

POLITECHNIKA GDAŃSKA

LESZEK JARZĘBOWICZ

BEZCZUJNIKOWE STEROWANIE
TRAKCYJNYM
SILNIKIEM SYNCHRONICZNYM
Z MAGNESAMI TRWAŁYMI
ZAGŁĘBIONYMI W WIRNIKU



GDAŃSK 2012

PRZEWODNICZĄCY KOMITETU REDAKCYJNEGO
WYDAWNICTWA POLITECHNIKI GDAŃSKIEJ

Romuald Szymkiewicz

REDAKTOR PUBLIKACJI NAUKOWYCH

Janusz T. Cieśliński

REDAKTOR SERII

Zbigniew Krzemiński

RECENZENCI

Janusz Nieznański

Andrzej Pochanke

PROJEKT OKŁADKI

Jolanta Cieślawska

Wydano za zgodą
Rektora Politechniki Gdańskiej

Oferta wydawnicza Politechniki Gdańskiej jest dostępna pod adresem
www.pg.gda.pl/WydawnictwoPG

© Copyright by Wydawnictwo Politechniki Gdańskiej
Gdańsk 2012

Utwór nie może być powielany i rozpowszechniany, w jakiegokolwiek formie
i w jakiegokolwiek sposób, bez pisemnej zgody wydawcy

ISBN 978-83-7348-415-3

SPIS TREŚCI

WYKAZ WAŻNIEJSZYCH OZNACZEŃ INDEKSÓW I SKRÓTÓW	5
1. WPROWADZENIE	7
2. UKŁADY NAPĘDOWE Z SILNIKAMI PMSM	10
2.1. Trakcyjne układy sterowania	10
2.2. Metody modulacji napięcia wyjściowego falownika	14
2.3. Sterowanie bezczujnikowe	16
2.4. Algorytmiczne estymatory położenia wirnika	17
2.5. Fizykalne estymatory położenia wirnika	18
2.6. Estymatory położenia wirnika oparte na analizie pochodnych prądów fazowych	20
2.7. Zakres przeprowadzonych badań	23
3. PROJEKT ESTYMATORÓW POŁOŻENIA WIRNIKA	26
3.1. Wstępne założenia	26
3.2. Algorytm estymatora dla dużych prędkości wirnika (EHV)	27
3.3. Algorytm estymatora dla małych prędkości kątowych wirnika (ELV)	29
3.4. Algorytm estymatora położenia początkowego wirnika	32
4. BADANIA SYMULACYJNE	34
4.1. Wstępne założenia	34
4.2. Model układu napędowego	35
4.3. Modele estymatorów	39
4.4. Wybrane wyniki badań symulacyjnych	41
5. PROJEKT LABORATORYJNEGO UKŁADU NAPĘDOWEGO	45
5.1. Struktura układu	45
5.2. Program sterowania	47
5.3. Konfiguracja modułu przetwornika ADC	49
5.4. Realizacja algorytmu wykrywania położenia początkowego	50
5.5. Rejestracja zmiennych programu sterowania	52
6. BADANIA LABORATORYJNE	54
6.1. Zakres badań	54
6.2. Dobór chwil pomiaru prądów fazowych dla algorytmu EHV	54
6.3. Dobór chwil pomiaru prądów fazowych dla algorytmu ELV	60
6.4. Badania estymatora EHV	63
6.5. Badania estymatora ELV	66
6.6. Badania estymatora położenia początkowego wirnika	67
6.7. Estymacja w pełnym zakresie prędkości kątowych wirnika	69
6.8. Praca napędu w trybie bezczujnikowym	71
7. PODSUMOWANIE	73
BIBLIOGRAFIA	75
Streszczenie w języku polskim	83
Streszczenie w języku angielskim	84
ZAŁĄCZNIKI	85

WYKAZ WAŻNIEJSZYCH OZNACZEŃ, INDEKSÓW I SKRÓTÓW

oznaczenia

- B – indukcja magnetyczna
- f, f_{mod} – częstotliwość, częstotliwość modulacji napięcia wyjściowego falownika
- H – natężenie pola magnetycznego
- I, i – prąd (parametr, wartości chwilowa)
- J – moment bezwładności
- k, k_L – współczynnik, współczynnik asymetrii magnetycznej
- L – indukcyjność
- M_e, M_r – moment: elektromagnetyczny, obciążenia
- p – liczba par biegunów silnika
- R_s – rezystancja pasma uzwojenia stojana
- S, s – sygnał sterujący
- t – czas
- T, T_{mod} – okres, okres modulacji napięcia wyjściowego falownika
- U, u – napięcie (parametr, wartość chwilowa)
- δ – kąt mocy silnika (argument wektora prądu stojana względem osi d w układzie dq)
- μ – współczynnik przenikalności magnetycznej
- θ, θ_m – położenie kątowe wirnika silnika: elektryczne, mechaniczne
- ω, ω_m – prędkość kątowna wirnika silnika: elektryczna, mechaniczna
- Ψ_f – strumień od magnesów trwałych wirnika silnika

indeksy

- A, B, C – osie trójfazowego naturalnego układu współrzędnych stojana
- d, q – osie ortogonalnego układu współrzędnych dq związanego z wirnikiem
- dec – wartość odsprzęgająca
- L, E – wartość kąta położenia wirnika θ obliczona z użyciem algorytmu opartego na analizie indukcyjności stojana (L) lub wektora siły elektromotorycznej (E)
- m – wartość mechaniczna (w odróżnieniu od elektrycznej)
- max – wartość maksymalna
- ref – wartość zadana
- α, β – osie ortogonalnego układu współrzędnych $\alpha\beta$ związanego ze stojanem
- *

skrótóy

- ADC – przetwornik analogowo-cyfrowy (ang. *Analog-to-Digital Converter*)
- BLDC – silnik z magnesami trwałymi umieszczonymi na wirniku z trapezoidalnym przebiegiem siły elektromotorycznej (ang. *Brushless DC*)
- CFCM – metody estymacji położenia wirnika wykorzystujące cechy składowych prądów silnika o częstotliwości równej częstotliwości nośnej modulatora napięcia (ang. *Carrier Frequency Component Method*)
- DSP – procesor sygnałowy (ang. *Digital Signal Processor*)
- DTC/DTFC – metoda bezpośredniego sterowania momentem i strumieniem silnika (ang. *Direct Torque and Flux Control*)
- FOC – metoda sterowania momentem i strumieniem silnika z pośrednią regulacją prądów stojana w układzie polowo-zorientowanym (ang. *Field Oriented Control*)
- FPGA – programowalny układ logiczny (ang. *Field Programmable Gate Array*)

-
- FW – strategia sterowania silnikiem realizująca osłabienie pola magnetycznego pochodzącego od magnesów wirnika w celu uzyskania prędkości wyższych od prędkości bazowej (ang. *Flux Weakening*)
- IGBT – tranzystor bipolarny z izolowaną bramką (ang. *Insulated Gate Bipolar Transistor*)
- IPMSM – silnik synchroniczny z magnesami trwałymi zagłębionymi w wirniku (ang. *Interior Permanent Magnet Synchronous Motor*)
- JTAG – standard interfejsu służącego do komunikacji procesora sygnałowego z komputerem PC (ang. *Joint Test Action Group*)
- MTPA – strategia sterowania silnikiem mająca na celu maksymalizację relacji momentu wytwarzanego przez silnik do modułu wektora prądu stojana (ang. *Maximum Torque per Ampere*)
- PI – typ regulatora realizujący algorytm proporcjonalno-całkujący (ang. *Proportional-Integral*)
- PLL – pętla sprzężenia fazowego (ang. *Phase Locked Loop*)
- PMSM – silnik synchroniczny z magnesami trwałymi (ang. *Permanent Magnet Synchronous Motor*)
- PWM – modulacja szerokości impulsów (ang. *Pulse Width Modulation*)
- RDC – specjalizowany układ elektroniczny realizujący konwersję sygnałów analogowych z transformatora położenia kąтового na wartość położenia w postaci cyfrowej (ang. *Resolver-to-Digital Converter*)
- SPMSM – silnik synchroniczny z magnesami trwałymi przytwierdzonymi na powierzchni wirnika (ang. *Surface Permanent Magnet Synchronous Motor*)
- SVM – metoda modulacji napięcia wyjściowego falownika (ang. *Space Vector Modulation*)

Rozdział 1

WPROWADZENIE

Trakcyjny napęd elektryczny jest rozwiązaniem powszechnym [K4, K5, K6, K10, K12, 16, 17, 37, 71, 72]. Oprócz pojazdów sieciowych znajduje on zastosowanie w szerokiej gamie autonomicznych pojazdów specjalistycznych, takich jak np.: samojezdne maszyny czyszczące, podnośniki widłowe i nożycowe, pojazdy dla osób o ograniczonej zdolności ruchowej, wolnobieżne wózki osobowe i osobowo-towarowe. Wzrasta liczba sprzedawanych rowerów oraz skuterów z silnikami elektrycznymi. Intensywny rozwój i upowszechnienie tego typu napędu można zaobserwować w obszarze pojazdów samochodowych. Są to przede wszystkim pojazdy hybrydowe, w szczególności spalinowo-elektryczne. Takie pojazdy są oferowane przez wiele koncernów samochodowych, a ich gama oraz udział w ogólnej sprzedaży rośnie [K10, 101]. Tendencja ta jest podyktowana wzrostem świadomości ekologicznej społeczeństwa oraz swoistego rodzaju modą, ale także – coraz częściej – względami ekonomicznymi. Wraz z popularyzacją technologii hybrydowych maleje nadwyżka ceny pojazdu hybrydowego w stosunku do jego konwencjonalnego odpowiednika. Już obecnie relacja tych cen, przy dużych przebiegach rocznych, w niektórych przypadkach uzasadnia ekonomicznie wybór pojazdu hybrydowego, co wykazano w pracach [50, 101].

W trakcyjnych układach napędowych wzrasta liczba zastosowań silników elektrycznych z wysokoenergetycznymi magnesami trwałymi, a wśród nich silników synchronicznych z sinusoidalnym przebiegiem siły elektromotorycznej (ang. *Permanent Magnet Synchronous Motors*, PMSM) [K6, K10, 21, 28, 29, 68, 83, 92, 93, 98, 100, 118, 122]. Wynika to z ich cech, korzystnych w tego typu zastosowaniu, m.in.: dużej sprawności, dobrych właściwości regulacyjnych, zamkniętej budowy, relatywnie małej masy i objętości, bezobsługowości oraz łatwo realizowanego chłodzenia. Przez wiele lat barierą w popularyzacji tego typu silników była wysoka cena związana z kosztem magnesów oraz krótkimi seriami produkcyjnymi. Obecnie relacje cenowe się zmieniły i silniki PMSM stają się wiodącym typem w projektach trakcyjnych układów napędowych o mocy od kilku do kilkudziesięciu kilowatów. Silniki PMSM zastosowano m.in. w samochodach hybrydowych odnotowujących największą sprzedaż [K10, 37, 71, 72, 77]. Pojawiają się również napędy z silnikami PMSM większej mocy – dla tramwajów [94] i lokomotyw [6, 69, 85].

Do napędu pojazdów częściej stosowane są silniki PMSM wykazujące asymetrię magnetyczną wirnika [K1, K6, K22, 7, 27, 37, 71, 72, 77, 85, 92, 97, 129]. Są to konstrukcje z magnesami zagłębionymi w wirniku (ang. *Interior PMSM*, IPMSM), rzadziej – przytwierdzonymi w wyżłobieniach przy powierzchni wirnika (ang. *Inset PMSM*). Silniki takie, w porównaniu z silnikami z magnesami przyklejonymi na powierzchni wirnika (ang. *Surface PMSM*, SPMSM), są nieco droższe. Silniki IPMSM mają jednak większą sprawność, dzięki możliwości wykorzystania tzw. momentu reluktancyjnego oraz mniejszych wartości prądu potrzebnych do osłabienia pola magnesów dla uzyskania wyższych prędkości. Silniki SPMSM są również stosowane w trakcji, lecz rzadziej [50, 94, 98].

W nowoczesnych konstrukcjach pojazdów wykorzystujących napęd elektryczny rośnie liczba rozwiązań z tzw. napędem bezpośrednim (ang. *Direct Drive*, *In-Wheel Drive*), w którym nie występuje układ przeniesienia napędu, a silniki zintegrowane są z kołami pojazdu

lub umieszczone bezpośrednio obok nich [K10, 21, 24, 63, 74, 83, 92, 94, 97, 98, 102, 108]. Takie rozwiązania zmniejszają masę pojazdu, zwiększają sprawność, eliminują niektóre czynności obsługowe oraz umożliwiają zastosowanie zaawansowanych algorytmów sterowania trakcją pojazdu zwiększających bezpieczeństwo czynne. Cechy silników PMSM predestynują je do takich rozwiązań, co potwierdzają liczne konstrukcje z ich udziałem – zarówno prototypowe, jak i wdrożone do produkcji seryjnej [K10, K17, 11, 50].

Obecny stan rozwoju technik sterowania układów napędowych znacznie wykracza poza klasyczne algorytmy regulacji. Rozwój techniki mikroprocesorowej, a więc także układów stosowanych jako sterowniki w układach napędowych, powoduje pojawienie się nadatku wydajności obliczeniowej, który można wykorzystać do realizacji dodatkowych funkcji. Dąży się m.in. do wzrostu niezawodności napędu poprzez realizację złożonych funkcji diagnostycznych oraz odpowiednie modyfikacje strategii sterowania w przypadku wystąpienia awarii [K16, 36, 121]. Opracowywane są adaptacyjne (ang. *adaptive*) i krzepkie (ang. *robust*) algorytmy sterowania [K22, 43, 91], dostosowujące się do zmienności parametrów układu. Rozwijane są metody estymacji niektórych parametrów fizycznych wykorzystywanych przez algorytm sterowania silnikiem, pozwalające zmniejszyć liczbę przetworników pomiarowych występujących w układzie [K9, K15, K22]. Najczęściej dąży się do eliminacji przetwornika wielkości mechanicznych – położenia i prędkości kątowej wirnika [K22]. W napędach małych mocy rezygnacja z przetwornika wielkości mechanicznych może znacząco zmniejszyć koszt realizacji i rozmiar takiego układu. Ponadto powstają specjalne konstrukcje silników przeznaczone do napędu bezpośredniego, gdzie zastosowanie konwencjonalnego przetwornika mechanicznego jest kłopotliwe lub wręcz niemożliwe.

Sterowanie silnikiem bez pomiaru wybranych wielkości fizycznych wiąże się z obniżeniem ogólnie rozumianej jakości regulacji oraz pewności działania. Rozwój tzw. metod bezczujnikowych zmierza w kierunku poprawy powyższych czynników, które w zastosowaniach trakcyjnych są niezmiernie istotne.

Praca składa się z siedmiu rozdziałów. W kolejnym, drugim rozdziale zawarto syntezę zagadnień związanych z zakresem monografii. Rozdział ten wprowadza do rozważań zamieszczonych w dalszych częściach pracy. Opisano w nim zagadnienia związane z układami napędowymi wykorzystującymi silniki PMSM. Przedstawiono problematykę estymacji położenia kątowego wirnika silnika PMSM w aspekcie zastosowań trakcyjnych. Omówiono różne rodzaje estymatorów, ze szczególnym uwzględnieniem algorytmów opartych na analizie pochodnych prądów fazowych silnika. Do tej grupy należą estymatory omówione w dalszych rozdziałach.

W trzecim rozdziale zaproponowano i poddano analizie konkretne procedury matematyczne metod wyznaczania położenia kątowego wirnika wykorzystujące wartości pochodnych prądów fazowych silnika. Zaproponowano trzy metody estymacji przeznaczone dla różnych zakresów prędkości kątowych wirnika. Omówiono podstawowe założenia, przeanalizowano błędy estymacji spowodowane przyjętymi uproszczeniami.

Czwarty rozdział zawiera opis weryfikacji symulacyjnej zaproponowanych procedur estymacji. Przedstawiono model symulacyjny opracowany w środowisku Matlab, odwzorowujący zjawiska związane z modulacją napięcia wyjściowego falownika, umożliwiający wyznaczanie pochodnych prądów silnika. Opisano algorytm pomiaru prądów oraz sposób układowej realizacji procedur estymacji. Zamieszczono wybrane wyniki symulacji obrazujące działanie estymatorów w różnych warunkach pracy napędu.

Zaproponowane algorytmy estymacji zweryfikowano w laboratoryjnym układzie napędowym. Opis zrealizowanego układu przedstawiono w rozdziale piątym. Omówiono strukturę i podstawowe parametry stanowiska. Zwrócono uwagę na zagadnienia związane

z oprogramowaniem sterownika napędu. Opisano realizację układową specyficznego algorytmu wielokrotnego pomiaru prądów fazowych silnika w okresie modulacji napięcia wyjściowego falownika, który umożliwi wyznaczenie pochodnych prądów. Przedstawiono dodatkowe oprogramowanie narzędziowe umożliwiające rejestrację parametrów programu sterowania.

Szósty rozdział dotyczy badań z wykorzystaniem układu laboratoryjnego. Przetawiono analizę doboru parametrów algorytmu pomiaru prądów fazowych silnika. Wykonano badania wpływu warunków pracy napędu na błędy odtwarzania położenia wirnika. Zaproponowano sposoby zwiększenia dokładności estymacji. Zaprezentowano wyniki dotyczące sterowania napędu przy wykorzystaniu odtworzonych wartości położenia i prędkości kątowej wirnika.

Podsumowanie i ogólne wnioski z przeprowadzonych badań zawarto w rozdziale siódmym. Ponadto praca zawiera bibliografię, wykaz użytych oznaczeń i skrótów oraz załączniki.

Rozdział 2

UKŁADY NAPĘDOWE Z SILNIKAMI PMSM

2.1. Trakcyjne układy sterowania

Sterowanie dynamiką ruchu pojazdu wymaga regulacji siły pociągowej i hamującej, a więc momentu elektromagnetycznego wytwarzanego przez silnik lub silniki trakcyjne. Nadrzędna regulacja prędkości (tzw. tempomat) stosowana jest w pojazdach stosunkowo rzadko [43]. Wymagania dotyczące jakości regulacji momentu generowanego przez silniki są szczególnie wysokie w napędach bezpośrednich, w których zastosowano zaawansowane algorytmy nadrzędne do sterowania trakcją pojazdu [24, 21, 102]. Algorytmy te wymagają indywidualnej, szybkiej regulacji momentu każdego z kół napędnych dla utrzymania pożądanego trajektorii ruchu pojazdu.

Regulacja momentu wytwarzanego przez silnik PMSM wymaga zastosowania zaawansowanych metod sterowania wektorowego. Wśród nich można wyróżnić dwie zasadnicze grupy:

- metody bezpośredniej regulacji momentu (ang. *Direct Torque and Flux Control*, DTFC/DTC) [34, 70, 109],
- metody z pośrednią regulacją prądów stojana w układzie polowo-zorientowanym (ang. *Field Oriented Control*, FOC) [K1, K6, K22, 24, 51].

W metodach FOC pętle regulacyjne prądów działają w wirującym ortogonalnym układzie współrzędnych skojarzonym z wektorem pola magnetycznego pochodzącego od magnesów wirnika, oznaczanym dq (p. Załącznik 1). Zależność pomiędzy momentem wytwarzanym przez silnik PMSM a wartościami prądów wyrażonymi w układzie dq jest następująca [K22]:

$$M_e = k_{Me} \cdot \left[\Psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \right], \quad (2.1)$$

gdzie: k_{Me} – stała zależna od liczby biegunów silnika oraz od współczynników obranych we wzorach transformacji układów współrzędnych;

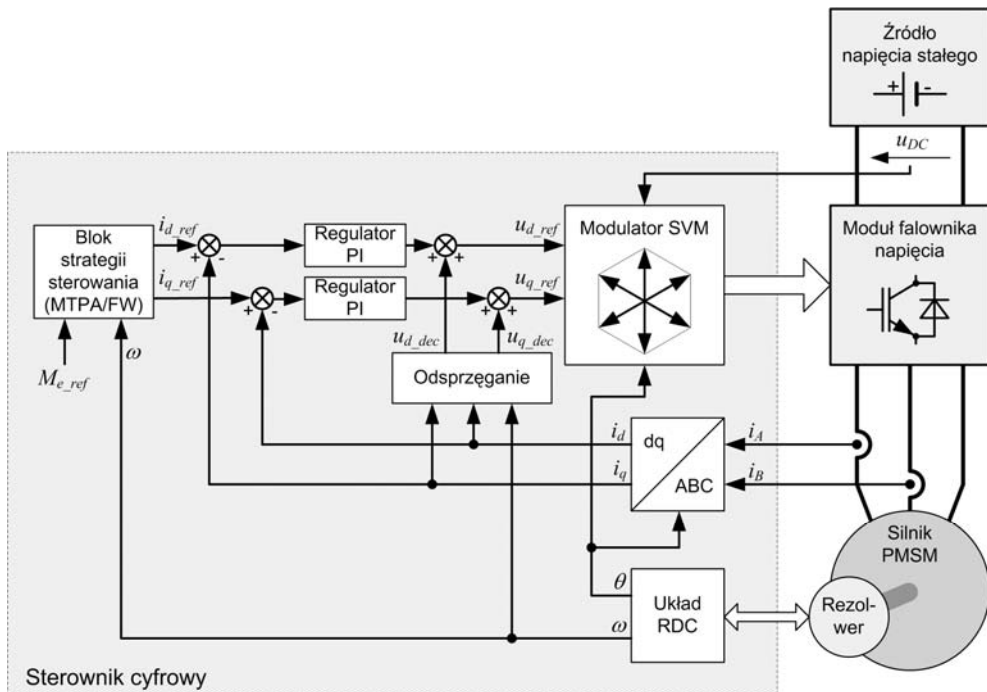
Ψ_f – strumień pochodzący od magnesów trwałych wirnika;

L_d, L_q, i_d, i_q – indukcyjności oraz prądy wyrażone w układzie współrzędnych dq .

Typową strukturę układu regulacji momentu trakcyjnego silnika PMSM metodą FOC przedstawiono na rys. 2.1. Zastosowano w niej regulatory prądów typu PI [K1, K2, 103, 128]. W algorytmie regulatorów często umieszcza się funkcję ograniczającą wartość obliczaną w członie całkującym (ang. *Anti-Windup*). Bardziej skomplikowane układy regulacji, np. układy ze sprzężeniami w przód (ang. *Feed-forward*), spotyka się w trakcji sporadycznie [19].

Niezależne pętle regulacyjne w osiach d i q pozwalają na zadawanie prądów i_{d_ref}, i_{q_ref} według różnych strategii sterowania. Przy niewielkich prędkościach kątowych realizowany jest zazwyczaj algorytm maksymalizacji momentu względem amplitudy prądu stojana (ang. *Maximum Torque per Ampere*, MTPA lub *Peak Torque per Ampere*, PTPA) [K1, K22, 11, 19, 74, 103, 119, 120, 128]. W przypadku silników SPMSM strategia ta polega na utrzymaniu zerowej wartości prądu i_d . W silnikach z asymetrią magnetyczną wirnika, w któ-

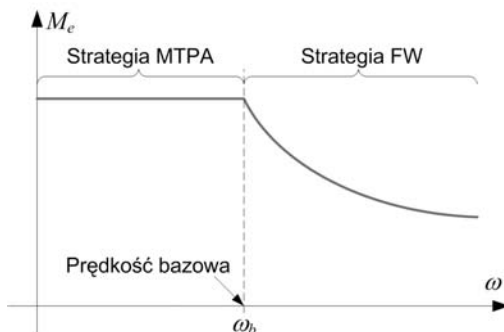
rych $L_d < L_q$, zadawany jest prąd i_d o stosunkowo niewielkiej wartości i znaku przeciwnym do i_q . Wytwarzana jest w ten sposób dodatkowa, reluktancyjna składowa momentu, przez co zwiększa się sprawność układu (p. (2.1)).



Rys. 2.1. Typowa struktura układu sterowania trakcyjnym silnikiem PMSM

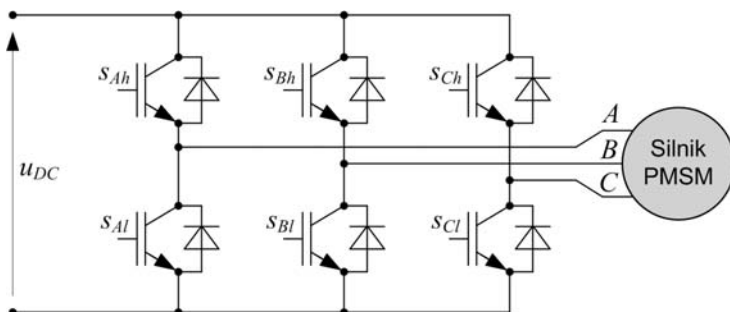
Wraz ze wzrostem prędkości kątowej ω zwiększa się wartość siły elektromotorycznej indukowanej w uzwojeniach stojana. Po przekroczeniu pewnej wartości ω_b prędkości siła elektromotoryczna przybiera na tyle duże wartości, że utrzymanie prądów silnika na poziomie wartości zadanych jest niemożliwe z uwagi na ograniczony zakres napięć zasilających silnik. Wartość ω_b określana jest mianem prędkości bazowej. Osiągnięcie prędkości kątowych wyższych od prędkości bazowej wymaga redukcji siły elektromotorycznej indukowanej w uzwojeniach stojana. Realizuje się to poprzez wytworzenie wektora pola magnetycznego o zwrocie przeciwnym do pola pochodzącego od magnesów trwałych [K1, K6, 19, 74, 80, 103, 119, 120]. Źródłem dodatkowej składowej pola jest prąd i_d o ujemnej wartości. Proces taki nazywa się odzwbudaniem lub osłabianiem strumienia wirnika (ang. *Flux Weakening*, FW). Zakresy stosowania strategii sterowania przedstawiono na rys. 2.2.

Do wartości wyjściowych z regulatorów prądów (p. rys. 2.1) dodawane są wartości odsprężające u_{d_dec} , u_{q_dec} (ang. *decoupling*) pochodzące z modelu silnika opracowanego w oparciu o równania dla stanu quasi-ustalonego [54, 74, 78, 130]. Zmniejsza to zakres pracy regulatorów oraz eliminuje niepożądane wzajemne oddziaływanie regulacji prądu w obu osiach. Algorytm odsprężania wymaga pomiaru prędkości kątowej ω , na podstawie której wyznaczana jest siła elektromotoryczna.



Rys. 2.2. Charakterystyka trakcyjna z zakresami zastosowania strategii sterowania silnikiem PMSM

Silnik jest zasilany za pośrednictwem przekształtnika energoelektronicznego, zazwyczaj zbudowanego z wykorzystaniem tranzystorów IGBT lub MOSFET [K5, K6, K14, K20, 16, 66, 100, 108]. Tranzystory MOSFET stosowane są przy niskich napięciach zasilania u_{DC} falownika. Dla napięć rzędu kilkuset woltów i wyższych wykorzystuje się tranzystory IGBT. Typową strukturę sześciotranzystorowego falownika napięcia z tranzystorami IGBT przedstawiono na rys. 2.3.

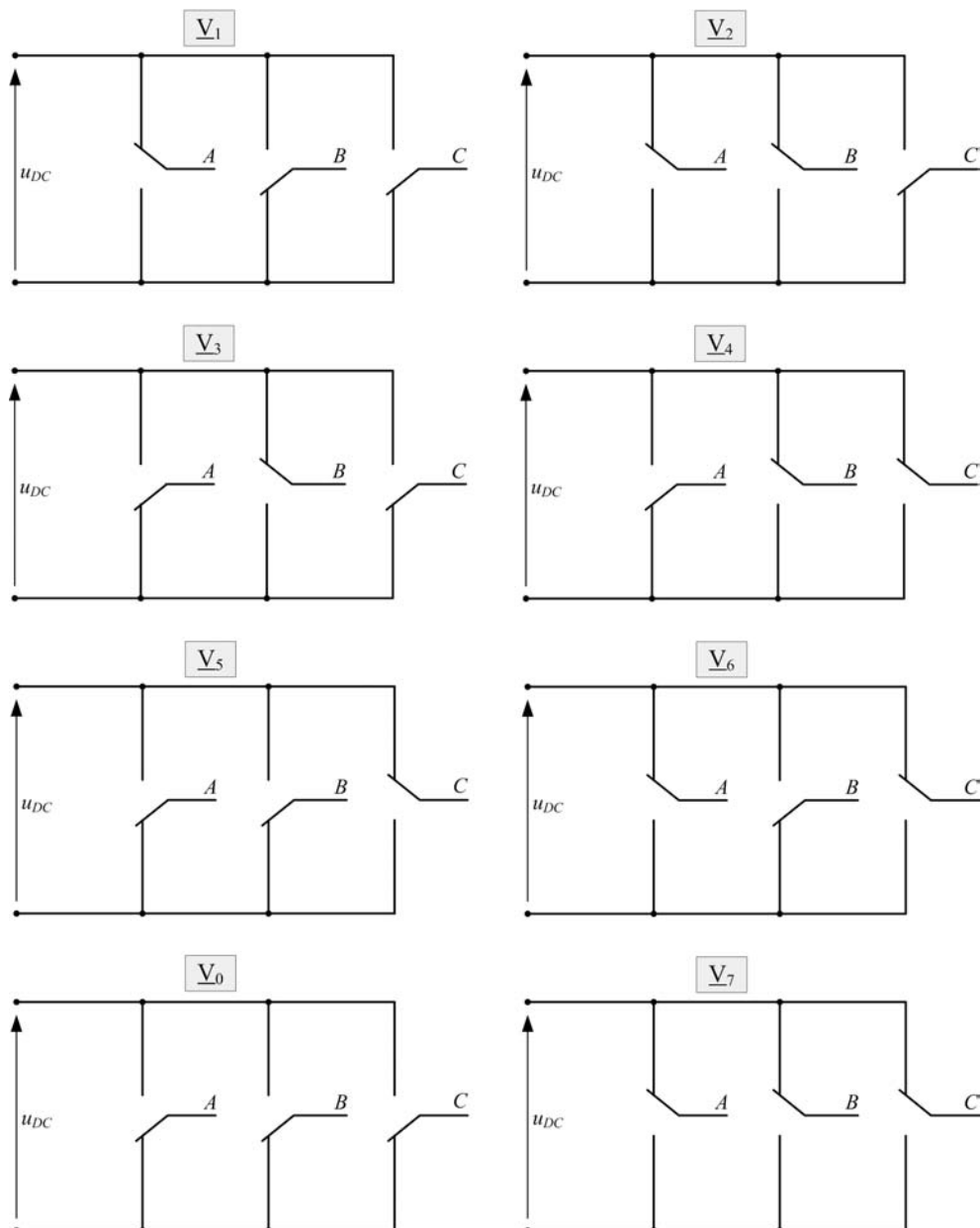


Rys. 2.3. Struktura falownika sześciotranzystorowego

Realizacja napięć o wartościach u_{d_ref} , u_{q_ref} (p. rys. 2.1) odbywa się przy użyciu techniki modulacji napięcia wyjściowego falownika. W większości przypadków stosuje się modulację szerokości impulsów [K5, K14, K20, 82] (ang. *Pulse Width Modulation*, PWM). Spotyka się rozwiązania wykorzystujące nadmodulację w celu podniesienia wartości prędkości bazowej i zwiększenia momentu w strefie z osłabianiem strumienia wirnika [62, 71, 72, 103]. Częstotliwości modulacji zawierają się w zakresie od jednego kiloherca w przypadku układów dużej mocy do kilkudziesięciu kiloherców w układach małej mocy.

Sprzężenie zwrotne obejmuje pomiar co najmniej dwóch prądów fazowych i_A , i_B silnika, napięcia wejściowego falownika u_{DC} oraz położenia θ i prędkości ω wirnika (p. rys. 2.1). Trzeci prąd fazowy (i_C) jest zazwyczaj obliczany na podstawie prądów mierzonych. Ze względu na zaburzenia występujące podczas komutacji tranzystorów, istotna jest chwila pomiaru wartości prądów [10, 64, 95, 110]. Sprzężenie położeniowe zawiera przetwornik położenia kąтового [K1, 65, 113]. Stosuje się przetworniki absolutne: transformatory położenia kąтового (ang. *resolver*) z układami scalonymi RDC (ang. *Resolver-to-Digital Converter*) lub enkodery z tarczą kodową. Wykorzystanie enkodera inkrementalnego wiąże

się z koniecznością zastosowania specjalnej procedury wyznaczania położenia początkowego wirnika silnika PMSM, dlatego przetworniki te są w trakcji stosowane rzadko. Prędkość kątowna może być wyznaczana poprzez analizę zmian wartości położenia kątownego wirnika.



Rys. 2.4. Schematy zastępcze falownika sześciotranzystorowego dla ośmiu dozwolonych kombinacji stanów tranzystorów

Sterowniki opracowuje się w oparciu o procesory sygnałowe (ang. *Digital Signal Processor*, DSP) dedykowane do zastosowań w układach napędowych, posiadające specjalizowane bloki funkcjonalne [K1, K9, K15, K19, 24, 116]. W starszych oraz współczesnych, lecz tanich rozwiązaniach stosowane są zwykle jednostki stałoprzecinkowe: 16- i 32-bitowe. W przypadku podwyższonych wymagań dotyczących dokładności i wydajności obliczeniowej stosowane są układy z procesorem DSP współpracującym z jednostką zmiennoprzecinkową [5] albo jednostki stało- lub zmiennoprzecinkowe doposażone w układ FPGA [1, 42]. Niektóre nowsze układy korzystają ze zmiennoprzecinkowych procesorów DSP [12, 75, 122].

Wśród układów napędowych, napędy trakcyjne charakteryzują się specyficznymi warunkami pracy, przez co metodom ich sterowania stawia się wysokie wymagania. Potrzebny jest duży moment rozruchowy, już od prędkości zerowej. Wymaga się stabilnej pracy w trakcie hamowania odzyskowego. Napęd poddawany jest częstym przeciążeniom i pracuje w szerokim zakresie prędkości. Napięcie wejściowe falownika zmienia się znacznie pod wpływem różnych czynników, także niezależnych od reżimu pracy rozważanego napędu. Moment obciążenia może zmieniać się w szerokim zakresie wartości.

2.2. Metody modulacji napięcia wyjściowego falownika

Topologia falownika sześciotranzystorowego (p. rys. 2.3) pozwala na uzyskanie ośmiu dozwolonych kombinacji stanów tranzystorów, przedstawionych na rys. 2.4 [K1, K5, K14, K19, K20]. Poniższe kombinacje są związane z napięciami wyjściowymi, które można przedstawić za pomocą wektorów $\underline{V}_0 \div \underline{V}_7$ w stacjonarnym układzie współrzędnych $\alpha\beta$ (rys. 2.5a).

Dwie z kombinacji stanów tranzystorów odpowiadają wektorom zerowym \underline{V}_0 , \underline{V}_7 napięcia wyjściowego falownika. W dalszej analizie, dla uproszczenia, kombinacje te nie są rozróżniane. Dla obu kombinacji używane jest oznaczenie \underline{V}_0 wektora wyjściowego napięcia. Pozostałe kombinacje odpowiadają sześciu wektorom aktywnym $\underline{V}_1 \div \underline{V}_6$. Wektory aktywne są rozłożone na płaszczyźnie $\alpha\beta$ w odstępach kątowych wynoszących 60° . Moduł wszystkich sześciu wektorów wynosi:

$$|\underline{V}_1| = |\underline{V}_2| = |\underline{V}_3| = |\underline{V}_4| = |\underline{V}_5| = |\underline{V}_6| = \frac{2}{3} u_{DC} \quad (2.2)$$

Wektory $\underline{V}_0 \div \underline{V}_6$ określa się mianem wektorów podstawowych.

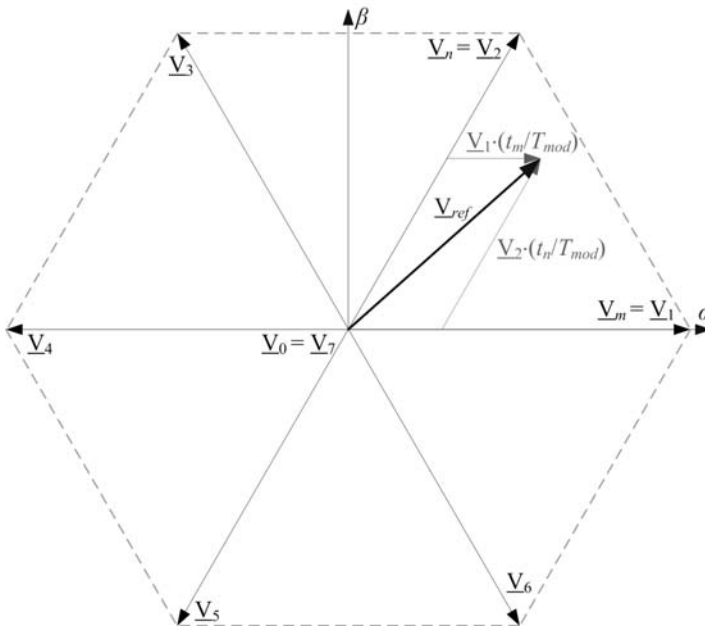
Wartości zadane u_{d_ref} , u_{q_ref} napięć zasilających silnik wynikające z algorytmu sterowania FOC zmieniają się w sposób quasi-płynny. Potrzebna jest zatem realizacja napięć pośrednich, różnych od wektorów podstawowych. W tym celu wykorzystuje się techniki modulacji napięcia [K14, K20]. Wartość zadana realizowana jest jako wartość średnia za okres modulacji napięcia T_{mod} . W trakcie okresu modulacji stany tranzystorów są zmieniane według sekwencji, skutkującej odpowiednią kolejnością i czasem realizacji poszczególnych wektorów podstawowych. Czasy, w których kombinacja stanów tranzystorów pozostaje stała określa się mianem podokresów modulacji. Zadane napięcie średnie można zrealizować przy użyciu różnych kombinacji stanów tranzystorów, stąd istnieją odmienne algorytmy wyznaczania sekwencji przełączeń. Popularnym algorytmem jest metoda SVM (ang. *Space Vector Modulation*) [K19, 3, 26, 41, 45, 81, 132].

W metodzie SVM wartości napięć zadanych traktowane są jako wektor. Realizacja wektora zadanego \underline{V}_{ref} odbywa się w ogólnym przypadku z użyciem dwóch wektorów aktywnych \underline{V}_m , \underline{V}_n oraz wektora zerowego \underline{V}_0 . Wektory aktywne zazwyczaj wybiera się spo-

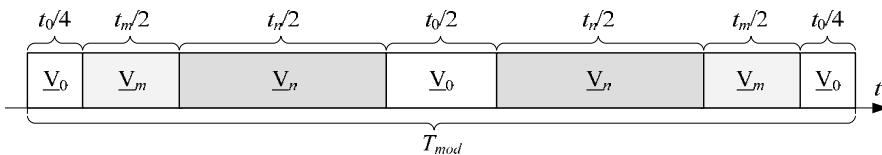
śród wektorów podstawowych leżących najbliżej wektora \underline{V}_{ref} . Czasy t_m , t_n realizacji wektorów aktywnych dobrane są tak, aby wartość średnia napięcia za okres T_{mod} była równa zadanej. Przez pozostały czas t_0 okresu modulacji generowany jest wektor zerowy \underline{V}_0 . Zakres napięć możliwych do realizacji, wyrażony na płaszczyźnie $\alpha\beta$, ograniczony jest do sześciokąta utworzonego przez połączenie wierzchołków wektorów aktywnych. Oznaczono to szarą przerywaną linią na rys. 2.5a.

Najczęściej stosuje się symetryczny rozkład podokresów związanych z realizacją wektorów podstawowych w okresie modulacji, przedstawiony na rys. 2.5b. Symetryczny rozkład pozwala uzyskać korzystne cechy widma zmodulowanego napięcia oraz minimalizację liczby przełączeń tranzystorów.

a)



b)



Rys. 2.5. Metoda modulacji SVM: a) zasada realizacji zadanego wektora napięcia przy użyciu wektorów podstawowych; b) rozkład podokresów w okresie modulacji

Dla specyficznych parametrów wektora zadanego napięcia, czas realizacji wybranych podokresów modulacji może być zerowy. Sytuacja taka ma miejsce, gdy argument wektora zadanego pokrywa się z argumentem któregoś z wektorów podstawowych lub moduł wektora zadanego ma wartość maksymalną możliwą do realizacji. W pierwszym przypadku zerowy jest czas realizacji jednego z wektorów aktywnych, w drugim czas realizacji wektora zerowego. Oba te szczególne przypadki mogą występować jednocześnie.

W realizacji układowej konieczne jest wprowadzanie tzw. czasów martwych (ang. *dead-time*) przy zmianach podokresów modulacji [K1, K5, K14, K20]. Czasy te są związane z większymi opóźnieniami w procesie wyłączenia niż włączania tranzystorów. Wskutek wprowadzenia czasów martwych rzeczywiste czasy realizacji poszczególnych podokresów są skrócone, a podokresy krótsze od czasu martwego nie są realizowane. Aby skompensować różnicę pomiędzyadaną i realizowaną wartością napięcia wyjściowego, spowodowaną wprowadzeniem czasu martwego, można zastosować metodę korekcji czasów realizacji podokresów modulacji [K3].

2.3. Sterowanie bezczujnikowe

Rozwój techniki mikroprocesorowej oraz pomiarowej, a także metod sterowania układów napędowych, umożliwił eliminację niektórych przetworników pomiarowych przy zachowaniu zadowalającej jakości regulacji, adekwatnej do przeznaczenia napędu [K15, 22]. Projektowane i wdrażane są układy pozbawione wybranych sprzężeń zwrotnych. Brakujące sygnały są estymowane na podstawie sygnałów z istniejących sprzężeń. Najczęściej dąży się do eliminacji pomiaru wielkości mechanicznych. Istnieją rozwiązania pośrednie, w których przetworniki wielkości mechanicznych zastępuje się innymi, np. czujnikami magnetycznymi. Takie rozwiązania jest powszechnie stosowane w napędach z silnikami bezszczotkowymi prądu stałego (ang. *Brushless DC*, BLDC) [K11]. Rzadziej podobne zabiegi stosowane są do silników PMSM [2, 90]. Projektowane są także układy, w których redukuje się liczbę sprzężeń prądowych. Dwa przetworniki prądów fazowych zastępowane są jednym przetwornikiem umieszczonym w obwodzie prądu stałego falownika [58, 79, 106].

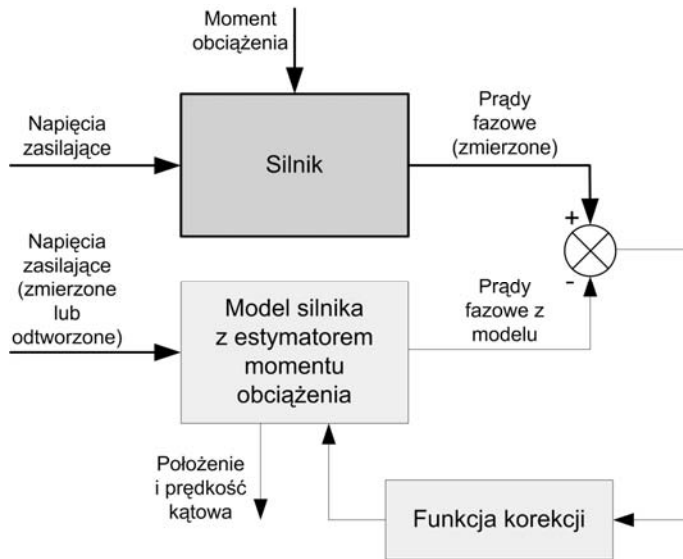
Układy napędowe i metody sterowania, w których wyeliminowano sprzężenie od wielkości mechanicznych maszyny, pomimo istnienia pozostałych sprzężeń, nazywa się bezczujnikowymi (ang. *sensorless*). Metody odtwarzania wielkości mechanicznych w odniesieniu do silników PMSM można podzielić na dwie podstawowe grupy [K22] metody algorytmiczne oraz fizyczne. Charakterystykę obu grup zamieszczono w kolejnych podrozdziałach.

Z uwagi na ograniczenia obu kategorii metod, częstym zabiegiem jest zastosowanie w jednym układzie zarówno metody fizycznej, jak i algorytmicznej [29, 93, 105, 118, 122, 123]. Metoda fizyczna wykorzystywana jest wówczas przy wirniku zatrzymanym lub obracającym się wolno, zaś metoda algorytmiczna przy wyższych prędkościach kątowych. Przełączanie aktywnej metody estymacji może być zależne od bieżącej prędkości kątowej wirnika [93, 118]. Istnieją także rozwiązania, w których obie metody działają równocześnie, a wynik estymacji jest określany jako średnia ważona, w której waga zależy od prędkości [106, 122]. W niektórych przypadkach metoda fizyczna jest stosowana tylko do określenia położenia początkowego, a po tej czynności rolę estymatora przejmuje metoda algorytmiczna [13, 76]. Ostatnie rozwiązanie jest jednak możliwe tylko w układach, w których występuje mały moment bezwładności oraz niewielki początkowy moment obciążenia.

W trakcyjnych układach z silnikami PMSM bezczujnikowe metody sterowania stosowane są stosunkowo rzadko. Specyficzne wymagania składają do wykorzystywania w napędach pojazdów łączonych metod estymacji: z estymatorami fizycznymi i algorytmicznym [29, 93, 118, 122]. Komplikuje to realizację trakcyjnego układu bezczujnikowego.

2.4. Algorytmiczne estymatory położenia wirnika

Estymatory algorytmiczne wywodzą się z teorii sterowania i modelowania. Zależnie od rozwiązania, wykorzystują różne metody matematyczne. Najczęściej są to: filtry Kalmana [12, 13, 0, 39, 53, 55, 57, 75, 131], sieci neuronowe [35], pętle sprzężenia fazowego (ang. *Phase Locked Loop*, PLL) [9, 79, 100, 122, 123], sterowanie ślizgowe [K22]. Tworzone są tzw. obserwatory [K15, K22, 9] złożone z modelu matematycznego silnika oraz funkcji korekcji (rys. 2.6).



Rys. 2.6. Idea działania obserwatora położenia i prędkości kątowej silnika

Równania obserwatora, operujące na wielkościach fizycznych uśrednionych za okres modulacji, rozwiązywane są w czasie rzeczywistym. Do modelu wprowadzane są wartości napięć sterujących silnikiem. Wartości te są mierzone bezpośrednio lub odtwarzane [76, 93, 131]. Znając napięcia stojana i rozwiązując równania modelu silnika, uzyskuje się informację o wielkościach niemierzonych, m.in. o prędkości i położeniu wirnika.

Model silnika jest modelem uproszczonym. Wyznaczone parametry modelu obarczone są błędami, a ponadto mogą się zmieniać w czasie. Moment obciążenia silnika nie jest mierzony, a warunki początkowe nie są znane. Z uwagi na powyższe czynniki, wartości położenia i prędkości kątowej odczytane z modelu mogą być znacząco różne od rzeczywistych, dlatego wartość zmiennych stanu modelu musi być odpowiednio modyfikowana. Służy do tego funkcja korekcji, która na podstawie różnicy sygnałów mierzonych rzeczywistego silnika oraz jego modelu wpływa na wartości zmiennych stanu w modelu. Sygnałami mierzonymi są wartości prądów fazowych.

Projekt estymatora algorytmicznego wiąże się z obraniem układu współrzędnych modelu, umiejętnym wyborem zmiennych stanu, przyjęciem założeń upraszczających oraz zdefiniowaniem skutecznej funkcji korekcji. W przypadku silników SPMSM najczęściej obiera się stacjonarny układ współrzędnych, aby błędy estymacji nie były przenoszone do obliczeń związanych z konwersją układu współrzędnych [K22]. Równania silników IPMSM sformułowane w układzie stacjonarnym są trudne do rozwiązania ze względu na

zależność indukcyjności stojana od położenia wirnika. Dla tych silników stosuje się układ wirujący [39, 55, 75, 131] lub odpowiednio przekształca równania, łącząc człon związany ze zmiennością indukcyjności z wektorem siły elektromotorycznej, upraszczając tym samym obliczenia. Powstaje w ten sposób wielkość matematyczna określana mianem rozszerzonej siły elektromotorycznej (ang. *Extended Electromotive Force*, EEMF) [12, 18, 53, 57, 76]. Zmienne stanu i uproszczenia najczęściej obiera się tak, aby uniknąć kłopotliwej estymacji momentu obciążenia [K22, 12, 18, 131]. Obliczenia związane z rozwiązaniem zagadnień estymatorów algorytmicznych są złożone, do ich realizacji wymagane są procesory o dużej wydajności i precyzji obliczeń.

Obserwatory pozwalają na uzyskanie dokładnych estymat wielkości mechanicznych jedynie w zakresie średnich i dużych prędkości kątowych wirnika [K22, 5, 22, 53, 75, 100]. Przy małych prędkościach siła elektromotoryczna silnika, na której opiera się działanie funkcji korekcji, jest niewielka, stąd jej wpływ na mierzone prądy jest trudny do wyznaczenia z uwagi na błędy pomiarowe. Określenie położenia wirnika zatrzymanego za pomocą metod algorytmicznych jest niemożliwe. Ograniczenia te są istotne w zastosowaniach trakcyjnych. W literaturze spotyka się rozwiązania estymatorów, którym przypisuje się możliwość wykonania rozruchu bez znajomości warunków początkowych [5, 79, 100]. Możliwość ta ogranicza się jednak do układów o małym rozruchowym momencie obciążenia. Ponadto przebieg momentu elektromagnetycznego w początkowej fazie rozruchu jest niekontrolowany z uwagi na brak możliwości wyznaczenia położenia przed uzyskaniem dostatecznej prędkości. W napędzie pojazdu, ze względu na specyficzne warunki pracy oraz wymagania, zastosowanie tego typu estymatora jako autonomicznego rozwiązania jest niemożliwe. Do wyjątków zaliczyć można zastosowanie estymatora algorytmicznego w napędzie roweru elektrycznego [100], w którym silnik trakcyjny pełni jedynie funkcję wspomagającą rowerzystę. W takim rozwiązaniu napęd elektryczny włączany jest po przekroczeniu pewnej prędkości kąтовой wirnika.

2.5. Fizyczne estymatory położenia wirnika

Estymatory fizyczne wykorzystują, jako źródło informacji o położeniu kątowym wirnika, asymetrię magnetyczną obwodu magnetycznego silnika. W silniku IPMSM asymetria ta jest z reguły wyraźna i wynika ze struktury wirnika [K1, K11, K22, 8]. W przypadku silników SPMSM asymetria może być wywołana różnym stopniem nasycenia magnetowodu przez strumienie od magnesów trwałych oraz od prądu stojana [K22, 40]. Zakres skuteczności działania metod fizycznych podawany jest czasem nawet jako pełen zakres prędkości [22, 68], chociaż zazwyczaj – szczególnie w przypadku silników SPMSM – wykorzystuje się je dla wirnika zatrzymanego [125], ewentualnie dla małych prędkości kątowych [40, 23, 126].

Klasyczne metody fizyczne wymagają generacji dodatkowego napięcia wymuszającego, które pozwala wyznaczyć asymetrię obwodu magnetycznego na podstawie analizy odpowiedzi prądowej silnika. Napięcie to, wytwarzane przez falownik, może być „nałożone” na napięcie zasilające silnik [22, 40, 68, 93] lub występować w krótkich przerwach pomiędzy cyklami generacji napięcia zasilającego [K22, 105, 125, 126]. Napięcie wymuszające może odwzorowywać wektor wirujący ze stałą prędkością [8, 14, 22, 29, 93] lub pulsujący [8, 23, 40, 68, 76, 94, 127]. W drugim przypadku kierunek wektora obliczany jest na podstawie bieżącej estymaty położenia kąowego wirnika. Wykorzystuje się częstotliwości z zakresu od kilkuset herców do kilku kiloherców. Stosunkowo duża częstotliwość pozwala pominąć w obliczeniach rezystancję stojana oraz odseparować składową prądu

będącą odpowiedzią silnika na napięcie wymuszające [8, 14, 22, 38, 88, 111]. Zakres częstotliwości napięcia wymuszającego jest jednak ograniczony od góry ze względu na możliwość jego realizacji przez falownik pracujący z określoną częstotliwością modulacji. Amplituda napięcia wymuszającego zawiera się zazwyczaj w granicach od kilku do kilkunastu procent wartości znamionowej napięcia silnika, choć spotka się także informacje o znacznie mniejszych wartościach składowej wymuszającej [40].

Dodatkowy, wymuszający składnik występujący w przebiegu napięcia silnika jest źródłem wielu problemów [K22, 14, 23, 111, 127]. Generowane są dodatkowe straty oraz hałas. Przy wyższych prędkościach mogą występować pulsacje momentu. Dodatkowo, w torach regulatorów należy stosować filtry dolnoprzepustowe, co ogranicza dynamikę układu, choć w niektórych rozwiązaniach filtrowany musi być tylko sygnał prądu w osi d [40]. Aby zmniejszyć hałas i pulsacje momentu powodowane przez wymuszającą składową napięcia, próbuje się zmniejszyć jego amplitudę w stanach ustalonych [111] lub ukierunkować go tak, aby jego wpływ na moment elektromagnetyczny był minimalny [23, 94].

Sygnalizowane są problemy związane z niedostatecznie częstą aktualizacją wartości wielkości odtwarzanych, która wynika z częstotliwości napięcia wymuszającego [K22]. Problem ten jest istotny przy wyższych prędkościach kątowych wirnika.

Zmiany indukcyjności stojana są funkcją podwojonego elektrycznego kąta położenia wirnika. Macierz indukcyjności wyrażona w układzie $\alpha\beta$ jest postaci:

$$\begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_0 + L_1 \cos(2\theta) & L_1 \sin(2\theta) \\ L_1 \sin(2\theta) & L_0 - L_1 \cos(2\theta) \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

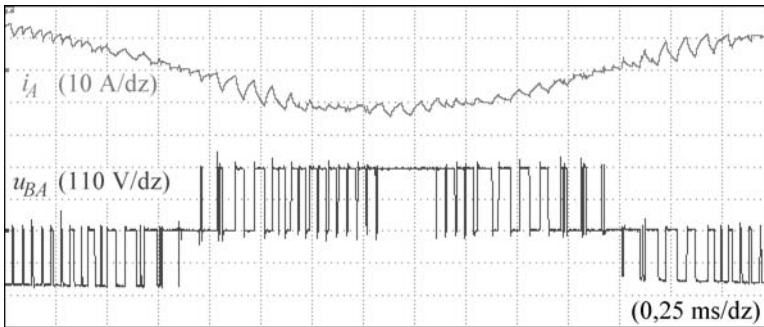
gdzie: $L_0 = (L_d + L_q)/2$, $L_1 = (L_d - L_q)/2$. W związku z powyższym, na podstawie analizy indukcyjności stojana nie można bezpośrednio wyznaczyć biegunowości magnesów wirnika, a jedynie kierunek osi związanej ze strumieniem magnetycznym (kierunek osi d). Do wyznaczania biegunowości stosuje się metody startowe wykorzystujące zjawisko nasycenia obwodu magnetycznego [22, 31, 40, 68, 104]. Metody fizykalne zazwyczaj nie wymagają znajomości wartości parametrów silnika, położenie określane jest przez poszukiwanie kierunku odpowiadającego najmniejszej indukcyjności stojana.

Istnieją specyficzne rozwiązania metody fizykalnej, w których napięcie wymuszające nie jest generowane przez falownik, a dodawane do napięcia zasilającego silnik za pomocą specjalnych transformatorów [60]. Taka opcja umożliwia zastosowanie znacznie wyższych częstotliwości, co pozwala zwiększyć częstość obliczeń położenia oraz zmniejszyć hałas. Niektóre metody fizykalne wymagają dostępu do punktu połączenia gwiazdowego uzwojeń stojana i specjalnej topologii falownika tranzystorowego [125, 126].

Do kategorii metod fizykalnych zaliczyć można także grupę wykorzystującą cechy składowej prądów silnika o częstotliwości równej częstotliwości nośnej modulatora napięcia stojana [67, 84, 89] (ang. *Carrier Frequency Component Method*, CFCM). Stosuje się modulację analogową, z nośnymi o stałej częstotliwości i przesuniętymi o 120° w poszczególnych fazach [89, 67] lub z nośną o częstotliwości zależnej od prędkości kątowej wirnika [84]. Do wyznaczenia położenia wykorzystywane są amplitudy odfiltrowanych składowych prądów wyrażonych w odpowiednich układach współrzędnych [67, 89] lub ich przesunięcie fazowe [84]. Metody te są przeznaczone do pracy przy stosunkowo niskich prędkościach kątowych. Metoda przedstawiona w [89] ma możliwość pracy przy wyższych prędkościach, lecz z racji zastosowanych uproszczeń obliczeniowych błąd estymacji rośnie gwałtownie ze wzrostem prędkości. Z uwagi na analogowy sposób modulacji metody te ograniczają zakres napięć wyjściowych falownika.

2.6. Estymatory położenia wirnika oparte na analizie pochodnych prądów fazowych

Wśród metod odtwarzania położenia kąтового wirnika silnika PMSM, jako szczególną grupę wyróżnić można algorytmy oparte na analizie szybkości zmian prądów fazowych silnika wywołanych modulacją napięcia za pośrednictwem falownika tranzystorowego (ang. *current ripples*, *current derivatives*, *PWM transients*) [23, 41, 42, 87, 86, 96, 99, 107, 124]. Silniki PMSM odznaczają się małymi wartościami indukcyjności stojana. W konsekwencji pulsacje prądów wywołane modulacją napięcia zasilającego silnik są znaczne (rys. 2.7), a więc stosunkowo łatwo mierzalne.



Rys. 2.7. Oscylogram napięcia przewodowego u_{BA} oraz prądu fazowego i_A silnika IPMSM typu RTMds26-06 zasilanego z falownika napięcia przy $f_{mod} \approx 10$ kHz

Szybkości zmian prądów fazowych wyznaczane są dla wybranych podokresów modulacji napięcia. Zakłada się, że napięcia wyjściowe falownika są stałe w analizowanym czasie, zawierającym się w podokresie modulacji. Prądy fazowe zmieniają się wykładniczo, ale czas trwania podokresu jest krótki w porównaniu ze stałą czasową obwodu. Pozwala to przyjąć uproszczenie, iż prąd zmienia się liniowo. W związku z tym, aby określić szybkość zmian prądu w danym podokresie wystarczą dwie wartości zmierzone w znanym odstępie czasu. Uwzględniając powyższe założenia, pojęcie szybkości zmian prądu jest tożsame z pochodną prądu. Określenia te używane są zamiennie.

Na szybkość zmian prądów fazowych wpływa szereg czynników, tj. stałe czasowe obwodu stojana, siła elektromotoryczna, wartości prądów i napięć stojana silnika. Estymacja położenia poprzez rozwiązanie standardowych równań silnika jest niemożliwa ze względu na zbyt dużą liczbę niewiadomych. Model silnika jest zatem znacznie upraszczany. Ponadto zakłada się, iż parametry mechaniczne, a w szczególności położenie i prędkość wirnika, są wolnozmiennie. Przyjmuje się, że wielkości te pozostają stałe podczas trwania podokresów analizowanych w pojedynczym cyklu estymacji.

Informację o położeniu wirnika uzyskuje się poprzez wyznaczenie położenia wektora siły elektromagnetycznej lub analizę indukcyjności pasma uzwojenia stojana. W drugim przypadku poszukuje się najczęściej kierunku odpowiadającego najmniejszej indukcyjności pasma uzwojenia stojana, co eliminuje konieczność znajomości parametrów wykorzystywanego silnika.

Liczba podokresów modulacji poddawanych analizie oraz realizowane w ich trakcie wektory napięć wyjściowych falownika mogą być różne, zależnie od algorytmu. Aby zapewnić regularne występowanie określonych sekwencji podokresów, wykorzystywane są

specyficzne metody modulacji. Problematiczną kwestią jest dokładność pomiaru, szczególnie przy krótkich podokresach, w których procesy przejściowe związane z komutacją tranzystorów trwają przez znaczący udział czasu.

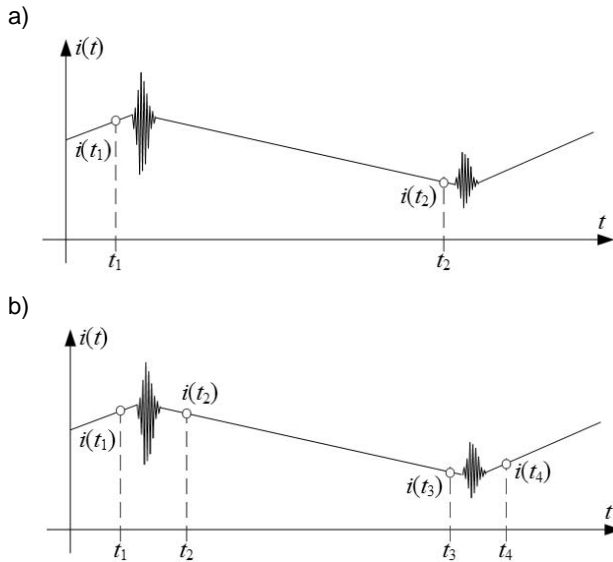
Rozwiązania literaturowe metod estymacji opartych na analizie pochodnych prądów fazowych silnika różnią się przede wszystkim:

- sposobem pozyskiwania informacji położeniowej – analiza indukcyjności stojana lub wyznaczenie położenia wektora siły elektromotorycznej,
- algorytmem matematycznym estymatora – przyjętymi założeniami oraz uproszczeniami modelu silnika,
- zastosowaną metodą modulacji napięć wyjściowych falownika,
- metodyką pomiaru prądów fazowych dla wyznaczenia pochodnych prądów.

W pracach [23, 32, 42, 87, 86, 96, 107] położenie odtwarzane jest przy wykorzystaniu asymetrii magnetycznej wirnika silnika. Siła elektromotoryczna traktowana jest jako wielkość wolnozmienna, a jej wpływ jest anulowany poprzez odpowiednie operacje matematyczne. W układach opisanych w opracowaniach [23, 96, 107] zastosowano dodatkowo obserwatory wielkości mechanicznych dla zmniejszenia wahań w przebiegach odtwarzanego położenia i prędkości. W referacie [99] równania algorytmu sformułowano w estymowanym układzie współrzędnych dq^* . Do korekty kąta obrotu estymowanego układu współrzędnych wykorzystywana jest szybkość zmian prądu w kierunku odpowiadającym estymowanej osi d^* . Funkcja korekcyjna wymaga znajomości współczynnika asymetrii magnetycznej silnika $k_L = L_q/L_d$. W pracach [106, 124] przedstawiono sposoby określania położenia zarówno na podstawie wektora siły elektromotorycznej, jak i indukcyjności pasma uzwojenia stojana – wyznaczanych jednocześnie na podstawie uproszczonego modelu silnika w układzie stacjonarnym. W pracach [41, 42] położenie wyznaczone jest jako kierunek odpowiadający największej szybkości zmian prądów. Metoda została zastosowana do silnika SPMSM i wykorzystuje zmiany indukcyjności związane z częściowym nasyceniem magnetoindukcji maszynowej.

W referatach [99, 124] wykorzystano standardowe metody modulacji. W przypadku zbyt krótkiego czasu realizacji któregoś z podokresów poddawanych analizie, obliczenia w danym cyklu nie są wykonywane. W pracach [23, 41, 42] zastosowano modulację SVM z modyfikacją wartości wejściowych modulatora napięcia, gwarantującą wytaczającą długi czas trwania analizowanych podokresów. W opracowaniach [87, 96] metoda modulacji uległa znacznej modyfikacji – wektory zerowe nie są wykorzystywane, a w każdym cyklu realizowane jest wszystkie sześć wektorów aktywnych. W pracy [107] nie opisano wymaganych modyfikacji metody modulacji, jednak do estymacji potrzebne są pochodne prądów wyznaczone dla czterech podokresów, w których realizowane są wektory napięć: \underline{V}_0 , \underline{V}_1 , \underline{V}_3 , \underline{V}_5 . W referacie [32] opisano wykorzystanie do sterowania i estymacji falownika matrycowego. Modyfikacje metody modulacji prowadzą do zwiększenia tętnień prądów fazowych silnika, podobnie jak ma to miejsce w przypadku klasycznych metod fizykalnych wykorzystujących dodatkową składową wymuszającą napięcia [23, 96].

Istnieją różne metody wyznaczania chwilowych wartości prądów fazowych silnika. W pracach [87, 124] opisano algorytm pomiaru, w którym zapamiętanie wartości prądów przez przetworniki próbkująco-pamiętające następuje bezpośrednio przed każdą zmianą podokresu (rys 2.8a).



Rys. 2.8. Sposoby pomiaru prądu mające na celu wyznaczenie pochodnych prądu:
 a) pomiar przed komutacją tranzystorów falownika;
 b) pomiar przed oraz po komutacji tranzystorów falownika

Pomiar odbywa się przed wystąpieniem zaburzenia komutacyjnego w przebiegu prądu. W czasie trwającym pomiędzy pomiarami, według których określa się przyrost prądu w danym podokresie, występują komutacje tranzystorów falownika – górnego i dolnego, co negatywnie wpływa na dokładność wyznaczonych pochodnych prądów. W referacie [107] zaproponowano próbkowanie prądów zarówno przed, jak i po komutacji związanej ze zmianą podokresu modulacji (rys. 2.8b). W pracy [106] wyznaczenie chwil pomiaru jest podobne, ale prądy fazowe silnika nie są mierzone bezpośrednio, lecz odtwarzane na podstawie pomiaru prądu w obwodzie pośrednim falownika i znajomości stanów tranzystorów. W pracy [99] zaproponowano równomierny pomiar prądów czterokrotnie podczas każdego okresu modulacji. Autorzy zakładają, że czas realizacji wektorów zerowych będzie na tyle długi, że wszystkie cztery pomiary zostaną wykonane przy zerowym napięciu wyjściowym falownika.

Procesy przejściowe związane z komutacją tranzystorów wydłużają minimalny czas trwania podokresu, dla którego możliwe jest wyznaczenie szybkości zmian prądów. W pracy [23] podjęto próbę zmniejszenia wpływu procesów przejściowych na wyznaczanie pochodnych prądów. Zaproponowano odpowiednią korekcję algorytmu matematycznego związanego z wyznaczaniem pochodnych prądów, a także zmniejszenie czasu trwania zaburzeń poprzez spowolnienie procesu wyłączania tranzystorów. Druga metoda wiąże się z wtrąceniem dodatkowej rezystancji w obwody bramkowe tranzystorów.

Opisywane metody estymacji zwiększają wymagania dotyczące efektywności obliczeniowej sterownika oraz szybkości i precyzji pomiaru prądu. W niektórych rozwiązaniach skutkuje to rozbudową sprzętową sterownika cyfrowego. W pracach [87, 107] opisano wykorzystanie zewnętrznych przetworników analogowo-cyfrowych. W referacie [87] przedstawiono układ przetworników analogowo-cyfrowych poprzedzony wzmacniaczami różnicowymi oraz układami próbkująco-pamiętającymi. Dzięki dodatkowemu układowi zakres pomiarowy przetworników nie musi odpowiadać zakresowi prądów silnika, a jedynie za-

kresowi szybkich zmian wywołanych modulacją. Poprawiono w ten sposób dokładność pomiaru przy tej samej rozdzielczości przetwornika.

Eksperymenty przedstawione w literaturze przeprowadzono z wykorzystaniem silników IPMSM o współczynniku $k_L = L_q/L_d$ zawierającym się od 1,27 [99] do 2,7 [107]. W pracy [86] zawarto analizę wpływu wartości k_L na błędy estymacji, która wykazała, że zmiana wartości k_L z 1,65 na 1,2 powoduje dwukrotne zwiększenie błędu.

Analiza szybkich zmian prądu wywołanych modulacją napięcia pozwala także na wyznaczenie indukcyjności podłużnej L_d i poprzecznej L_q silnika [25]. Ich wartości są potrzebne do obliczenia napięć odsprężających tory sterowania. Może to zostać wykorzystane przy opracowywaniu napędu z automatycznym doбором nastaw algorytmu sterowania. Niekiedy znajomości indukcyjności wymaga metoda estymacji położenia wirnika.

2.7. Zakres przeprowadzonych badań

Metody estymacji położenia wirnika na podstawie analizy pochodnych prądów fazowych silnika, pomimo ponad dziesięciu lat rozwoju [86], stanowią niszową grupę wśród metod przeznaczonych dla silników PMSM. Literatura w tej tematyce nie jest obszerna, a referaty zawierają jedynie wybrane aspekty realizacji estymatorów. Nie istnieją kompleksowe opracowania opisujące szczegółowo rozwiązania techniczne i prezentujące wszechstronne wyniki badań laboratoryjnych. Brak w literaturze rozważań ukierunkowanych na zastosowania trakcyjne. Prezentowane wyniki badań eksperymentalnych są wyrywkowe i nie obejmują reżimów pracy charakterystycznych dla napędu pojazdów.

Celowa, z punktu widzenia naukowego, jest analiza metod literaturowych pod kątem zastosowań trakcyjnych, a także propozycja i weryfikacja algorytmów przeznaczonych dla napędów pojazdów. Budowa układu eksperymentalnego pozwala na uwypuklenie problematycznych zagadnień dotyczących wdrożenia nietypowej metody. Badania laboratoryjne umożliwiają obiektywną ocenę proponowanej metody.

Nowoczesne procesory sygnałowe umożliwiają realizację wielokrotnego, dokładnego pomiaru wartości prądów fazowych w trakcie okresu modulacji napięcia wyjściowego falownika. Rozbudowa sterownika w celu wdrożenia proponowanych metod estymacji nie jest zatem konieczna. Prace wdrożeniowe skupiają się na opracowaniu procedur programowych sterownika cyfrowego realizujących specyficzny algorytm pomiaru prądów oraz wyrażenia matematyczne estymatora. Związany z tym rozkład kosztów jest korzystny przy seryjnej produkcji bezczujnikowych układów napędowych.

Celem pracy było opracowanie bezczujnikowego trakcyjnego układu napędowego z silnikiem IPMSM małej mocy, w którym estymacja wielkości mechanicznych oparta jest na analizie pochodnych prądów fazowych silnika oraz badania symulacyjne i eksperymentalne opracowanego układu. W związku z powyższym sformułowano szereg celów pomocniczych:

- analiza literaturowych metod estymacji położenia wirnika w kontekście zastosowań trakcyjnych,
- propozycja i analiza algorytmów estymacji dla napędu trakcyjnego,
- opracowanie modelu trakcyjnego układu napędowego odwzorowującego dyskretne działanie sterownika oraz badania symulacyjne zaproponowanych estymatorów,
- budowa laboratoryjnego układu napędowego, opracowanie algorytmu wielokrotnego pomiaru prądów w okresie modulacji, oprogramowanie procedur estymatora,
- badania eksperymentalne napędu pracującego w trybie bezczujnikowym.

Zakres pracy zrealizowano według następującego harmonogramu. Przeanalizowano literaturowe rozwiązania metod odtwarzania położenia kąтового na bazie analizy pochodnych prądów fazowych. Zwrócono uwagę na ograniczenia poszczególnych algorytmów w aspekcie rozwiązań trakcyjnych. Na podstawie przeprowadzonej analizy literaturowej zaproponowano trzy własne procedury estymacji położenia wirnika: metodę startową, metodę dla małych prędkości oraz metodę dla dużych prędkości kątowych wirnika.

Metoda startowa ma na celu wyznaczenie położenia początkowego zatrzymanego wirnika. Opracowano procedurę obliczeniową zbliżoną do opublikowanej w pracy [31], lecz korzystającą z mniejszej liczby danych wejściowych. Proponowana metoda wykorzystuje algorytm sterowania falownikiem podany w referacie [104].

Estymator przeznaczony dla małych prędkości wirnika działa w oparciu o asymetrię magnetyczną wirnika silnika. Kąt położenia wirnika wyznaczany jest poprzez określenie kierunku odpowiadającego największej szybkości zmian prądów fazowych silnika. Taki sposób wykorzystują procedury opisane w pracach [41, 42], jednakże w niniejszej pracy równania estymatora sformułowano w inny sposób, wymagający mniejszej liczby obliczeń. Ponadto wykazano, iż znajomość pochodnych prądów silnika odpowiadających zerowym podokresom modulacji napięcia pozwala wyeliminować nie tylko niepożądany wpływ siły elektromotorycznej na wyniki, ale także wpływ spadków napięć na rezystancjach stojana.

Metoda przeznaczona dla dużych prędkości wirnika wykorzystuje algorytm matematyczny zbieżny z przedstawionym w referacie [106], dotyczącym estymacji położenia silnika SPMSM. Poprzez analizę błędów algorytmu wykazano, iż metoda ta może być zastosowana także do silnika IPMSM. W rozważaniach uwzględniono nieanalizowany dotychczas w literaturze wpływ ruchu wirnika pomiędzy kolejnymi pomiarami prądu na wyznaczone pochodne prądów. Przedstawiono sposób wyznaczania wartości błędów estymacji w zależności od parametrów silnika oraz trybu pracy napędu.

Weryfikację zaproponowanych algorytmów przeprowadzono najpierw na drodze symulacyjnej, a następnie eksperymentalnej. Wykorzystując środowisko Matlab, opracowano model symulacyjny układu napędowego zawierający silnik IPMSM, falownik tranzystorowy i sterownik cyfrowy. Model uwzględnia sposób modulacji napięcia wyjściowego falownika i odwzorowuje związane z nią pulsacje w przebiegach prądów. W modelu zastosowano specjalny algorytm pomiaru prądów silnika oraz zaproponowane procedury estymacji położenia wirnika. Wykonano badania symulacyjne estymatorów w różnych warunkach pracy napędu. Opracowany model umożliwił wstępną analizę i weryfikację zaproponowanych algorytmów matematycznych oraz metodyki wyznaczania pochodnych prądów fazowych silnika.

Zbudowano stanowisko laboratoryjne umożliwiające przetestowanie zaproponowanych estymatorów. Prace uruchomieniowe i badawcze odbywały się etapowo. W pierwszym etapie przygotowano układ napędowy do pracy w czujnikowym trybie sterowania. Oprogramowano sterownik cyfrowy do realizacji algorytmu regulacji momentu silnika przy użyciu metody sterowania FOC oraz techniki modulacji napięcia wyjściowego falownika SVM. Wykorzystując środowisko LabVIEW, opracowano dodatkowe oprogramowanie narzędziowe umożliwiające rejestrację zmiennych programu sterowania.

Po weryfikacji poprawności działania klasycznego, czujnikowego układu regulacji dodano proponowane estymatory. Uzupełniono program sterownika o specyficzny algorytm pomiaru prądów fazowych silnika, procedury wyznaczania pochodnych prądów oraz wyrażenia matematyczne estymatorów. Przeanalizowano wpływ chwil pomiaru prądów silnika na dokładność estymacji. Zwrócono uwagę na różny przebieg zjawisk komutacyjnych falownika podczas rozruchu oraz hamowania odzyskowego. Dobrano parametry algo-

rytmu pomiaru prądów do właściwości wykorzystywanego układu. Przetestowano estymatory w różnych warunkach pracy napędu i wskazano czynniki wpływające na błędy estymacji. Opracowano funkcje korekcyjne zmniejszające negatywny wpływ tych czynników na dokładność odtwarzania położenia. Oprogramowano procedurę przełączania algorytmu estymacji w zależności od prędkości kątowej wirnika. Powyższe czynności pozwoliły na uzyskanie dobrej dokładności estymacji w pełnym zakresie prędkości kątowych, przy różnym momencie obciążenia silnika, podczas rozruchu, wybiegu oraz hamowania.

Na ostatnim etapie badań przeprogramowano układ do regulacji momentu z wykorzystaniem odtwarzanych wartości położenia i prędkości kątowej. Przeprowadzone eksperymenty udowodniły, że układ pracował stabilnie.

Przyjęcie etapowego wdrażania estymatorów – a w szczególności ich początkowe uruchomienie, analiza oraz strojenie w układzie sterowania czujnikowego – pozwoliło na poprawę dokładności estymacji oraz skrócenie okresu badań układu sterowania bezczujnikowego.

Rozdział 3

PROJEKT ESTYMATORÓW POŁOŻENIA WIRNIKA

3.1. Wstępne założenia

Przy opracowywaniu bezczujnikowego układu napędowego przyjęto, że musi on działać poprawnie z silnikiem IPMSM nawet o stosunkowo małej asymetrii magnetycznej. Założono, że modulacja napięcia wyjściowego falownika ma się odbywać wg metody SVM. Algorytm estymacji nie może ingerować w metodę modulacji, a jedynie modyfikować wartości zadane napięć modulatora, jeśli będzie to konieczne. Dopuszczono nieznaczne ograniczenie maksymalnej wartości napięcia wyjściowego falownika. Opracowana metoda uwzględnia ograniczenia techniczne typowego sterownika cyfrowego oraz falownika tranzystorowego, wykorzystanych podczas badań laboratoryjnych (p. rozdz. 5).

Przy dużych prędkościach kątowych wirnika siła elektromotoryczna ma znacznie większy wpływ na szybkości zmian prądu niż asymetria magnetyczna wirnika [99]. Odtwarzanie położenia na jej podstawie zapewnia większą dokładność niż estymacja oparta na analizie indukcyjności stojana. Dla małych prędkości, a także dla wirnika zatrzymanego, odtwarzanie siły elektromotorycznej nie jest miarodajne, zatem położenie może być określone jedynie poprzez analizę indukcyjności stojana. Z powyższych względów opracowano odmienne algorytmy estymacji przewidziane dla różnych zakresów prędkości.

Indukcyjności stojana są funkcją podwojonego elektrycznego kąta położenia wirnika. Położenie odtworzone na podstawie ich analizy zawiera się w zakresie połowy obrotu elektrycznego. Zwrot wektora pola magnetycznego od magnesów trwałych nie jest znany. Przy rozruchu od prędkości zerowej należy zatem skorzystać z algorytmu startowego, wykorzystującego zjawiska nasyceniowe, który pozwoli na jednoznaczne wyznaczenie położenia początkowego wirnika.

Do opracowania metod matematycznych estymacji przyjęto, jako wyjściowe, podstawowe równania silnika IPMSM sformułowane w układzie współrzędnych dq [K22]:

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_d}(-R_s i_d + L_q p \omega_m i_q + u_d) \quad (3.1)$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q}(-R_s i_q - L_d p \omega_m i_q - p \omega_m \Psi_f + u_q) \quad (3.2)$$

gdzie: $u_d, u_q, i_d, i_q, L_d, L_q$ – napięcia, prądy i indukcyjności wyrażone w osiach d i q ,
 Ψ_f – strumień pochodzący od magnesów trwałych wirnika,
 R_s – rezystancja uzwojeń stojana,
 ω_m – mechaniczna prędkość kątowa,
 p – liczba par biegunów.

3.2. Algorytm estymatora dla dużych prędkości wirnika (EHV)

Algorytm estymacji położenia wirnika przeznaczony dla średnich i dużych prędkości kątowych wirnika [47, 49] oznaczany jest w pracy skrótowo jako EHV (ang. *Estimator for High Velocities*). Działanie algorytmu oparte jest na wyodrębnieniu wpływu wektora siły elektromotorycznej na wartości pochodnych prądów fazowych silnika. Procedura wykorzystuje, jako wielkości wejściowe, pochodne prądów silnika $di_{\alpha 0}/dt$, $di_{\beta 0}/dt$ wyznaczone podczas realizacji wektorów zerowych \underline{V}_0 na wyjściu falownika. Odtworzone położenie kątowe θ_E^* obliczane jest ze wzoru:

$$\theta_E^* = \arctg \left(\frac{k_\omega \frac{di_{\alpha 0}}{dt}}{-k_\omega \frac{di_{\beta 0}}{dt}} \right) = \arg \left(\frac{d\underline{I}_0}{dt} \right) + k_\omega \frac{\pi}{2}, \text{ gdzie: } k_\omega = \begin{cases} 1 & \omega_m > 0 \\ -1 & \omega_m < 0 \end{cases} \quad (3.3)$$

Obliczane położenie kątowe θ_E^* jest utożsamione z kierunkiem odpowiadającym najmniejszym wartościom pochodnych prądów. Formuła (3.3) jest zależna od znaku prędkości kątowej wirnika. Estymator EHV nie jest wykorzystywany przy małych prędkościach, więc znak ten jest zawsze jednoznacznie rozpoznany. Współczynnik k_ω , występujący w liczniku i mianowniku argumentu funkcji \arctg , wprowadzono, przewidując wykorzystanie dwuarumentowej odmiany tej funkcji, która uwzględnia znaki licznika i mianownika argumentu. Pozwala to na jednoznaczne wyznaczenie położenia wirnika θ_E^* w zakresie pełnego obrotu elektrycznego.

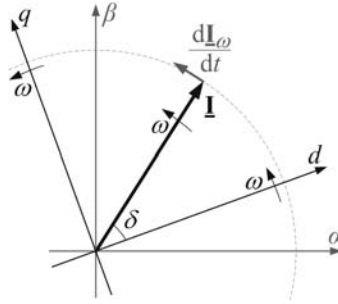
W wartościach pochodnych prądów fazowych silnika rejestrowanych w stacjonarnym układzie współrzędnych można wyróżnić dwa składniki [45, 47, 49]. Pierwszy związany jest z wartościami di_d/dt , di_q/dt modelu matematycznego silnika (3.1), (3.2) przetransformowanymi do układu stacjonarnego. Drugi składnik, oznaczony dalej jako $di_{d\omega}/dt$, $di_{q\omega}/dt$, związany jest z ruchem układu dq względem układu stacjonarnego.

Przy średnich i dużych prędkościach kątowych spadki napięć na rezystancjach występujące w modelu silnika są pomijalne. Dodatkowo, uwzględniając zerowe wartości napięć zasilających silnik, równania (3.1), (3.2) można uprościć do postaci:

$$\frac{di_{d0}}{dt} = \frac{L_q}{L_d} p \omega_m i_q = \omega \frac{L_q}{L_d} i_q \quad (3.4)$$

$$\frac{di_{q0}}{dt} = -\frac{L_d}{L_q} p \omega_m i_d - \frac{1}{L_q} p \omega_m \psi_f = \omega \left(-\frac{L_d}{L_q} i_d - \frac{1}{L_q} \psi_f \right) \quad (3.5)$$

W celu analizy składnika pochodnych prądów silnika związanego z ruchem układu dq wprowadzono wektor prądu \underline{I} , który ma stały moduł $|\underline{I}|$ i argument δ w układzie dq , związanym z wirnikiem. Pochodna $d\underline{I}/dt$ obserwowana w układzie dq ma wartość zerową. Wirnik silnika obraca się z prędkością ω , więc z tą samą prędkością wiruje układ dq względem układu $\alpha\beta$. Przedstawiono to na rysunku 3.1.



Rys. 3.1. Wykres wektorowy obrazujący składową $\frac{d\underline{\mathbf{I}}_{\omega}}{dt}$ pochodnej prądu obserwowaną w układzie stacjonarnym $\alpha\beta$, związaną z ruchem wirnika

Wektor prądu $\underline{\mathbf{I}}$ obserwowany w układzie stacjonarnym $\alpha\beta$ jest zmienny w czasie. Pochodna $\frac{d\underline{\mathbf{I}}_{\omega}}{dt}$ wektora prądu $\underline{\mathbf{I}}$ obserwowana w układzie $\alpha\beta$ nie jest zerowa i wynosi:

$$\frac{d\underline{\mathbf{I}}_{\omega}}{dt} = \omega \cdot |\underline{\mathbf{I}}| e^{j\left(\arg(\underline{\mathbf{I}}) + \frac{\pi}{2}\right)} \quad (3.6)$$

Składowe wektora $\frac{d\underline{\mathbf{I}}_{\omega}}{dt}$ w układzie dq mają wartości:

$$\frac{d\underline{\mathbf{I}}_{d\omega}}{dt} = -\omega \cdot |\underline{\mathbf{I}}| \cdot \sin \delta = -\omega \cdot i_q \quad (3.7)$$

$$\frac{d\underline{\mathbf{I}}_{q\omega}}{dt} = \omega \cdot |\underline{\mathbf{I}}| \cdot \cos \delta = \omega \cdot i_d \quad (3.8)$$

Reasumując, błąd estymacji położenia wirnika za pomocą zależności (3.3) można wyrazić w postaci:

$$\theta_E^* = \arctg \left(\frac{\frac{d\underline{\mathbf{I}}_{d0}}{dt} + \frac{d\underline{\mathbf{I}}_{d\omega}}{dt}}{\frac{d\underline{\mathbf{I}}_{q0}}{dt} + \frac{d\underline{\mathbf{I}}_{q\omega}}{dt}} \right) = \arctg \left(\frac{\left(\frac{L_q}{L_d} - 1 \right) i_q}{\left(1 - \frac{L_d}{L_q} \right) i_d - \frac{1}{L_q} \psi_f} \right) \quad (3.9)$$

Dokładność estymacji zależy zatem od stałych L_d , L_q , ψ_f związanych z konstrukcją silnika oraz prądów i_d , i_q . Zależność pomiędzy prądami i_d , i_q jest zdeterminowana przez strategię sterowania silnikiem [K22, 7, 74]. W dalszych rozważaniach uwzględniono dwa algorytmy zadawania prądów (p. rozdz. 2.1): MTPA oraz FW.

Dla prędkości mniejszych od prędkości bazowej, relacja pomiędzy zadanymi wartościami prądów i_d oraz i_q jest określona przez zależność maksymalizującą wartość momentu elektromagnetycznego [95, 119]:

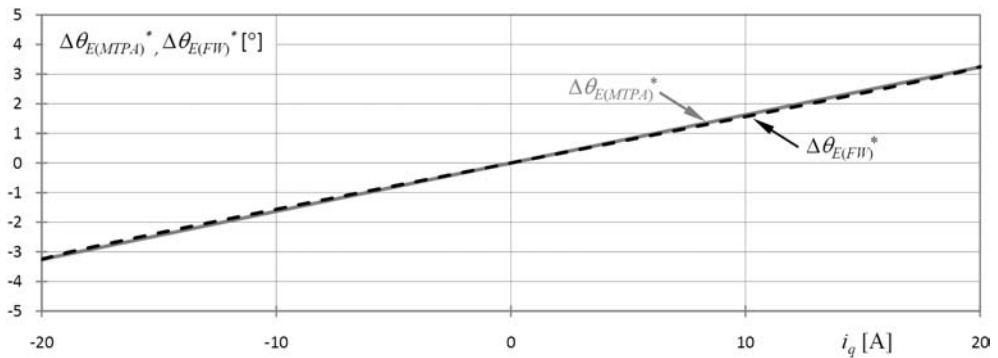
$$i_{d(\text{MTPA})} = \frac{\psi_f}{2(L_q - L_d)} - \sqrt{i_q^2 + \frac{\psi_f^2}{4(L_q - L_d)^2}} \quad (3.10)$$

Powyżej prędkości bazowej wartości zadane prądów wyznaczone są wg strategii osłabiania strumienia [74]. Wartość prądu i_d jest zależna od bieżącej prędkości kątowej oraz prądu i_q . Zależność od prądu i_q wynika z ograniczenia wartości modułu wektora prądu wyjściowego falownika. Największych błędów dla określonego prądu i_q należy się spodziewać, gdy moduł prądu i_d osiąga największe wartości, tj.:

$$i_{d(FW)} = -\sqrt{i_{\max}^2 - i_q^2} \quad (3.11)$$

Jako wartość maksymalną prądu wyjściowego falownika przyjęto $i_{\max} = 20$ A. W praktyce prąd i_d osiąga z reguły wartości mniejsze, zależne od prędkości kątowej.

Korzystając z zależności (3.9), (3.10), (3.11) błąd estymacji można wyrazić jako funkcję prądu i_q , zakładając parametry konkretnego silnika. Na rysunku 3.2 przedstawiono wyniki obliczeń wykonane dla silnika typu RTMds26-06 (parametry w Załącznikach 2 i 3).



Rys. 3.2. Błędy estymatora EHV w funkcji prądu i_q obliczone z zależności (3.9) przy sterowaniu wg strategii MTPA ($\Delta\theta_{E(MTPA)}^*$) oraz FW ($\Delta\theta_{E(FW)}^*$)

Błąd dla przyjętych parametrów silnika i warunków pracy nie przekracza czterech stopni elektrycznych. Zależność błędu od prądu i_q jest bliska liniowej. Prąd i_q jest wartością obliczaną w sterowniku przez algorytm sterowania. Można więc wykorzystać wartość prądu w osi q do nieskomplikowanej korekcji położenia wirnika obliczonego wg (4).

W realizacji praktycznej opisywana procedura związana jest z ograniczeniem maksymalnej wartości napięcia wyjściowego falownika, rozumianego jako średnia za okres modulacji. Ograniczenie wynika z konieczności występowania podokresów związanych z realizacją wektorów zerowych \underline{V}_0 . Czas trwania tych podokresów musi być wystarczający do dokładnego wyznaczenia szybkości zmian prądów.

Szczegóły dotyczące wyboru chwil pomiaru prądów silnika zawarto w rozdz. 2.6 i 6.2.

3.3. Algorytm estymatora dla małych prędkości kątowych wirnika (ELV)

Przy małych prędkościach kątowych oraz zatrzymanym wirniku położenie jest wyznaczone przy użyciu metody oznaczanej skrótowo w dalszej części pracy jako ELV (ang. *Estimator for Low Velocities*) [49]. Zaproponowana metoda opiera się na analizie indukcyjności stojana wyznaczonych dla kierunków zgodnych z osiami układu współrzędnych ABC . Trzy wyznaczone wartości indukcyjności pozwalają na określenie kąta odpowiadającego najmniejszej indukcyjności, a więc kierunku osi d .

Indukcyjności pasma uzwojenia stojana obliczane są poprzez analizę wpływu wektora napięcia o znanym module na szybkość zmian prądów fazowych silnika. Wyznaczona w oparciu o pochodne prądów wartość indukcyjności dotyczy kierunku związanego z argumentem wykorzystywanego wektora napięcia. Aby wyznaczyć zależność pochodnej prądu od wektora napięcia o module u_k , należy oddzielić wpływ pozostałych czynników. W tym celu od pochodnej prądu di_k/dt wyznaczonej w aktywnym podokresie modulacji, odejmowana jest pochodna di_0/dt wyznaczona podczas podokresu zerowego. Dla przypadków, w których wektor napięcia pokrywa się z osią d (p. (3.12)) lub q (p. (3.13)), operację tą można przedstawić wzorami:

$$\frac{di_{dk}}{dt} - \frac{di_{d0}}{dt} = \frac{1}{L_d}(-R_s i_d - L_q p \omega_m i_q + u_{qk}) - \frac{1}{L_d}(-R_s i_d - L_q p \omega_m i_q) = \frac{u_{qk}}{L_d} \quad (3.12)$$

$$\begin{aligned} \frac{di_{qk}}{dt} - \frac{di_{q0}}{dt} &= \frac{1}{L_q}(-R_s i_q - L_d p \omega_m i_d - p \omega_m \psi_f + u_{qk}) + \\ &- \frac{1}{L_q}(-R_s i_q - L_d p \omega_m i_d - p \omega_m \psi_f) = \frac{u_{qk}}{L_q} \end{aligned} \quad (3.13)$$

Dla kierunków wektora napięcia nie pokrywających się z osiami d i q wartości indukcyjności w mianowniku wyników zależności (3.12) i (3.13) będą przyjmowały wartości pośrednie $L_s = f(2\theta) \in \langle L_d, L_q \rangle$. Obliczenie różnic $(di_k/dt) - (di_0/dt)$ oraz znajomość wartości napięcia u_k pozwala na wyznaczenie wartości indukcyjności stojana dla kierunku odpowiadającego kierunkowi wektora napięcia.

Algorytm wykorzystuje pochodne prądów $di_{\alpha 1}/dt$, $di_{\beta 1}/dt$, $di_{\alpha 3}/dt$, $di_{\beta 3}/dt$, $di_{\alpha 5}/dt$, $di_{\beta 5}/dt$ wyznaczone podczas generacji trzech wektorów aktywnych: \underline{V}_1 , \underline{V}_3 , \underline{V}_5 . Do obliczeń wykorzystuje się także pochodne $di_{\alpha 0}/dt$, $di_{\beta 0}/dt$ wyznaczone podczas realizacji wektora zerowego \underline{V}_0 . Standardowa metoda modulacji SVM oraz strategia sterowania silnikiem nie zapewniają generacji sekwencji napięciowych pozwalających na pomiar szybkości zmian prądu we wspomnianych warunkach. Należy to zapewnić przez odpowiednią cykliczną modyfikację wartości wejściowych modulatora.

Obliczane są wartości s_1 , s_3 , s_5 wyrażające szybkości zmian prądu wywołane trzema niezerowymi wektorami \underline{V}_1 , \underline{V}_3 , \underline{V}_5 napięć stojana:

$$s_1 = \sqrt{\left(\frac{di_{\alpha 1}}{dt} - \frac{di_{\alpha 0}}{dt}\right)^2 + \left(\frac{di_{\beta 1}}{dt} - \frac{di_{\beta 0}}{dt}\right)^2} \quad (3.14)$$

$$s_3 = \sqrt{\left(\frac{di_{\alpha 3}}{dt} - \frac{di_{\alpha 0}}{dt}\right)^2 + \left(\frac{di_{\beta 3}}{dt} - \frac{di_{\beta 0}}{dt}\right)^2} \quad (3.15)$$

$$s_5 = \sqrt{\left(\frac{di_{\alpha 5}}{dt} - \frac{di_{\alpha 0}}{dt}\right)^2 + \left(\frac{di_{\beta 5}}{dt} - \frac{di_{\beta 0}}{dt}\right)^2} \quad (3.16)$$

Od wartości pochodnych prądów wyznaczonych w trakcie realizacji aktywnych wektorów napięcia odejmowane są pochodne wyznaczone w podokresach związanych z zerowym napięciem wyjściowym falownika.

Obliczone wartości s_1, s_3, s_5 traktowane są jako moduły wektorów zmian prądów. Kierunki i zwroty wektorów są zgodne z wektorami napięć wyjściowych falownika: $\underline{V}_1, \underline{V}_3, \underline{V}_5$, których dotyczą. Suma geometryczna wektorów zmian prądu opisana jest zależnością:

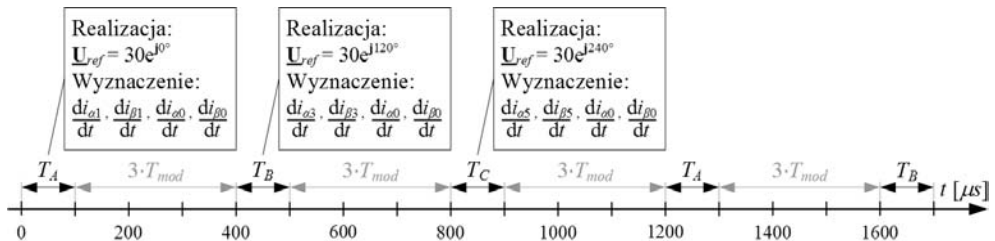
$$\underline{S} = s_1 e^{j0^\circ} + s_3 e^{j120^\circ} + s_5 e^{j240^\circ} \quad (3.17)$$

Kierunek obliczonego wektora \underline{S} odpowiada kierunkowi, w którym zmiany prądu są największe, a więc kierunkowi o najmniejszej indukcyjności. Położenie wirnika wyznaczone jest ze wzoru:

$$2\theta_L^* = \arg(\underline{S}) \quad (3.18)$$

W przypadku algorytmu ELV, wpływ ruchu wirnika na szybkości zmian prądów obserwowane w układzie stacjonarnym jest pomijalny. Zakładając, iż zmiany położenia wirnika w cyklu pomiarowym są niewielkie, wpływ ruchu wirnika na szybkości wyznaczone w poszczególnych podokresach modulacji jest stały. W związku z tym, składowa zmian związana z nim zostaje anulowana przez operacje odejmowania we wzorach (3.14), (3.15), (3.16).

Realizacja estymatora ELV wymaga regularnego występowania określonych wektorów napięć wyjściowych falownika. Standardowa metoda sterowania FOC w połączeniu z metodą modulacji napięcia SVM nie spełnia tego wymagania. Aby zapewnić możliwość cyklicznego pozyskiwania danych wejściowych algorytmu, wartości zadane napięć są modyfikowane dla co czwartego cyklu modulacji. Modyfikacja polega na zadaniu, niezależnie od wartości wyjściowych regulatorów prądu, wektora testowego napięcia o module $|\underline{U}_{ref}| = 30 \text{ V}$. Argument wektora jest zmieniającą się cyklicznie wartością ze zbioru: $0^\circ, 120^\circ, 240^\circ$. Sekwencję cykli modulacji przedstawiono na rys. 3.3. Oznaczono okresy modulacji T_{mod} , w których wektor wejściowy modulatora napięcia wynika z algorytmu sterowania silnikiem oraz okresy T_A, T_B, T_C , w których zadawane są napięcia testowe i wyznaczone są szybkości zmian prądów.



Rys. 3.3. Sekwencja cykli modulacji przy realizacji estymatora ELV

Po każdym z okresów testowych T_A, T_B, T_C obliczana jest szybkość zmian prądu związana z podokresem aktywnym oraz podokresem zerowym. Pochodne $di_{\alpha 0}/dt, di_{\beta 0}/dt$ wykorzystywane są do eliminacji wpływu siły elektromotorycznej. Położenie odtwarzane jest na podstawie zależności (3.18) w oparciu o dane z trzech ostatnich okresów testowych. Kalkulacja położenia jest zatem wykonywana co cztery okresy modulacji.

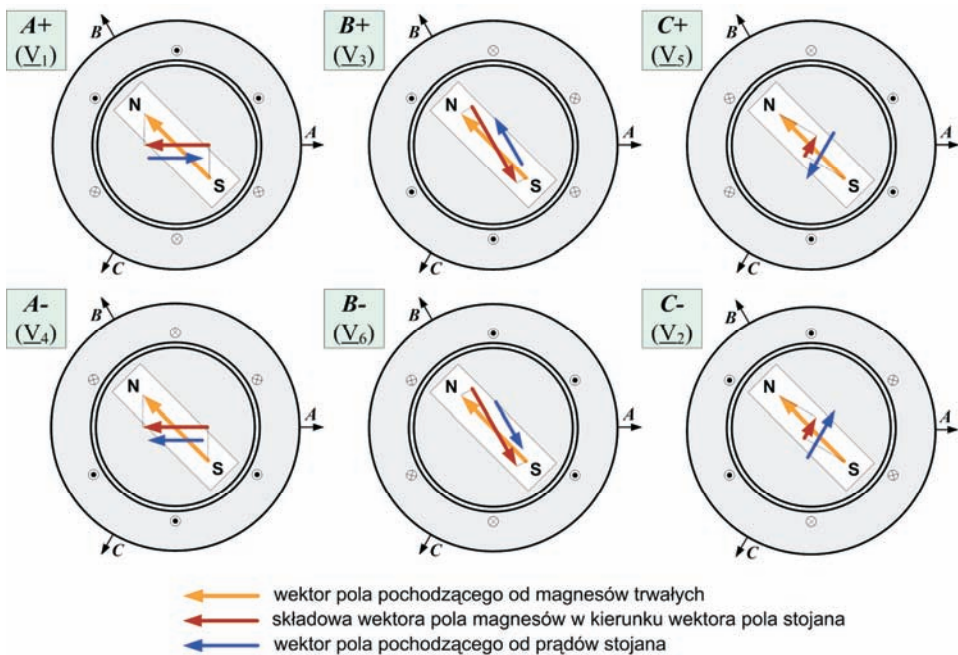
Szczegóły dotyczące wyboru chwil pomiaru prądów silnika zawarto w rozdz. 2.6 i 6.3.

3.4. Algorytm estymatora położenia początkowego wirnika

Estymator ELV wyznacza kąt położenia wirnika w obrębie połowy obrotu elektrycznego. Połowa obrotu, której dotyczy pierwsza wyznaczona wartość θ_L^* , musi zostać zidentyfikowana przed rozpoczęciem pracy tego estymatora. Po rozpoczęciu pracy estymatora wyznaczanie połowy może polegać na śledzeniu zmian wartości estymowanej przy założeniu ograniczonego błędu.

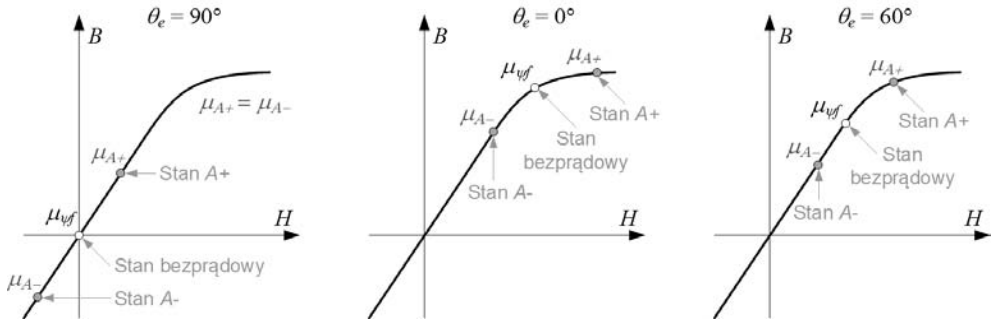
Rozpoczęcie pracy estymatora ELV może nastąpić na skutek zmniejszenia się prędkości wirnika do wartości, przy której metoda EHV przestaje działać poprawnie. W takim przypadku informacja na temat bieżącej połowy obrotu pozyskiwana jest z estymatora EHV, którego wyniki obejmują pełen obrót elektryczny. W przypadku rozpoczęcia pracy algorytmu ELV przy rozruchu od prędkości zerowej, biegunowość magnesów musi być rozpoznana przy użyciu dodatkowej procedury startowej, wykorzystującej zjawiska nasyceniowe związane z interakcją pola magnetycznego stojana oraz pola pochodzącego od magnesów trwałych [46, 104].

Przy zatrzymanym wirniku realizowana jest sekwencja stanów falownika skutkująca przepływem prądu wytwarzającego pole magnetyczne reprezentowane przez wektory przedstawione na rys. 3.4. Stany oznaczono symbolicznie jako: $A+$, $A-$, $B+$, $B-$, $C+$, $C-$. Przykładowo, w stanie $A+$ włączony jest górny tranzystor gałęzi A falownika oraz tranzystory dolne w pozostałych gałęziach. W stanie $A-$ stany pracy tranzystorów są odwrotne [104]. W nawiasach podano wektory napięć realizowane podczas wymienionych stanów.



Rys. 3.4. Wektory pola magnetycznego wirnika i stojana w poszczególnych etapach algorytmu wyznaczania położenia początkowego

Przed rozpoczęciem realizacji każdego z wymienionych stanów falownika prądy stojana są zerowe. Podczas stanu aktywnego prądy silnika narastają z szybkością zależną od napięcia i stałych czasowych danego obwodu. Przy dostatecznie długim czasie trwania stanu aktywnego, wartości szczytowe prądu fazowego są wystarczające do zauważalnej zmiany stopnia nasycenia magnetycznego. Pole magnetyczne od magnesów trwałych sprawia, że magnetowód w pobliżu osi d jest już częściowo nasycony. Prąd stojana zmienia punkt pracy na charakterystyce magnesowania. Zmiany indukcyjności są największe, gdy wektory pola od magnesów oraz od prądu stojana są równoległe. Przedstawiono to poglądowo na rys. 3.5.



Rys. 3.5. Krzywe magnesowania w osi A dla przykładowych kątów θ_e położenia wirnika, z zaznaczonymi punktami pracy w stanie bezprądowym i na końcu realizacji stanów aktywnych A+ i A-

Zmiany indukcyjności wpływają na szybkości narastania prądu. Wywołuje to różnice modułów wartości szczytowych prądu w stanach przeciwnych, przy jednakowym czasie ich trwania. Dla stanu A+ mierzona jest wartość I_{A+} , dla stanu A- wartość I_{A-} . Następnie oblicza się różnicę ich modułów: $\Delta I_A = |I_{A+}| - |I_{A-}|$. Analogiczny pomiar i obliczenia wykonuje się dla stanów B+, B-, C+, C-. Analiza różnic dla wszystkich trzech prądów fazowych pozwala wyznaczyć kąt położenia osi magnetycznej wirnika. Obliczana jest suma geometryczna różnic prądów fazowych ΔI_A , ΔI_B , ΔI_C w układzie współrzędnych $\alpha\beta$ [31]:

$$\Delta I_\alpha = \Delta I_A - (\Delta I_B + \Delta I_C) \cdot \sin 30^\circ \quad (3.19)$$

$$\Delta I_\beta = (\Delta I_B - \Delta I_C) \cdot \sin 60^\circ \quad (3.20)$$

Argument wektora $\underline{\Delta I}_{\alpha\beta} = \Delta I_\alpha + \mathbf{j}\Delta I_\beta$ odpowiada kierunkowi o największej różnicy wartości szczytowych prądu, a więc kierunkowi wektora pola od magnesów trwałych. Kąt położenia wirnika obliczany jest z wykorzystaniem dwuargumentowej funkcji arc tg:

$$\theta_S^* = \arctg \left(\frac{\Delta I_\beta}{\Delta I_\alpha} \right) \quad (3.21)$$

Rozdział 4

BADANIA SYMULACYJNE

4.1. Wstępne założenia

Zaproponowane w rozdz. 3 algorytmy EHV oraz ELV poddano badaniom z wykorzystaniem modelu symulacyjnego [44, 45]. Model ten umożliwił analizę procedur matematycznych estymatorów oraz weryfikację podstawowych założeń. Nie wykonano badań symulacyjnych metody wykrywania położenia początkowego, ponieważ opracowany model silnika nie uwzględnia zjawisk nasyceniowych. Metoda startowa została uprzednio zweryfikowana w układach laboratoryjnych z silnikami SPMSM [46].

Proponowane metody estymacji wykorzystują, jako wielkości wejściowe, szybkości zmian prądów fazowych silnika wywołanych modulacją napięcia wyjściowego falownika. Sterownik napędu musi realizować wielokrotny pomiar prądów w okresie modulacji, odbywający się w ścisłej korelacji czasowej z przełączeniami tranzystorów falownika. W symulacji konieczne jest odwzorowanie dyskretnego działania sterownika mikroprocesorowego na poziomie wejść i wyjść. Opracowano model napędu uwzględniający sposób kształtowania napięć wyjściowych falownika oraz wyznaczania chwil pomiaru prądów. Poprawność modelu, dla pracy z algorytmem sterowania wykorzystującym sprzężenie zwrotne z transformatora położenia kąтового (ang. *resolver*) sprzęgniętego z wirnikiem silnika, zweryfikowano poprzez wykonanie badań symulacyjnych w wybranych stanach pracy i porównanie z wynikami prób laboratoryjnych modelowanego układu napędowego. Uzyskano dokładne odwzorowanie obiektu rzeczywistego [44]. Porównanie wykonano dla układu napędowego ze sterownikiem opartym na procesorze DSP typu ADMC401 [24, 51, 74]. Obliczenia symulacyjne, których wyniki przedstawiono w niniejszym rozdziale, były przeprowadzone dla parametrów odpowiadających układowi docelowemu – z procesorem sygnałowym TMS320F2812 [116] i modułem mocy PS11017 [73]. Różnice w parametrach modelu przy jego weryfikacji oraz przy badaniu metod estymacji przedstawiono w tabl. 4.1. Stałe modelu silnika, metoda modulacji napięcia wyjściowego falownika, nastawy regulatorów i pozostałe parametry były jednakowe dla obu przypadków.

Tablica 4.1

Parametry modelu symulacyjnego przy weryfikacji oraz badaniach docelowych

Parametr	Weryfikacja	Badania
Częstotliwość modulacji napięcia wyjściowego falownika f_{mod}	10,42 kHz	10 kHz
Maksymalny prąd wyjściowy falownika I_{max}	30 A	15 A

4.2. Model układu napędowego

Model układu napędowego (rys. 4.2) opracowano w środowisku Matlab/Simulink [K13, K18]. Wykorzystano standardowe bloki pakietu Simulink, bez dodatkowych rozszerzeń (ang. *Blocksets*) [59]. Model składa się z bloków odwzorowujących: silnik IPMSM, falownik tranzystorowy oraz sterownik cyfrowy z zastosowanym algorytmem sterowania.

Model silnika, przedstawiony na rys. 4.1, wykonano na bazie równań (3.1), (3.2) sformułowanych w układzie współrzędnych dq . Model uzupełniono o równania mechaniczne:

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J} \frac{2}{3} p [\Psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] - \frac{1}{J} M_r \quad (4.1)$$

$$\frac{d\theta_m}{dt} = \omega_m \quad (4.2)$$

gdzie: i_d, i_q, L_d, L_q – prądy i indukcyjności wyrażone w osiach d i q ,

Ψ_f – strumień pochodzący od magnesów trwałych wirnika,

M_r – moment obciążenia,

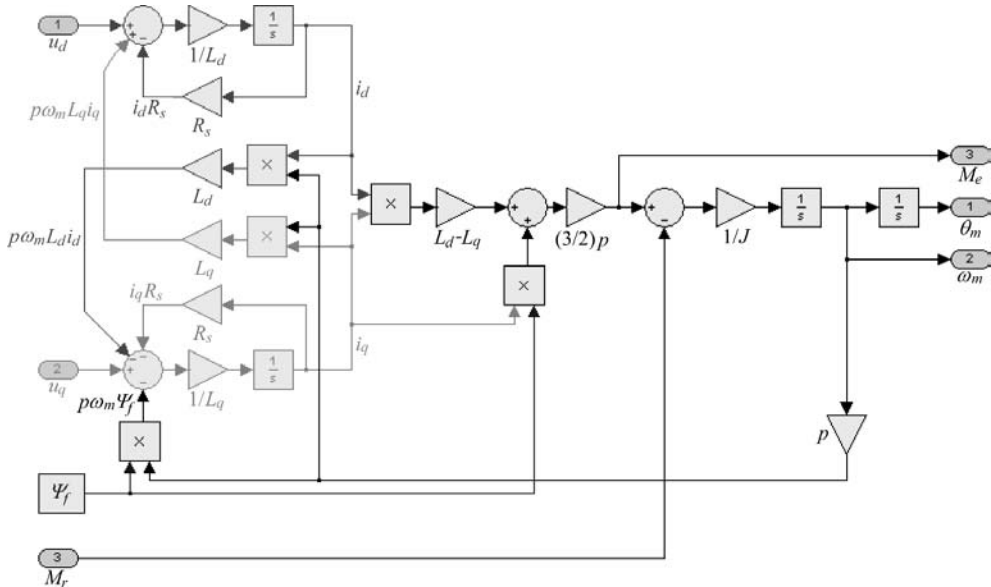
J – moment bezwładności,

ω_m – mechaniczna prędkość kątowna,

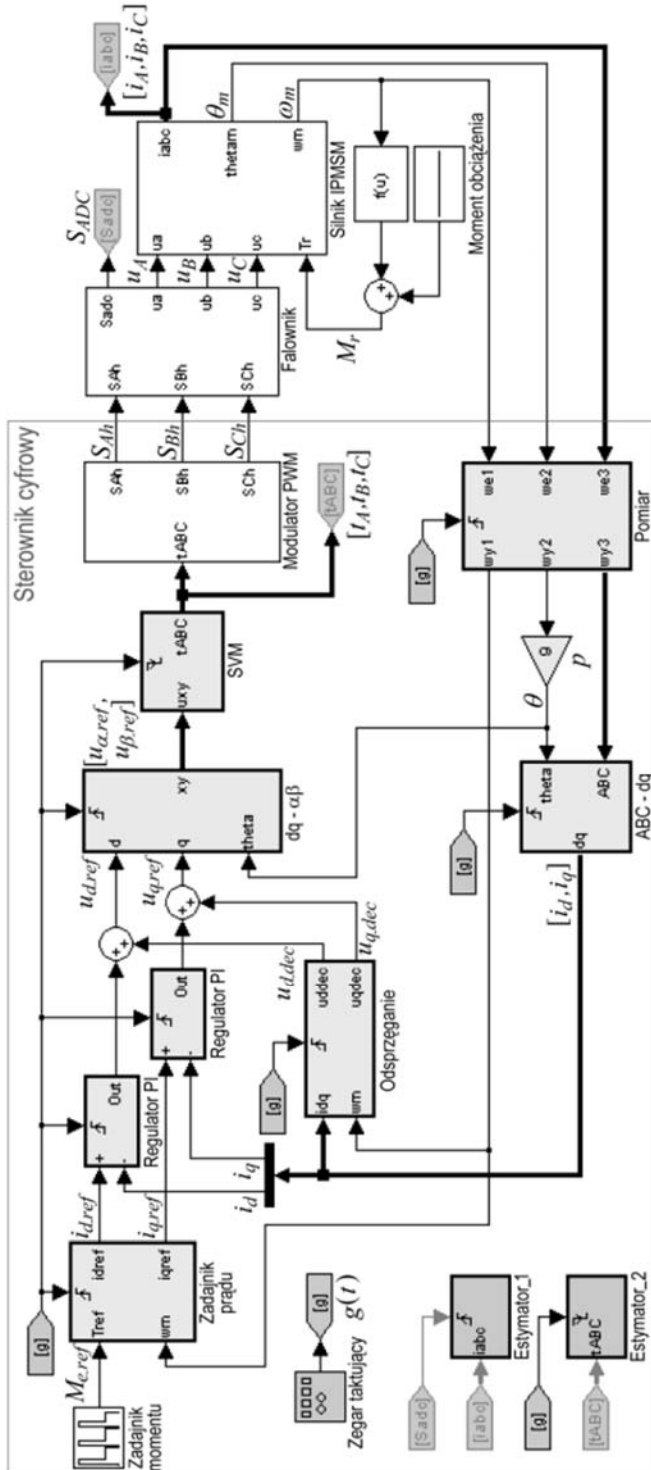
θ_m – mechaniczne położenie kątowe,

p – liczba par biegunów.

Wartości stałych w równaniach silnika wymieniono w Załączniku 3. Podsystem *Silnik IPMSM* zawiera dodatkowo prostą i odwrotną transformację Clarke-Park'a do przeliczania wartości napięć i prądów silnika [K21, K22].



Rys. 4.1. Model silnika IPMSM oparty na równaniach wyrażonych w układzie współrzędnych dq

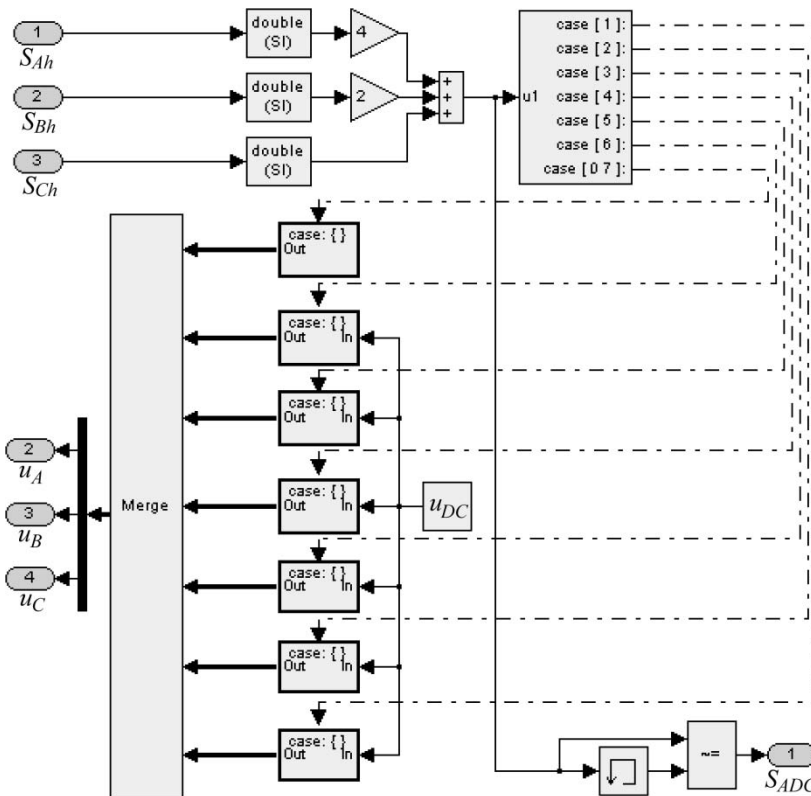


Rys. 4.2. Ogólny schemat modelu układu napędowego

Moment M_r obciążenia silnika ma dwa składniki (p. rys. 4.2). Pierwszy jest funkcją prędkości kątowej ω_m i odpowiada oporom mechanicznym wyznaczonym na stanowisku laboratoryjnym. Wartość oporów opisano wielomianem stopnia drugiego (p. Załącznik 3). Drugi składnik odwzorowuje moment wytwarzany przez regulowaną obcowzbudną maszynę prądu stałego, pracującą w trybie hamowania i sprzęgniętą mechanicznie z badanym silnikiem.

Model układu sterowania opracowano jako czujnikowy. Nie przeprowadzono symulacji pracy układu w trybie bezczujnikowym, wykorzystującym estymowane wartości położenia i prędkości kątowej do sterowania napędem. Odtwarzane wartości położenia służyły tylko do oceny poprawności procedur estymacji. Estymatory wykonano jako niezależne bloki programowe, korzystające z odpowiednich wartości pobranych z modelu podstawowego.

Falownik zamodelowano w uproszczony sposób. Strukturę jego modelu przedstawiono na rys. 4.3.



Rys. 4.3. Model falownika tranzystorowego

Założono stałe napięcie zasilające u_{DC} oraz idealne elementy energoelektroniczne. Procesy przejściowe przy komutacji oraz spadki napięć na przyrządach półprzewodnikowych nie są odwzorowywane. Falownik sterowany jest za pomocą trzech sygnałów pochodzących z modulatora PWM: S_{Ah} , S_{Bh} , S_{Ch} . Sygnały przypisane są kolejnym gałęziom mostka tranzystorowego: A, B, C. Stan wysoki sygnału sterującego odpowiada załączeniu górnego tranzystora w danej gałęzi, stan niski – tranzystora dolnego. Napięcia wyjściowe falownika

wyrażono jako wartości fazowe napięć silnika u_A, u_B, u_C . Przewidziano dodatkowy sygnał wyjściowy S_{ADC} , wykorzystywany przez algorytm otwierania położenia kąowego. W momentach przełączeń tranzystorów na wyjściu S_{ADC} generowane są impulsy wyzwalające pomiar prądów fazowych silnika. Z uwagi na brak odwzorowania zaburzeń komutacyjnych pomiar nie musi być przesunięty w czasie względem komutacji tranzystorów. Problem braku możliwości wyznaczenia pochodnych prądu przy krótkich czasach realizacji podokresów modulacji nie występuje w modelu.

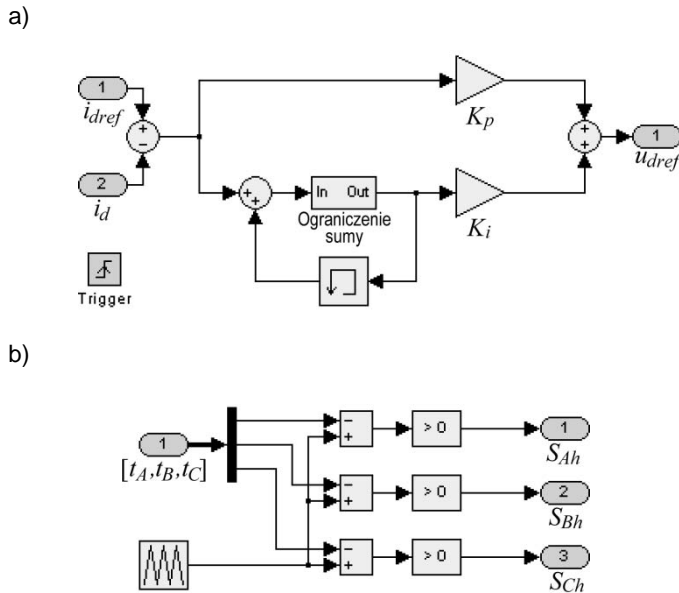
W modelu sterownika odwzorowano dyskretną zmienność wartości, na których operują poszczególne podprogramy algorytmu sterowania napędem. Wykorzystano w tym celu podsystemy wyzwalane (ang. *Triggered subsystems*) [K18]. Zawartość podsystemu wyzwalanego wywoływana jest przy wystąpieniu określonego zbocza sygnału wyzwalającego, a wartość wyjściowa zostaje zatrzaśnięta, aż do kolejnego wyzwolenia. Pozwala to na określenie chwil wywołania poszczególnych procedur programowych. Sygnałem wyzwalającym podsystemy jest sygnał prostokątny $g(t)$ o częstotliwości równej częstotliwości modulacji. Sygnał ten pochodzi z bloku *Zegar taktujący*.

Sterownik realizuje algorytm regulacji prądów wg metody FOC [K22, 24, 74]. Pomiar prądów fazowych silnika oraz położenia i prędkości kątovej wirnika odbywa się w połowie każdego okresu modulacji. Po odczycie sygnałów sprzężeń zwrotnych wykonywany jest algorytm sterowania, z zachowaniem odpowiedniej kolejności wywołania procedur. Aktualizacja wartości w komparatorach obsługujących modulator napięcia wyjściowego falownika następuje przy zmianie okresu modulacji.

Podsystem *Pomiar* odpowiada za dyskretyzację wielkości mierzonych. Efekt kwantyzacji nie został uwzględniony. Wartości wejściowe $i_A, i_B, i_C, \omega_m, \theta_m$ odczytywane są w połowie okresu modulacji i zapamiętywane. Moduł *ABC-dq* realizuje transformację Clarke-Parke'a wartości prądów silnika. Blok *Odsprzężanie* służy poprawie jakości regulacji i zawiera równania napięciowe silnika w układzie dq dla stanu quasi-ustalonego [K8, 74, 130]. Obliczone napięcia u_{d_dec}, u_{q_dec} dodawane są do wartości wyjściowych z regulatorów prądu. Skutkuje to zmniejszeniem zakresu pracy regulatorów w stanach quasi-ustalonych. Regulatory prądu w osiach d i q (rys. 4.4a) realizują algorytm proporcjonalno-całkujący, z całkowaniem metodą prostokątów i ograniczeniem wartości całki [K2, K7, K22]. Podsystem $dq-\alpha\beta$ realizuje odwrotną transformację Parke'a napięć zadanych u_{d_ref}, u_{q_ref} oraz ogranicza moduł wektora wyjściowego $\underline{u}_{ref} = u_{\alpha_ref} + \mathbf{j}u_{\beta_ref}$ do wartości możliwej do uzyskania na wyjściu falownika przy założonym napięciu u_{DC} w obwodzie wejściowym.

Wielkością zadaną układu sterowania jest moment elektromagnetyczny M_{e_ref} . Na jego podstawie obliczane są wartości zadane prądów w układzie dq : i_{d_ref} oraz i_{q_ref} , zgodnie z zasadą MTPA lub FW, w zależności od aktualnej prędkości kątovej silnika ω .

Blok *SVM* wyznacza parametry czasowe modulacji napięcia wyjściowego falownika wg metody SVM. Obliczane są czasy t_A, t_B, t_C wysterowania górnych tranzystorów falownika. Podsystem *SVM* wywoływany jest, w odróżnieniu od pozostałych, na początku okresu modulacji. Wartości t_A, t_B, t_C przekazywane są do bloku *Modulator PWM* (rys. 4.4b) i pozostają stałe przez czas trwania okresu. Symetryczną modulację szerokości impulsów zrealizowano za pomocą komparatorów sprzęgniętych z licznikami, podobnie jak ma to miejsce w modelowanym procesorze. Licznik odwzorowano jako generator sygnału trójkątnego o wartości wyjściowej zmieniającej się w sposób ciągły. Ograniczenie rozdzielczości czasowej modulatora pominięto.



Rys. 4.4. Modele wybranych bloków funkcjonalnych sterownika cyfrowego:
a) regulatora prądu w osi d ; b) modulatora PWM

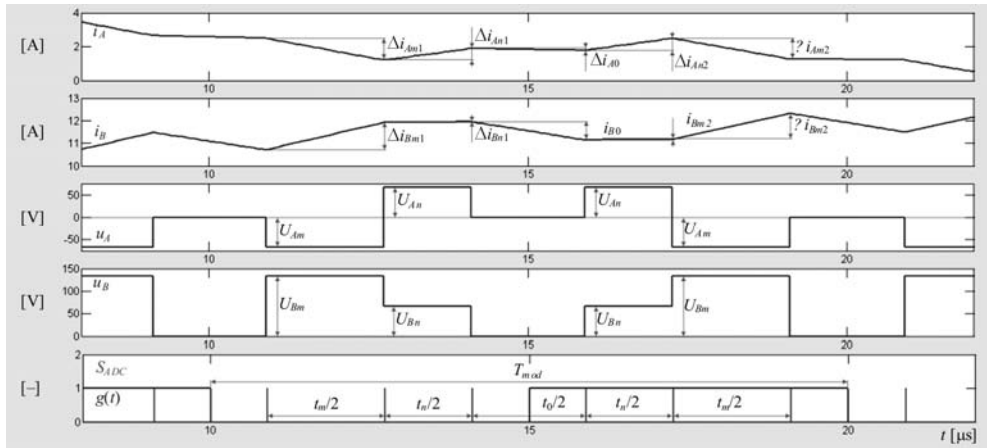
4.3. Modele estymatorów

Algorytmy związane z estymacją położenia kąowego wirnika zawarto w dwóch podsystemach (p. rys. 4.2): *Estymator_1*, *Estymator_2*. Wymiana danych w programie odbywa się poprzez zmienne o zasięgu globalnym.

Podsystem *Estymator_1* odpowiedzialny jest za pomiar wartości chwilowych prądów fazowych silnika i_A , i_B , i_C . Pomiar odbywa się niezależnie od realizowanego do celów sterowania silnikiem (w bloku *Pomiar*) i wyzwalany jest przez sygnał s_{ADC} w momentach przełączeń tranzystorów falownika.

Podsystem *Estymator_2* realizuje algorytm estymatora ELV lub EHV, zależnie od ustawionego trybu pracy. Wykorzystano zależności matematyczne estymatorów opisane w rozdz. 3. Zależności te operują na wartościach napięć oraz pochodnych prądów wyrażonych w układzie $\alpha\beta$, więc obliczenia właściwe poprzedzone są przygotowaniem danych wejściowych algorytmu. Procedura podsystemu *Estymator_2* wywoływana jest na początku okresu modulacji.

Blok *Estymator_2* odczytuje wyniki pomiaru prądów wykonane przez podsystem *Estymator_1* w minionym okresie modulacji. Obliczane są przyrosty wartości prądów fazowych w poszczególnych podokresach modulacji. Obliczane przyrosty prądów i_A oraz i_B przedstawiono na rys. 4.5 jako: Δi_{Am1} , Δi_{An1} , Δi_{A0} , Δi_{Am2} , Δi_{An2} , Δi_{Bm1} , Δi_{Bn1} , Δi_{B0} , Δi_{Bm2} , Δi_{Bn2} . Oprócz powyższych obliczane są, w analogiczny sposób, przyrosty prądu i_C : Δi_{Cm1} , Δi_{Cn1} , Δi_{C0} , Δi_{Cm2} , Δi_{Cn2} .



Rys. 4.5. Przebiegi prądów i napięć silnika z zaznaczonymi danymi pozyskiwanymi przez estymator

Na podstawie zapamiętanych danych obliczane są uśrednione szybkości zmian prądów fazowych dla podokresów oznaczonych indeksami $m, n, 0$:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{A0}}{dt} \\ \frac{di_{B0}}{dt} \\ \frac{di_{C0}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2\Delta i_{A0}}{t_0} \\ \frac{2\Delta i_{B0}}{t_0} \\ \frac{2\Delta i_{C0}}{t_0} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{Am}}{dt} \\ \frac{di_{Bm}}{dt} \\ \frac{di_{Cm}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\Delta i_{Am1} + \Delta i_{Am2}}{t_m} \\ \frac{\Delta i_{Bm1} + \Delta i_{Bm2}}{t_m} \\ \frac{\Delta i_{Cm1} + \Delta i_{Cm2}}{t_m} \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{An}}{dt} \\ \frac{di_{Bn}}{dt} \\ \frac{di_{Cn}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\Delta i_{An1} + \Delta i_{An2}}{t_n} \\ \frac{\Delta i_{Bn1} + \Delta i_{Bn2}}{t_n} \\ \frac{\Delta i_{Cn1} + \Delta i_{Cn2}}{t_n} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

Wyznaczane są napięcia fazowe silnika $U_{Am}, U_{An}, U_{Bm}, U_{Bn}, U_{Cm}, U_{Cn}$ dla poszczególnych podokresów modulacji oraz czasy t_m, t_n, t_0 trwania podokresów. Danymi wejściowymi dla po-

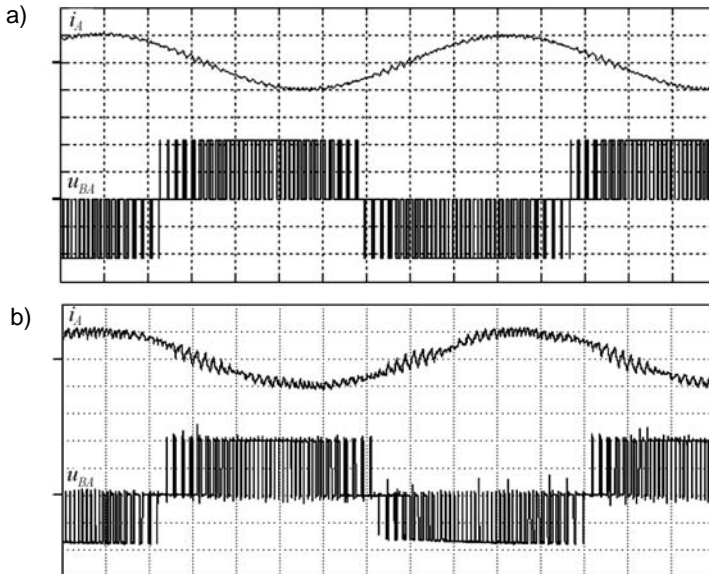
wyższych obliczeń są wartości t_A , t_B , t_C z modulatora napięcia. Odczyt danych z modulatora opóźniono o jeden cykl modulacji, aby ich wartości były zsynchronizowane z pomiarami prądu.

Obliczone napięcia fazowe oraz uśrednione szybkości zmian prądów fazowych poddawane są transformacji Clarke (p. Załącznik 1). Przeliczone wartości $di_{\alpha 0}/dt$, $di_{\alpha n}/dt$, $di_{\beta 0}/dt$, $di_{\beta n}/dt$, $di_{\beta m}/dt$, $di_{\beta n}/dt$, $U_{\alpha n}$, $U_{\alpha n}$, $U_{\beta m}$, $U_{\beta n}$ są danymi wejściowymi dla zasadniczego estymatora. Algorytm ELV wykorzystuje wszystkie z powyższych danych. Algorytm EHV korzysta tylko z wartości $di_{\alpha 0}/dt$, $di_{\beta 0}/dt$.

Metoda ELV wymaga regularnego występowania sekwencji napięć wyjściowych falownika o wartościach: \underline{V}_1 , \underline{V}_3 , \underline{V}_5 , \underline{V}_0 . Aby zagwarantować spełnienie tego warunku, blok *Estymator_2* modyfikuje wartości zadane u_{d_ref} , u_{q_ref} w wybranych cyklach modulacji. Wartości napięcia zadanego przekazywane są do bloku $dq-\alpha\beta$ poprzez zmienne globalne. Sygnały wyjściowe z regulatorów i bloku odprzegającego są wówczas ignorowane. Omawiana cykliczna modyfikacja wartości zadanых modulatora nie występuje podczas pracy algorytmu EHV.

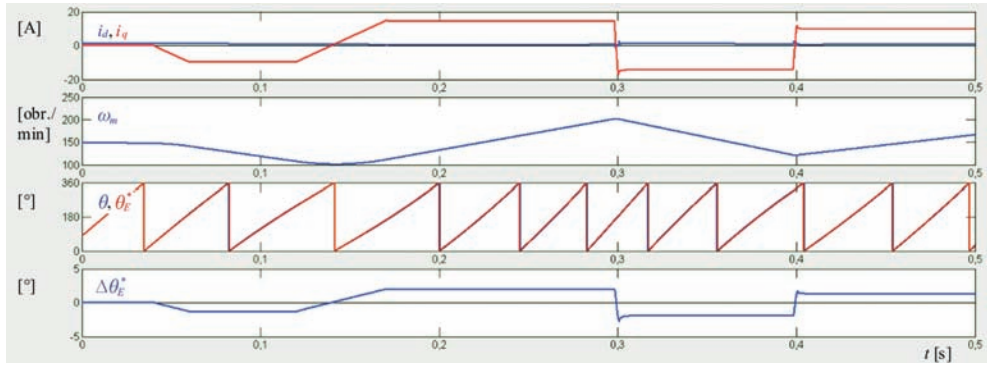
4.4. Wybrane wyniki badań symulacyjnych

Na rysunku 4.6a przedstawiono przykładowe przebiegi prądu fazowego i_A oraz napięcia przewodowego u_{BA} silnika IPMSM uzyskane na drodze symulacji przy wykorzystaniu przedstawionego w rozdz. 0 modelu. Dla porównania, rys. 4.6b zawiera przebiegi analogicznych wielkości zarejestrowanych w modelowanym laboratoryjnym układzie napędowym. Prędkość kątowna wynosiła $\omega_m \cong 1350$ obr./min, moment zadany miał wartość $M_{e_ref} = 10$ Nm. Widoczne jest odzwierciedlenie procesu modulacji napięcia wyjściowego falownika. Przebieg prądu zawiera pulsacje związane z modulacją napięć. Pulsacje prądu w wynikach symulacji są mniejsze niż zarejestrowane podczas eksperymentu, co wynika z uproszczeń modelu i różnic w wartościach parametrów.

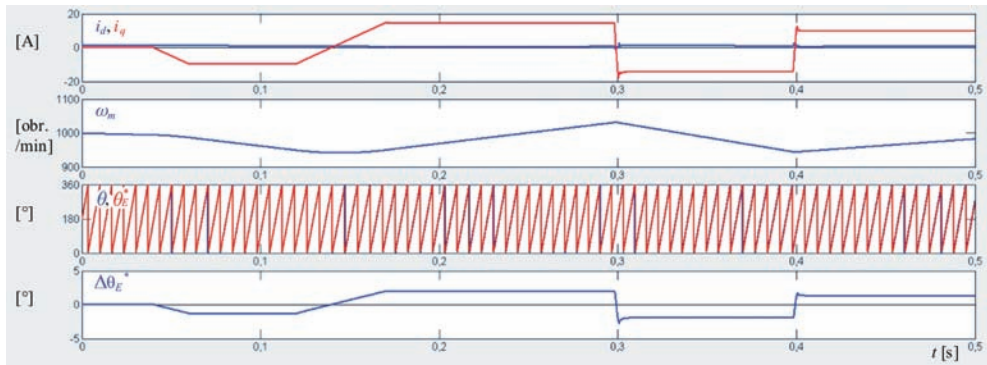


Rys. 4.6. Przebiegi napięcia przewodowego (110 V/dz) oraz prądu fazowego silnika (10 A/dz): a) w modelu symulacyjnym; b) w układzie laboratoryjnym; skala czasu 0,5 ms/dz

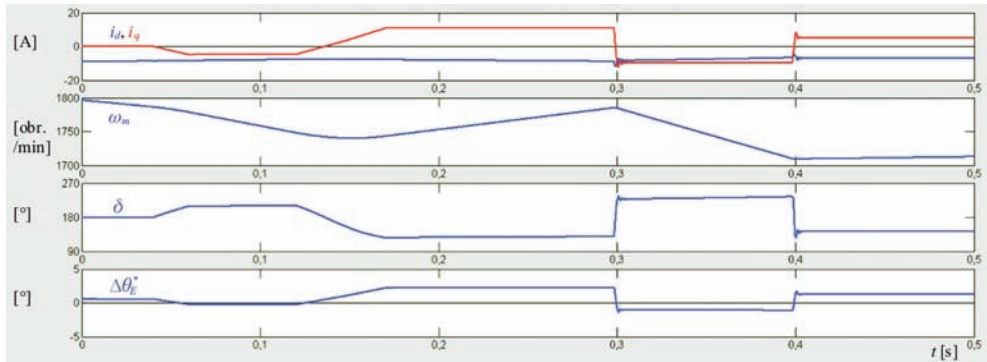
a)



b)



c)



Rys. 4.7. Wyniki symulacji układu napędowego z estymatorem EHV przy różnych strategiach sterowania oraz prędkościach początkowych:
a) MTPA, 150 obr./min; b) MTPA, 1000 obr./min; c) FW, 1800 obr./min

W dalszej części podrozdziału przedstawiono wyniki symulacji komputerowej weryfikujące działanie algorytmów estymacji przedstawionych w rozdz. 3. Z uwagi na długi czas trwania obliczeń i dużą liczbę danych wynikowych, czasy symulacji są krótkie – wynoszą poniżej 1 s. Opory podstawowe i moment bezwładności napędu odpowiadają wartościom występującym w modelowanym układzie. W związku z tym zakres zmian prędkości w cza-

sie symulacji jest niewielki. Aby zweryfikować działanie estymatorów w szerokim zakresie prędkości, wykonano symulacje z różnymi warunkami początkowymi.

Na rysunku 4.7 przedstawiono przebiegi czasowe obrazujące działanie estymatora EHV w różnych zakresach prędkości kątowych, przy zmiennej wartości zadanej momentu. Wykreślono przebiegi prądów i_d i i_q , mechanicznej prędkości kątovej ω_m , elektrycznego kąta położenia wirnika: rzeczywistego θ oraz estymowanego θ_E^* , błędu estymacji $\Delta\theta_E^*$. Na rys. 4.7c zamiast prędkości kątovej przedstawiono przebieg kąta mocy δ . Estymacja odbywała się w oparciu o zależność (3.3). Ograniczenie wartości zadanych napięcia w symulacji nie było konieczne. Problem zbyt krótkich czasów trwania podokresów zerowych nie wystąpił z uwagi na przyjęte uproszczenia modelu oraz dużą precyzję obliczeń.

Na rysunku 4.7a i 4.7b przedstawiono wyniki symulacji przy sterowaniu silnikiem wg strategii MTPA dla różnych zakresów prędkości kątovej. Błąd estymacji $\Delta\theta_E^*$ zależy od prądu i_q . Relacja ta potwierdza rozważania analityczne przedstawione w rozdz. 3.2 i odpowiada zależności wyrażonej wzorem (3.9), wykreślonej na rys. 3.2 dla parametrów silnika zbieżnych z wprowadzonymi do modelu. Porównanie przebiegów na rys. 4.7a i 4.7b potwierdza pomijalny wpływ prędkości kątovej ω_m na błąd estymacji $\Delta\theta_E^*$. Należy jednak pamiętać, iż uniezależnienie błędu od prędkości wynika z pominięcia rezystancyjnych spadków napięcia, które w rzeczywistym układzie mogą być większe.

Na rysunku 4.7c przedstawiono wyniki symulacji przy sterowaniu wg strategii FW. Kąty mocy δ znacznie odbiegają od wartości 90° . Wartości zadane prądu i_q zmniejszono z uwagi na ograniczenie prądu wyjściowego modelowanego falownika, związane z forsowaniem prądu i_d służącego osłabieniu strumienia od magnesów trwałych. Zależność błędu estymacji $\Delta\theta_E^*$ od prądu i_q jest bliska liniowej, jednak dla $i_q \equiv 0$ błąd jest wyraźnie większy od zera. Efekt ten nie znajduje potwierdzenia w zależności (3.9). Wzór został wyznaczony przy pominięciu spadku napięcia na paśmie uzwojenia stojana. Przy znacznych wartościach prądu i_d wpływ rozważanego spadku napięcia na pochodną prądu i_d może być zauważalny. Błędy estymacji związane z tym są jednak niewielkie i dla obranych warunków symulacji nie przekraczają wartości $\Delta\theta_E < 1^\circ$.

Przebiegi czasowe dotyczące algorytmu estymatora ELV przedstawiono na rys. 4.8. Wykreślono przebiegi prądów i_d i i_q , mechanicznej prędkości kątovej ω_m , elektrycznego kąta położenia wirnika: rzeczywistego θ oraz estymowanego θ_L^* , błędu estymacji $\Delta\theta_L^*$. Dodatkowe przebiegi: θ_{Lk}^* oraz $\Delta\theta_{Lk}^*$ dotyczą estymacji z korektą prędkościową, omówioną w dalszej części podrozdziału (p. rozdz. 3.3).

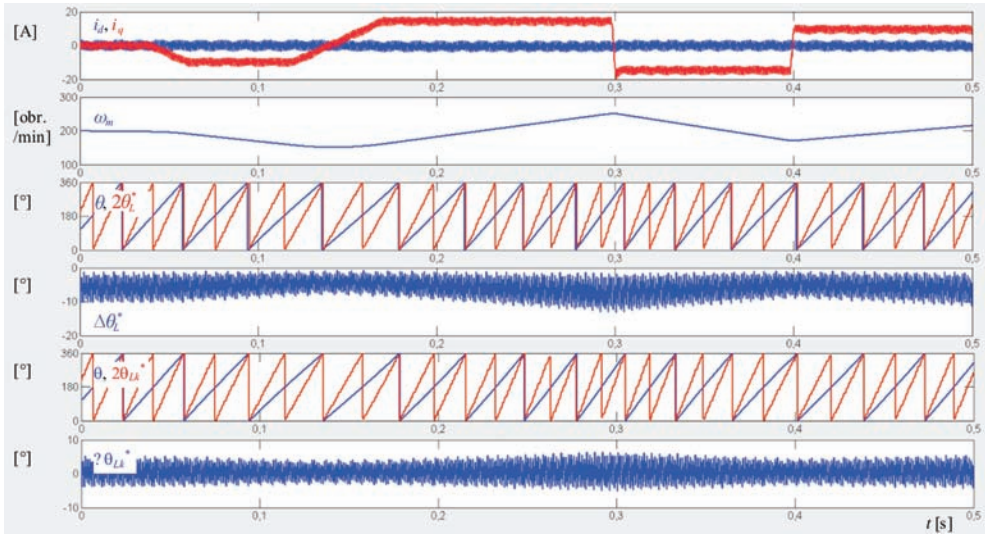
Na przebiegach prądów i_d oraz i_q widoczne są wyraźne pulsacje związane z cykliczną generacją testowych wektorów napięcia. Amplituda pulsacji zależy od wartości modułu napięcia testowego oraz częstości jego generacji. Parametry te zostały dobrane wstępnie i wymagają weryfikacji na obiekcie rzeczywistym. Estymator pracuje w zakresie połowy obrotu elektrycznego, więc jako wielkość wyjściową estymatora przedstawiono przebieg $2\theta_L^*$.

Błąd estymacji $\Delta\theta_L^*$ jest wyraźnie zależny od prędkości kątovej. Wynika to z opóźnień związanych z długim cyklem pozyskiwania danych pomiarowych, obejmującym wiele okresów modulacji. Wprowadzenie liniowej korekty prędkościowej zwiększa dokładność estymacji. Pokazano to na przebiegach θ_{Lk}^* , $\Delta\theta_{Lk}^*$. Przebiegi $\Delta\theta_L^*$, $\Delta\theta_{Lk}^*$ błędów estymacji zawierają pulsacje, których poziom rośnie wraz z prędkością kątową. Zaproponowany algorytm zakłada, że jego dane wejściowe dotyczą określonego, niezmiennego położenia wirnika. Podczas kilku cykli modulacji, wirnik obraca się o pewien kąt, co powoduje, iż dane

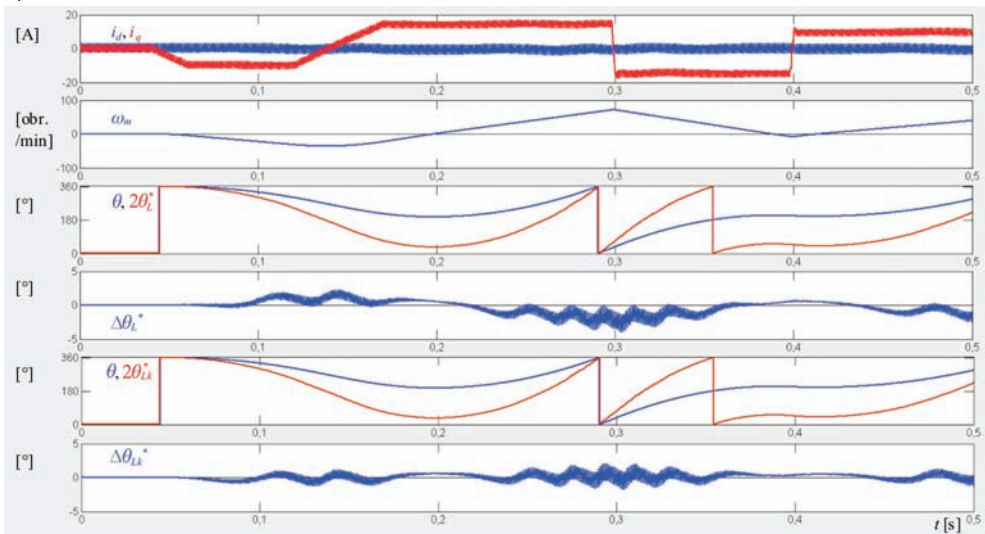
zebrane w poszczególnych okresach T_A , T_B , T_C są związane z nieco innymi wartościami kąta położenia wirnika. Jest to przyczyną pulsacji widocznych w przebiegach $\Delta\theta_L^*$, $\Delta\theta_{Lk}^*$.

Przeprowadzone badania potwierdziły poprawność procedur matematycznych zaproponowanych algorytmów. Błędy algorytmów wynikające z przyjętych założeń i uproszczeń są niewielkie. W rzeczywistym układzie znacznie większych błędów należy spodziewać się w związku z niedokładnościami pomiarowymi wpływającymi na obliczane pochodne prądów.

a)



b)



Rys. 4.8. Wyniki symulacji układu napędowego z estymatorem ELV przy różnych prędkościach początkowych: a) 200 obr./min; b) 0 obr./min

Rozdział 5

PROJEKT LABORATORYJNEGO UKŁADU NAPĘDOWEGO

5.1. Struktura układu

Przeprowadzenie badań symulacyjnych pozwoliło na wstępne zweryfikowanie poprawności działania proponowanych estymatorów położenia wirnika. Jednak niektóre kwestie, takie jak dokładność odwzorowania analizowanych wielkości w prostym modelu silnika, wymagały sprawdzenia w układzie eksperymentalnym. Badania laboratoryjne pozwoliły także sprawdzić, czy dokładność pomiaru prądów w zaprojektowanym układzie jest wystarczająca do uzyskania małych błędów estymacji. Realizacja praktyczna umożliwiła wskazanie ograniczeń technicznych zastosowania zaproponowanych metod oraz rzetelną ocenę możliwości bezczujnikowej pracy układu. Strukturę funkcjonalną laboratoryjnego układu napędowego przedstawiono na rys. 5.1.

Stanowisko zawiera 18-biegunowy silnik IPMSM o prototypowej konstrukcji. Wartości znamionowe mocy, momentu i prądu silnika wynoszą odpowiednio: $P_n \cong 16$ kW, $T_n = 45$ Nm, $I_n = 30,5$ A. Współczynnik asymetrii magnetycznej jest niewielki, wynosi $k_L \cong 1,2$. Pozostałe parametry silnika RTMds26-06 przedstawiono w Załącznikach 2 i 3. Obciążenie mechaniczne silnika IPMSM stanowi napęd prądu stałego sterowany za pośrednictwem przekształtnika czterokwadrantowego.

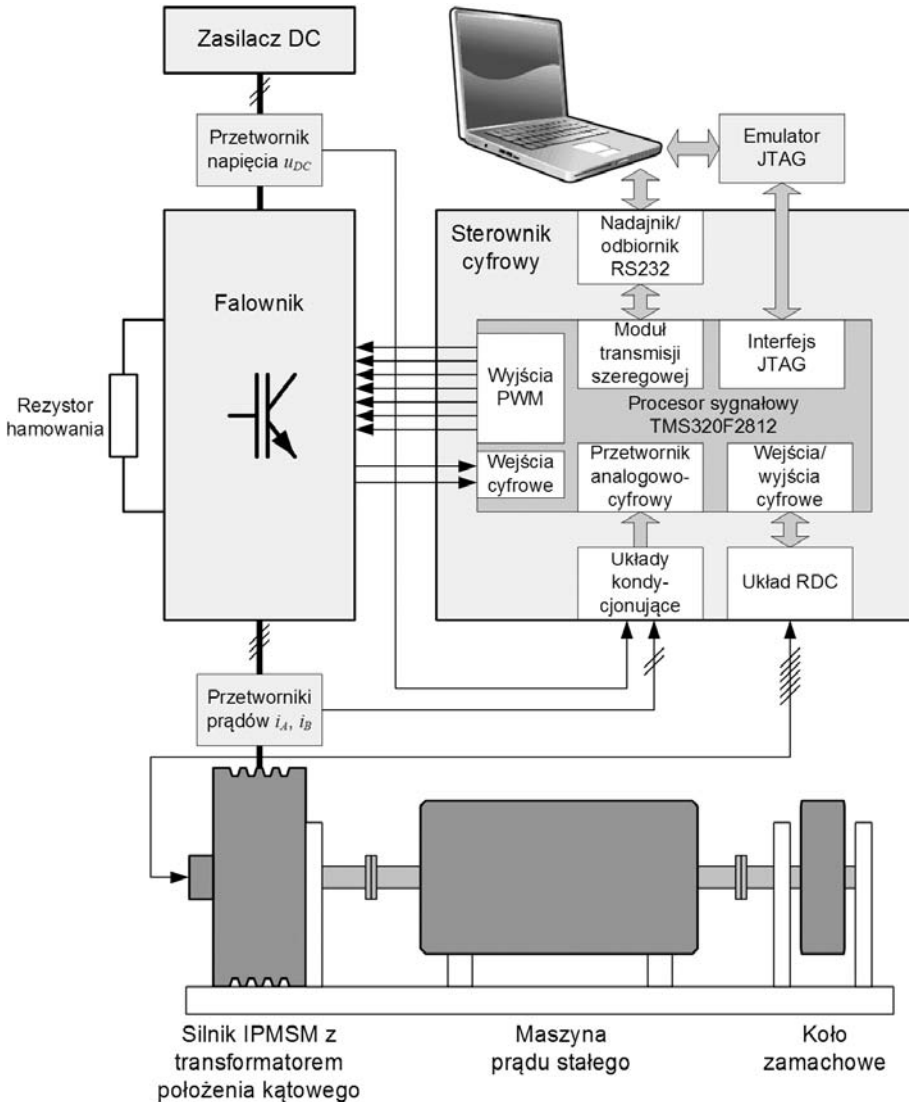
Wykorzystano sterownik cyfrowy oraz moduł mocy pochodzące z układu SDMT-10 [52], przeznaczonego do sterowania serwo-silnikami PMSM. Producentem modułu mocy (ang. *Application Specific Intelligent Power Module*, ASIPM) typu PS11017 jest Mitsubishi Semiconductor [73]. Moduł zawiera falownik trójfazowy oraz obwód hamowania oparte na tranzystorach IGBT. Prąd znamionowy falownika, zdefiniowany jako amplituda sinusoidalnie zmiennej wartości fazowej, wynosi $I_n \cong 24$ A. Czas wyłączenia tranzystorów, z uwzględnieniem opóźnień w układzie sterującym obwodami bramkowymi, podano jako $t_{off} \leq 2,4$ μ s. Jest to stosunkowo duża wartość w odniesieniu do długości okresu modulacji wynoszącej $T_{mod} = 100$ μ s. Relacja ta powoduje, iż znaczną część okresu modulacji zajmują czasy martwe. Rzeczywiste czasy realizacji podokresów są skrócone, co utrudnia wyznaczanie szybkości zmian prądu.

Obwód wejściowy falownika zasilany jest za pośrednictwem regulowanego zasilacza napięcia stałego typu PSI 9300-25 o mocy $P_n = 3$ kW [29]. Badania przeprowadzono dla napięcia wejściowego falownika o wartości $u_{DC} = 216$ V. Do obwodu hamowania przyłączono rezystor o mocy $P_R = 300$ W.

Sterownik cyfrowy zbudowano w oparciu o 32-bitowy procesor sygnałowy TMS320F2812 firmy Texas Instruments [116], taktowany zegarem o częstotliwości $f_{osc} = 120$ MHz. Procesor dedykowany jest do zastosowań napędowych, zawiera szereg uniwersalnych modułów sprzętowych, z których ważniejsze to:

- szybki 12-bitowy przetwornik analogowo-cyfrowy (ang. *Analog-to-Digital Converter*, ADC) współpracujący z dwoma układami próbkująco-pamiętającymi,
- dwa układy obsługi zdarzeń (ang. *Event Managers*): EVA i EVB, z których każdy ma m.in. możliwość sterowania sześciotranzystorowym mostkiem tranzystorowym oraz wyzwalania przetwornika analogowo-cyfrowego,

- pięć szeregowych interfejsów komunikacyjnych,
- ponad pięćdziesiąt wejść/wyjść cyfrowych, mogących współpracować ze specjalizowanymi modułami funkcyjnymi.



Rys. 5.1. Struktura układu laboratoryjnego

Programowanie procesora odbywa się z poziomu komputera PC. Wykorzystano środowisko Code Composer Studio [113] zawierające interpreter języka C. Komunikacja z procesorem odbywa się za pośrednictwem interfejsu JTAG. Przy programowaniu operacji arytmetycznych i trygonometrycznych na liczbach ułamkowych skorzystano z bibliotek o nazwie IQmath [114], dostarczonych przez producenta procesora. Czasy realizacji przy-

kładowych operacji przedstawiono w tabl. 5.1. Wartości w nanosekundach podano z założeniem zegara taktującego o częstotliwości $f_{osc} = 120$ MHz.

Sprzężenie położeniowe, przewidziane do celów uruchomieniowych oraz porównawczych, zrealizowano, wykorzystując transformator położenia kąowego sprzężony mechanicznie z wirnikiem silnika IPMSM. Sygnały z transformatora obsługiwane są przez 14-bitowy przetwornik RDC oparty na układzie scalonym AD2S82 [4]. Wartość położenia w postaci cyfrowej transmitowana jest do procesora sygnałowego poprzez port równoległy.

Tablica 5.1

Czasy realizacji przykładowych operacji matematycznych przy użyciu biblioteki IQmath [113]

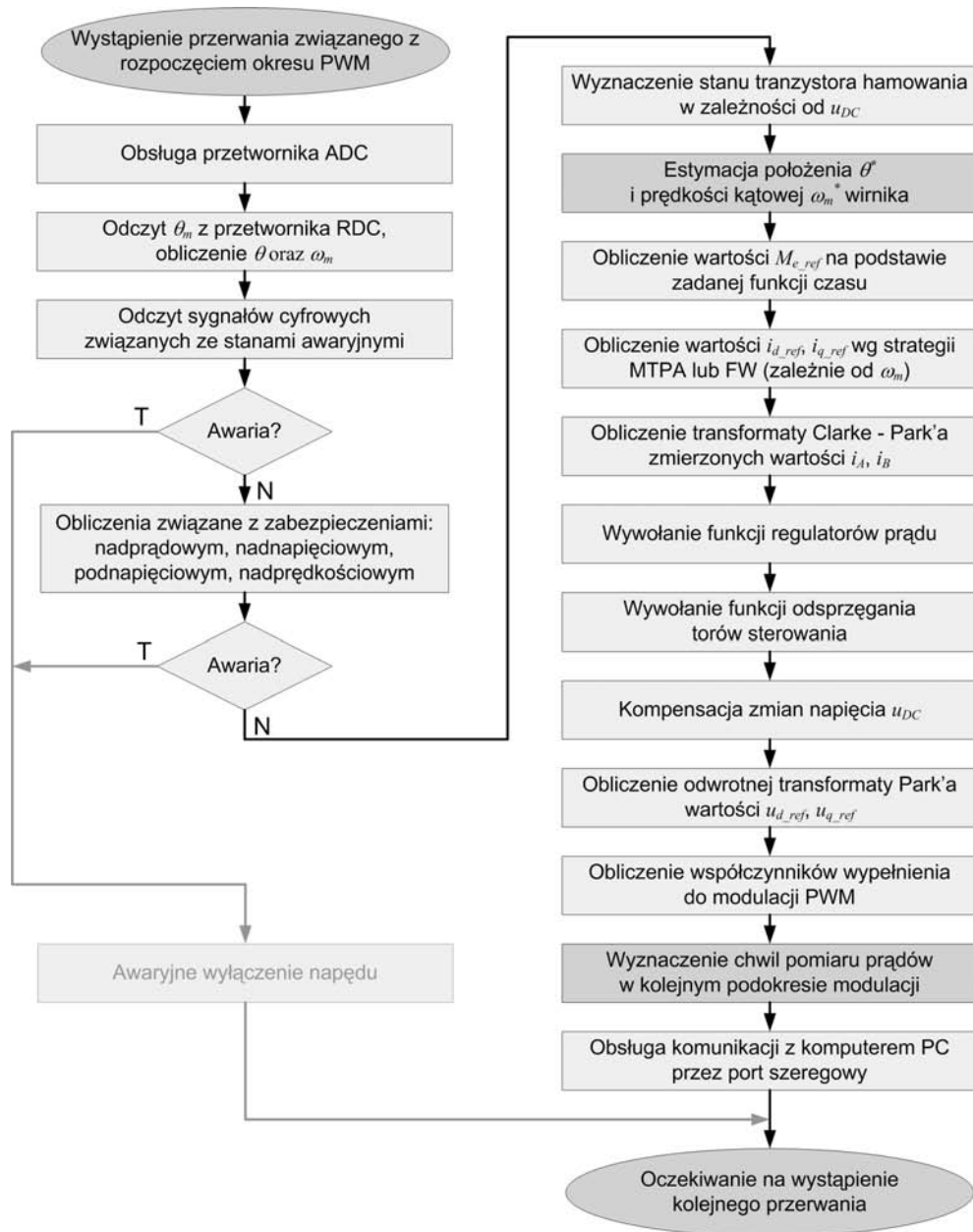
Operacja	Czas realizacji w taktach zegara T_{osc} oraz w nanosekundach
Iloczyn dwóch liczb w formacie IQ ($IQNmpy$)	$6 \cdot T_{osc}$; 50 ns
Iloraz dwóch liczb w formacie IQ ($IQNdiv$)	$63 \cdot T_{osc}$; 525 ns
Pierwiastek liczby w formacie IQ ($IQNsqr$)	$63 \cdot T_{osc}$; 525 ns
Sinus liczby w formacie IQ ($IQNsin$)	$46 \cdot T_{osc}$; 384 ns
Dwuargumentowy arcus tangens liczby w formacie IQ ($IQNatan2$)	$109 \cdot T_{osc}$; 909 ns

Sprzężenie prądowe zawiera przetworniki LEM typu LTS 15-NP [61]. Pasma częstotliwościowe przetwornika mieści się w zakresie od zera do $f_g = 100$ kHz dla amplitudy sygnału wyjściowego z przedziału od $-0,5$ do 0 dB. W układach kondycjonujących sygnał wyjściowy z przetwornika zastosowano filtry dolnoprzepustowe RC o częstotliwości granicznej $f_g \cong 100$ kHz. Zakres przetwornika LEM ustawiono na $I_{pn} = 8$ A, korzystając z możliwości trzykrotnego przeciążenia. Zwiększono w ten sposób rozdzielczość pomiaru.

Z uwagi na ograniczenia termiczne związane z warunkami pracy modułu mocy i silnika, a także zakres pomiarowy przetworników prądu, badania prowadzono dla prądów nie przekraczających wartości $I_{pk} = 20$ A i na taką wartość nastawiono programowe zabezpieczenia nadprądowe. Ograniczenie modułu wektora prądu wyjściowego falownika służące do korekcji wartości zadanych prądów ustawiono na wartość $I_{max} = 15$ A.

5.2. Program sterowania

Struktura programu sterowania napędem realizowanego przez sterownik cyfrowy jest analogiczna do przedstawionej na rys. 2.1. Uzupełniono ją o algorytmy estymacji położenia kąowego wirnika. Program sterowania jest wywoływany cyklicznie, na początku każdego okresu modulacji. Wywołanie następuje w funkcji obsługi przerwania związanego z licznikiem wykorzystywanym do sterowania wyjściami PWM procesora sygnałowego. Schemat blokowy algorytmu realizowanego przez program sterowania przedstawiono na rys 5.2.



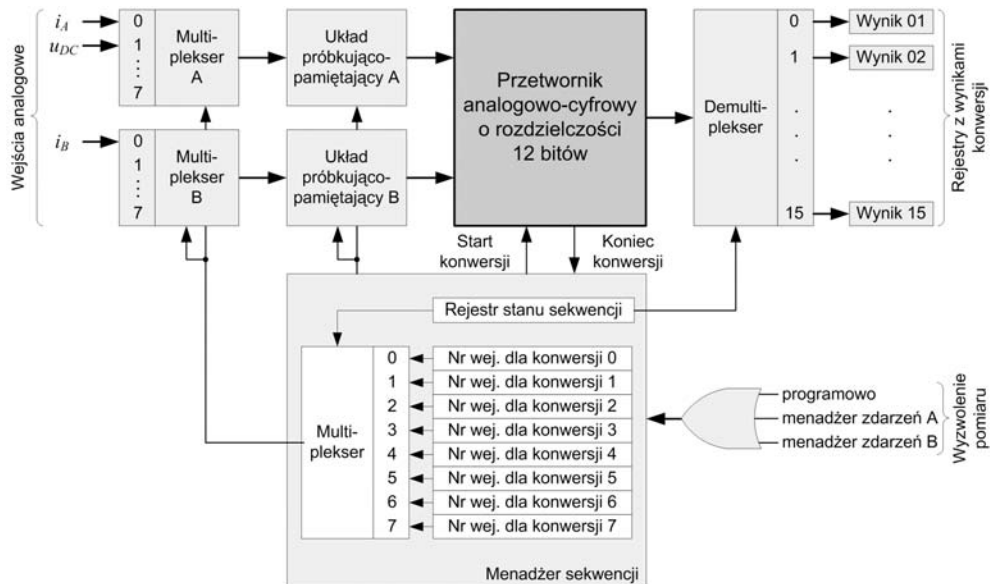
Rys. 5.2. Schemat blokowy algorytmu programu sterowania

5.3. Konfiguracja modułu przetwornika ADC

Wyznaczanie szybkości zmian prądów fazowych silnika wymaga specyficznego algorytmu pomiaru chwilowych wartości prądów. Pomiar odbywa się wielokrotnie w okresie modulacji. Chwile wyzwolenia pomiarów są wyznaczane indywidualnie dla każdego okresu PWM w oparciu o znajomość czasów realizacji poszczególnych podokresów modulacji. Sposób konfiguracji układu ADC mikrokontrolera do pracy według powyższego algorytmu jest złożony, specyficzny dla proponowanej metody bezczujnikowej.

Procesor TMS320F2812 zawiera jeden przetwornik ADC sprzęgnięty z dwoma układami próbkująco-pamiętającymi. Każdy z układów próbkująco-pamiętających współpracuje z multiplexerem o ośmiu wejściach wyprowadzonych na złącze procesora. Moduł przetwornika ADC ma możliwość pracy w wielu trybach. Konfiguracja odbywa się przez odpowiednie ustawienie rejestrów sterujących [112, 117].

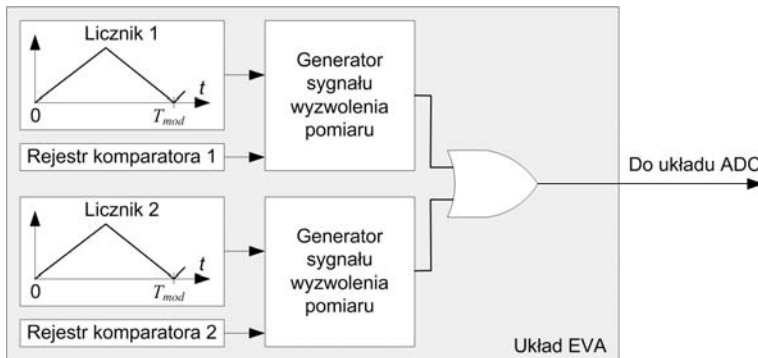
Mierzone są trzy wielkości analogowe: prądy fazowe i_A i i_B silnika oraz napięcie u_{DC} w obwodzie wejściowym falownika. Moduł ADC skonfigurowano do pracy kaskadowej, synchronicznej (ang. *cascaded, simultaneous mode*). Tryb ten umożliwia wyzwolenie pomiaru przez oba układy obsługi zdarzeń: EVA i EVB. Sygnały prądów i_A i i_B doprowadzone są do wejść osobnych multiplexerów, co pozwala na jednoczesne zapamiętanie ich wartości. Schemat funkcjonalny modułu ADC przedstawiono na rys. 5.3.



Rys. 5.3. Schemat funkcjonalny modułu ADC w trybie kaskadowym, synchronicznym

Za odpowiednią kolejność i przebieg konwersji prowadzonych w ramach okresu modulacji odpowiedzialny jest sprzętowy układ zarządzania sekwencją pomiarową (ang. *sequencer*). Po wyzwoleniu pomiaru, układ ten ustawia odpowiednią wartość wejść sterujących multiplexerów. Dwie wartości analogowe są jednocześnie próbkowane i zapamiętywane, a następnie kolejno przetwarzane przez przetwornik ADC. Wynik konwersji jest zapisywany w rejestrach wynikowych o odpowiednich numerach.

Pomiar napięcia u_{DC} wyzwalany jest programowo na początku okresu PWM. Kolejne pomiary, dotyczące prądów i_A , i_B silnika, są wyzwalane sprzętowo, niezależnie od realizacji programu sterowania. Proces pomiaru sterowany jest przez układ zarządzania sekwencją pomiarową. Sygnały wyzwalające pomiar prądów pochodzą od trzech cyfrowych komparatorów zawartych w układach obsługi zdarzeń. Wykorzystano dwa komparatory w układzie EVA (rys. 5.4) oraz jeden w układzie EVB. Każdy komparator współpracuje z licznikiem. Licznik 1 wykorzystywany jest także do generacji sygnałów PWM. Z uwagi na obraną metodę modulacji, pracuje on w trybie ciągłego zliczania w górę i w dół. Pozostałe liczniki zaprogramowano analogicznie i zsynchronizowano z licznikiem 1. W konsekwencji, pomiar prądów odbywa się symetrycznie w okresie modulacji. Maksymalna liczba pomiarów prądów w okresie modulacji wynosi 6. Wartości rejestrów komparatorów są aktualizowane na końcu programu sterowania, po wyznaczeniu chwil przełączeń tranzystorów w kolejnym cyklu PWM.



Rys. 5.4. Elementy układu obsługi zdarzeń EVA służące do wyzwalania pomiaru prądów

Częstotliwość taktowania układu ADC ustawiono na $f_{ADC} = 20$ MHz. Opóźnienie od wyzwolenia do rozpoczęcia pomiaru wynosi maksymalnie $t_{AS\&H} \leq 150$ ns. Czas trwania pomiaru (tzw. okno układu próbkująco-pamiętającego) jest konfigurowalny, jego wartość ustawiono na $t_{S\&H} = 250$ ns. Czas od zakończenia jednoczesnego pomiaru dwóch sygnałów do pojawienia się obydwu wyników w rejestrach wynosi $t_{conv} = 250$ ns. Wartości te są wystarczająco małe do realizacji wielokrotnego pomiaru prądów w okresie PWM.

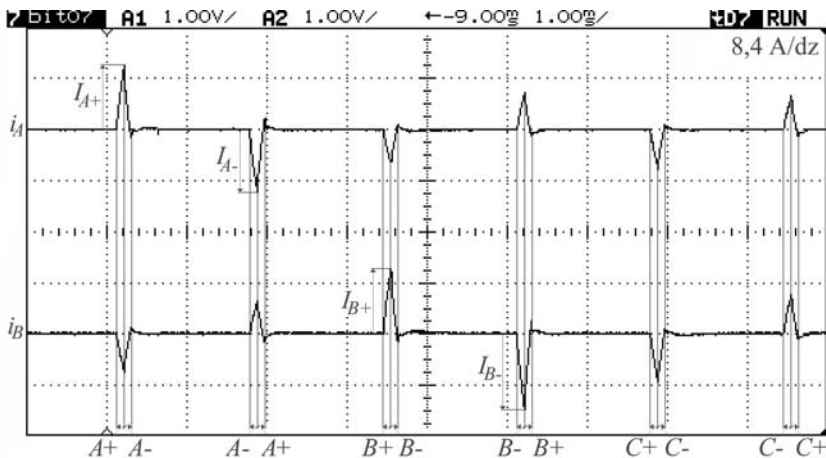
5.4. Realizacja algorytmu wykrywania położenia początkowego

Algorytm wyznaczania położenia początkowego wirnika jest realizowany przed rozpoczęciem pracy napędu w docelowym trybie regulacji momentu. Względy techniczne utrudniają wdrożenie algorytmu startowego w tej samej funkcji, w której realizowany jest zasadniczy program sterowania. Algorytm wyznaczania położenia początkowego wykorzystuje inną, asymetryczną metodę modulacji dla uzyskania odpowiedniej sekwencji przełączeń tranzystorów falownika. Wywołanie pomiaru prądu wiąże się z przeprogramowaniem układów obsługi zdarzeń. W związku z tym wymagane są różne ustawienia rejestrów sterujących procesora oraz niezależne funkcje obsługi przerwań. Sekwencję operacji wykonywanych przez sterownik cyfrowy po restarcie przedstawiono na rys. 5.5.



Rys. 5.5. Kolejność operacji wykonywanych po włączeniu układu

Sekwencja napięć generowanych podczas pojedynczej sekwencji pomiarowej wywołuje sześć impulsów prądowych. Wyniki oscyloskopowej rejestracji prądów przedstawiono na rys 5.6.

Rys. 5.6. Przebiegi prądów i_A i i_B podczas pojedynczej sekwencji pomiarowej algorytmu wyznaczenia położenia początkowego wirnika (1 ms/dz)

Stany tranzystorów falownika, zgodnie z rys. 3.6, oznaczono symbolicznie u dołu rysunku. Zaznaczono wartości szczytowe prądów I_{A+} , I_{A-} , I_{B+} , I_{B-} będące wielkościami wejściowymi algorytmu. Wartości I_{C+} i I_{C-} , związane z dwoma ostatnimi impulsami prądu, obliczane są arytmetycznie na podstawie wartości z przetworników w fazach A i B. Pomiar wartości szczytowych wyzwalany jest równocześnie ze zmianą stanów logicznych wyjść procesora sterujących tranzystorami falownika. Ze względu na opóźnienia w torze sterowania tranzystorami, szybkie układy próbkująco-pamiętające mierzą wartości prądów przed wystąpieniem zaburzeń związanych z komutacją.

Po każdym stanie aktywnym, związanym z pomiarem wartości szczytowej prądu, prąd sprowadzany jest do wartości bliskiej zeru. Wykonano to poprzez realizację wektora napięcia o przeciwnym zwrocie i zbliżonym czasie trwania. Dla uzyskania odpowiedniej sekwencji napięć wykorzystano asymetryczną metodę modulacji napięcia. Szybkie sprowa-

dzenie prądu do wartości bliskiej zero skraca zwłokę przed wykonaniem kolejnego pomiaru, a więc także czas realizacji algorytmu. Zmniejsza się także czas generacji niepożądanego momentu elektromagnetycznego wywołanego impulsami prądowymi.

Pomiędzy generacją wektorów aktywnych wprowadzono czas realizacji zerowego napięcia wyjściowego falownika, aby prąd osiągnął wartość uznawaną za zerową. Zwiększa to dokładność estymacji i korzystnie wpływa na efekty akustyczne.

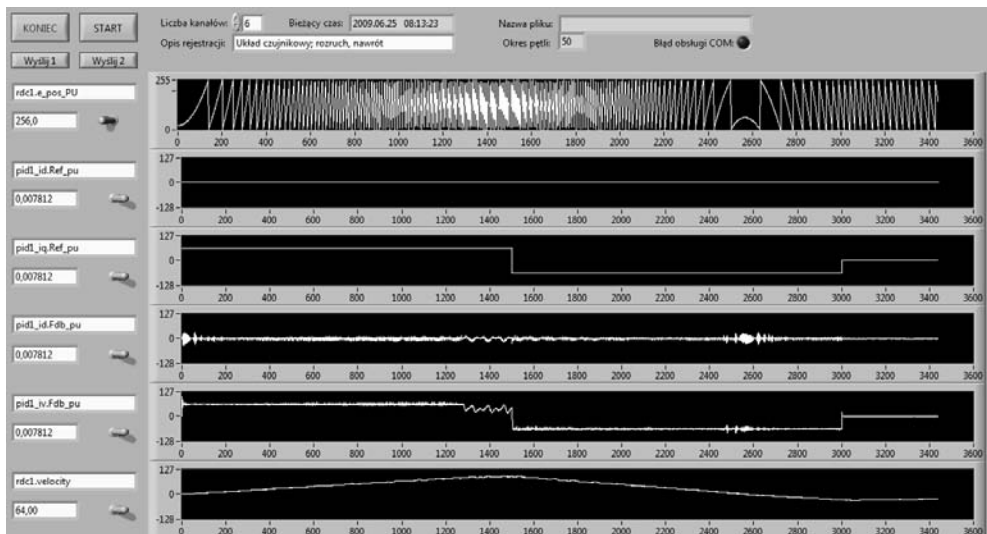
W pierwszej fazie działania algorytmu sekwencja pomiarowa jest powtarzana ze stopniowym zwiększaniem czasów trwania impulsów napięciowych. Dopiero w momencie, gdy wszystkie sześć wartości szczytowych prądu przekroczy określoną wartość I_{tr} , zaczyna się właściwy pomiar. Uniezależnia to algorytm od wartości indukcyjności stojana zastosowanego silnika oraz od wartości napięcia wejściowego falownika.

Podczas właściwego pomiaru, sekwencja pomiarowa wykonywana jest wielokrotnie z niezmienną szerokością impulsów napięciowych, zapewniającą wartości szczytowe prądów na poziomie I_{tr} . Wyznaczone po każdej sekwencji różnice ΔI_A , ΔI_B , ΔI_C są uśredniane. Wydłuża to procedurę estymacji, lecz znacznie poprawia jej dokładność, ze względu na występowanie w torach pomiarowych zakłóceń o charakterze stochastycznym. Uśrednione wartości różnic prądów fazowych są podstawiane do zależności (3.19), (3.20). Początkowe położenie wirnika obliczane jest ze wzoru (3.21).

Czas trwania procedury jest zależny od parametrów algorytmu. Dla liczby powtórzeń sekwencji dla pomiaru właściwego równej $k = 32$ oraz przerwach pomiędzy generacją wektorów aktywnych wynoszących $t_z = 1,5$ ms czas realizacji procedury nie przekracza $t_{EZV} < 0,5$ s.

5.5. Rejestracja zmiennych programu sterowania

W celu rejestracji wartości zmiennych programu sterowania napędem opracowano dodatkowy moduł programowy procesora sygnałowego oraz program narzędziowy komputera PC. Komunikacja odbywa się za pośrednictwem portu szeregowego.



Rys. 5.7. Okno programu narzędziowego do rejestracji wartości zmiennych programu sterowania

Z uwagi na zastosowane rozwiązania sprzętowe, szybkość transmisji jest ograniczona do wartości 115 kb/s. Transmitowana jest jedna ośmiobitowa liczba na cykl PWM. Przy rejestracji przebiegów większej liczby zmiennych, ich wartości są zapamiętywane jednocześnie w pamięci procesora i wysyłane w trakcie kolejnych okresów modulacji. Im większa liczba zmiennych, tym mniejsza szybkość transmisji poszczególnych przebiegów. Ośmiobitowa rozdzielczość jest wystarczająca do obiektywnej obserwacji wartości zmiennych, jednak wymaga odpowiedniego ich przeskalowania.

Program narzędziowy komputera PC wykonano w środowisku LabView. Dane odbierane z procesora sygnałowego są odczytywane i przypisywane do odpowiednich przebiegów. Zarejestrowane przebiegi są prezentowane na wykresach, a dane liczbowe są zapisywane do pliku tekstowego. Możliwe jest wysyłanie jednoznakowych komend sterujących w standardzie ASCII do procesora sygnałowego. Na rysunku 5.7 przedstawiono okno programu po zakończeniu przykładowej rejestracji przebiegów zmiennych podczas rozruchu i nawrotu silnika.

Rozdział 6

BADANIA LABORATORYJNE

6.1. Zakres badań

Wstępne badania dotyczyły doboru chwil pomiaru prądów fazowych silnika. Ze względu na procesy przejściowe związane z komutacją tranzystorów, chwile pomiarów mają istotny wpływ na wyznaczone pochodne prądów, a więc także na dokładność estymacji położenia kąтового. Analizę wpływu chwil wyzwolenia pomiarów na błędy estymatorów zastosowanych w układzie laboratoryjnym przedstawiono w kolejnych podrozdziałach. Rozdziały 6.2 i 6.3 dotyczą odpowiednio estymatorów EHV oraz ELV.

Po dostrojeniu parametrów procedury pomiaru prądów wykonano badania mające na celu określenie wpływu warunków pracy napędu na błędy estymacji. Przeprowadzono testy przy dynamicznie zmieniającej się wartości momentu zadanego, dla silnika nieobciążonego oraz obciążonego. Zweryfikowano poprawność estymacji podczas rozruchu, wybiegu oraz hamowania odzyskowego. Badanie estymatorów EHV (rozdz. 6.4) oraz ELV (rozdz. 6.5) wykonano dla zakresów prędkości odpowiadających ich potencjalnemu zakresowi zastosowania. Badania te objęły ruch wirnika w obu kierunkach, nawroty oraz pracę przy sterowaniu wg strategii MTPA i FW. Wskazano czynniki zmniejszające dokładność estymacji.

W związku z zaobserwowanym wpływem wskazanych czynników na wartości błędów estymacji, zaproponowano odpowiednie funkcje korekcyjne zwiększające dokładność. Opracowano procedurę przełączania pomiędzy aktywnym algorytmem estymacji w zależności od prędkości. Wykonano badania estymatorów dla pełnego zakresu prędkości (rozdz. 6.7).

Podczas omówionych powyżej badań napęd pracował w trybie czujnikowym, wykorzystującym sprzężenie położeniowe i prędkościowe z transformatora położenia kąowego. Wartości odtworzonego położenia kąowego służyły do wyznaczenia błędów estymacji i nie były wykorzystywane przez algorytm sterowania silnikiem. Pozwoliło to na przeprowadzenie wszechstronnych badań, również w warunkach pracy napędu, w których błędy odtwarzania położenia wirnika były na tyle duże, że uniemożliwiałyby stabilną pracę w trybie bezczujnikowym. Pracę w trybie sterowania bezczujnikowego przetestowano dopiero po odpowiednim doborze nastaw algorytmu pomiaru prądów oraz parametrów procedur matematycznych estymatorów. Wyniki badań, podczas których sterowanie silnikiem odbywało się w oparciu o odtwarzane wartości położenia i prędkości kąowej wirnika, przedstawiono w rozdz. 6.8.

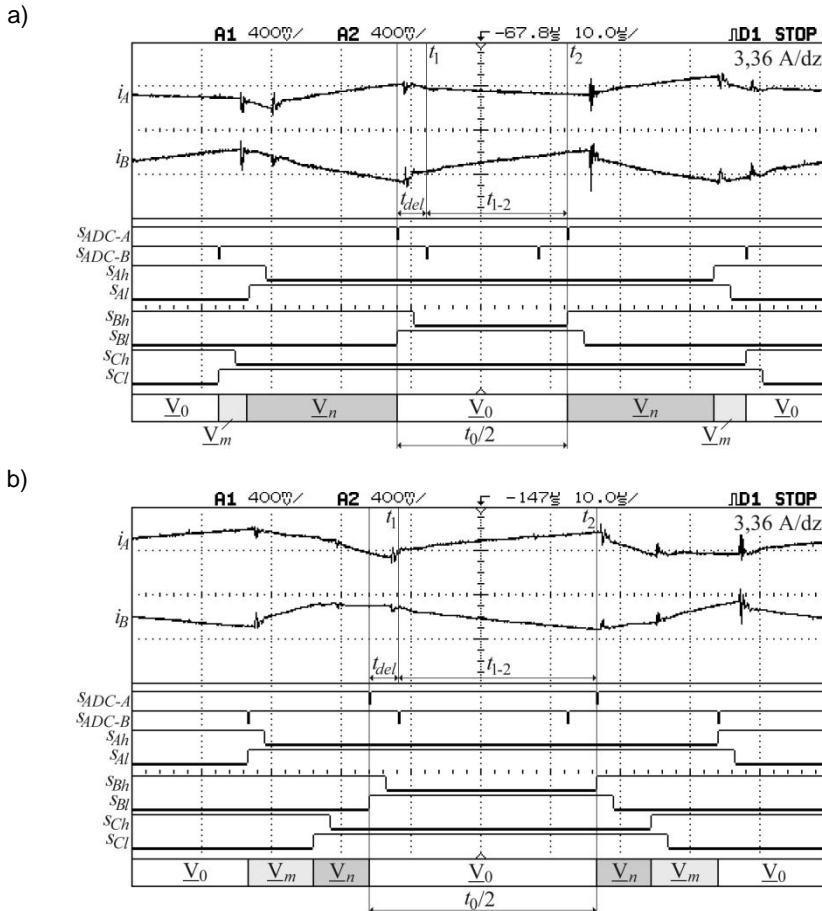
Procedurę wyznaczania położenia początkowego wirnika poddano badaniom statystycznym mającym na celu wyznaczenie błędów algorytmu dla różnych kątów położenia wirnika. Wyniki badań przedstawiono w rozdz. 6.6.

6.2. Dobór chwil pomiaru prądów fazowych dla algorytmu EHV

Uzyskanie dobrej dokładności estymacji wymaga odpowiedniego doboru chwil pomiaru prądów fazowych silnika. Wykonano analizę wpływu chwil wyzwolenia pomiarów prądów na błędy estymacji dla estymatora EHV zastosowanego w układzie laboratoryjnym.

Estymator EHV wykorzystuje pochodne prądów wyznaczone podczas realizacji zerowego podokresu modulacji napięcia. Potrzebny jest dwukrotny pomiar wartości prądów fazowych w okresie modulacji. Chwile wyzwolenia pierwszego i drugiego pomiaru, w ramach niniejszego podrozdziału, oznaczono umownie t_1 , t_2 .

Zaproponowano, aby drugi pomiar odbywał się na końcu realizacji rozważanego podokresu zerowego. Chwila t_2 odpowiada momentowi zmiany stanu sygnału sterującego tranzystorem rozpoczynającej przełączenie konfiguracji mostka falownikowego ze stanu zerowego do aktywnego (p. rys. 6.1). Szybki układ ADC wykonuje pomiar przed wystąpieniem zaburzeń komutacyjnych w przebiegach prądów.



Rys. 6.1. Przebiegi prądów i_A i i_B oraz sygnałów sterujących w trakcie jednego okresu modulacji – dobór czasu t_{del} dla estymatora EHV: a) rozruch; b) hamowanie

Przed końcem podokresów modulacji nie występują zaburzenia prądów, więc drugi pomiar prądu mógłby odbywać się wcześniej – w trakcie trwania podokresu zerowego. Jednakże przyspieszenie chwili t_2 jest niekorzystne z punktu widzenia dokładności wyznaczonych pochodnych prądów. Skrócenie okresu t_{1-2} pomiędzy pomiarami skutkuje zmniejsze-

niem się wartości przyrostów prądów fazowych w analizowanym okresie. Rośnie wówczas względny udział błędów pomiarowych w wyznaczonych przyrostach.

Kwestią problematyczną jest wybór chwili pierwszego pomiaru. Na początku podokresu zerowego występują procesy przejściowe, które wywołują zaburzenia w przebiegach prądów. Komutacja tranzystorów odbywa się z opóźnieniem w stosunku do zmiany sygnałów sterujących falownika. Wyzwolenie pierwszego pomiaru może nastąpić w chwili zmiany stanu sygnału sterującego tranzystorem rozpoczynającej przełączenie konfiguracji falownika ze stanu aktywnego do zerowego. W takim przypadku pomiar wykonywany jest przed wystąpieniem zaburzenia, jednakże w rozważanym czasie pomiędzy chwilami t_1 i t_2 zawiera się końcowa faza realizacji podokresu aktywnego oraz zaburzenie komutacyjne, co ma wpływ na wyznaczone wartości przyrostów. Aby tego uniknąć, można opóźnić chwilę t_1 względem zmiany stanu sygnału sterującego tranzystorem. Wartość t_{del} opóźnienia powinna być dobrana tak, aby pomiar wykonany został po zaniknięciu zaburzeń komutacyjnych.

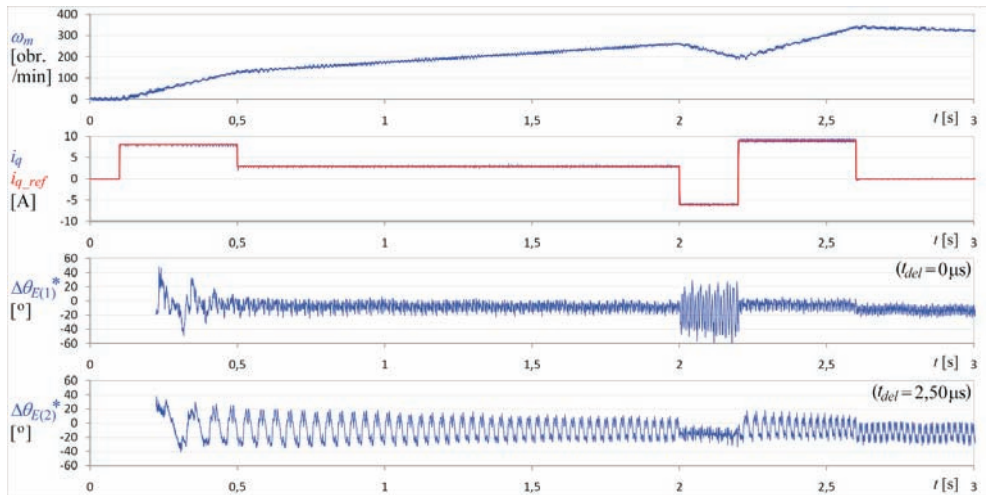
Przeprowadzono badania eksperymentalne wpływu czasu t_{del} na błędy estymatora EHV dla przykładowego cyklu pracy napędu. Oscylogramy zarejestrowane podczas badań przedstawiono na rys. 6.1.

Zarejestrowano przebiegi prądów fazowych i_A , i_B silnika oraz sygnałów sterujących procesora sygnałowego. Przebiegi s_{ADC-A} , s_{ADC-B} odpowiadają sygnałom wyzwalamym pomiar prądu, generowanym przez układy obsługi zdarzeń procesora DSP (p. rozdz. 5.3). Wyzwolenie pomiaru następuje wraz ze zboczem opadającym. Przebiegi s_{Ah} , s_{Al} , s_{Bh} , s_{Bl} , s_{Ch} , s_{Cl} odpowiadają sygnałom sterującym poszczególnymi tranzystorami falownika (p. rys. 2.3). Indeks h odpowiada tranzystorom górnym, l – dolnym. Oznaczenia A , B , C związane są z poszczególnymi gałęziami mostka falownikowego. U dołu rysunków oznaczono symbolicznie podokresy modulacji: \underline{V}_0 dla podokresów zerowych, \underline{V}_m i \underline{V}_n dla podokresów aktywnych.

Szybkości zmian prądów fazowych wyznaczano dla podokresów zerowych występujących w środku okresu modulacji. Wykorzystano pomiary wyzwolone w chwilach t_1 i t_2 oznaczonych na rys. 6.1. Przy zaproponowanym przebiegu wartości zadanej i_{q_ref} prądu przeprowadzono szereg rejestracji dla różnych wartości czasu t_{del} . Na rysunku 6.2 przedstawiono wyniki rejestracji dla czasów $t_{del} = 0$ oraz $t_{del} = 2,5 \mu s$. Wartości t_{del} umieszczono w polach wykresów.

Badania przeprowadzono dla zaproponowanego cyklu pracy napędu charakteryzującego się stosunkowo dużą dynamiką i zakresem zmian prądu i_q . Prędkości kątowne wirnika osiągały niewielkie wartości $\omega_m < 400$ obr./min, więc napęd pracował w trybie MTPA. W konsekwencji prąd i_d był bliski zeru (nie przedstawiono na rysunku). Wykreślono przebiegi błędów estymacji $\Delta\theta_{E(1)}$, $\Delta\theta_{E(2)}$ odpowiednio dla $t_{del} = 0$ oraz $t_{del} = 2,5 \mu s$. Przy małych prędkościach kątowych estymator EHV nie działa poprawnie. W związku z tym przebiegi błędów wykreślono dla zakresu czasu, w którym prędkość wirnika przekraczała pewną przyjętą wartość progową.

W trybie rozruchu błąd $\Delta\theta_{E(1)}$ osiągał mniejsze wartości niż $\Delta\theta_{E(2)}$. Dla $t_{del} = 0$ chwila t_1 występuje bezpośrednio przed pojawieniem się zaburzeń komutacyjnych. Znaczne wartości błędów $\Delta\theta_{E(2)}$ dla czasów $t < 2$ s spowodowane są zbyt krótkim czasem t_{del} . Wartość $t_{del} = 2,5 \mu s$ jest zbyt mała, aby zaburzenia w przebiegach prądu zaniknęły przed pomiarem.



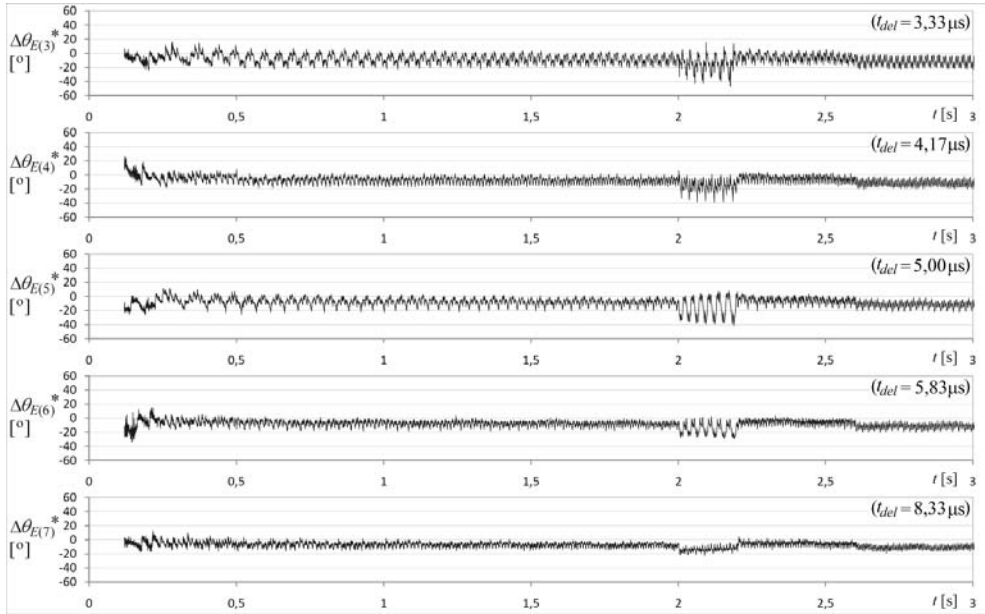
Rys. 6.2. Przebiegi zmiennych programu sterowania – dobór czasu t_{del} dla estymatora EHV: wartości $t_{del} = 0$ oraz $t_{del} = 2,5 \mu s$; silnik nieobciążony

Podczas hamowania relacja wartości błędów jest odwrotna. Ma to związek z przebiegiem zjawisk komutacyjnych – odmiennym dla tego reżimu pracy. Przy hamowaniu, zaburzenie komutacyjne na początku podokresu zerowego występuje z większym opóźnieniem niż dla pracy w trybie rozruchu. Widoczne jest to na rys. 6.1. Wskutek powyższego, przy hamowaniu dla przypadku $t_{del} = 0$ w rozważanym okresie czasu t_{1-2} zawiera się końcowy fragment realizacji podokresu aktywnego. Powoduje to zwiększenie wartości błędu. Dla przypadku $t_{del} = 2,5 \mu s$ pomiar występuje na krótko przed wystąpieniem zaburzenia komutacyjnego, stąd wartości błędów są zbliżone do $\Delta\theta_{E(1)}$ dla trybu rozruchu.

Na rysunku 6.3 przedstawiono wyniki rejestracji dla wybranych wartości t_{del} z zakresu $3,33 \div 8,33 \mu s$. Wartości t_{del} podano w polach wykresów. Kolejne przebiegi są wynikiem osobnych rejestracji. Wszystkie rejestracje przeprowadzono dla przebiegu wartości zadanej i_{q_ref} prądu jak na rys. 6.2. W związku z tym niewykreślone przebiegi prądu i_q oraz prędkości ω_m dla wszystkich rejestracji są zbliżone do przedstawionych na rys. 6.2.

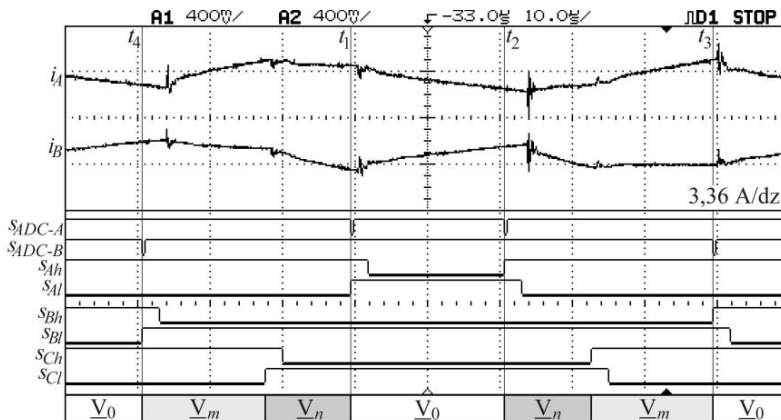
Czas t_{del} , dla którego uzyskuje się dobrą dokładność estymacji jest zdeterminowany przez pracę w trybie hamowania. Zanik wpływu zaburzeń komutacyjnych w przebiegach prądu na błędy estymacji obserwuje się dla tego reżimu pracy dla czasów $t_{del} > 8 \mu s$. Wartości błędów dla $t_{del} > 5 \mu s$ są mniejsze od $\Delta\theta_{E(1)}$ dla obu reżimów pracy napędu.

Wprowadzenie odpowiednio długiego czasu t_{del} pozwala na poprawę wyników estymacji. Z czasem t_{del} jest jednak związana konieczność wydłużenia czasu $t_0/2$ trwania podokresu zerowego. Minimalny czas trwania podokresu jest sumą czasu t_{del} oraz odstępu t_{1-2} pomiędzy pomiarami. Zbyt krótki czas t_{1-2} powoduje, iż na wyznaczone przyrosty prądów znaczny wpływ mają błędy pomiarowe. Doświadczeń wykazują, że okres pozwalający uzyskać miarodajne wyniki wynosi $t_{1-2} \geq 5 \mu s$. Z wartości tej wynika minimalny czas trwania podokresu zerowego $t_0/2 \geq 10 \mu s$. Zakres napięcia wyjściowego falownika jest znacznie ograniczony.



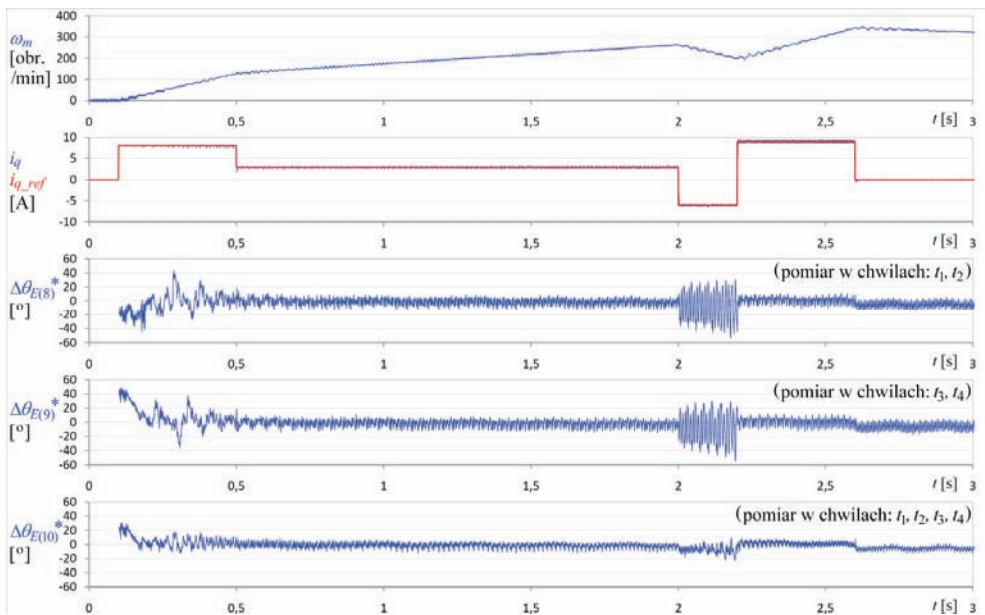
Rys. 6.3. Przebiegi zmiennych programu sterowania – dobór czasu t_{del} dla estymatora EHV: wartości t_{del} z zakresu $3,33 \div 8,33 \mu s$; silnik nieobciążony

Zmniejszenie wartości błędów estymatora EHV można uzyskać także innym sposobem, bez wprowadzania dużych ograniczeń dla minimalnej długości czasu trwania podokresów zerowych. Proponuje się czterokrotny pomiar prądów w okresie modulacji. Na podstawie pomiarów wyzwolonych w chwilach $t_1 \div t_4$ możliwe jest wyznaczenie przyrostu prądu w środkowym podokresie zerowym, a także w podokresach skrajnych. Przyrosty dla pierwszego podokresu zerowego w rozważanym okresie modulacji i ostatniego podokresu okresu zerowego w poprzednim okresie modulacji są wyznaczone łącznie, jako przyrosty pomiędzy chwilami t_3 i t_4 . Chwile wyzwolenia pomiaru przedstawiono na rys. 6.4.



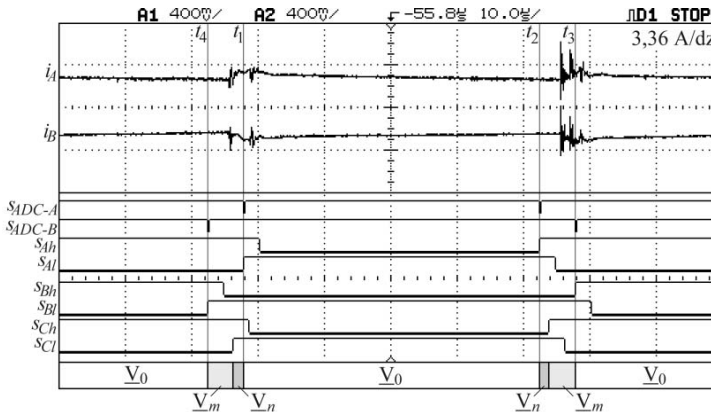
Rys. 6.4. Przebiegi prądów i_A i i_B oraz sygnałów sterujących w trakcie jednego okresu modulacji – czterokrotny pomiar dla estymatora EHV podczas rozruchu

Próbkowanie odbywa się w momentach zmiany stanu sygnału sterującego tranzystorem rozpoczynającej przełączenie konfiguracji falownika. Wyniki badań eksperymentalnych przedstawiono na rys. 6.5. Przebieg błędu $\Delta\theta_{E(8)}^*$ odpowiada estymacji z wykorzystaniem pomiarów wyzwolonych w chwilach t_1, t_2 , podobnie jak przebieg $\Delta\theta_{E(1)}^*$ z rys. 6.2. Przebieg błędu $\Delta\theta_{E(9)}^*$ odpowiada estymacji z wykorzystaniem pomiarów wyzwolonych w chwilach t_3, t_4 – w kolejnych podokresach modulacji. Przebiegi błędów $\Delta\theta_{E(8)}^*$ i $\Delta\theta_{E(9)}^*$ są zbliżone, cechują je duże wartości w trybie hamowania. Błąd $\Delta\theta_{E(10)}^*$ dotyczy estymacji z wykorzystaniem wszystkich czterech pomiarów prądu. Przyrosty pomiędzy chwilami t_1 i t_2 oraz t_3 i t_4 były uśredniane. Widoczna jest poprawa dokładności, zarówno podczas rozruchu, jak i hamowania. Błąd $\Delta\theta_{E(10)}^*$ osiąga nieco większe wartości niż błąd $\Delta\theta_{E(7)}^*$ odpowiadający estymacji przy dwukrotnym pomiarze prądu i czasie $t_{del} = 8,33 \mu\text{s}$. Jednakże przedstawiony powyżej sposób nie wymaga wydłużania czasu realizacji podokresów napięcia, więc jest korzystny ze względów praktycznych. Wyniki badań związane z estymatorem EHV przedstawione w dalszej części monografii dotyczą algorytmu czterokrotnego pomiaru prądów w cyklu PWM.



Rys. 6.5. Przebiegi zmiennych programu sterowania – porównanie rezultatów dwukrotnego i czterokrotnego pomiaru prądów dla estymatora EHV

Należy zwrócić uwagę, iż wyznaczanie chwil próbkowania na podstawie chwil przełączeń tranzystorów dotyczących skrajów podokresów zerowych nie gwarantuje uniknięcia pomiaru prądu w trakcie występowania zaburzeń komutacyjnych. W specyficznych przypadkach na początku podokresu zerowego może wystąpić zaburzenie wywołane poprzednią komutacją. Częstość występowania tego przypadku rośnie dla małych wartości napięć zadanych. Powyższą sytuację uwidaczniają przebiegi na rys. 6.6. Pomiar w chwili t_3 odbywa się w trakcie zaburzeń związanych z przełączeniem ze stanu \underline{V}_n do \underline{V}_m .



Rys. 6.6. Przebiegi prądów i_A i i_B oraz sygnałów sterujących w trakcie jednego okresu modulacji – pomiar podczas występowania zaburzeń związanych z poprzednią zmianą podokresu

6.3. Dobór chwil pomiaru prądów fazowych dla algorytmu ELV

Estymator ELV wymaga wyznaczenia pochodnych prądów fazowych podczas realizacji dwóch podokresów modulacji zawierających się w jednym cyklu PWM, w którym realizowany jest odpowiedni wektor napięcia, nazwany w rozdz. 4.4 wektorem testowym. Wiąże się to z koniecznością wykonania co najmniej czterech pomiarów prądów. Na opisany poniżej dobór chwil wyzwalania pomiarów istotny wpływ miało ograniczenie techniczne omówione w rozdz. 5.3. polegające na możliwości wykonania maksymalnie sześciu pomiarów rozłożonych symetrycznie podczas okresu modulacji.

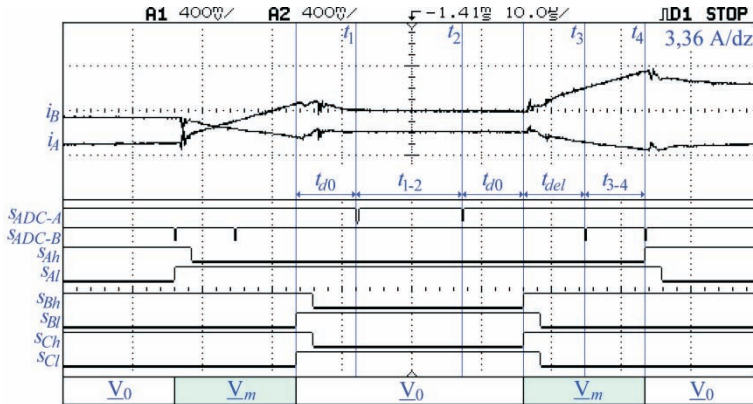
Przyjęto taką samą sekwencję cykli PWM jak podczas badań symulacyjnych (p. rys. 3.3). Realizacja testowego wektora napięcia i wyznaczenie szybkości zmian prądów odbywało się dla co czwartego okresu modulacji. Wartość modułu wektora testowego ustawiono na $|\underline{U}_{ref}| = 50 \text{ V}$. Niezmiennie napięcie wejściowe falownika skutkowało stałymi czasami realizacji poszczególnych podokresów w cyklach PWM, w których generowany był wektor testowy. Łączne czasy realizacji podokresów zerowych i aktywnych wynosiły: $t_0 \cong 65 \mu\text{s}$, $t_m \cong 35 \mu\text{s}$.

Wyznaczenie szybkości zmian prądów przy napięciu \underline{V}_0 odbywało się podczas trwania podokresu zerowego realizowanego w środku cyklu PWM, w chwilach oznaczonych w niniejszym podrozdziale jako t_1 , t_2 (p. rys. 6.7). Chwile wyzwolenia pomiaru były oddalone od skrajów rozważanego podokresu zerowego o czas $t_{d0} \cong 8,75 \mu\text{s}$. Wartość tą dobrano w oparciu o analizę przedstawioną w rozdz. 0 i była ona stała podczas wszystkich opisywanych badań. Czas t_{d0} jest wystarczająco długi, aby zaburzenia komutacyjne związane ze zmianą stanu z \underline{V}_m do \underline{V}_0 wygasły przed chwilą t_1 . Jednocześnie czas $t_{1-2} \cong 15,2 \mu\text{s}$ pomiędzy pomiarami jest wystarczający do dokładnego wyznaczenia przyrostów prądów.

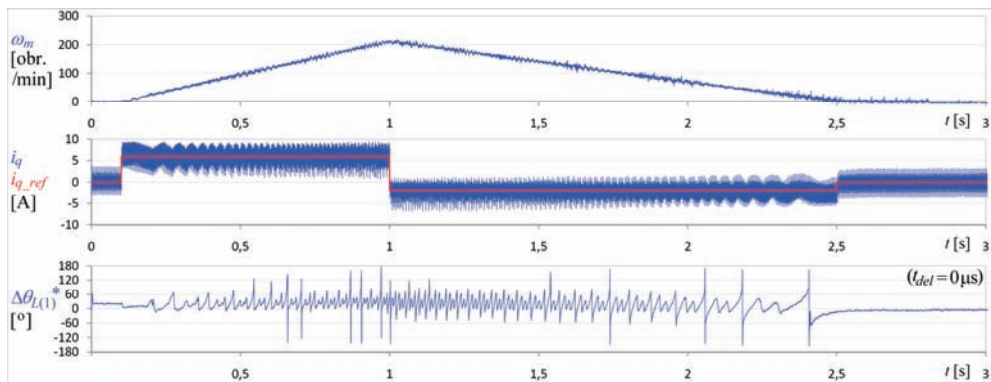
Pochodne prądów dotyczące napięcia \underline{V}_m były wyznaczone dla podokresu aktywnego realizowanego w drugiej połowie cyklu PWM – w chwilach t_3 , t_4 (p. rys. 6.7). Chwila t_4 odpowiada momentowi zmiany stanu sygnału sterującego tranzystorem rozpoczynającej przełączenie konfiguracji mostka falownikowego ze stanu aktywnego do zerowego. Chwila t_3 opóźniona została względem zmiany stanu sygnału sterującego tranzystorem o czas t_{del} , aby pomiar wykonany został po zaniknięciu zaburzeń komutacyjnych. Przeprowadzono

badania eksperymentalne wpływu czasu t_{del} na błędy estymatora ELV dla przykładowego cyklu pracy napędu. Oscylogram zarejestrowany podczas badań przestawiono na rys. 6.7.

Przy zaproponowanym przebiegu wartości zadanej i_{q_ref} prądu przeprowadzono szereg rejestracji dla różnych wartości czasu t_{del} . Na rysunku 6.8 przedstawiono wyniki rejestracji dla wartości czasu $t_{del} = 0$. Silnik był nieobciążony.



Rys. 6.7. Przebiegi prądów i_A i i_B oraz sygnałów sterujących podczas rozruchu w trakcie jednego okresu modulacji – dobór czasu t_{del} dla estymatora ELV

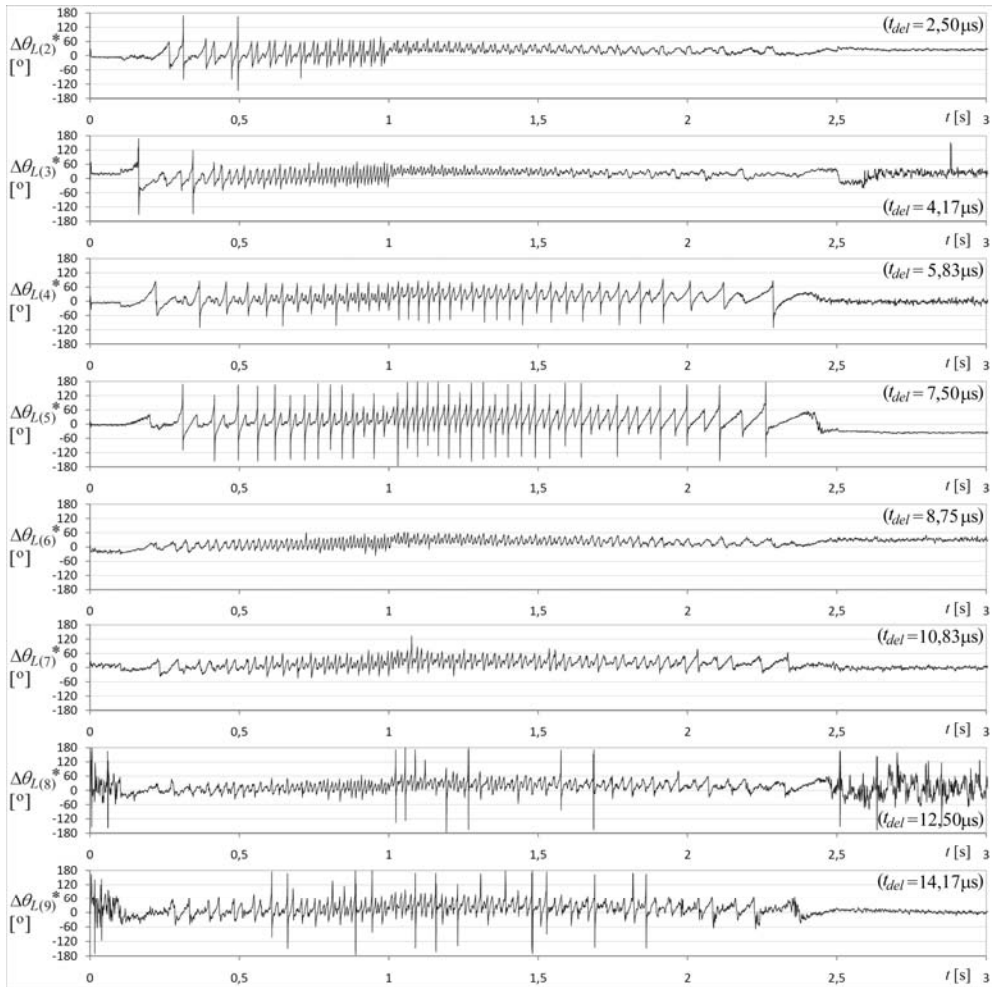


Rys. 6.8. Przebiegi zmiennych programu sterowania – dobór czasu t_{del} dla estymatora ELV: wartość $t_{del} = 0$; silnik nieobciążony

W trakcie rejestracji realizowany był rozruch oraz hamowanie do prędkości zerowej. W przebiegu prądu i_q widoczne są wyraźne pulsacje spowodowane generacją testowych wektorów napięcia w co czwartym cyklu PWM. Prąd i_d , którego przebiegu nie przedstawiono, zawierał podobne pulsacje. Prędkości kątowne wirnika osiągały niewielkie wartości $\omega_r < 250$ obr./min, więc – z uwagi na pracę wg strategii MTPA – wartość zadana prądu i_d była bliska zero. Błędy estymacji $\Delta\theta_{L(1)}^*$ dla $t_{del} = 0$ są niedopuszczalne, osiągają wartości bliskie $|\Delta\theta_{L(1)}^*| \cong 180^\circ$.

Na rysunku 6.9 przedstawiono wyniki rejestracji dla wybranych wartości t_{del} z zakresu $2,50 \div 14,17 \mu s$. Wartości t_{del} podano w polach wykresów. Kolejne przebiegi są wynikiem osobnych rejestracji. Rejestracje te przeprowadzono dla przebiegu wartości zadanej i_{q_ref}

prądu widocznego na rys. 6.8. W związku z tym niewykreślone przebiegi prądu i_q oraz prędkości ω_m dla wszystkich rejestracji są zbliżone do przedstawionych na rys. 6.8.



Rys. 6.9. Przebiegi zmiennych programu sterowania – dobór czasu t_{del} dla estymatora ELV: wartości t_{del} z zakresu $2,50 \div 14,17 \mu\text{s}$; silnik nieobciążony

Najlepsze rezultaty uzyskano dla czasu $t_{del} = 8,75 \mu\text{s}$. Dla mniejszych wartości t_{del} pomiar odbywa się przed wygaśnięciem zaburzeń komutacyjnych. Dłuższe czasy t_{del} powodują skrócenie odstępu t_{3-4} pomiędzy pomiarami. Wartości przyrostów prądów fazowych w analizowanym okresie są małe. Rośnie wówczas względny udział błędów pomiarowych w wyznaczonych przyrostach. Powoduje to wzrost błędów estymacji, co widać w przebiegach $\Delta\theta_{L(7)}^* \div \Delta\theta_{L(9)}^*$.

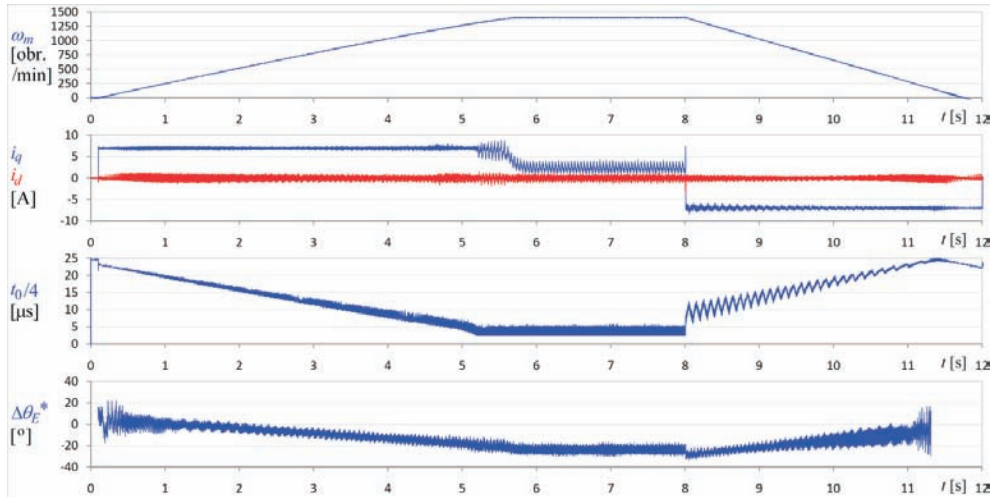
Z przeprowadzonych badań wynika, iż dobór czasu t_{del} ma znacznie większy wpływ na błędy estymatora ELV niż EHV. Wyniki badań związane z estymatorem ELV przedstawione w dalszej części monografii dotyczą wartości $t_{del} = 8,75 \mu\text{s}$.

6.4. Badania estymatora EHV

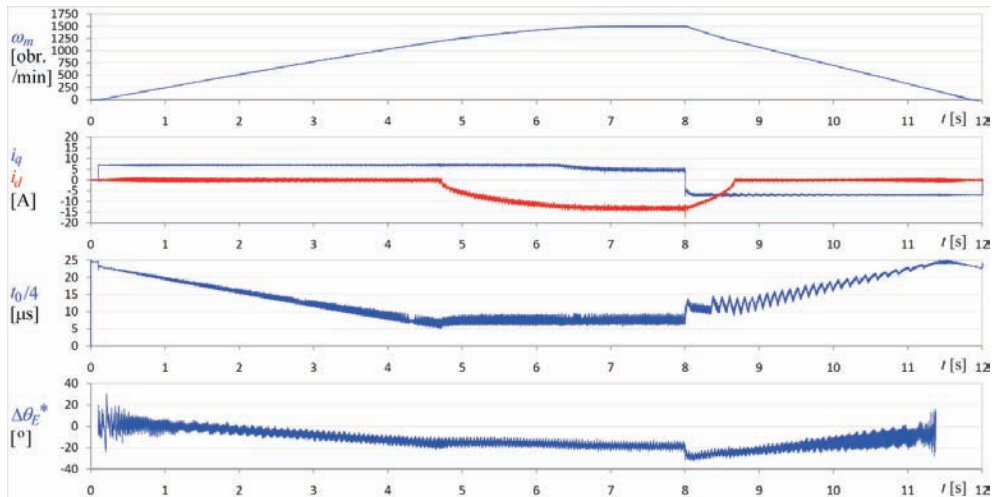
Estymator EHV zastosowany w układzie laboratoryjnym poddano badaniom mającym na celu wyznaczenie błędów estymacji w różnych warunkach pracy napędu [48].

Na rysunku 6.10 przedstawiono przebiegi zarejestrowane podczas długotrwałego rozruchu oraz hamowania nieobciążonego silnika. Badania przeprowadzono dla dwóch trybów sterowania prądami powyżej prędkości bazowej: MTPA (rys. 6.10a) oraz FW (rys. 6.10b).

a)



b)



Rys. 6.10. Przebiegi zmiennych programu sterowania – błędy estymatora EHV przy rozruchu oraz hamowaniu nieobciążonego silnika w dwóch trybach sterowania powyżej prędkości bazowej: a) MTPA; b) FW

Przedstawiono przebiegi prędkości kątowej ω_m , prądów i_d oraz i_q , czasu $t_0/4$ trwania pierwszego podokresu zerowego w okresie modulacji oraz błędu estymacji $\Delta\theta_E^*$. Przebieg wartości zadanej prądu w osi q opisany jest zależnością:

$$i_{q_ref} = \begin{cases} 0, & t < 0,1 \text{ s} \\ 7 \text{ A}, & 0,1 \text{ s} \leq t \leq 8 \text{ s} \\ -7 \text{ A}, & t \geq 8 \text{ s} \end{cases} \quad (6.1)$$

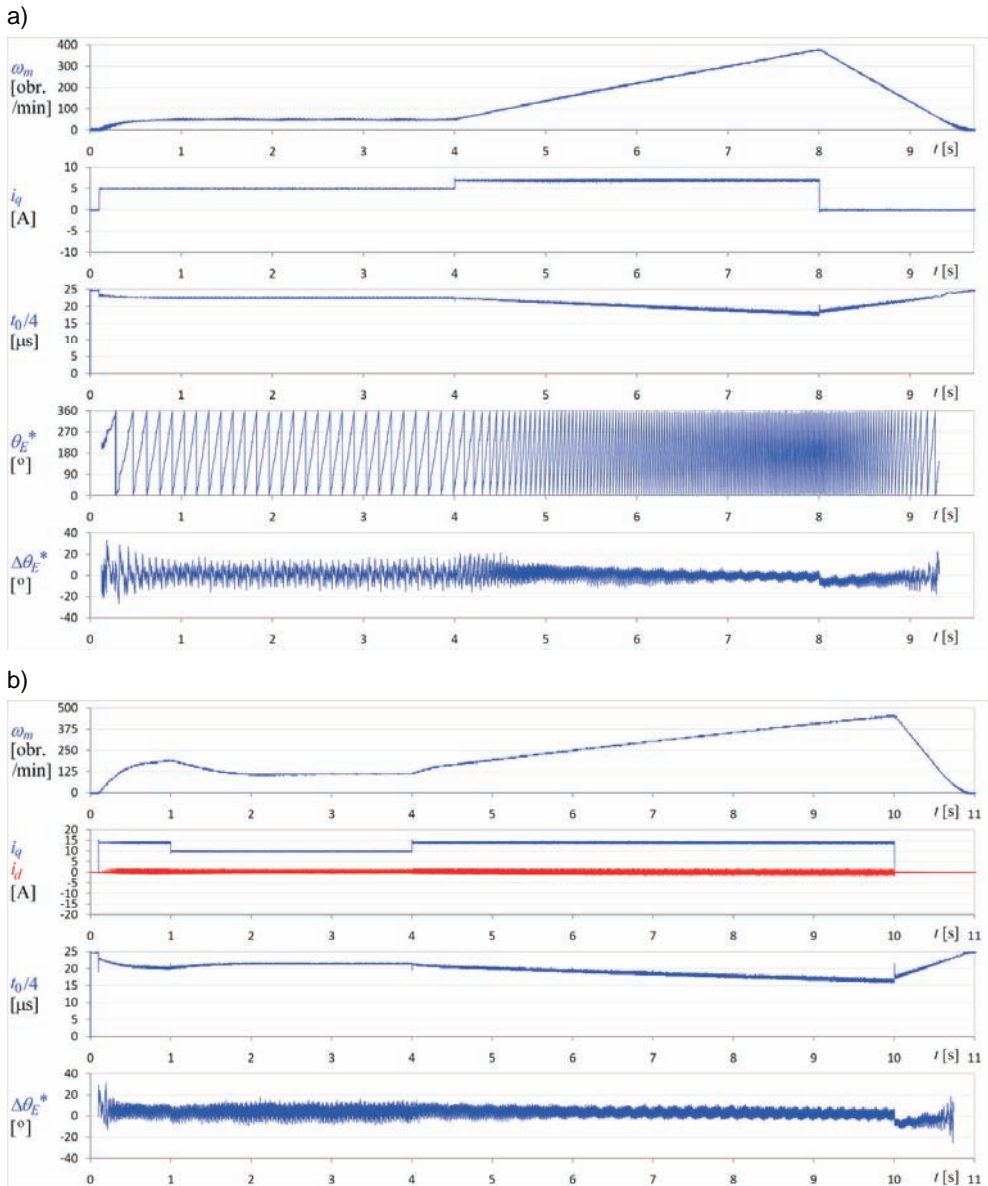
Podczas rozruchu, w miarę zwiększania się prędkości kątowej, zwiększa się moduł zadanej wartości napięcia na wyjściu falownika. Jest to związane ze zmniejszaniem łącznego czasu t_0 realizacji wektorów zerowych, a więc także wartości $t_0/4$. Widoczna jest zależność błędu $\Delta\theta_E^*$ od prądu i_q (szczególnie dla $t \cong 8 \text{ s}$), co potwierdza rozważania analityczne. Dodatkowo, istnieje wyraźny wpływ prędkości kątowej ω_m na wartości błędów $\Delta\theta_E^*$. Nie odwzorowały tego badania symulacyjne. Omawiana zależność wynika z opóźnień w odczycie estymowanej wartości θ_E^* , które są związane z zastosowaną prostą filtracją. Aby uzyskać „ładniejszy” przebieg kąta θ_E^* , wyniki estymacji z ostatnich pięciu cykli estymacji były uśredniane.

Przy pracy w trybie sterowania MTPA, przedstawionej na rys. 6.10a, dla czasu $t \cong 5,2 \text{ s}$ moduł zadanej wartości napięcia osiąga wartość ograniczenia wprowadzoną do programu sterowania. Ograniczenie dobrano tak, aby $t_0/4 \geq 2,5 \mu\text{s}$. Napęd traci możliwości regulacyjne, stąd spadek wartości prądu i_q dla czasu $5,2 \text{ s} < t < 8 \text{ s}$ przy stałej wartości zadanej i_{q_ref} . Czas realizacji środkowego podokresu zerowego, a także łączny czas dwóch następujących po sobie skrajnych podokresów zerowych wynosi $t_0/2 \cong 5 \mu\text{s}$. Blisko połowa tej wartości to czas martwy. Pomimo krótkich czasów realizacji wektorów zerowych błędy $\Delta\theta_E^*$ są niewielkie.

Dla pracy wg algorytmu sterowania FW, po osiągnięciu prędkości kątowej ω_m bliskiej wartości bazowej, wymuszany jest prąd i_d o wyliczonej wartości w celu osłabienia strumienia od magnesów trwałych. Możliwości regulacyjne zostają zachowane, jednak prąd i_q dla czasu $6,4 \text{ s} < t < 8 \text{ s}$ jest ograniczony ze względu na maksymalną wartość prądu wyjściowego falownika (ograniczenia nie ujęto we wzorze (6.1)). Wartości błędów estymacji dla dużych prędkości są nieco mniejsze niż w przypadku pracy w trybie MTPA. Jak wykazano w rozdz. 3.2 ujemny prąd i_d zmniejsza błąd estymacji. Poprawa dokładności estymacji może wynikać także ze sposobu realizacji algorytmu osłabiania strumienia silnika. Algorytm FW dostrojono tak, aby układ nie osiągał ograniczenia napięciowego. Wskutek tego czasy realizacji wektorów zerowych są dłuższe niż dla trybu MTPA po wejściu w ograniczenie napięciowe, przez co przyrosty prądu wyznaczone były dokładniej.

Na rysunku 6.11 przedstawiono przebiegi związane z rozruchem silnika obciążonego mechanicznie przy wykorzystaniu regulowanego napędu prądu stałego, w którym wartość zadanej prędkości ustawiono na $\omega_{m_ref} = 0$. Przy niezerowych prędkościach sterownik napędu prądu stałego pracował zadawał moment wynoszący odpowiednio: $M_r \cong 3 \text{ Nm}$ i $M_r \cong 9 \text{ Nm}$.

Na rysunku 6.11a wykreślono przebieg wartości estymowanej θ_E^* położenia, nie wykreślono przebiegu prądu i_d ($i_d \cong 0$). Wartość zadana i_{q_ref} prądu była skokowo zmieniana, co zostało dobrze odwzorowane przez przebieg prądu i_q .



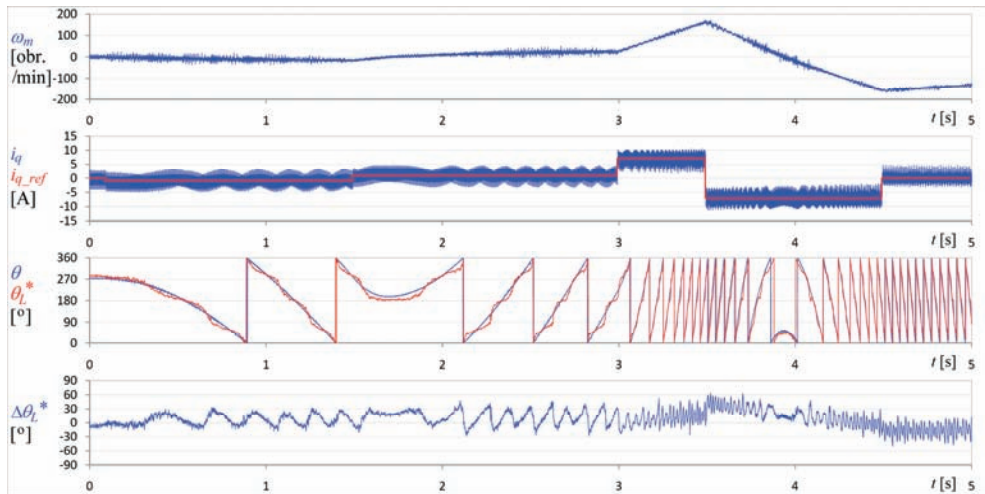
Rys. 6.11. Przebiegi zmiennych programu sterowania – błędy estymatora EHV przy silniku obciążonym momentem o wartości: a) $M_r \cong 3 \text{ Nm}$; b) $M_r \cong 9 \text{ Nm}$

Nie zauważono istotnego wpływu momentu obciążenia na dokładność estymacji. Na rys. 6.11 w zakresie czasu $0,5 \div 4 \text{ s}$ prędkość kątowna ma wartość ustaloną $\omega_m \cong 50 \text{ obr./min}$. Błędy estymacji w tym zakresie czasu mieszczą się w granicach $|\Delta\theta_E| < 15^\circ$. Dla wykorzystanego silnika z dziewięcioma parami biegunów jest to zatem prędkość wystarczająca do estymacji położenia wirnika na podstawie wektora siły elektromotorycznej.

6.5. Badania estymatora ELV

Badania estymatora ELV ograniczono do zakresu prędkości $|\omega_m| < 200$ obr./min. Dla wyższych prędkości położenie katowe jest z dobrą dokładnością odtwarzane przez estymator EHV (p. rozdz. 6.4). Estymacja na podstawie analizy wektora siły elektromotorycznej nie wymaga generacji wektorów testowych napięcia, więc jest korzystna z punktu widzenia jakości sterowania, strat i hałasu. Przełączenie pomiędzy estymatorami ELV i EHV powinno zatem nastąpić przy stosunkowo małej prędkości.

Na rysunku 6.12 przedstawiono przebiegi zarejestrowane podczas nawrotów wykonanych z różnymi przyspieszeniami. W czasie próby zasilanie napędu z silnikiem prądu stałego było wyłączone.

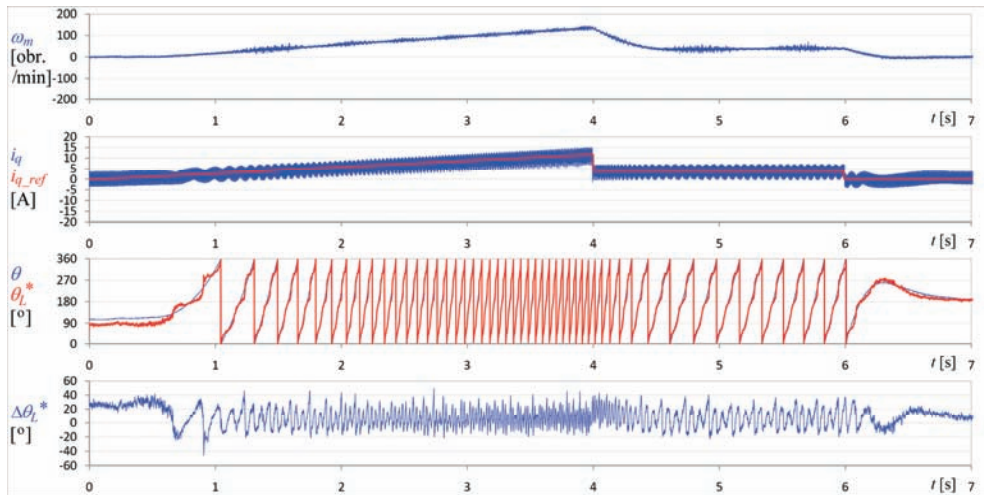


Rys. 6.12. Przebiegi zmiennych programu sterowania – błędy estymatora ELV przy nawrotach nieobciążonego silnika wykonanych z różną dynamiką; silnik nieobciążony

Przedstawiono przebiegi prędkości katowej ω_m , wartości zadanej i_{q_ref} oraz mierzonej i_q prądu w osi q , mierzonego θ oraz estymowanego θ_L^* położenia katowego oraz błędu estymacji $\Delta\theta_L^*$. Błąd estymacji $\Delta\theta_L^*$ osiąga relatywnie duże wartości $|\Delta\theta_L^*| < 65^\circ$.

W przebiegu błędu występuje składowa będąca funkcją potrójnego kąta 3θ , która nie została odwzorowana w wynikach badań symulacyjnych. Zależność błędu $\Delta\theta_L^*$ od kąta 3θ wynika prawdopodobnie z konstrukcji silnika, w której zależność indukcyjności stojana od kąta θ ma duży udział składników nie ujętych równaniem (2.3). Występuje także relacja pomiędzy błędem i prędkością katową, lecz dla prędkości $|\omega_m| < 200$ obr./min zależność błędu $\Delta\theta_L^*$ od kąta 3θ jest znacznie silniejsza.

Na rysunku 6.13 przedstawiono przebiegi zarejestrowane podczas rozruchu silnika obciążonego mechanicznie przez napęd z maszyną prądu stałego. Przebieg błędu $\Delta\theta_L^*$ wykazuje zbliżone cechy do omówionych powyżej. Wartości błędów są porównywalne do zarejestrowanych dla silnika nieobciążonego. Zależność dokładności estymatora ELV od momentu obciążenia nie jest zatem widoczna.



Rys. 6.13. Przebiegi zmiennych programu sterowania – błędy estymatora ELV przy rozruchu silnika obciążonego momentem $M_r \cong 15 \text{ Nm}$

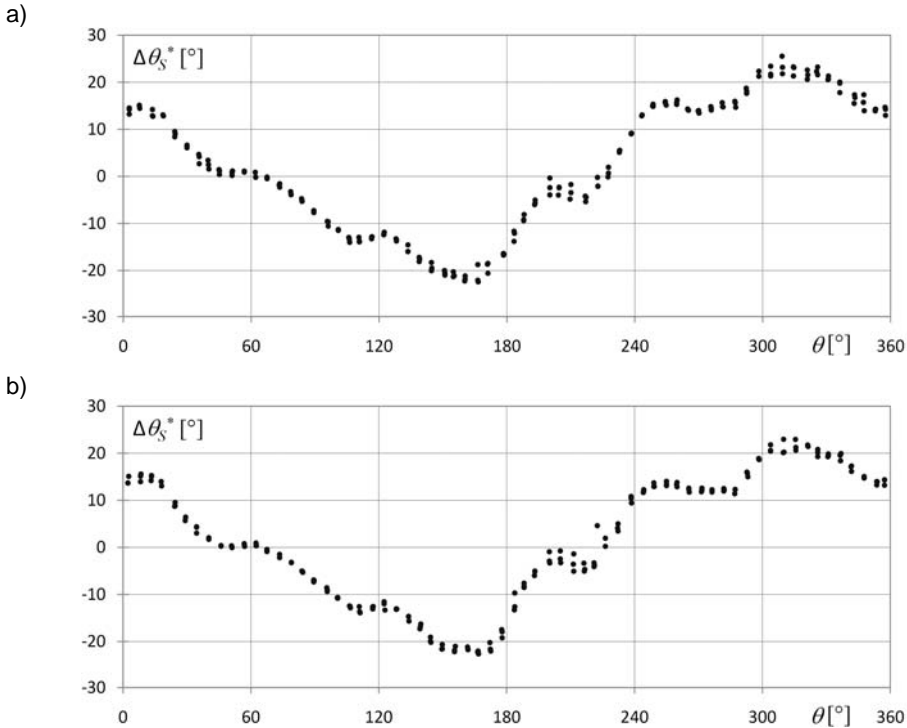
W związku ze znacznymi wartościami błędów estymatora ELV zastosowanego w układzie laboratoryjnym, estymator ten powinien pracować w bardzo małym zakresie prędkości wirnika. Przełączenie metody estymacji powinno odbywać się dla prędkości rzędu $|\omega_m| \cong 50 \text{ obr./min}$, dla których mniejsze błędy estymacji uzyskuje algorytm EHV.

6.6. Badania estymatora położenia początkowego wirnika

Dla wyznaczenia rozkładu błędów algorytmu startowego wykonano badania statystyczne. Podczas pomiarów wirnik był ustawiany w kolejne położenia kątowe odległe od siebie o $\Delta\theta \cong 5^\circ$. Dla każdego z położeń procedura wyznaczania położenia początkowego wywoływana była trzykrotnie. Badania wykonano dla zakresu kątów θ położenia wirnika obejmujących dwa niesąsiadujące ze sobą obroty elektryczne. Łącznie procedurę wywołało blisko czterystukrotnie. Wyniki pomiarów przedstawiono na rys. 6.14, osobno dla zakresów położeń wirnika odpowiadającym dwóm obrotom o 360° elektrycznych. Punkty przedstawiają wartości błędów bezwzględnych $\Delta\theta_S^*$ wyznaczenia położenia początkowego w funkcji kąta θ położenia wirnika. Wzorcowa wartość położenia θ odczytywana była z przetwornika RDC.

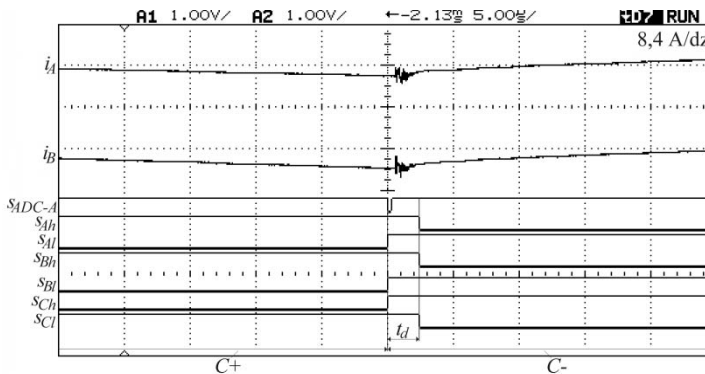
Podczas badań nastawy algorytmu dobrano tak, aby wartości szczytowe wszystkich sześciu impulsów prądowych podczas sekwencji pomiarowej były większe niż $I_{tr} > 14 \text{ A}$. Dalsze zwiększanie wartości prądów powodowało zadziałanie programowych zabezpieczeń nadprądowych falownika. Liczba powtórzeń sekwencji pomiarowej wynosiła $k = 32$. Przerwy prądów fazowych uzyskane podczas poszczególnych sekwencji uśredniano. Przerwy pomiędzy generacją wektorów aktywnych miały wartość $t_z = 1,5 \text{ ms}$.

Wyniki estymacji dla poszczególnych położeń kątowych charakteryzuje mały rozrzut. Świadczy to o niewielkim wpływie zaburzeń o charakterze stochastycznym, występujących w torach pomiarowych, na wyniki estymacji. Uśredniona dyskretna funkcja $\Delta\theta_S^* = f(\theta)$ ma zbliżony przebieg dla obu rozważanych obrotów elektrycznych. Podobieństwo charakterystyk dowodzi brak znaczącego wpływu nieliniowości przetwornika położenia kąowego, którego odczyt traktowany był jako wzorcowy, na otrzymane wyniki.



Rys. 6.14. Błędy metody wyznaczania położenia początkowego wirnika w zakresie:
a) pierwszego obrotu elektrycznego; b) piątego obrotu elektrycznego

Złożony przebieg funkcji $\Delta\theta_s^* = f(\theta)$ jest związany z cechami konstrukcyjnymi badanego silnika. Błędy wyznaczania położenia początkowego mieszczą się w zakresie $|\Delta\theta_s^*| < 27^\circ$. Jest to wartość duża, lecz akceptowalna w rozważanym zastosowaniu algorytmu. Przy zastosowaniu przedstawionego algorytmu do estymacji położenia początkowego serwo-silników SPMSM uzyskano znacznie mniejsze wartości błędów [91].



Rys. 6.15. Przebiegi prądów i_A i i_B oraz sygnałów sterujących podczas działania algorytmu estymacji położenia początkowego wirnika – pomiar wartości I_{C+} (5 $\mu\text{s}/\text{dz}$)

Istotna dla dokładności algorytmu jest chwila pomiaru wartości prądów. Relacje czasowe związane z próbkowaniem sygnałów prądów przy pomiarze wartości I_{C+} przedstawiono na rys. 6.15.

Wyzwolenie pomiaru prądów następuje synchronicznie ze zmianą stanu sygnału sterującego tranzystorem rozpoczynającą przełączenie konfiguracji mostka falownikowego ze stanu C+ do C-. Maksymalny czas od wyzwolenia pomiaru do zapamiętania wartości prądów wynosi $t_{dS\&H} + t_{S\&H} \leq 400$ ns (p. rozdz. 5.3). Dla porównania – czas utrzymywania sygnału s_{ADC} w stanie niskim to 533 ns. Wartości prądów zapamiętywane są przed pojawieniem się zaburzeń komutacyjnych w przebiegach prądów, które występują w czasie martwym t_d .

Przebiegi prądów obejmujące całą sekwencję pomiarową zamieszczono na rys. 5.6.

6.7. Estymacja w pełnym zakresie prędkości kątowych wirnika

Estymacja w pełnym zakresie prędkości kątowych wirnika wymagała wdrożenia w programie sterowania obu metod: EHV i ELV. W danej chwili wykorzystywana była tylko jedna z nich. Jako kryterium przełączenia aktywnej metody przyjęto przekroczenie określonej prędkości kątovej wirnika. Na podstawie analizy zależności błędów estymacji obu algorytmów od prędkości, jako wartość progową przy przełączaniu algorytmu z ELV do EHV przyjęto $|\omega_{L-E}| = 70$ obr./min. Wartość progowa przy przełączaniu algorytmu z EHV do ELV była mniejsza i wynosiła $|\omega_{E-L}| = 50$ obr./min. Dodatkowo, warunkiem przełączenia było utrzymywanie się przekroczenia wartości progowej przez 20 cykli PWM. Wprowadzenie histerezy oraz zwłoki przy zmianie aktywnego algorytmu estymacji zapobiega częstemu przełączaniu podczas utrzymywania się prędkości o wartościach bliskich wartości progowej.

Algorytm sterowania silnikiem, przedstawiony w rozdz. 2.1, wymaga także sprzężenia prędkościowego. Prędkość kątowa ω_m^* wirnika może być obliczona poprzez analizę zmian wartości θ^* odtworzonego położenia, analogicznie jak ma to miejsce w przypadku układu czujnikowego. Opracowano procedurę wyznaczania prędkości kątovej ω_m^* . Z uwagi na błędy estymacji położenia i związane z nimi zaburzenia w przebiegu wartości θ^* , konieczna była analiza przyrostów położenia obejmujących większy zakres czasu, niż w przypadku algorytmu czujnikowego. Związane z tym ograniczenie dynamiki zmian estymowanej prędkości ω_m^* było niewielkie.

Analiza błędów estymacji przeprowadzona na drodze analitycznej, symulacyjnej oraz eksperymentalnej wykazała zależność wartości błędów estymacji od wielkości, które są dostępne w programie sterowania, takich jak prędkość kątowa wirnika i prądy silnika. Zaproponowano zastosowanie prostych funkcji korekcji, zmniejszających wartości błędów odtwarzania położenia. Dla estymatora EHV zaproponowano funkcję korygującą postaci:

$$\theta_{(EHV)}^* = \theta_E^* \cdot (1 + k_{H1} \cdot \omega_m^* + k_{H2} \cdot i_d + k_{H3} \cdot i_q) \quad (6.2)$$

gdzie: k_{H1}, k_{H2}, k_{H3} – stałe,

θ_E^* – położenie kątove obliczone wg zależności (3.3) uśredniane za okres pięciu kolejnych cykli PWM.

Zastosowano trzy liniowe składniki korekcji wartości położenia θ_E^* . Człon związany z prędkością ω_m^* wynika z opóźnień wywołanych uśrednianiem estymowanego położenia

θ_E^* , opisanych w rozdz. 0. Korekcje od prądów i_q oraz i_d związane są z uproszczeniami przyjętymi w matematycznej procedurze estymacji, opisanymi w rozdz. 3.2, 4.4, 6.4.

Korekcja wyników estymatora ELV opisana jest zależnością:

$$\theta_{(ELV)}^* = \theta_L^* \cdot [1 + k_{L1} \cdot \sin(3\theta_L^* + k_{L2})] \quad (6.3)$$

gdzie: k_{L1}, k_{L2} – stałe,

θ_L^* – położenie katowe obliczone wg zależności (3.18) uśredniane za okres pięciu kolejnych cykli estymacji.

Korekcja zmniejsza składnik błędu estymacji zależny od potrojonej wartości położenia katowego θ , którego występowanie omówiono w rozdz. 0. Badania symulacyjne i eksperymentalne wykazały zależność błędu estymacji od prędkości. Jednakże korekty prędkościowej nie wprowadzono, gdyż dla zakresu prędkości $|\omega_m| < |\omega_{L-E}|$ wpływ prędkości na błąd jest pomijalny.

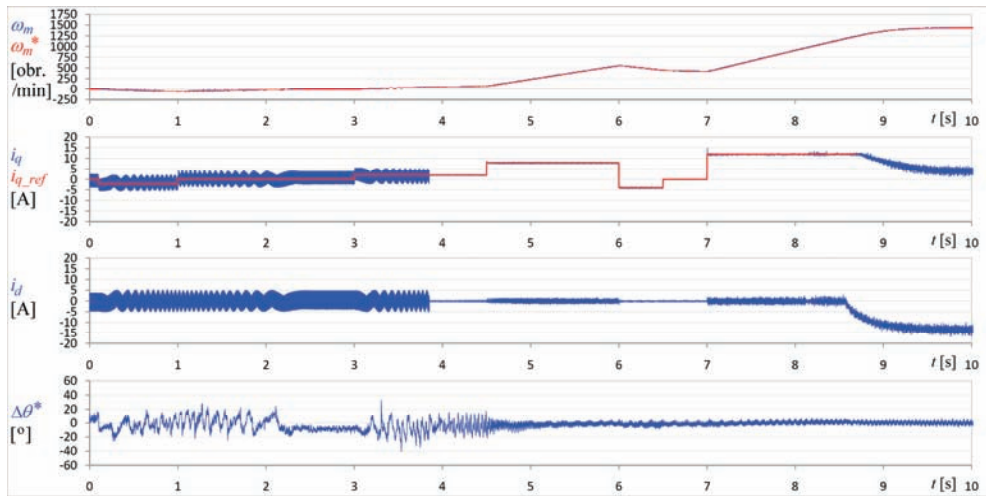
Na rysunku 6.16 przedstawiono przebiegi zarejestrowane w układzie laboratoryjnym z estymatorami ELV i EHV. W programie sterowania uwzględniono opisaną powyżej procedurę przełączania aktywnego algorytmu estymacji, sposób obliczania prędkości ω_m^* oraz korekcję wyników estymacji wyrażoną wzorami (6.2) i (6.3). Przedstawiono przebiegi mierzonej ω_m oraz estymowanej ω_m^* prędkości katowej, zadanej i_{q-ref} oraz mierzonej i_q wartości prądu w osi q , prądu i_d , błędu estymacji położenia $\Delta\theta^*$. Przebieg wartości i_{q-ref} nie był rejestrowany, a jedynie odtworzony na podstawie znajomości wartości zadawanych nadrzędnie do układu sterowania. Wartość i_{q-ref} nie jest wykreślona dla dużych prędkości katowych, dla których algorytm sterowania modyfikuje wartość zadaną w związku z ograniczeniem modułu wektora prądu wyjściowego falownika. Chwila zmiany aktywnego algorytmu estymacji jest widoczna, z uwagi na znaczne zmniejszenie się pulsacji w przebiegach prądów i_d, i_q .

Cykl pracy napędu, którego dotyczy rys. 6.16a, zawiera następujące fazy ruchu: rozruch z małą dynamiką – wybieg do uzyskania prędkości zerowej – rozruch w przeciwnym kierunku: najpierw z małą, następnie z dużą dynamiką – hamowanie – wybieg – rozruch z dużą dynamiką, aż do przejścia do strefy sterowania FW. Prędkość ω_m^* obliczana przez analizę zmian wartości odtwarzanego położenia θ^* dobrze odzwierciedla zmienność wielkości ω_m obliczanej przez algorytm czujnikowy. Błędy estymacji położenia mieszczą się w zakresie $|\Delta\theta^*| < 45^\circ$ dla prędkości $|\omega_m| < 150$ obr./min. Dla wyższych prędkości błąd zawiera się w zakresie $|\Delta\theta^*| < 10^\circ$. Zastosowane funkcje korekcyjne skutecznie zmniejszyły błędy estymacji. Przełączanie aktywnej metody nie wywołuje dodatkowych błędów.

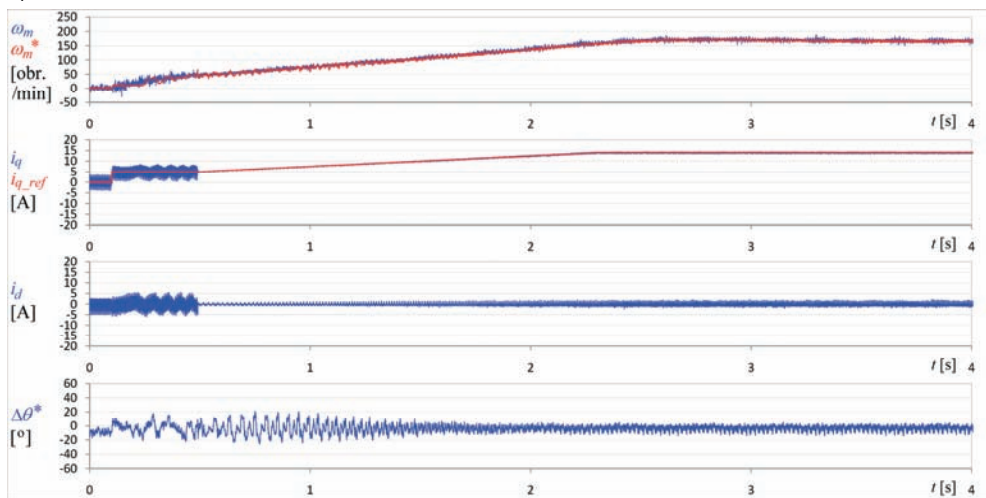
Na rysunku 6.16b przedstawiono wyniki zarejestrowane podczas rozruchu silnika obciążonego mechanicznie znacznym momentem. Wpływ obciążenia na dokładność estymacji położenia nie jest widoczny.

Przedstawione wyniki potwierdzają poprawność działania zastosowanych algorytmów odtwarzania wielkości mechanicznych. Zastosowanie funkcji korygujących wartości położenia oraz opracowanie procedury zmiany aktywnego algorytmu estymacji pozwoliło uzyskać dość dobrą dokładność estymacji położenia i prędkości katowej wirnika.

a)



b)



Rys. 6.16. Przebiegi zmiennych programu sterowania – odtwarzanie położenia i prędkości z wykorzystaniem estymatorów ELV i EHV przełączanych w zależności od prędkości ω_m^* :

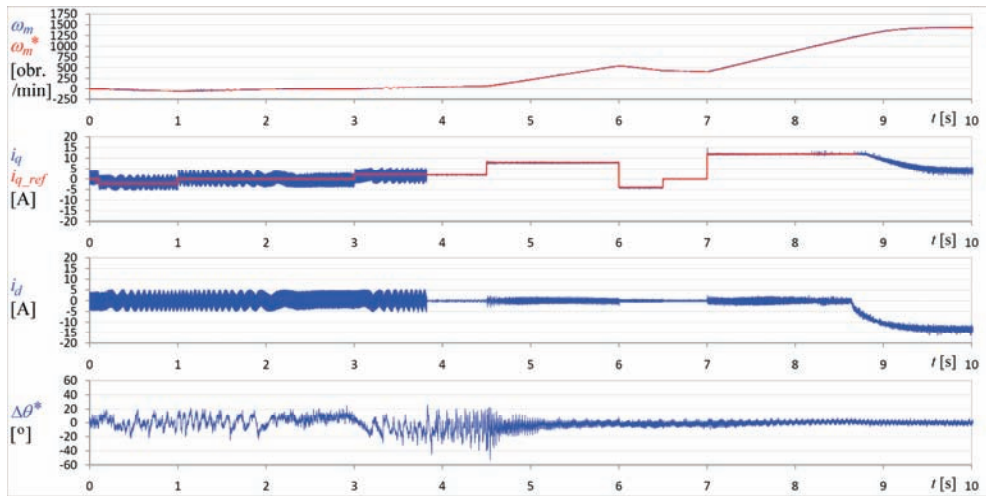
a) praca nieobciążonego napędu w dużym zakresie prędkości;

b) rozruch napędu obciążonego momentem $M_r \cong 15 \text{ Nm}$

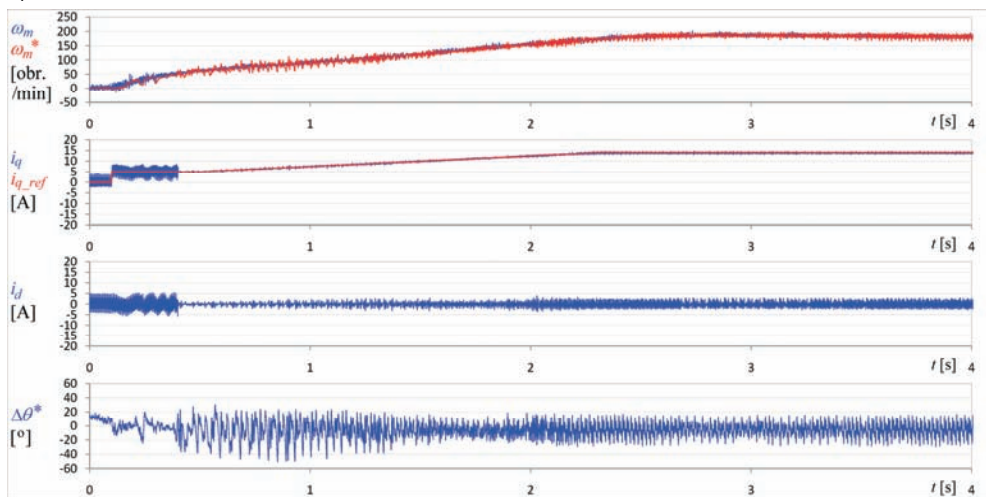
6.8. Praca napędu w trybie bezczujnikowym

Przeprowadzono weryfikację pracy napędu w trybie bezczujnikowym, w którym algorytm sterowania silnikiem wykorzystuje odtworzone wartości położenia θ^* i prędkości kątowej ω_m^* . Estymacja realizowana była w sposób omówiony w rozdz. 6.7. Przykładowe wyniki rejestracji, dla przebiegu prądu zadanego i_{q_ref} oraz wartości momentu obciążenia zbliżonych z rys. 6.16, przedstawiono na rys. 6.17.

a)



b)



Rys. 6.17. Przebiegi zmiennych programu sterowania – bezczujnikowa praca napędu:
 a) praca nieobciążonego napędu w dużym zakresie prędkości;
 b) rozruch napędu obciążonego momentem $M_r \cong 15 \text{ Nm}$

Sprężenie położeniowe z transformatora położenia kąowego wykorzystano tylko do celów porównawczych. Sterowanie odbywało się w oparciu o wielkości estymowane, więc przedstawione przebiegi prądów i_d i i_q dotyczą wartości obliczonych przy wykorzystaniu estymowanego położenia θ^* we wzorach transformacyjnych.

Wartości błędów estymatora ELV są zbliżone do zarejestrowanych podczas pracy czujnikowej. Jednakże, przy obciążeniu napędu, zaobserwowano znaczny spadek dokładności estymacji wg algorytmu EHV w stosunku do pracy czujnikowej.

Rozdział 7

PODSUMOWANIE

Opracowano bezczujnikowy układ napędowy z silnikiem IPMSM, w którym estymacja wielkości mechanicznych jest realizowana poprzez analizę pochodnych prądów fazowych silnika związanych z modulacją napięcia wyjściowego falownika. Zaproponowane estymatory położenia kąтового wirnika poddano badaniom symulacyjnym oraz eksperymentalnym. Przedstawiono pracę napędu w trybie bezczujnikowym, w którym algorytm regulacji momentu elektromagnetycznego silnika korzysta z odtwarzanych wartości położenia i prędkości wirnika.

Podczas opracowywania oraz badań metod estymacji uwzględniono przeznaczenie rozważanego układu napędowego do zastosowań trakcyjnych. Wykonano próby w szerokim zakresie prędkości kątowych wirnika, także w strefie odzwbudzenia silnika. Uwzględniono konieczność realizacji rozruchu z dużym początkowym momentem obciążenia. Przebadano układ przy pracy w trybie hamowania odzyskowego oraz zmiany kierunku obrotów wirnika.

Regulacja momentu elektromagnetycznego trakcyjnego silnika PMSM wymaga dokładnej estymacji położenia w całym zakresie osiąganym prędkości. Wiąże się to z zastosowaniem zestawu metod estymacji przełączanych zależnie od prędkości kątowych wirnika.

Do estymacji położenia wirnika przy średnich i dużych prędkościach zaproponowano metodę opierającą się na prostej zależności matematycznej. Przeprowadzona analiza wykazała, iż asymetria magnetyczna silnika IPMSM jest źródłem niedokładności metody, lecz znając zależności opisujące błąd estymacji można obniżyć jego wartość poprzez zastosowanie nieskomplikowanych funkcji korekcyjnych. Proponowana metoda wymaga ograniczenia modułu zadanego wektora napięcia wyjściowego falownika dla zapewnienia występowania zerowych podokresów modulacji. W opracowanym układzie napięcie wyjściowe falownika ograniczono o 10%. Była to wartość wystarczająca do dokładnego odtwarzania położenia wirnika.

Algorytm estymacji wykorzystany dla małych prędkości wirnika odznaczał się stosunkowo dużymi wartościami błędów zarejestrowanymi podczas badań eksperymentalnych w relacji do błędów uzyskanych na drodze symulacji. Jest to spowodowane m.in. niedokładnym odwzorowaniem wykorzystanego silnika przez model przyjęty podczas opracowywania zależności matematycznych estymatora. Dodatkowo, wykorzystany silnik IPMSM cechował się małą różnicą indukcyjności w osiach d i q związanych z wirnikiem. W związku z tym duży wpływ na uzyskane wyniki miały niedokładności pomiarowe. Zastosowanie silnika o większej asymetrii magnetycznej byłoby wskazane zarówno z uwagi na zwiększenie dokładności estymacji, ale również na podniesienie wartości momentu reaktancyjnego. Regularne występowanie określonej sekwencji napięć, wymagane przez algorytm estymacji, zrealizowano poprzez cykliczną modyfikację wartości zadanego modulatora napięcia. Powoduje to dość duże pulsacje w przebiegach prądów silnika, a co za tym idzie generację hałasu oraz strat, a także pogorszenie jakości sterowania. Lepszy stosunek miar wymienionych czynników do dokładności estymacji można byłoby uzyskać, opracowując specjalną metodę modulacji.

Wymagania dotyczące dokładności metody wyznaczania położenia początkowego nie są w opracowanym układzie krytyczne. Regulacja prądów silnika rozpoczyna się dopiero

po przełączeniu metody startowej na estymator przeznaczony dla małych prędkości. Procedura wyznaczania położenia początkowego służy jedynie do określenia biegunowości magnesów trwałych wirnika. W związku z tym uzyskane na drodze eksperymentalnej duże wartości błędów nie dyskwalifikowały metody wyznaczania położenia początkowego.

Zaproponowane algorytmy odtwarzania wielkości mechanicznych poprzez analizę pochodnych prądów fazowych silnika charakteryzują się nieskomplikowanymi zależnościami matematycznymi. Niezależne wyniki estymacji otrzymywane są co jeden lub kilka okresów PWM, w zależności od metody. We wzorach nie występuje operacja całkowania. Trudność w zastosowaniu estymatorów z proponowanej grupy wiąże się jednak ze złożonym, specyficznym algorytmem pomiaru prądów fazowych silnika. Pomiar musi być wykonywany częściej niż w przypadku układu czujnikowego, a chwile pomiaru muszą być skorelowane z przełączeniami tranzystorów falownika. Opracowanie, wdrożenie układowe oraz dobór parametrów algorytmu pomiarowego są kluczowymi kwestiami przy realizacji układu bezczujnikowego. Istotnym elementem jest także zapewnienie występowania odpowiedniej sekwencji napięć umożliwiającej regularne pozyskiwanie danych wejściowych estymatora.

Duży wpływ na dokładność estymacji ma dobór chwil pomiaru prądów fazowych silnika. Realizacja tej czynności tylko poprzez analizę przebiegów prądów oraz sygnałów sterujących procesora jest kłopotliwa. Wygodnym sposobem jest bezpośrednia analiza wpływu chwil pomiaru na błąd estymacji. W przypadku napędu trakcyjnego, istotne znaczenie ma konieczność pracy w trybie hamowania odzyskowego. Z uwagi na odmienny przebieg procesów komutacyjnych, dokładne wyznaczenie pochodnych prądu dla tego reżimu pracy wymaga modyfikacji chwil pomiaru dobranych dla trybu rozruchu i wybiegu.

Algorytm pomiarowy związany z zaproponowanymi estymatorami realizuje wielokrotny pomiar prądów fazowych silnika w okresie modulacji napięcia wyjściowego falownika. Wartości prądu w danej fazie zarejestrowane podczas jednego okresu modulacji mogą się znacznie różnić. Istotną kwestią jest sposób wyznaczania wartości prądów reprezentatywnych dla danego okresu modulacji, które są wykorzystywane przez algorytm sterowania silnikiem.

Podczas badań wykorzystano falownik z tranzystorami o stosunkowo długich czasach przełączeń, co wymusiło wprowadzenie dużej wartości czasu martwego. Częstotliwość modulacji była względnie duża. Relacja tych wartości powodowała, iż czas rzeczywisty trwania podokresów był znacznie skracany, co utrudniało wyznaczanie pochodnych prądów. Zastosowanie szybszych tranzystorów wydłużyłoby rzeczywisty czas realizacji podokresów, mogłoby jednak wprowadzić większe i trwające dłużej zaburzenia w przebiegach prądu. Maksymalna wartość prądu wyjściowego wykorzystanego falownika była na poziomie połowy prądu znamionowego silnika. Ograniczyło to zakres przeprowadzonych badań.

Dla poprawy jakości estymacji zastosowano uśrednianie wyników. Lepsze rezultaty zapewniłby nadrzędny obserwator, który w oparciu o wyznaczone parametry mechaniczne układu oraz wartości położenia odczytywane z estymatorów eliminowałby szybkozmienną składową z przebiegów odtwarzanego położenia bez wprowadzania znaczących opóźnień. Przy opracowywaniu układu laboratoryjnego wykorzystano standardowe elementy stosowane w sterowanych czujnikowo układach napędowych. Posłużono się 32-bitowym stałoprzecinkowym procesorem sygnałowym z 12-bitowym przetwornikiem analogowo-cyfrowym oraz standardowymi przetwornikami LEM. Jak pokazały eksperymenty, układ o takiej konfiguracji pozwala na uzyskanie wystarczającej dokładności estymacji do stabilnej pracy w trybie bezczujnikowym.

BIBLIOGRAFIA

Wydawnictwa zwarte

- [K1] Bose B.K.: *Modern Power Electronics and AC Drives*. Prentice Hall PTR, USA 2002.
- [K2] Brzózka J.: *Regulatory cyfrowe w automatyce*. Mikom, Warszawa 2002.
- [K3] Cichowski A.: *Kompensacja zniekształceń napięcia wyjściowego falownika z modulacją szerokości impulsów*. Rozprawa doktorska. Politechnika Gdańska, Gdańsk 2005.
- [K4] Ehsani M., Gao Y., Gay S.E., Emadi A.: *Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles. Fundamentals, Theory, and Design*. CRC Press, USA 2005.
- [K5] Emadi A.: *Handbook of Automotive Power Electronics and Motor Drives*. CRC Press, USA 2003.
- [K6] Husain I.: *Electric and Hybrid Vehicles. Design Fundamentals*. CRC Press, USA 2003.
- [K7] Kaczorek T., Dzieliński A., Dąbrowski W., Łopata R.: *Podstawy teorii sterowania*. WNT, Warszawa 2005.
- [K8] Kamonciak A.: *Analiza energetyczna autonomicznego pojazdu małej mocy z silnikiem synchronicznym z magnesami trwałymi*. Rozprawa doktorska. Politechnika Gdańska, Gdańsk 2004.
- [K9] Krzemiński Z.: *Cyfrowe sterowanie maszynami asynchronicznymi*. Wydawnictwo Politechniki Gdańskiej, Gdańsk 2001.
- [K10] Mierkisz J., Pielecha I.: *Alternatywne napędy pojazdów*. Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, Poznań 2006.
- [K11] Miller T.J.E.: *Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives*. Clarendon Press, Oxford 1989.
- [K12] Morchin W.C., Oman H.: *Electric Bicycles. A Guide to Design and Use*. IEEE Press, USA 2006.
- [K13] Mrozek B., Mrozek M.: *Matlab i Simulink. Poradnik użytkownika*. Helion, Gliwice 2004.
- [K14] Nowak M., Barlik R.: *Poradnik inżyniera energoelektronika*. WNT, Warszawa 1998.
- [K15] Orłowska-Kowalska T.: *Bezczujnikowe układy napędowe z silnikami indukcyjnymi*. Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2003.
- [K16] Śleszyński W.: *Diagnostyka wybranych uszkodzeń falownika napięcia w czasie rzeczywistym*. Rozprawa doktorska. Politechnika Gdańska, Gdańsk 2006.
- [K17] Szkolny S.: *Identyfikacja parametrów, modelowanie i analiza stanów pracy silnika tarczowego wzbudzanego wysokoenergetycznymi magnesami trwałymi*. Rozprawa doktorska. Politechnika Szczecińska, Szczecin 2006.
- [K18] The MathWorks: *Simulink. Model-Based and System-Based Design. Modeling, Simulation, Implementation*. The MathWorks Inc., Natick 2002.
- [K19] Toliyat H.A., Campbell S.G.: *DSP-Based Electromechanical Motion Control*. CRC Press, USA 2004.
- [K20] Tunia H., Winiarski B.: *Energoelektronika*. WNT, Warszawa 1994.
- [K21] Zajczyk R.: *Modele matematyczne systemu elektroenergetycznego do badania elektromechanicznych stanów niustalonych i procesów regulacyjnych*. Wydawnictwo Politechniki Gdańskiej, Gdańsk 2003.
- [K22] Zawirski K.: *Sterowanie silnikiem synchronicznym o magnesach trwałych*. Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, Poznań 2005.

Referaty i opracowania krótkie

- [1] Abu-Rub H., Włas M.: *Induction Motor Multiscalar Model Based Sensorless Control Using Power Measurement*. Electric Machines & Drives Conference, 2007. IEMDC '07. IEEE International. Volume 2, 3–5 May 2007. Page(s):1154–1158.
- [2] Akatsu K., Mitomo N., Wakui S.: *A less sensor control method of PMSM using a hall sensor*. Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on. 2–5 Sept. 2007. Page(s): 1–7.
- [3] Analog Devices: *Implementing Space Vector Modulation with the ADMC401*. Application Note. AN401-17, 1999.
- [4] Analog Devices: *AD2S81A/AD2S82A. Space Variable Resolution, Monolithic Resolver-to-Digital Converters*. Datasheet. 1998.
- [5] Batzel T.D., Lee K.Y.: *Electric Propulsion With Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor: Implementation and Performance*. Energy Conversion, IEEE Transaction on. Volume 20, Issue 3, Sept. 2005. Page(s): 575–583.
- [6] Bernatt J., Gawron S., Król E.: *Nowoczesne silniki z magnesami trwałymi do zastosowań trakcyjnych*. IX Międzynarodowa Konferencja „Nowoczesna Trakcja Elektryczna”. Gdańsk 2009.
- [7] Bianchi N., Bolognani S., Chalmers B.J.: *Salient-Rotor PM Synchronous Motors for an Extended Flux-Weakening Operation Range*. IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. 36, No. 4, July/August 2000.
- [8] Bianchi N., Bolognani S., Jang J., Sul S.: *Comparison of PM Motor Structures and Sensorless Control Techniques for Zero-Speed Rotor Position Detection*. Power Electronics, IEEE Transactions on. Volume 22, Issue 6, Nov. 2007. Page(s): 2466–2475.
- [9] Billé S.M., Costanzo D., Cucuccio A., Consoli A., Cacciato M., Scarcella G., Scelba G.: *Comparison of Sensorless Algorithms for PMSM Rotor Position Detection*. Bodo's Power Systems. Electronics in Motion and Conversion. July 2009.
- [10] Blasko V., Kaura V., Niewiadomski W.: *Sampling Methods for Discontinuous Voltage and Current Signals and Their Influence on Bandwidth of Control Loops of Electrical Drives*. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1997. APEC '97 Conference Proceedings 1997., Twelfth Annual. Volume 1, 23–27 Feb. 1997. Page(s): 520–526 vol.1
- [11] Bolognani S., Sgarbossa L., Zordan M.: *Self-tuning of MTPA current vector generation scheme in IPM synchronous motor drives*. Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on. 2-5 Sept. 2007. Page(s): 1–10.
- [12] Bolognani S., Tubiana L., Zigliotto M.: *EKF-Based Sensorless IPM Synchronous Motor Drive for Flux-Weakening Applications*. Industry Applications, IEEE Transactions on. Volume 39, Issue 3, May-June 2003. Page(s): 768–775.
- [13] Boussak M.: *Implementation and Experimental Investigation of Sensorless Speed Control With Initial Rotor Position Estimation for Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive*. Power Electronics, IEEE Transactions on. Volume 20, Issue 6, Nov. 2005. Page(s): 1413–1422.
- [14] Budden A.S., Holliday D., Mellor P.H.: *Zero Speed Sensorless Position Detection for Permanent Magnet Synchronous Machines*. Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th. 16 June 2005. Page(s): 2436–2441.
- [15] Cavagnino A., Lazzari M., Profumo F., Tenconi A.: *Axial flux interior PM synchronous motor: parameters identification and steady-state performance measurements*. Industry Applications, IEEE Transactions on. Volume 36, Issue 6, Nov.–Dec. 2000. Page(s): 1581–1588.
- [16] Chan C.C., Wong Y.S.: *Electric Vehicles Charge Forward*. IEEE Power & Energy Magazine, Nov./Dec. 2004.
- [17] Chan C.C.: *The State of the Art of Electric and Hybrid Vehicles*. Proceedings of the IEEE Volume 90, Issue 2, Feb. 2002. Page(s): 247–275.
- [18] Chen Z., Tomita M., Doki S., Okuma S.: *An Extended Electromotive Force Model for Sensorless Control of Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on. Volume 50, Issue 2, April 2003. Page(s): 288–295.
- [19] Cheng B., Tesch T.R.: *Torque Feedforward Control Technique for Permanent Magnet Synchronous Motors*. Industrial Electronics Society, 2007. IECON 2007. 33rd Annual Conference of the. IEEE 5–8 Nov. 2007. Page(s): 1055–1060.

- [20] Cichowski A., Bujacz S., Nieznański J., Szczepankowski P.: *Bezczujnikowy rozruch wysokoobrotowej maszyny synchronicznej z magnesami trwałymi*. Materiały konferencyjne. Konferencja Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym SENE 2009. Łódź 2009.
- [21] Colli V.D., Marignetti F., Stefano R., Tomassi G., Scarano M.: *Traction Control for a PM Axial-Flux In-Wheel Motor*. Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. EPE-PEMC 2006. 12th International. Aug. 2006. Page(s): 1790–1795.
- [22] Consoli A., Scarcella G., Testa A.: *Industry application of zero-speed sensorless control techniques for PM synchronous motors*. Industry Applications, IEEE Transactions on. Volume 37, Issue 2, March-April 2001. Page(s): 513–521.
- [23] Curson A., Sumner M.: *A comparison of low speed sensorless control techniques for low voltage PM machines*. Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on. 8–10 Sept. 2009. Page(s): 1–10.
- [24] Czucha J., Kamonciak A., Karwowski K., Mizan M.: *PM motor controller for an electric vehicle with separate wheel drives*. Materiały konferencyjne. Szósta Międzynarodowa Konferencja „Nowoczesna Trakcja Elektryczna w Zintegrowanej Europie XXI wieku”. Warszawa 2003.
- [25] De Belie F., Ellabban O., Lataire P., Vandemergel K., Melkebeek J.: *Identification of the synchronous machine inductances by using switching power converters applied in sensorless and current control*. Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on. 8–10 Sept. 2009. Page(s): 1–11.
- [26] de Pablo S., Rey A.B., Herrero L.C., Ruiz J.M.: *A simpler and faster method for SVM implementation*. Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on. 2–5 Sept. 2007. Page(s): 1–9.
- [27] Dutta R., Rahman M.F.: *A Segmented Magnet Interior Permanent Magnet Machine with Wide Constant Power Range for Traction Application in Hybrid Vehicles*. Vehicle Power and Propulsion, 2005 IEEE Conference. 7–9 Sept. 2005. Page(s): 6 pp.
- [28] Ehsani E., Gao Y., Miller J.M.: *Hybrid Electric Vehicles: Architecture and Motor Drives*. Proceedings of the IEEE Volume 95, Issue 4, April 2007. Page(s): 719–728.
- [29] Elektro-Automatik: Laboratory Power Supply Series PSI 9000. User Instruction Manual. August, 2006. www.elektroautomatik.de.
- [30] Frenzke T., Piepenbrier B.: *Position-sensorless control of direct drive permanent magnet synchronous motors for railway traction*. Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual. Volume 2, 20–25 June 2004. Page(s): 1372–1377 Vol. 2.
- [31] Frenzke T.: *Starting position-sensorless permanent magnet synchronous motors at any speed*. Proceedings of PCIM Europe Conference. Nuremberg, Germany, 20–23 May 2003.
- [32] Gao Q., Asher G.M., Sumner M.: *Zero speed position estimation of a matrix converter fed AC PM machine using PWM excitation*. Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th 1–3 Sept. 2008. Page(s): 2261–2268.
- [33] Graovac D., Pürschel M., Kiep A.: *Power Stage for Permanent Magnet Synchronous Motors in High Current Automotive Applications*. Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on. 2–5 Sept. 2007. Page(s): 1–10.
- [34] Grodzki R., Sikorski A.: *Sterowanie silnikiem synchronicznym z magnesami trwałymi przy użyciu nowej metody DTC-3A*. Materiały konferencyjne. Konferencja Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym SENE 2009. Łódź 2009.
- [35] Guo H., Sagawa S., Watanabe T., Ichinokura O.: *Sensorless Driving Method of Permanent-Magnet Synchronous Motors Based on Neural Networks*. Magnetics, IEEE Transactions on. Volume 39, Issue 5, Part 2, Sept. 2003. Page(s): 3247–3249.
- [36] Habetler T.G.: *Current-based condition monitoring of electrical machines in safety critical applications*. Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th. 1–3 Sept. 2008. Page(s): 21–26.
- [37] Handa K., Yoshida H.: *Development of Next-Generation Electric Vehicle “i-MiEV”*. Mitsubishi Motors Technical Review no. 19, 2007.
- [38] Haque E., Zhong L., Rahman M. F.: *A Sensorless Initial Rotor Position Estimation Scheme for a Direct Torque Controlled Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive*. Power Electronics, IEEE Transactions on. Volume 18, Issue 6, Nov. 2003. Page(s): 1376–1383.

- [39] Hida H., Tomigashi Y., Kishimoto K.: *Novel sensorless control for pm synchronous motors based on maximum torque control frame*. Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on. 2–5 Sept. 2007. Page(s): 1–10.
- [40] Holtz J.: *Initial Rotor Polarity Detection and Sensorless Control of PM Synchronous Machines*. Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the. 2006 IEEE. Volume 4, 8–12 Oct. 2006. Page(s): 2040–2047.
- [41] Hua Y., Asher G.M., Sumner M., Gao Q.: *Sensorless Control of Surface Mounted Permanent Magnetic Machine Using the Standard Space Vector PWM*. Industry Applications Conference, 2007. 42nd IAS Annual Meeting. Conference Record of the. 2007 IEEE. 23–27 Sept. 2007. Page(s): 661–667.
- [42] Hua Y., Sumner M., Asher G., Gao Q.: *Sensorless control for a PM machine with reduced current distortion using space vector PWM excitation*. Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on. 8–10 Sept. 2009. Page(s): 1–10.
- [43] Hyun K.: *Design of a Speed Controller for Permanent Magnet Synchronous Motor in Pure Electric Vehicle Applications*. Control, Automation and Systems, 2007. ICCAS '07. International Conference on. 17–20 Oct. 2007. Page(s): 1623–1628.
- [44] Jarzębowicz L., Karwowski K., Mizan M.: *Modelowanie trakcyjnego układu napędowego z silnikiem IPM ze sterownikiem cyfrowym w środowisku Matlab/Simulink*. Materiały konferencyjne. VIII Międzynarodowa Konferencja „Nowoczesna Trakcja Elektryczna w Zintegrowanej Europie XXI wieku”. Warszawa 2007.
- [45] Jarzębowicz L., Karwowski K.: *Estimation of IPMSM rotor position by analysis of phase current derivatives*. „ELECTROMOTION” Quarterly. Volume 17, No 1, Jan. – March 2010.
- [46] Jarzębowicz L., Mizan M.: *Estymacja położenia początkowego wirnika w silniku PMSM*. Materiały konferencyjne. XIV Konferencja Naukowa „Zastosowania komputerów w elektrotechnice”. Poznań 2009.
- [47] Jarzębowicz L.: *Odtwarzanie położenia kąтового wirnika w silniku synchronicznym z magnesami trwałymi zagłębionymi w wirniku poprzez analizę pochodnych prądów fazowych*. Przegląd Elektrotechniczny nr 4/2011. Strony: 264–269.
- [48] Jarzębowicz L.: *IPMSM rotor position estimator based on analysis of chase current derivatives*. Modern Electric Traction – Vehicles. Gdansk University of Technology, Gdańsk 2009.
- [49] Jarzębowicz L.: *Sterowanie trakcyjnym silnikiem synchronicznym z magnesami zagłębionymi w wirniku bez pomiaru wielkości mechanicznych*. Rozprawa doktorska. Politechnika Gdańska, Gdańsk 2010.
- [50] Jones W.D.: *Putting Electricity Where The Rubber Meets the Road*. Spectrum, IEEE Volume 44, Issue 7, July 2007. Page(s): 18–20.
- [51] Kamonciak A.: *Badania symulacyjne i eksperymentalne trakcyjnego układu napędowego z silnikiem IPM*. Zastosowanie komputerów w nauce i technice 2004. Zeszyty naukowe WEiA PG nr 20. Gdańsk 2004.
- [52] Karwowski K., Karwowski K., Mandra S., Mizan M., Wawrzak A.: *The new SDMT - family of servo-drives for CNC systems with permanent magnet synchronous motors*. International XV Symposium Micromachines and Servosystems. 17–21 Sept. 2006. Page(s): 217–223.
- [53] Kim H., Harke M.C., Lorenz R.D.: *Sensorless Control of Interior Permanent-Magnet Machine Drives With Zero-Phase Lag Position Estimation*. Industry Applications, IEEE Transactions on. Volume 39, Issue 6, Nov.–Dec. 2003. Page(s): 1726–1733.
- [54] Kim H., Lorenz R.D.: *Improved Current Regulators for IPM Machine Drives Using On-Line Parameter Estimation*. Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the Volume 1, 13–18 Oct. 2002. Page(s): 86–91.
- [55] Kojabadi H.M., Ahrabian G.: *Simulation and analysis of the interior permanent magnet synchronous motor as a brushless AC-drive*. Simulation Practice and Theory. Volume 7, Number 7. February 2000. Page(s): 691–707(17).
- [56] Kondo M.: *Parameter Measurements for Permanent Magnet Synchronous Machines*. Transactions on Electrical and Electronic Engineering. IEEJ Trans. 2007. Page(s): 109–117.

- [57] Kosaka M., Uda H.: *Sensorless IPMSM drive with EKF estimation of speed and rotor position*. Decision and Control, 2003. Proceedings. 42nd IEEE Conference on. Volume 6, 9–12 Dec. 2003. Page(s): 5915–5920.
- [58] Lee W., Lee T., Hyun D.: *Comparison of Single-Sensor Current Control in the DC Link for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on. Volume 48, Issue 3, June 2001. Page(s): 491–505.
- [59] Le-Huy H.: *Modeling and simulation of electrical drives using MATLAB/Simulink and Power System Blockset*. Industrial Electronics Society, 2001. IECON '01. The 27th Annual Conference of the IEEE. Volume 3, 29 Nov. – 2 Dec. 2001. Page(s): 1603–1611.
- [60] Leidhold R., Mutschler P.: *Injection of a carrier with higher than the PWM frequency for sensorless position detection in PM synchronous motors*. Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th 1–3 Sept. 2008. Page(s): 1353–1358.
- [61] LEM: Current Transducer LTS 15-NP. Datasheet. www.lem.com.
- [62] Lerdudomsak S., Doki S., Okuma S.: *Torque control scheme for PMSM in overmodulation range*. Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on. 8-10 Sept. 2009. Page(s): 1–8.
- [63] Lovelace E.C., Jahns T.M., Wai J., Keim T., Lang J.H., Wentzloff D.D., Leonardi F., Miller J.M., McCleer P.J.: *Design and Experimental Verification of a Direct-Drive Interior PM Synchronous Machine Using a Saturable Lumped-Parameter Model*. Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the. Volume 4, 13–18 Oct. 2002. Page(s): 2486–2492.
- [64] Lu H., Yin Q., Kerkman R.J., Nondahl T.A.: *Ripple-Free Sampling of Current Signals in Drives with Carrier-based PWM Patterns*. Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. IPESC '06. CES/IEEE 5th International. Volume 2, 14–16 Aug. 2006. Page(s): 1–7.
- [65] Lyyjynen M., Kyyra J.: *Speed and position sensors for electric motors*. 8th International Power Electronics & Motion Control Conference, Proceedings of the. PEMC'98, Prague, Czech Republic, September 8–10, 1998. Vol 3. Page(s): 3.172–3.177.
- [66] Majumdar G., Fukunaga M., Ise T.: *Trends of Intelligent Power Module*. Transactions on Electrical and Electronic Engineering. IEEJ Trans 2007. Page(s): 143–153.
- [67] Mamo M., Ide K., Sawamura M., Oyama J.: *Novel Rotor Position Extraction Based on Carrier Frequency Component Method (CFCM) Using Two Reference Frames for IPM Drives*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on. Volume 52, Issue 2, April 2005. Page(s): 508–514.
- [68] Masaki R., Kaneko S., Hombu M., Sawada T., Yoshihara S.: *Development of a Position Sensorless Control System on an Electric Vehicle Driven by a Permanent Magnet Synchronous Motor*. Power Conversion Conference, 2002. PCC Osaka 2002. Proceedings of the. Volume 2, 2–5 April 2002. Page(s): 571–576.
- [69] Matsuoka K.: *Development Trend of the Permanent Magnet Synchronous Motor for Railway Traction*. Transactions on Electrical and Electronic Engineering. IEEJ Trans. 2007. Page(s): 154–161.
- [70] Meyer M., Grote T., Böcker J.: *Direct Torque Control for Interior Permanent Magnet Synchronous Motors with Respect to Optimal Efficiency*. Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on. 2–5 Sept. 2007. Page(s): 1–9.
- [71] Mitch Olszewski: *Evaluation of 2004 Toyota Prius Hybrid Electric Drive System*. Evaluation Report. US Department of Energy. May 2005.
- [72] Mitch Olszewski: *Evaluation of the 2007 Toyota Camry Hybrid Synergy Drive System*. Evaluation Report. US Department of Energy. January 2008.
- [73] Mitsubishi Electric: *Application Specific Intelligent Power Module PS11017*. Preliminary Specification. January 2000.
- [74] Mizan M.: *IPMSM Control for Electric Vehicle with Separate Wheel Drives*. Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. EPE-PEMC 2004. 11th International. Sept. 2004. Page(s): 6-274–6-277.
- [75] Morimoto S., Kawamoto K., Sanada M., Takeda Y.: *Sensorless Control Strategy for Salient-Pole PMSM Based on Extended EMF in Rotating Reference Frame*. Industry Applications, IEEE Transactions on. Volume 38, Issue 4, July-Aug. 2002. Page(s): 1054–1061.

- [76] Morimoto S., Sanada M., Kakeda Y.: *Mechanical Sensorless Drives of IPMSM With Online Parameter Identification*. Industry Applications, IEEE Transactions on. Volume 42, Issue 5, Sept.–Oct. 2006. Page(s): 1241–1248.
- [77] Morimoto S.: *Trend of Permanent Magnet Synchronous Machines*. Transactions On Electrical And Electronic Engineering. IEEJ Trans. 2007. Page(s): 101–108.
- [78] Moynihan J.F., Kettle P., Murray A.: *High Performance Control of AC Servomotors Using an Integrated DSP*. Intelligent Motion, Proceedings on. May 1998. Page(s): 213–222.
- [79] Murray A.: *Cost-Effective Variable-Speed Motor Control*. Systems Design Motion and Conversion. Bodo's Power Systems. Electronics in Motion and Conversion. July 2006.
- [80] Nalepa R., Noll A., Orłowska-Kowalska T., Beineke S., Bähr A.: *Constant power operation of a PMSM drive taking into account the stator resistance and the nonlinear inductance*. Materiały konferencyjne. Konferencja Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym SENE 2009. Łódź 2009.
- [81] Neacsu D.O.: *Space Vector Modulation – An Introduction*. 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Proceedings of the. Nov./Dec. 2001. Page(s): 1583–1592.
- [82] Nieznański J., Wojewódka A., Chrzan P.J.: *Comparison of vector sigma-delta modulation and space-vector PWM*. Industrial Electronics Society, 2000. IECON 2000. 26th Annual Conference of the IEEE. Volume 2, 22–28 Oct. 2000. Page(s): 1322–1327.
- [83] Nilssen R., Skaar S.E., Lund R., Skjellnes T., Ovrebø S., Lovli, E.: *Design of a permanent magnet synchronous motor integrated in the wheel rim on wheelchairs*. Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on. 11–14 Sept. 2005. Page(s): 8 pp.
- [84] Noguchi T., Kohno S.: *Mechanical-Sensorless Permanent-Magnet Motor Drive Using Relative Phase Information of Harmonic Currents Caused by Frequency-Modulated Three-Phase PWM Carriers*. Industry Applications, IEEE Transactions on. Volume 39, Issue 4, July–Aug. 2003. Page(s): 1085–1092.
- [85] Noguchi T.: *Trends of Permanent-magnet Synchronous Machine Drives*. Transactions On Electrical And Electronic Engineering. IEEJ Trans. 2007. Page(s): 125–142.
- [86] Ogasawara S., Akagi H.: *Rotor Position Estimation Based on Magnetic Saliency of an IPM Motor*. Industry Applications Conference, 1998. Thirty-Third IAS Annual Meeting. The 1998 IEEE. Volume 1, 12–15 Oct. 1998. Page(s): 460–466.
- [87] Ogasawara S., Matsuzawa T., Akagi H.: *A Position-Sensorless IPM Motor Drive System Using a Position Estimation Based on Magnetic Saliency*. Electrical Engineering in Japan, Vol. 131, No. 2, 1999. Page(s): 66–79.
- [88] Ohnuma T., Doki S., Okuma S.: *Signal injection method without torque variation for salient-pole synchronous motors*. Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on. 8–10 Sept. 2009. Page(s): 1–6.
- [89] Oyama J., Ogawa K., Higuchi T., Rashad E., Mamo M., Sawamura M.: *Sensorless Vector-Control of IPM Motors Over Whole Speed Range*. Power Electronics and Drive Systems, 2001. Proceedings., 2001 4th IEEE International Conference on. Volume 2, 22–25 Oct. 2001. Page(s): 448–451.
- [90] Ozturk S.B., Akin B., Toliyat H.A., Ashrafzadeh F.: *Low-Cost Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Using Hall-Effect Sensors*. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06. Twenty-First Annual IEEE. 19–23 March 2006. Page(s): 7.
- [91] Pajchrowski T.: *Zastosowanie struktury MFC do odpornej regulacji prędkości obrotowej*. Materiały konferencyjne. Konferencja Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym SENE 2009. Łódź 2009.
- [92] Parspour N.: *Novel Drive for Use in Electrical Vehicles*. Vehicular Technology Conference, 2005. VTC 2005-Spring. 2005 IEEE 61st. Volume 5, 30 May–1 June 2005. Page(s): 2930–2933 Vol. 5.
- [93] Patel N., O'Meara T., Nagashima J., Lorenz R.: *Encoderless IPM Traction Drive for EV/HEV's*. Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the. 2001 IEEE. Volume 3, 30 Sept.– 4 Oct. 2001. Page(s): 1703–1707.
- [94] Peroutka Z., Zeman K., Krus F., Kosta F.: *Control of permanent magnet synchronous machine wheel drive for low-floor tram*. Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on. 8–10 Sept. 2009. Page(s): 1–9.

- [95] Persson E.: *Motor Current Measurement Using Time-Modulated Signals*. Power Conversion Conference, 2002. PCC Osaka 2002. Proceedings of the. Volume 2, 2–5 April 2002. Page(s): 716–720.
- [96] Petrović V., Stanković A.M., Blaško V.: *Position Estimation in Salient PM Synchronous Motors Based on PWM Excitation Transients*. Industry Applications, IEEE Transactions on. Volume 39, Issue 3, May–June 2003. Page(s): 835–843.
- [97] Pochanke A.: *Silniki bezzestykowe wzbudzone magnesem trwałym w zastosowaniu do napędu pojazdów szynowych*. TTS Technika Transportu Szynowego: forum producentów, konstruktorów i użytkowników. Nr 5–6, 2008
- [98] Rahman H.M., Patel N.R., Ward T.G., Nagashima J.M., Caricchi F., Crescimbin F.: *Application of Direct-Drive Wheel Motor for Fuel Cell Electric and Hybrid Electric Vehicle Propulsion System*. Industry Applications, IEEE Transactions on. Volume 42, Issue 5, Sept.–Oct. 2006. Page(s): 1185–1192.
- [99] Raute R., Caruana C., Cilia J., Staines C.S., Sumer M.: *A Zero Speed Operation Sensorless PMSM Drive Without Additional Test Signal Injection*. Industry Applications, Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on. 2–5 Sept. 2007. Page(s): 1–10.
- [100] Raute R., Ertugrul N.: *Sensorless Permanent Magnet AC Motor Drive with Near Zero-Speed Operation for Electric-Assisted Bicycle*. Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on. Page(s): 5024–5033.
- [101] Romm J.J., Frank A.A.: *Hybrid Vehicles*. Scientific American, April 2006.
- [102] Sakai S., Sado H., Hori Y.: *Motion Control in an Electric Vehicle with Four Independently Driven In-Wheel Motors*. Mechatronics, IEEE/ASME Transactions on. Volume 4, Issue 1, March 1999. Page(s): 9–16.
- [103] Sato E.: *Permanent Magnet Synchronous Motor Drives for Hybrid Electric Vehicles*. Transactions On Electrical And Electronic Engineering. IEEJ Trans 2007. Page(s): 162–168.
- [104] Schmidt P.B., Gasperi M.L., Ray G., Wijenayake A.H.: *Initial rotor angle detection of a non-salient pole permanent magnet synchronous machine*. Industry Applications Conference, 1997. Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS '97. Conference Record of the. 1997 IEEE Volume 1, 5–9 Oct. 1997. Page(s): 459–463.
- [105] Schrödl M., Hofer M., Staffler W.: *Extended EMF- and Parameter Observer for Sensorless Controlled PMSM-Machines at Low Speed*. Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on. 2–5 Sept. 2007. Page(s): 1–8.
- [106] Schrödl M., Simetzberger C.: *Sensorless control of PM synchronous motors using a predictive current controller with integrated INFORM and EMF evaluation*. Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th 1–3 Sept. 2008. Page(s):2275–2282.
- [107] Shi J., Liu T., Chang Y.: *Position Control of an Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Without Using a Shaft Position Sensor*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on. Volume 54, Issue 4, June 2007 Page(s): 1989–2000.
- [108] Shibata M., Hoshi N.: *Novel Inverter Topologies for Two-Wheel Drive Electric Vehicles with Two Permanent Magnet Synchronous Motors*. Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on. 2–5 Sept. 2007. Page(s): 1–10.
- [109] Siahbalaee J., Vaez-Zadeh S., Tahami F.: *A new loss minimization approach with flux and torque ripples reduction of Direct torque controlled permanent magnet synchronous motors*. Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on. 8–10 Sept. 2009. Page(s): 1–8.
- [110] Song S., Choi J., Sul S.: *Current measurements in digitally controlled AC drives*. Industry Applications Magazine, IEEE Volume 6, Issue 4, July–Aug. 2000. Page(s): 51–62.
- [111] Taniguchi S., Wakao S., Kondo K., Yoneyama T.: *Position Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motor at Low Speed Range Using Harmonic Voltage Injection*. Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on. 2–5 Sept. 2007. Page(s): 1–7.
- [112] Texas Instruments: *An Overview of Designing Analog Interface With TMS320F28xx/28xxx DSCs*. Application Report. SPRAAP6, August 2007.
- [113] Texas Instruments: *Code Composer Studio IDE Getting Started Guide*. User's Guide. SPRU509F, May 2005.

- [114] Texas Instruments: *IQmath Library. A Virtual Floating Point Engine*. Module User's Guide. C28x Foundation Software. June 2002.
- [115] Texas Instruments: *TMS320F240 DSP Solution for Obtaining Resolver Angular Position and Speed*. Application Report. SPRA605, February 2000.
- [116] Texas Instruments: *TMS320F2810, TMS320F2811, TMS320F2812, TMS320C2810, TMS320C2811, TMS320C2812 Digital Signal Processors*. Data Manual. SPRS1740, April 2001.
- [117] Texas Instruments: *TMS320x281x DSP Analog-to-Digital Converter (ADC)*. Reference Guide. SPRU060D, June 2002.
- [118] Tursini M., Petrella R., Parasiliti F.: *Sensorless Control of an IPM Synchronous Motor for City-Scooter Applications*. Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting. Conference Record of the. Volume 3, 12–16 Oct. 2003. Page(s): 1472–1479.
- [119] Uddin M.N., Radwan T.S., Rahman M.A.: *Performance of Interior Permanent Magnet Motor Drive Over Wide Speed Range*. IEEE Transactions On Energy Conversion, Vol. 17, No. 1, March 2002.
- [120] Vas P., Zordan M., Rashed M., Bologani S., Zigliotto M.: *Field-weakening in high-performance PMSM drives*. COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering. Vol. 21, Issue 2, 2002.
- [121] Wallmark O., Harnefors L., Carlson O.: *Control Algorithms for a Fault-Tolerant PMSM Drive*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on. Volume 54, Issue 4, Aug. 2007. Page(s): 1973–1980.
- [122] Wallmark O., Harnefors L., Carlson O.: *Sensorless Control of PMSM Drives for Hybrid Electric Vehicles*. Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual. Volume 5, 20–25 June 2004. Page(s): 4017–4023.
- [123] Wallmark O., Harnefors L.: *Sensorless Control of Salient PMSM Drives in the Transition Region*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on. Volume 53, Issue 4, June 2006. Page(s): 1179–1187.
- [124] Wang Ch., Xu L.: *A Novel Approach for Sensorless Control of PM Machines Down to Zero Speed Without Signal Injection or Special PWM Technique*. Power Electronics, IEEE Transactions on. Volume 19, Issue 6, Nov. 2004. Page(s): 1601–1607.
- [125] Wiśniewski J., Jakubowski P., Koczara W.: *Poles position identification of permanent magnet axial flux motor using PIPCRM sensorless method*. Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on. 2–5 Sept. 2007. Page(s): 1–10.
- [126] Wiśniewski J., Koczara W., Dobroń P.: *Analiza momentu rozruchowego silnika z magnesami trwałymi przy zastosowaniu metody HPI*. Materiały konferencyjne. Konferencja Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym SENE 2009. Łódź 2009.
- [127] Wu S., Li Y., Miao X.: *Comparison of Signal Injection Methods for Sensorless Control of PMSM at Very Low Speeds*. Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on. 2–5 Sept. 2007. Page(s): 1–6.
- [128] Yamakawa T., Wakao S., Kondo K., Yoneyama T.: *A New Flux Weakening Operation of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors for Railway Vehicle Traction*. Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on. Page(s): 6 pp. – P.6.
- [129] Yamamoto K.: *Development of Motors for EV FCV and HEV*. The 2005 International Power Electronics Conference. Niigata, April 2005. Page(s): 1489–1494.
- [130] Zentai A., Dabóczy T.: *Improving Motor Current Control Using Decoupling Technique*. Computer as a Tool, 2005. EUROCON 2005. The International Conference on. Volume 1, 21–24. Nov. 2005. Page(s): 354–357.
- [131] Zheng Z., Li Y., Fadel M.: *Sensorless Control of PMSM Based on Extended Kalman Filter*. Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on. 2–5 Sept. 2007. Page(s): 1–8.
- [132] Zhou K., Wang D.: *Relationship Between Space-Vector Modulation and Three-Phase Carrier-Based PWM: A Comprehensive Analysis*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on. Volume 49, Issue 1, Feb. 2002. Page(s): 186–196.

BEZCZUJNIKOWE STEROWANIE TRAKCYJNYM SILNIKIEM SYNCHRONICZNYM Z MAGNESAMI TRWAŁYMI ZAGŁĘBIONYMI W WIRNIKU

Monografia poświęcona jest problemowi bezczujnikowego sterowania silnikiem synchronicznym z magnesami trwałymi zagłębionymi w wirniku. Silniki tego typu, z uwagi na swoje liczne zalety, są szeroko stosowane w nowo opracowywanych trakcyjnych układach napędowych. Sterowanie bezczujnikowe, tzn. sterowanie bez zastosowania przetwornika położenia i prędkości kątowej wirnika, pozwala na zmniejszenie rozmiaru i kosztu napędu, a także zastosowanie silników o specjalnych konstrukcjach, w szczególności silników z wirnikiem zewnętrznym.

Rezygnacja z przetwornika wielkości mechanicznych wiąże się z koniecznością zastosowania algorytmów estymacji położenia i prędkości kątowej wału silnika, opartych na analizie przebiegów mierzonych wielkości elektrycznych. W pracy przedstawiono ogólną charakterystykę stosowanych metod. Zasadnicza część pracy skupia się na algorytmach należących do specyficznej, mało rozpoznanej w literaturze grupy metod opartych na wyznaczaniu pochodnych prądów fazowych silnika. Spełnienie specyficznych wymagań napędu trakcyjnego wymaga zastosowania kilku metod estymacji. W pracy zaproponowano trzy metody przeznaczone dla: dużych prędkości kątowych wirnika, małych prędkości kątowych wirnika oraz wirnika zatrzymanego. Metody te są modyfikacją algorytmów z literatury światowej. W monografii zawarto szczegółowy opis proponowanych metod, a także ich weryfikację symulacyjną oraz eksperymentalną.

Zastosowanie proponowanych metod estymacji pozwoliło na uzyskanie stabilnej pracy napędu także w specyficznych warunkach charakterystycznych dla napędu trakcyjnego. Monografię zamyka podsumowanie, w którym szczególną uwagę zwrócono na potencjalny obszar dalszych badań.

SENSORLESS CONTROL OF TRACTION INTERIOR PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR

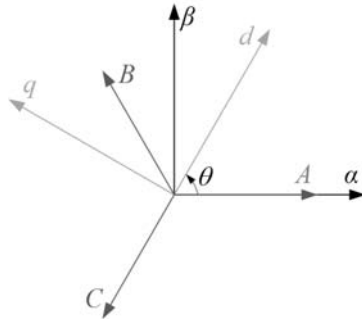
The monograph is devoted to the problem of the sensorless control of interior permanent magnet synchronous motor. Motors of this type, due to their numerous advantages, are widely used in newly developed traction drive systems. Sensorless control, i.e. control without rotor angular position and speed transducer, allows to reduce size and cost of the drive, as well as application of special motor structures, in particular outer-rotor motors.

Special estimation algorithms, based on analysis of measured waveforms of electrical quantities, have to be applied instead of the mechanical quantities transducer. The monograph contains a general description of estimation algorithms, which can be found in the literature. The main part of the work focuses on algorithms from a specific group of methods which are based on analysis of the derivatives of motor currents. Compliance with the specific requirements of the traction drive requires the use of several estimation methods. In the paper three methods are proposed: high-speed method, low-speed method and stand-still method. These methods are modification of algorithms taken from the literature. The monograph includes a detailed description of the proposed methods, as well as their simulation and experimental verification.

Application of the proposed estimation methods allowed to obtain stable operation of the drive also the specific conditions characteristic for traction application. The final part of the monograph contains a summary in which special attention was paid to the potential area for further research.

Załącznik 1 – UKŁADY WSPÓŁRZĘDNYCH

W pracy posłużono się trzema układami współrzędnych oznaczonymi: ABC , $\alpha\beta$, dq . Układy ABC oraz $\alpha\beta$ są układami stacjonarnymi, związanymi ze stojanem silnika. Oś układu ABC odpowiadają kierunkom i zwrotom wektorów pola magnetycznego wytwarzanego przez przepływ prądu w uzwojeniach A , B i C stojana, a więc są wzajemnie przesunięte o 120° . Układ $\alpha\beta$ jest układem ortogonalnym. Oś α pokrywa się z osią A . Układ dq jest wirującym układem ortogonalnym, związanym z wirnikiem silnika. Oś d odpowiada kierunkowi i zwrotowi wektora pola magnetycznego pochodzącego od magnesów trwałych wirnika. Wzajemne położenie układów współrzędnych przedstawiono na rys. Z.1. Kąt położenia wirnika (w sensie elektrycznym) oznaczono jako θ .



Rys. Z.1. Wzajemne położenie układów współrzędnych: ABC , $\alpha\beta$, dq

Poniżej przedstawiono wzory transformacyjne [K21, K22]. Do transformacji pomiędzy układami $\alpha\beta$ oraz dq wykorzystano transformację Park'a – prostą (Z1.1) i odwrotną (Z1.2). Do transformacji pomiędzy układami ABC i $\alpha\beta$ wykorzystano transformację Clarke – prostą (Z1.3) i odwrotną (Z1.4).

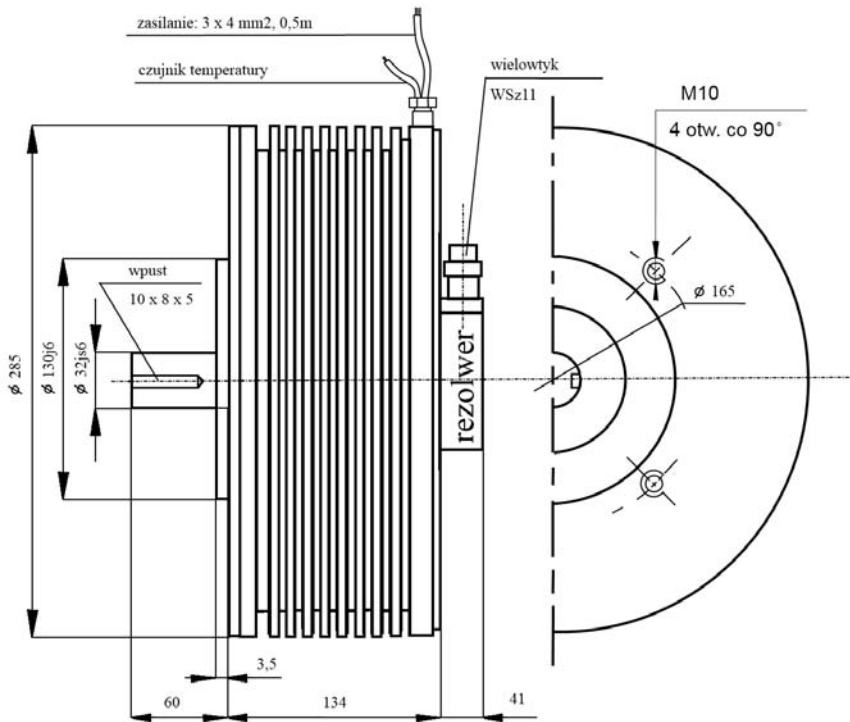
$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{Z1.1})$$

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (\text{Z1.2})$$

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} \quad (\text{Z1.3})$$

$$\begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{Z1.4})$$

Załącznik 2 – KARTA KATALOGOWA SILNIKA RTMds26-06



Lp.	Parametr	Symbol	Jednostka	Wartość
1	Moment długotrwały ($\omega = 0$)	M_n	Nm	45
2	Max prędkość obrotowa ($M = 0$)	$\omega_{m,max}$	obr./min	(3000)
3	Max prąd długotrwały ($\omega = 0$)	I_n	A	30,5
4	Max prąd (impuls)	I_{max}	A	102
5	Max moment (impuls)	M_{max}	Nm	150
6	Stała momentu	K_T	Nm/A	1,475
7	Stała napięcia	K_E	V/1000 obr./min	89,2
8	Rezystancja uzwojenia (20°C)	R_t	Ω	0,131
9	Elektryczna stała czasu	T_E	ms	–
10	Mechaniczna stała czasu	T_m	ms	–
11	Moment bezwładności	J	kg·m ²	–
12	Max przyspieszenie kątowe	ε	rad/s ²	–
13	Statyczny moment tarcia	M_F	Nm	0,51
14	Stała tłumienia	K_D	Nm·s/rad	–
15	Stała czasu nagrzewania	T_H	min	–
16	Rezystancja termiczna	K_o	K/W	0,385
17	Masa	Q	kg	27

Wzbudzenie – magnesy trwałe

Klasa izolacji F

Liczba biegunów 2p = 18

Załącznik 3 – STAŁE W MODELU SILNIKA RTMds26-06

Stałe w modelu silnika, zamieszczone w tabl. Z.1, wyznaczone eksperymentalnie. Rezystancję R_s stojana zmierzono metodą techniczną [15]. Wartość strumienia ψ_f od magnesów trwałych wirnika określono na podstawie wyników rejestracji siły elektromotorycznej silnika przy znanych prędkościach kątowych [56]. Indukcyjności L_d , L_q wyznaczono metodą opisaną w pracach [K17, 15]. Przy pomiarach wirnik ustawiono w położeniu $\theta = 0^\circ$. Uzwojenia silnika łączono w odpowiednich konfiguracjach i zasilano z generatora napięcia sinusoidalnego. Zmieniając częstotliwość napięcia zasilającego w zakresie od $f_{\min} = 50$ Hz do $f_{\max} = 1000$ Hz, mierzono amplitudy przebiegów napięcia i prądu w obwodzie oraz ich względne przesunięcia fazowe. Otrzymano punkty charakterystyk wyrażających zależność modułu reaktancji od częstotliwości – dla osi d oraz q . Wartości L_d , L_q określono, dopasowując charakterystyki wyznaczone analitycznie do otrzymanych punktów. Wykorzystano poprzednio wyznaczoną wartość rezystancji R_s stojana.

Tablica Z.1

Parametry modelu silnika

Rezystancja uzwojeń stojana	$R_s = 0,12 \Omega$
Indukcyjność w osi podłużnej	$L_d = 0,9$ mH
Indukcyjność w osi poprzecznej	$L_q = 1,05$ mH
Strumień od magnesów trwałych	$\Psi_f = 75$ mWb
Moment bezwładności (zestawu)	$J = 0,19$ kg·m ²

Składnik momentu obciążenia wprowadzony do modelu, odpowiadający oporom własnemu wyznaczonym dla całego zestawu elektromaszynowego, opisano zależnością empiryczną, w której współczynniki dobrano na drodze eksperymentu:

$$M_{r(1)} = 1 + 471e^{-6} \cdot \omega_m + 977e^{-9} \cdot \omega_m^2 \quad (\text{Z3.1})$$

gdzie: $M_{r(1)}$ – moment obciążenia [Nm],

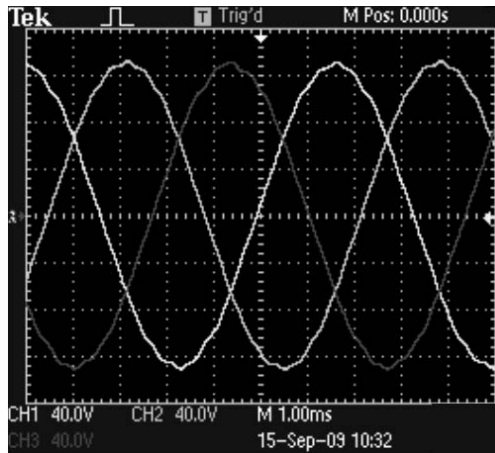
ω_m – prędkość mechaniczna [obr./min].

Powyższy wzór dotyczy dodatnich prędkości.

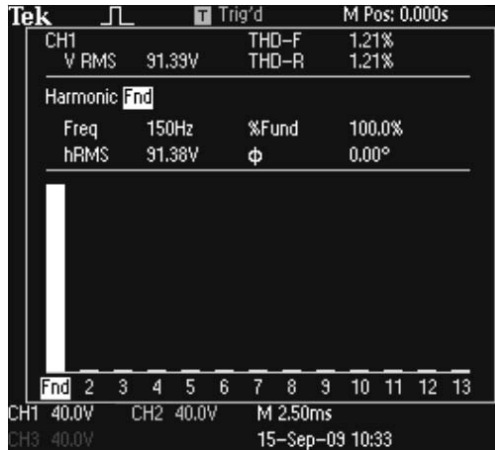
Załącznik 4 – PRZEBIEG SIŁY ELEKTROMOTORYCZNEJ SILNIKA RTMds26-06

Istotną cechą maszyny, z punktu widzenia problematyki estymacji położenia kąowego na podstawie wektora siły elektromotorycznej, jest rozkład pola w szczelinie, który powinien być zbliżony do sinusoidalnego. Rejestracja przebiegu napięcia przewodowego (rys. Z.2a) przy nieobciążonym silniku IPMSM napędzanym przez silnik pomocniczy wykazała niewielką zawartość wyższych harmonicznych (rys. Z.2b).

a)



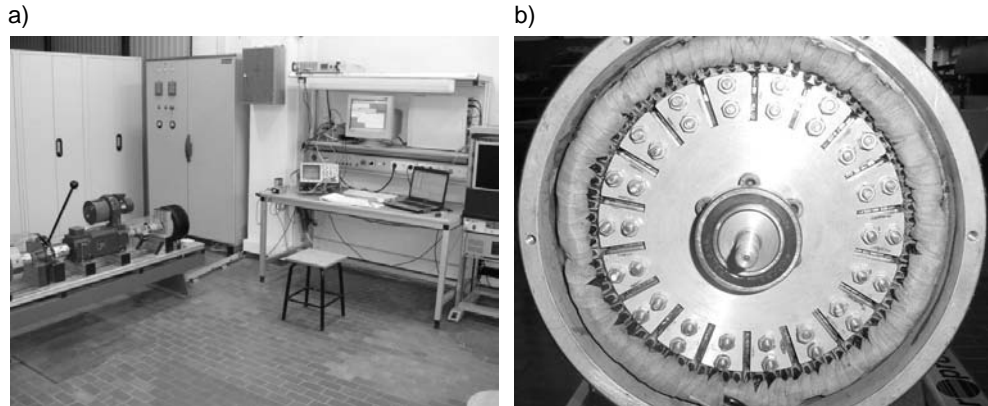
b)



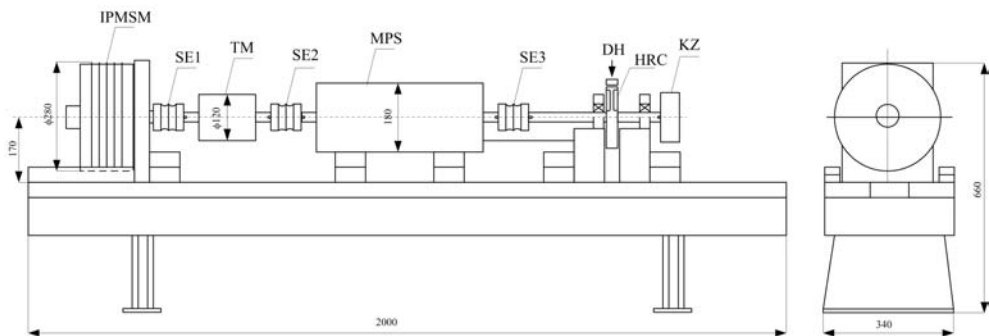
Rys. Z.2. Wartości przewodowe siły elektromotorycznej silnika RTMds26-06 przy prędkości $\omega_m \cong 1000$ obr./min: a) oscylogram; b) analiza harmoniczných

Załącznik 5 – WYGLĄD I STRUKTURA STANOWISKA LABORATORYJNEGO

Widok stanowiska laboratoryjnego oraz silnika IPMSM przedstawiono na rys. Z.3, schemat złożeniowy zespołu elektromaszynowego pokazano na rys. Z.4.



Rys. Z.3. Fotografie stanowiska laboratoryjnego:
a) widok ogólny; b) widok wnętrza silnika IPMSM [K8]



Rys. Z.4. Rysunek złożeniowy zespołu elektromaszynowego [K8]: IPMSM – silnik RTMds26-06, MPS – maszyna prądu stałego, SE1, 2, 3 – sprzęgła elastyczne, TM – momentomierz, HRC – hamulec cierny ręczny, DH – dźwignia hamulca, KZ – koło zamachowe

WYDAWNICTWO POLITECHNIKI GDAŃSKIEJ

Wydanie I. Ark. wyd. 6,3, ark. druku 5,75, 120/661

Druk i oprawa: *EXPOL* P. Rybiński, J. Dąbek, Sp. Jawna
ul. Brzeska 4, 87-800 Włocławek, tel. 54 232 37 23