Materiały nr 21, *SME 2000, Diagnostyka maszyn elektrycznych*, Wrocław 2000
- Nr 50, Studia i Materiały nr 22, *SME 2000, Modelowanie maszyn elektrycznych*, Wrocław 2000
- Nr 51, Monografie nr 14, K. Makowski, *Jednofazowe silniki indukcyjne z pomocniczym uzwojeniem zwartym w ujęciu obwodowo-półowym*, Wrocław 2000
- Nr 52, Monografie nr 15, K. Pieńkowski, *Analiza układów hamowania elektrycznego silników indukcyjnych klatkowych z przekształtnikami energoelektronicznymi*, Wrocław 2000
- Nr 53, Monografie nr 16, B. Ślusarek, *Dielektromagnesy ND-Fe-B*, Wrocław 2001
- Nr 54, Studia i Materiały nr 23, *Zagadnienia maszyn, napędów i pomiarów elektrycznych*, Wrocław 2003
- Nr 55, Monografie nr 17, Z. Klos, *Problematyka wzorcowania aparatury elektrometrycznej*, Wrocław 2004
- Nr 56, Studia i Materiały nr 24, *Zagadnienia maszyn, napędów i pomiarów elektrycznych*, Wrocław 2004
- Nr 57, Monografie nr 18, Cz.T. Kowalski, *Monitorowanie i diagnostyka uszkodzeń silników indukcyjnych z wykorzystaniem sieci neuronowych*, Wrocław 2005
- Nr 58, Studia i Materiały nr 25, *Zagadnienia maszyn, napędów i pomiarów elektrycznych*, Wrocław 2005
- Nr 59, Studia i Materiały nr 26, *Zagadnienia maszyn, napędów i pomiarów elektrycznych*, Wrocław 2006
- Nr 60, Studia i Materiały nr 27, *Zagadnienia maszyn, napędów i pomiarów elektrycznych*, Wrocław 2007
- Nr 61, Monografie nr 19, K. Szabat, *Struktury sterowania elektrycznych układów napędowych z połączeniem sprzężystym*, Wrocław 2008
- Nr 62, Studia i Materiały nr 28, *Zagadnienia maszyn, napędów i pomiarów elektrycznych*, Wrocław 2008
- Nr 63, Studia i Materiały nr 29, *Zagadnienia maszyn, napędów i pomiarów elektrycznych*, Wrocław 2009
- Nr 64, Studia i Materiały nr 30, *Zagadnienia maszyn, napędów i pomiarów elektrycznych*, Wrocław 2010
- Nr 65, Studia i Materiały nr 31, *Zagadnienia maszyn, napędów i pomiarów elektrycznych*, Wrocław 2011
- Nr 66, Studia i Materiały nr 32, *Zagadnienia maszyn, napędów i pomiarów elektrycznych*, Tom I i II, Wrocław 2012

Wydawnictwa Politechniki Wrocławskiej
są do nabycia w księgarni
plac Grunwaldzki 13, 50-377 Wrocław
bud. D-1 PWr., tel. 71 320 29 35
Prowadzimy sprzedaż wysyłkową
zamawianie.ksiazek@pwr.wroc.pl

ISSN 1733-0696