

POLITECHNIKA WARSZAWSKA

Wydział Elektryczny

Autoreferat Rozprawy Doktorskiej

mgr inż. Dariusz Stando

**"Predykcyjne sterowanie bezczujnikowego napędu z
silnikiem indukcyjnym zasilanym z 3-poziomowego
falownika"**

**(Predictive Control of 3-Level Inverter-Fed
Sensorless Induction Motor Drive)**

Promotor

prof. dr hab. inż. Marian P. Kaźmierkowski

Warszawa, 2018

Spis treści

1	Wstęp	5
1.1	Wprowadzenie	5
1.2	Motywacja	8
1.3	Teza pracy	9
1.4	Osiągnięcia własne	9
2	Kaskadowe metody wektorowego sterowania silników indukcyjnych	11
2.1	Sterowanie Zorientowane Polowo	12
2.2	Bezpośrednie Sterowanie Momentem z Modulacją Wektorową	13
3	Optymalizacja Sekwencji Przełączeń z Modelem Predykcyjnym i Bezpośrednią Regulacją Strumienia	15
3.1	OSS-MPFC - Zasady metody	16
3.2	Model Predykcyjny	16
3.3	Wyliczanie wartości zadanej strumienia stojana	17
3.4	Sformułowanie funkcji kosztu i problemu optymalizacji	18
3.4.1	Generowanie sekwencji wektorów napięcia	21
3.4.2	Kontrolowanie napięć obwodu DC	21
3.4.3	Wyniki symulacyjne i eksperymentalne metody OSS-MPFC	24
4	Estymacja zmiennych stanu	29
4.1	Układ Adaptacyjny z Prądowym Modelem Referencyjnym (C-MRAS)	30
4.1.1	Wyznaczanie nastaw regulatora estymacji prędkości	31

4.1.2	Identyfikacja parametrów on-line	34
4.1.3	Wyznaczanie prędkości początkowej	36
4.2	Wyniki eksperymentalne i symulacyjne sterowania bezczujnikowego metodą OSS-MPFC	38
5	Podsumowanie i wnioski końcowe	43
A	Stanowisko laboratoryjne	53

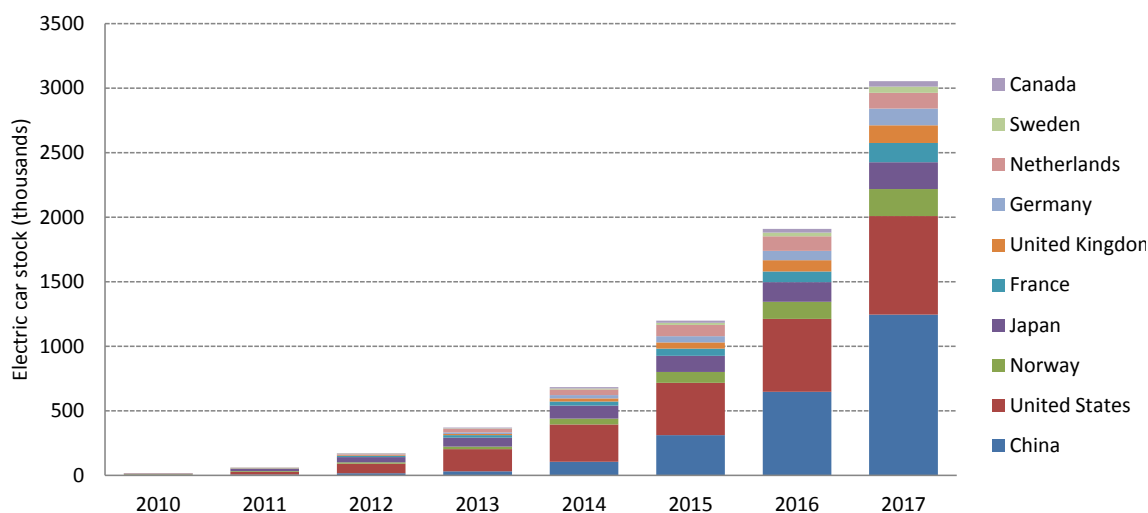
ROZDZIAŁ 1

Wstęp

1.1 Wprowadzenie

Pierwszy falownik o zmiennej amplitudzie i częstotliwości napięcia wyjściowego, zasilający *silnik indukcyjny* (IM) został wprowadzony do trakcji we wczesnych latach siedemdziesiątych [1]. Był to początek rozwoju napędów o zmiennej prędkości bazujących na IM. Specyficzne warunki pracy napędów lokomotyw lub tramwajów wymuszały ciągły rozwój coraz bardziej zaawansowanych metod sterowania. Zjawiska takie jak odbijanie pantografu lub gwałtowna utrata momentu obciążenia w wyniku utraty przyczepności kół sprawiły, że środowisko naukowe zajmujące się tą dziedziną było przekonane, iż metody sterowania bazujące na stałym stosunku napięcie/częstotliwość (sterowanie skalarne) (V/f) nie są w stanie sprostać tym szczególnym wymaganiom. Patrząc w przeszłość można stwierdzić, że rozwój metod sterowania był uzależniony od rozwoju zarówno łączników mocy jak i platform obliczeniowych. Przez ostatnie pięćdziesiąt lat półprzewodniki ewoluowały od *klasycznych tyrystorów*, poprzez *tyrystory wyłączane prądem bramki* (GTO) i *tyrystory ze zintegrowanym obwodem komutacji bramki* (IGCT) do *tranzystorów bipolarnych z izolowaną bramką* (IGBT) i ostatnio *tranzystorów polowych z izolowaną bramką wykonanych z węgla krzemu* (SiC-MOSFET). Każda generacja łączników poprawiała efektywność i precyzję sterowania, co w rezultacie miało wpływ na poprawę właściwości trakcyjnych i wzrost sprawności. Podobny scenariusz towarzyszył

rozwojowi jednostek obliczeniowych i sposobów implementacji algorytmów sterowania. Zaczynając od implementacji analogowych i aktualnie kończąc na bardzo efektywnych *układach programowalnych* (FPGA) oraz *procesorach sygnałowych* (DSP). Dzięki tym osiągnięciom, napędy elektryczne zasilane z falowników napięcia, aktualnie zbliżają się sprawnością do niemal 100%. W ostatniej dekadzie odnotowano również znaczny wzrost zainteresowania elektryfikacją transportu drogowego. Wynika to z jednego z głównych wyzwań stojących obecnie przed globalnym społeczeństwem, jakim jest zmniejszenie negatywnego wpływu transportu drogowego na zanieczyszczenie środowiska. W rezultacie ograniczenia prawne są nakładane globalnie i regionalnie. Normy emisji spalin stają się coraz bardziej restrykcyjne, a producenci są zmuszani do opracowywania technologii, które zmniejszają zużycie paliw. Prowadzi to do zwiększonego zainteresowania elektryfikacją pojazdów. Z tego powodu przemysł motoryzacyjny rozwija trendy, którymi są: *ładowane pojazdy hybrydowe* (PHEV), *pojazdy elektryczne zasilane z baterii* (BEV) oraz *pojazdy elektryczne zasilane z ogniw paliwowych* (FCEV). PHEV mogą jedynie zmniejszyć zużycie paliw kopalnych poprzez ich bardziej efektywne wykorzystanie przy jednoczesnym zachowaniu zasięgu pojazdów spalinowych. Są one swego rodzaju etapem pośrednim, który pozwoli na płynne przejście do stosowania wyłącznie BEV i FCEV, które oferują wysoką sprawność napędu przy zerowej emisji. Oznacza to, że są one definiowane jako neutralne pod względem emisji CO₂, mimo że są ładowane energią elektryczną i tankowane wodorem produkowanym z paliw kopalnych. Jednakże BEV i FCBV w połączeniu z ciągłym rozwojem odnawialnych źródeł energii mogą wprowadzić nas w fazę pozbawioną emisji szkodliwych gazów.



Rysunek 1.1: Rozwój zasobów pojazdów elektrycznych w wiodących krajach, 2010-2017 [2].

Udział ładowanych pojazdów elektrycznych (ang. plug-in EV)¹ (PHEV i BEV) w rynku motoryzacyjnym na przestrzeni ostatnich ośmiu lat został przedstawiony na Rys. 1.1. Wynika z niego, że udział pojazdów elektrycznych z każdym rokiem zwiększa się o około 40%. Najnowocześniejsze systemy napędowe pojazdów elektrycznych są zazwyczaj wyposażone w IM lub silniki synchroniczne z magnesami trwałymi (PM). IM są szeroko stosowane w lokomotywach i tramwajach, gdzie mają znacznie większą liczbę zastosowań niż silniki PM. Wynika to z wysokiej niezawodności i niższych kosztów produkcji IM. Ponadto, ich zaletą jest również naturalny zanik wzbudzenia w przypadku awarii falownika, co jest niezwykle ważne ze względów bezpieczeństwa. Natomiast silniki PM są bardziej popularne w transporcie drogowym. Mają one wyższy stosunek momentu obrotowego do masy oraz charakteryzują się wyższą sprawnością niż IM zwłaszcza w zakresie niskich prędkości. Jednak w zakresie wyższych prędkości oraz w zakresie osłabienia strumienia IM zbliżają się sprawnością do PM [3]. Nawiązując do danych [4] zgromadzonych w 2016 roku silniki z magnesami trwałymi można było znaleźć w 25 modelach samochodów, a silniki indukcyjne w pięciu z czego wszystkie pochodziły od Tesla Motors. Pomimo szybkiego rozwoju silników PM w branży samochodów elektrycznych, IM stanowią nadal dominujące rozwiązanie. W związku z tym dalsze rozważania będą dotyczyły napędów z silnikami indukcyjnymi.

W odniesieniu do technologii stosowanych falowników, topologie wielopoziomowe są szeroko rozwijane dzięki następującym zaletom:

- obniżone wartości znamionowe napięć używanych półprzewodników mocy, a co za tym idzie, niższe straty łączeniowe,
- generacja niższego napięcia zaburzeń wspólnych co wpływa na zmniejszenie naprężeń w łożyskach silnika,
- lepsza jakość prądu wyjściowego,
- mniejsze dv/dt , a dzięki temu zmniejszenie problemów kompatybilności elektromagnetycznej.

Ze względu na powyższe właściwości, falownik trój-poziomowy został wybrany na potrzeby realizacji niniejszej rozprawy do zasilania badanego silnika indukcyjnego.

¹Termin EV odnosi się do: samochodów, autobusów, ciężarówek elektrycznych, tramwaj, pociągów metra oraz lokomotyw.

1.2 Motywacja

Napędy z silnikami indukcyjnymi wykorzystywane w EV powinny spełniać poniższe ogólne wymagania:

- duża chwilowa moc i wysoka gęstość mocy,
- wysoki moment przy niskich prędkościach wykorzystywany podczas rozruchów oraz podjazdów, jak również wysoka moc przy wysokich prędkościach,
- praca w bardzo szerokim zakresie prędkości kątowych (obrotowych) włączając region stałego momentu i stałej mocy,
- wysoka dynamika momentu w szerokim zakresie prędkości łącznie z zakresem osłabienia strumienia,
- wysoka sprawność w szerokim zakresie prędkości i momentu,
- wysoka sprawność podczas hamowania regeneracyjnego,
- wysoka niezawodność i wytrzymałość w różnych warunkach eksploatacji,
- małe wymiary, redukcja wagi i mały moment bezwładności,
- wykorzystanie dostępnego napięcia obwodu DC.

Aby możliwe było spełnienie powyższych wymagań konieczne jest zastosowanie jednej z metod wektorowych. Pierwotnie zostały one sklasyfikowane w dwóch podstawowych grupach: wykorzystujące modulator wektorowy wraz z liniowymi regulatorami (*Sterowanie Zorientowane Polowo* (ang. Field Oriented Control FOC) i jego warianty oraz *Sterowanie z Bezpośrednią Regulacją Momentu i Modulacją Wektorową* (ang. Direct Torque Control with Space Vector Modulation DTC-SVM)) oraz oparte na regulatorach histerezowych (metoda *Bezpośredniego Sterowania Momentem* (ang. Direct Torque Control DTC) oraz metoda *DSC* (ang. Direct Self Control)). W rezultacie szybkiego rozwoju mocy obliczeniowej procesorów pojawiła się nowa grupa metod predykcyjnych bazujących na modelu sterowanego układu (ang. Model Predictive Control MPC). Jednakże, pomimo wielu wariantów MPC wszystkie możliwości metod predykcyjnych w zastosowaniu do napędów elektrycznych nie zostały w pełni zidentyfikowane. Co więcej, większość badań i publikacji

rozważa wyłącznie napędy wyposażone w mechaniczny czujnik prędkości. Z tego powodu, główną motywacją niniejszej rozprawy jest rozwój nowatorskiego algorytmu sterowania predykcyjnego, który spełni główne wymagania pojazdów elektrycznych wymienione powyżej. Zakres prac nie obejmuje projektowania konstrukcji IM, a więc będą brane pod uwagę tylko te wymagania, na które wpływa algorytm sterowania, wyłączając sprawność całego napędu. Proponowane rozwiązanie ma na celu poprawę osiągnięć IM w porównaniu z powszechnie stosowanymi metodami sterowania liniowego. Główny schemat sterowania *Optymalizacji Sekwencji Przełączeń z Modelem Predykcyjnym i Bezpośrednią Regulacją Strumienia* (ang. Optimal Switching Sequence - Model Predictive Flux Control OSS-MPFC) został rozwinięty w oparciu o metodę *Sterowania Predykcyjnego ze Skończoną Ilością Wektorów Napięcia* (ang. Finite Control Set - Model Predictive Control FCS-MPC), która jest jedną z nowych metod sterowania. Dodatkowo algorytm sterowania wspierany jest bezczujnikową estymacją zmiennych stanu i adaptacją krytycznych parametrów z wykorzystaniem metody *Układu Adaptacyjnego z Modelem Referencyjnym* (ang. Model Reference Adaptive System MRAS).

1.3 Teza pracy

W oparciu o powyższe rozważania autor sformułował następującą tezę: *Zastosowanie odpowiedniego sterowania predykcyjnego z modelem (MPC) oraz skompensowanego estymatora MRAS do odtwarzania sygnałów prędkości i parametrów silnika, gwarantuje realizację wysoko wydajnego napędu z silnikiem indukcyjnym (IM) zasilanym z falownika 3-poziomowego, który spełnia wszystkie wymagania statyczne i dynamiczne stawiane pojazdom elektrycznym.*

1.4 Osiągnięcia własne

Osiągnięcia własne autora:

- rozwój nowej metody sterowania predykcyjnego OSS-MPFC dla IM zasilanych z 3-poziomowego VSI, który ma następujące zalety (Rozdział 3):
 - strumień stojana kontrolowany jest przy każdej prędkości, włącznie z prędkością zerową i zakresem osłabienia strumienia,

- moment elektromagnetyczny sterowany jest z bardzo wysoką dynamiką,
 - proponowane rozwiązanie nie wymaga każdorazowego dostrajania przez wykwalifikowaną obsługę do nowej aplikacji (brak regulatorów liniowych, wymagana jest znajomość wyłącznie podstawowych parametrów silnika),
 - zawiera algorytm predykcyjny pozwalający na balansowanie napięcia w obwodzie pośredniczącym DC,
 - w każdym czasie samplingu wyznaczana jest optymalna sekwencja i czasy przełączania trzech wektorów napięcia, które następnie realizowane są przez falownik,
- opracowanie bezczujnikowego estymatora C-MRAS, który wyposażony jest w następujące moduły (Rozdział 4):
 - adaptacyjną estymację rezystancji stojana R_s ,
 - adaptacyjną estymację indukcyjności głównej L_M ,
 - wstępną identyfikację prędkości podczas rozruchu w przypadku nie zerowej początkowej prędkości mechanicznej,
 - zaproponowanie uproszczonej metody wyznaczania nastaw regulatora PI dla adaptacyjnego estymatora prędkości (Rozdział 4.1.1),
 - budowa stanowiska laboratoryjnego z 3-poziomowym falownikiem napięcia (Załącznik A),
 - opracowanie modelu symulacyjnego napędu o mocy 50kW z IM dla EV w środowisku symulacyjnym SABER,
 - implementacja i badania metody sterowania OSS-MPFC dla napędu z IM o mocy 50kW (Rozdział 3.4.3),
 - implementacja i badanie bezczujnikowego estymatora C-MRAS dla napędu z IM o mocy 50kW (Rozdział 4.2).

ROZDZIAŁ 2

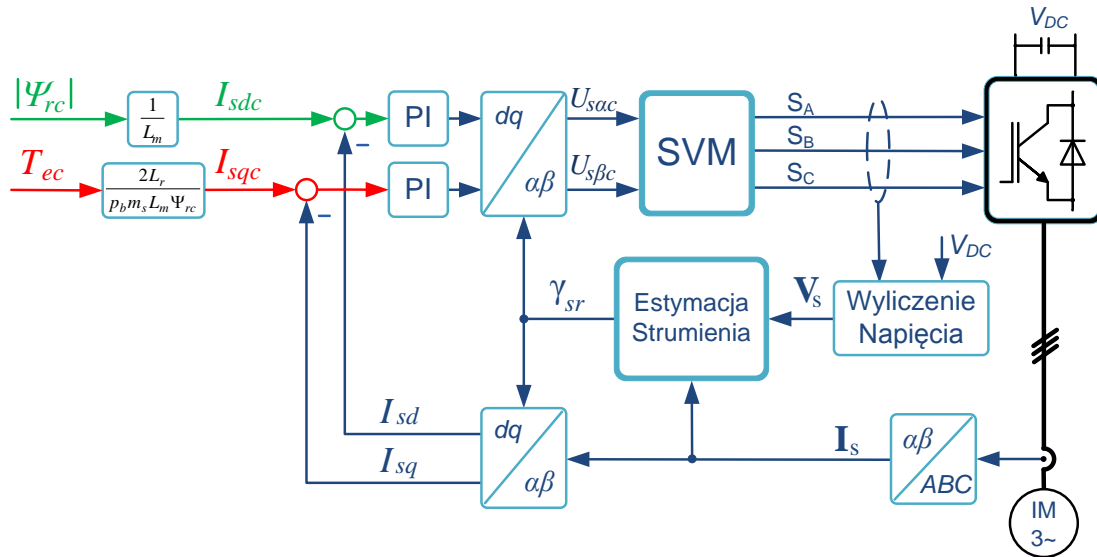
Kaskadowe metody wektorowego sterowania silników indukcyjnych

Niewystarczające właściwości metod skalnych w stosunku do wysokich wymagań dynamiki napędów z silnikami indukcyjnymi, a w szczególności w zastosowaniach do EV zachęcają do ciągłego rozwoju metod sterowania. Użycie metod wektorowych pozwoliło na rozwiązanie głównego problemu niskiej dynamiki momentu, co jest charakterystyczne dla metod skalnych. Jedną z najczęściej stosowanych i prostych metod sterowania skalarne jest metoda $V/f = const$. Kontroluje ona wyłącznie stosunek amplituda/częstotliwość napięcia. Natomiast metody wektorowe poza amplitudą i częstotliwością wektorów napięcia, strumienia i prądu kontrolują w stanach dynamicznych również ich położenie względem siebie. Ten rozdział przedstawia wybrane metody sterowania wektorowego stosowane w falownikach zasilających IM:

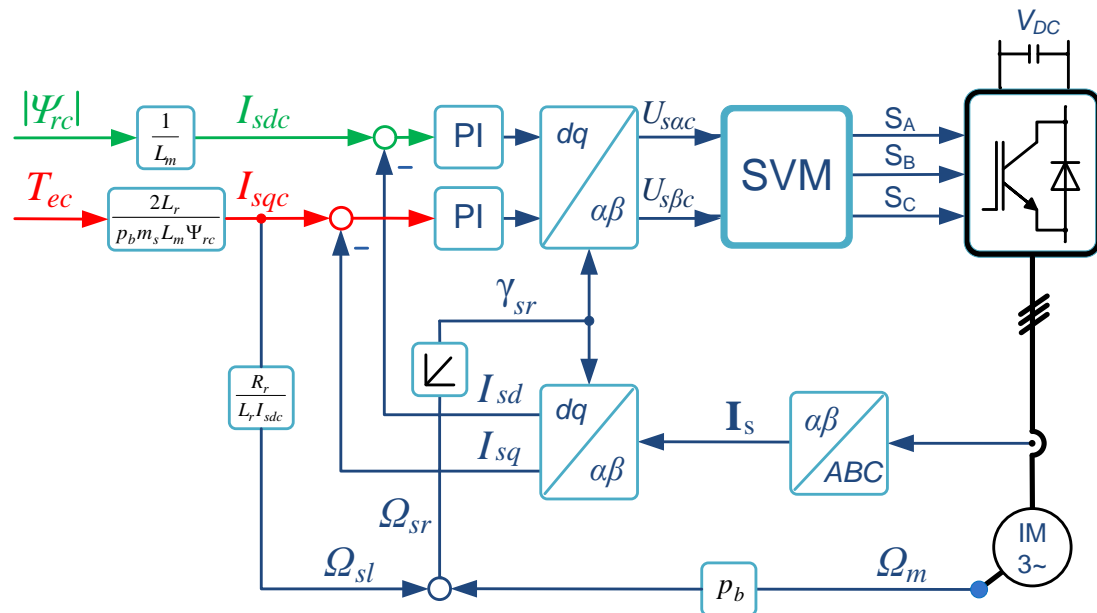
- *Sterowanie Zorientowane Polowo* (ang. FOC) [5], [6],
- *Bezpośrednie Sterowanie Momentem z Modulacją Wektorową* (ang. DTC-SVM) [7]–[10].

2.1 Sterowanie Zorientowane Polowo

Jedną z najczęściej implementowanych metod wektorowych w zastosowaniach przemysłowych jest metoda FOC [5], [6]. Bazuje ona na transformacji prądów fazowych stojana do systemu d - q wirującego z wektorem strumienia wirnika $\Omega_K = \Omega_{sr}$.



Rysunek 2.1: Schemat blokowy metody DFOC.



Rysunek 2.2: Schemat blokowy metody IFOC.

Można wyróżnić dwie odmiany metody FOC: *Bezpośrednie Sterowanie Zorientowane*

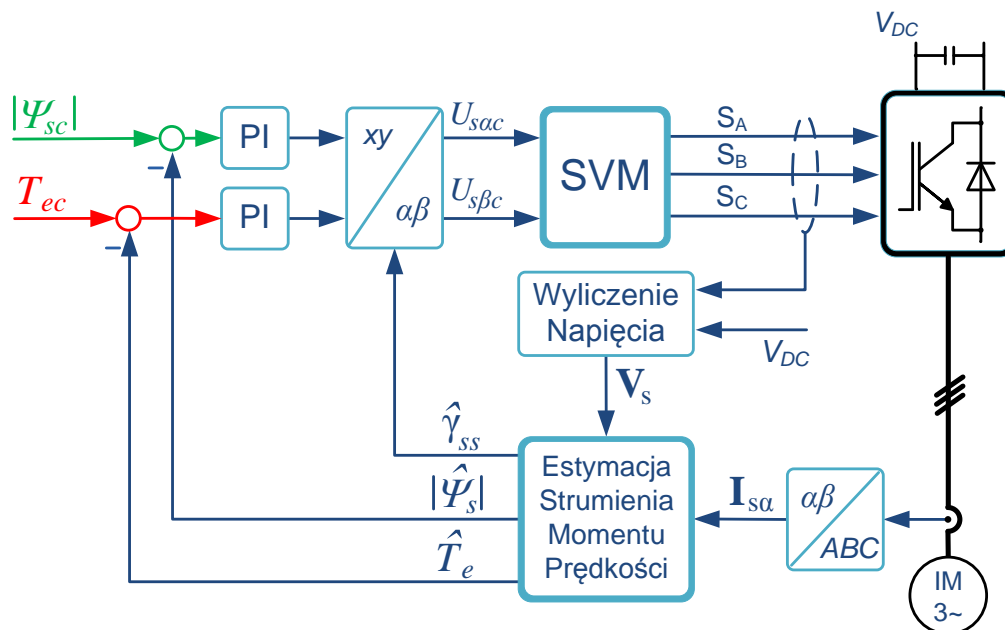
Polowo (DFOC) i *Pośrednie Sterowanie Zorientowane Polowo* (IFOC) przedstawione odpowiednio na Rys. 2.1 oraz Rys. 2.2. Podział ten wynika ze sposobu wyznaczania kąta wektora strumienia wirnika γ_{sr} , który wykorzystywany jest do transformacji mierzonych prądów i zadanego napięcia ($U_{s\alpha c}$, $U_{s\beta c}$). W przypadku DFOC kąt wektora strumienia wirnika γ_{sr} obliczany jest w estymatorze strumienia. Natomiast, metoda IFOC wyznacza ten sam kąt bazując na prędkości mechanicznej Ω_m i zadanych prądach I_{sdc} , I_{sqc} .

2.2 Bezpośrednie Sterowanie Momentem z Modulacją Wektorową

Bezpośrednie Sterowanie Momentem z Modulacją Wektorową [7]–[10] jest poważną konkurencją dla metody FOC w zastosowaniach przemysłowych. DTC-SVM jest rozszerzeniem klasycznej metody DTC zaprezentowanej w połowie lat 80 przez I. Takahashi i T. Noguchi [11]. Regulatory histerezowe i tablica łączy wykorzystywane w DTC zostały zastąpione przez regulatory liniowe PI oraz modulator wektorowy w DTC-SVM. Pozwoliło to na eliminację wad metody DTC takich jak bipolarne napięcie wyjściowe falownika i zmienna częstotliwość łączy, co zapewniło niskie straty łączeniowe oraz niskie pulsacje prądu. DTC-SVM jest metodą zorientowaną względem wektora strumienia stojana, gdzie moment zależy bezpośrednio od amplitud i wzajemnego położenia wektorów strumienia stojana i wirnika (δ_Ψ). Zależność tą przedstawia równanie 2.1.

$$T_e = \frac{1}{2} p_b m_s \frac{L_M}{L_M^2 - L_s L_r} \Psi_s \Psi_r \sin \delta_\Psi \quad (2.1)$$

Schemat blokowy metody DTC-SVM z dwiema równoległymi pętlami sprzężenia zwrotnego od momentu i modułu strumienia stojana [7], [12], [13] został przedstawiony na Rys. 2.3.



Rysunek 2.3: Block diagram of DTC-SVM.

Wszystkie przedstawione metody należą do grupy sterowania liniowego wykorzystując transformacje współrzędnych oraz modulację szerokości impulsów (SVM) dla linearyzacji silnika i falownika.

ROZDZIAŁ 3

Optymalizacja Sekwencji Przełączeń z Modelem Predykcijnym i Bezpośrednią Regulacją Strumienia

Metodą predykcijną, która do tej pory znalazła największą ilość aplikacji w energoelektronice jest OSV-MPC (ang. Optimal Switching Vector - Model Predictive Control). Metoda ta charakteryzuje się zmienną częstotliwością łączeń i problemem doboru wag funkcji kosztu. W większości zastosowań do napędów IM funkcja kosztu składa się z błędu momentu i amplitudy strumienia stojana, które różnią się pod względem jednostek i wielkości. W takim przypadku, aby osiągnąć pożądane właściwości napędu, konieczny jest dobór odpowiednich współczynników wagowych. Wybór współczynników wagowych nie jest jednak prostym zadaniem ze względu na brak procedur teoretycznych i zazwyczaj przeprowadzony jest metodą prób i błędów. W literaturze można znaleźć próby rozwiązania tego problemu [14]–[19], jednak metody te są dosyć skomplikowane. Ponadto poza problemem doboru wag funkcji kosztu, OSV-MPC posiada więcej wad takich jak: wysokie tętnienia momentu i wymagana wysoka częstotliwość samplingu.

W tym rozdziale zostanie zaprezentowana metoda sterowania OSS-MPFC, która rozwiązuje powyższe problemy klasycznego MPC i jednocześnie zachowuje zaletę, którą jest wysoka dynamika regulacji momentu.

więc pełny model składający się z równań stojana 3.1 i wirnika 3.2 obliczany jest tylko raz. Po dyskretyzacji równań wektorowych IM, dyskretny model predykcijny przyjmuje postać:

$$\mathbf{\Psi}_s(k+1) = \mathbf{\Psi}_s(k) + \left[\frac{R_s L_m}{\sigma L_s L_r} \mathbf{\Psi}_r(k) - \frac{R_s}{\sigma L_s} \mathbf{\Psi}_s(k) + \mathbf{V}_s(k) \right] T_s \quad (3.1)$$

$$\mathbf{\Psi}_r(k+1) = \mathbf{\Psi}_r(k) + \left[\frac{R_r L_s}{L_m} \mathbf{I}_s(k) - \frac{R_r}{L_m} \mathbf{\Psi}_s(k) + j p_b \Omega_m \mathbf{\Psi}_r(k) \right] T_s \quad (3.2)$$

3.3 Wyliczanie wartości zadanej strumienia stojana

Proponowana struktura sterowania eliminuje problem doboru wag funkcji kosztu dzięki wykorzystaniu tego samego typu zmiennych. Takie podejście gwarantuje maksymalne wykorzystanie napędu w szerokim zakresie prędkości i momentu. W celu przeprowadzenia optymalizacji wyłącznie w oparciu o strumień stojana konieczne jest zawarcie informacji o momencie i amplitudzie strumienia w wartości zadanej strumienia. Aby było to możliwe, konieczne jest wykorzystanie strumienia stojana w składowych $\alpha - \beta$. Z zależność fazowej pomiędzy wektorami strumienia stojana i wirnika wynika że:

$$\gamma_{ss} = \gamma_{sr} + \delta_{\Psi}, \quad (3.3)$$

gdzie, w stanach ustalonych i przy braku obciążenia wektory strumienia stojana i wirnika są w fazie, więc kąt δ_{Ψ} przyjmuje wartość równą zero. Natomiast w stanach dynamicznych i pod obciążeniem przesunięcie fazowe pomiędzy wektorami strumieni jest proporcjonalne do momentu jak poniżej:

$$\delta_{\Psi} = \arcsin \left(\frac{2(L_s L_r - L_M^2) T_e}{p_b m_s L_M \Psi_s \Psi_r} \right) \quad (3.4)$$

Wykorzystując powyższą zależność, referencyjną wartość strumienia stojana można zapisać w następującej postaci:

$$\gamma_{ssc} = \gamma_{sr} + \arcsin \left(\frac{2(L_s L_r - L_M^2) T_e}{p_b m_s L_M \Psi_s \Psi_r} \right) \quad (3.5)$$

$$\Psi_{s\alpha c} = \Psi_{sc} \cos(\gamma_{ssc}) \quad (3.6)$$

$$\Psi_{s\beta c} = \Psi_{sc} \sin(\gamma_{ssc}) \quad (3.7)$$

Predykcja przyszłej wartości zadanej dokonywana jest zgodnie z poniższymi krokami:

1. Kompensacja opóźnienia Ψ_r z wykorzystaniem równania (3.2):

$$\Psi_r(k) = \Psi_r(k-1) + \left[\frac{R_r L_s}{L_m} \mathbf{I}_s(k-1) - \frac{R_r}{L_m} \Psi_s(k-1) + j p_b \Omega_m \Psi_r(k-1) \right] T_s \quad (3.8)$$

2. Kompensacja kąta wektora Ψ_r :

$$\gamma_{sr}(k+1) = \gamma_{sr}(k) + \Omega_{sr} T_s \quad (3.9)$$

3. Wyznaczenie wartości zadanej kąta strumienia stojana:

$$\gamma_{ssc}(k+1) = \gamma_{sr}(k+1) + \arcsin \left(\frac{2(L_s L_r - L_M^2) T_{ec}}{p_b m_s L_M \Psi_{sc} \Psi_r(k)} \right) \quad (3.10)$$

4. Wyznaczenie zadanego strumienia stojana w składowych $\alpha - \beta$:

$$\Psi_{s\alpha c}(k+1) = \Psi_{sc} \cos(\gamma_{ssc}(k+1)) \quad (3.11)$$

$$\Psi_{s\beta c}(k+1) = \Psi_{sc} \sin(\gamma_{ssc}(k+1)) \quad (3.12)$$

3.4 Sformułowanie funkcji kosztu i problemu optymalizacji

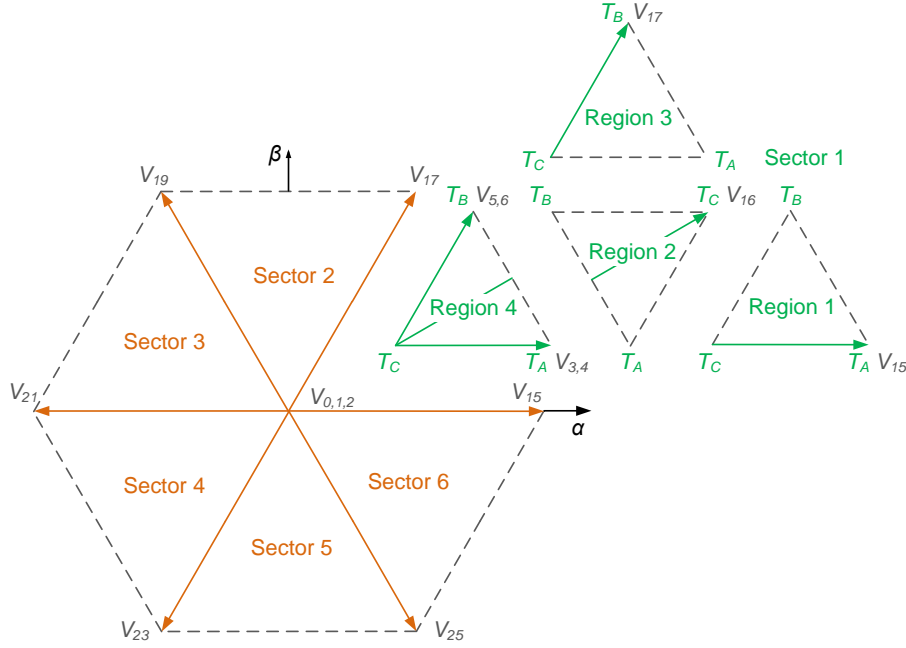
Wyznaczenie optymalnego wektora napięcia wyjściowego realizowane jest z wykorzystaniem poniższej funkcji kosztu:

$$J = \|\Psi_{sc}(k+1) - \Psi_s(k+1)\|_2^2, \quad (3.13)$$

która w składowych $\alpha - \beta$ przyjmuje postać:

$$J = (\Psi_{s\alpha c}(k+1) - \Psi_{s\alpha}(k+1))^2 + (\Psi_{s\beta c}(k+1) - \Psi_{s\beta}(k+1))^2 \quad (3.14)$$

Proces optymalizacji realizowany jest w kilku krokach, a jego efektem jest wektor napięcia, który minimalizuje równanie (3.13) poprzez wymuszenie śledzenia $\Psi_{sc}(k+1)$ przez $\Psi_s(k+1)$. Pierwszym krokiem jest wyznaczenie optymalnego regionu, co realizowane jest w dwóch krokach. Jako pierwszy wyznaczany jest optymalny sektor poprzez minimalizację sumy funkcji kosztu reprezentujących długie wektory napięcia danego sektora (kolor pomarańczowy na rys. 3.2). Następnie po określeniu optymalnego sektora wyznaczany jest należący do niego optymalny region. Jest to realizowane w podobny sposób. Dla



Rysunek 3.2: Wykres wektorowy wyboru optymalnego regionu.

każdego regionu wyliczana jest suma trzech funkcji kosztu uzyskanych dla sąsiadujących wektorów napięcia (kolor zielony na rys. 3.2). Poszukiwany optymalny wektor napięcia znajduje się w regionie, którego suma funkcji kosztu przyjmuje minimalną wartość. Po zidentyfikowaniu optymalnego regionu możliwe jest wyznaczenie czasów trwania każdego z trzech wektorów napięcia. Przykład zmian strumienia stojana w wyniku zadanych trzech sąsiadujących wektorów napięcia został zilustrowany na Rys. 3.3. Proces wyznaczania optymalnych czasów załączeń został przedstawiony poniżej:

$$\Psi_{s\alpha}(k+1) = \Psi_{s\alpha}(k) + \Delta_{\alpha A}T_A + \Delta_{\alpha B}T_B + \Delta_{\alpha C}T_C \quad (3.15a)$$

$$\Psi_{s\beta}(k+1) = \Psi_{s\beta}(k) + \Delta_{\beta A}T_A + \Delta_{\beta B}T_B + \Delta_{\beta C}T_C \quad (3.15b)$$

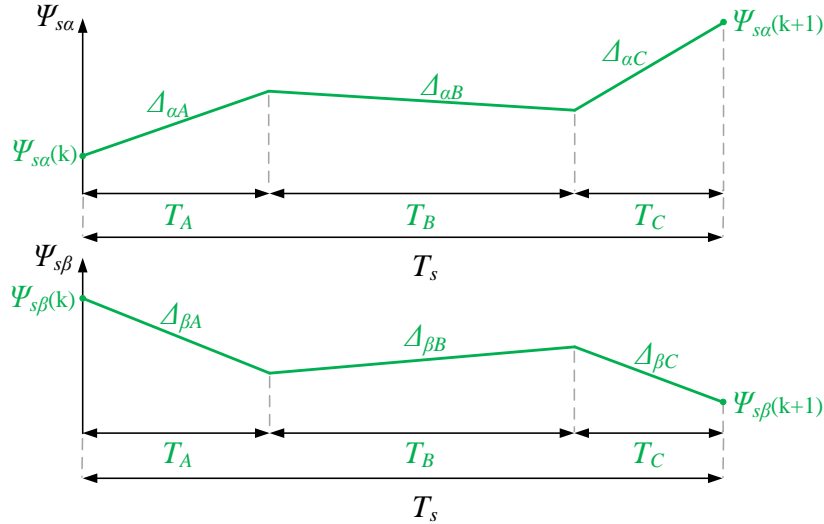
gdzie: $\Delta_{\alpha A}, \Delta_{\alpha B}, \Delta_{\alpha C}, \Delta_{\beta A}, \Delta_{\beta B}, \Delta_{\beta C}$ są przewidywanymi przyrostami.

$$\Delta_{\alpha A..C} = (V_{s\alpha A..C}(k+1) - R_s i_{s\alpha A..C}(k))T_s \quad (3.16)$$

$$\Delta_{\beta A..C} = (V_{s\beta A..C}(k+1) - R_s i_{s\beta A..C}(k))T_s \quad (3.17)$$

W celu uproszczenia, równanie (3.15) może zostać zapisane z wykorzystaniem poniższej relacji, gdzie 1 jest ekwiwalentem T_s .

$$1 = T_A + T_B + T_C \quad (3.18)$$



Rysunek 3.3: Zmiany składowych $\alpha - \beta$ strumienia stojana w trakcie jednego samplingu T_s .

Wtedy równanie (3.15) przyjmuje postać:

$$\Psi_{s\alpha}(k+1) = \Psi_{s\alpha}(k) + \Delta_{\alpha A}T_A + \Delta_{\alpha B}T_B + \Delta_{\alpha C}(1 - T_A - T_B) \quad (3.19a)$$

$$\Psi_{s\beta}(k+1) = \Psi_{s\beta}(k) + \Delta_{\beta A}T_A + \Delta_{\beta B}T_B + \Delta_{\beta C}(1 - T_A - T_B) \quad (3.19b)$$

Po zastąpieniu przewidywanego strumienia w funkcji kosztu przez równanie (3.19) otrzymujemy:

$$J = [\Psi_{s\alpha c}(k+1) - \Psi_{s\alpha}(k) - \Delta_{\alpha A}T_A - \Delta_{\alpha B}T_B - \Delta_{\alpha C}(1 - T_A - T_B)]^2 + \quad (3.20)$$

$$[\Psi_{s\beta c}(k+1) - \Psi_{s\beta}(k) - \Delta_{\beta A}T_A - \Delta_{\beta B}T_B - \Delta_{\beta C}(1 - T_A - T_B)]^2$$

Optymalne czasy trwania wektorów napięcia T_A, T_B, T_C , które minimalizują funkcję kosztu J , podczas samplingu T_s , spełniają warunek:

$$\begin{cases} \frac{\partial J}{\partial T_A} = 0 \\ \frac{\partial J}{\partial T_B} = 0 \end{cases} \quad (3.21)$$

Po obliczeniu pochodnych cząstkowych dla funkcji kosztu J względem T_A oraz T_B , otrzymujemy:

$$T_A = \frac{(\Psi_{s\alpha c}(k+1) - \Psi_{s\alpha}(k) - \Delta_{\alpha C})(x_{\alpha 13}x_{\beta 23}^2 - x_{\alpha 23}x_{\beta 13}x_{\beta 23}) + (\Psi_{s\beta c}(k+1) - \Psi_{s\beta}(k) - \Delta_{\beta C})(x_{\beta 13}x_{\alpha 23}^2 - x_{\beta 23}x_{\alpha 13}x_{\alpha 23})}{(x_{\alpha 13}x_{\beta 23} - x_{\alpha 23}x_{\beta 13})^2} \quad (3.22)$$

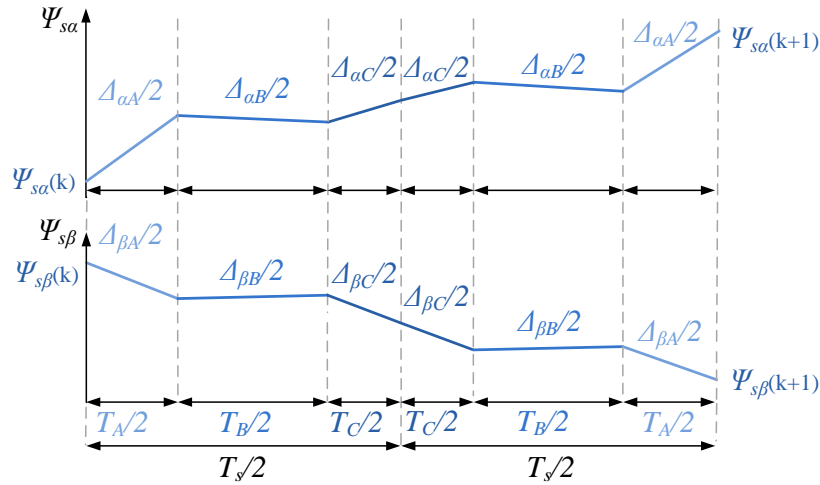
$$T_B = \frac{(\Psi_{s\alpha c}(k+1) - \Psi_{s\alpha}(k) - \Delta_{\alpha C})(x_{\alpha 23}x_{\beta 13}^2 - x_{\alpha 13}x_{\beta 13}x_{\beta 23}) + (\Psi_{s\beta c}(k+1) - \Psi_{s\beta}(k) - \Delta_{\beta C})(x_{\beta 23}x_{\alpha 13}^2 - x_{\beta 13}x_{\alpha 13}x_{\alpha 23})}{(x_{\alpha 23}x_{\beta 13} - x_{\alpha 13}x_{\beta 23})^2} \quad (3.23)$$

$$T_C = 1 - T_A - T_B \quad (3.24)$$

Gdzie $x_{\alpha 13} = \Delta_{\alpha 1} - \Delta_{\alpha 3}$, $x_{\alpha 23} = \Delta_{\alpha 2} - \Delta_{\alpha 3}$, $x_{\beta 13} = \Delta_{\beta 1} - \Delta_{\beta 3}$, $x_{\beta 23} = \Delta_{\beta 2} - \Delta_{\beta 3}$.

3.4.1 Generowanie sekwencji wektorów napięcia

Sekwencja przełączania wektorów napięciowych odbywa się w podobny sposób jak w metodzie SVM. Sąsiadujące trzy wektory załączane są na okresy T_A, T_B, T_C , które zostały wyznaczone w procesie optymalizacji. Zakładając, że wektory redundantne są traktowane jako jeden wektor można powiedzieć, iż są one zadawane w sposób symetryczny 3+3. Okres T_s jest podzielony na dwie sekwencje wektorów. Obie sekwencje składają się z tych samych wektorów ale realizowanych w odwrotnej kolejności, symetrycznie do połowy okresu T_s (patrz Fig. 3.4). Do balansowania napięcia używane są wektory redundantne, których czasy trwania mogą być determinowane metodami zaczerpniętymi z SVM lub w sposób predykcyjny, co zostanie przedstawiona w dalszej części rozdziału.



Rysunek 3.4: Przykład symetrycznej 3+3 sekwencji wektorów napięcia

Tabla 3.1 przedstawia sposoby obliczania czasów załączania poszczególnych łączników dla każdego regionu na płaszczyźnie $\alpha - \beta$.

3.4.2 Kontrolowanie napięć obwodu DC

Napięcie na kondensatorach w obwodzie DC może być kontrolowane w sposób klasyczny korzystając z rozwiązań stosowanych w SVM dla falowników wielopoziomowych NPC [22] lub z użyciem metody predykcyjnej. Należy zaznaczyć, że kontrolowanie obwodu

Tablica 3.1: Numer regionu i czasy trwania stanów łączników

Region	Czas trwania stanów przełączenia
1	$TD_{nN} = \frac{((1-k)S_{nN}[vec_C] + kS_{nN}[vec'_C])T_C + S_{nN}[vec_A]T_A + S_{nN}[vec_B]T_B}{3}$
2	$TD_{nN} = \frac{(1-k)(S_{nN}[vec_A]T_A + S_{nN}[vec_B]T_B) + S_{nN}[vec_C]T_C + k(S_{nN}[vec'_A]T_A + S_{nN}[vec'_B]T_B)}{3}$
3	$TD_{nN} = \frac{((1-k)S_{nN}[vec_C] + kS_{nN}[vec'_C])T_C + S_{nN}[vec_A]T_A + S_{nN}[vec_B]T_B}{3}$
4	$TD_{nN} = \frac{(1-k)(S_{nN}[vec_A]T_A + S_{nN}[vec_B]T_B) + (S_{nN}[vec_C] + S_{nN}[vec'_C])T_C + k(S_{nN}[vec'_A]T_A + S_{nN}[vec'_B]T_B)}{3}$

n - indeks łącznika $\{1, 2\}$,
 N - indeks fazy $\{A, B, C\}$,
 $vec_{A..C}$ - numery wektorów napięcia odpowiadające czasom T_A, T_B, T_C z Rys. 3.2,
 $'$ - wskazuje parzyste wektory napięcia,
 k - współczynnik podziału wektorów redundantnych.

DC z wykorzystaniem np. regulatora proporcjonalnego jest wystarczające i pozwala na uzyskanie dobrych rezultatów, jednak zastosowanie MPC może usprawnić ten proces. Zaproponowane balansowanie napięcia MPC jest odseparowane od wyznaczania optymalnych czasów załączania T_A, T_B, T_C i nie ma na nie wpływu. Rozwiązanie to realizowane jest w oparciu o podział wektorów redundantnych. Poniżej przedstawiona została procedura przewidywania współczynnika k (dla drugiego regionu):

1. Kompensacja opóźnienia V_{C2} :

$$V_{C2}(k) = V_{C1}(k-1) - \frac{1}{2C}(I_A(TD_{2A} - TD_{1A}) + I_B(TD_{2B} - TD_{1B}) + I_C(TD_{2C} - TD_{1C}))T_s \quad (3.25)$$

2. Wyznaczenie przewidywanego prądu stojana w współrzędnych $\alpha - \beta$:

$$\begin{aligned} I_{s\alpha}(k+1) = & I_{s\alpha}(k+1)[vec_A]T_A + I_{s\alpha}(k+1)[vec_B]T_B + \\ & I_{s\alpha}(k+1)[vec_C]T_C \end{aligned} \quad (3.26a)$$

$$\begin{aligned} I_{s\beta}(k+1) = & I_{s\beta}(k+1)[vec_A]T_A + I_{s\beta}(k+1)[vec_B]T_B + \\ & I_{s\beta}(k+1)[vec_C]T_C \end{aligned} \quad (3.26b)$$

3. Wyznaczenie prądów w składowych ABC.

4. Predykcja prądu punktu środkowego dla nieparzystego wektora redundantnego:

$$\begin{aligned} I_M(k+1)[vec_A] = & (I_{sA}(k+1)(S_{2A}[vec_A] - S_{1A}[vec_A]) + \\ & I_{sB}(k+1)(S_{2B}[vec_A] - S_{1B}[vec_A]) + \\ & I_{sC}(k+1)(S_{2C}[vec_A] - S_{1C}[vec_A]))(T_A + T_B) \end{aligned} \quad (3.27)$$

5. Predykcja prądu punktu środkowego dla parzystego wektora redundantnego:

$$\begin{aligned} I_M(k+1)[vec'_A] = & (I_{sA}(k+1)(S_{2A}[vec'_A] - S_{1A}[vec'_A]) + \\ & I_{sB}(k+1)(S_{2B}[vec'_A] - S_{1B}[vec'_A]) + \\ & I_{sC}(k+1)(S_{2C}[vec'_A] - S_{1C}[vec'_A]))(T_A + T_B) \end{aligned} \quad (3.28)$$

6. Predykcja prądu punktu środkowego dla wektora średniego:

$$\begin{aligned} I_M(k+1)[vec_C] = & (I_{sA}(k+1)(S_{2A}[vec_C] - S_{1A}[vec_C]) + \\ & I_{sB}(k+1)(S_{2B}[vec_C] - S_{1B}[vec_C]) + \\ & I_{sC}(k+1)(S_{2C}[vec_C] - S_{1C}[vec_C]))T_C \end{aligned} \quad (3.29)$$

7. Obliczenie przyrostów dla V_{C2} :

$$\Delta_{VC2}[vec_A] = \frac{I_M(k+1)[vec_A]T_s}{2C} \quad (3.30a)$$

$$\Delta_{VC2}[vec'_A] = \frac{I_M(k+1)[vec'_A]T_s}{2C} \quad (3.30b)$$

$$\Delta_{VC2}[vec_C] = \frac{I_M(k+1)[vec_C]T_s}{2C} \quad (3.30c)$$

8. Obliczenie współczynnika k :

$$k(k+1) = \frac{0.5V_{dc} - V_{C2}(k) - \Delta_{VC2}[vec_A] - \Delta_{VC2}[vec_C]}{\Delta_{VC2}[vec'_A] - \Delta_{VC2}[vec_A]} \quad (3.31)$$

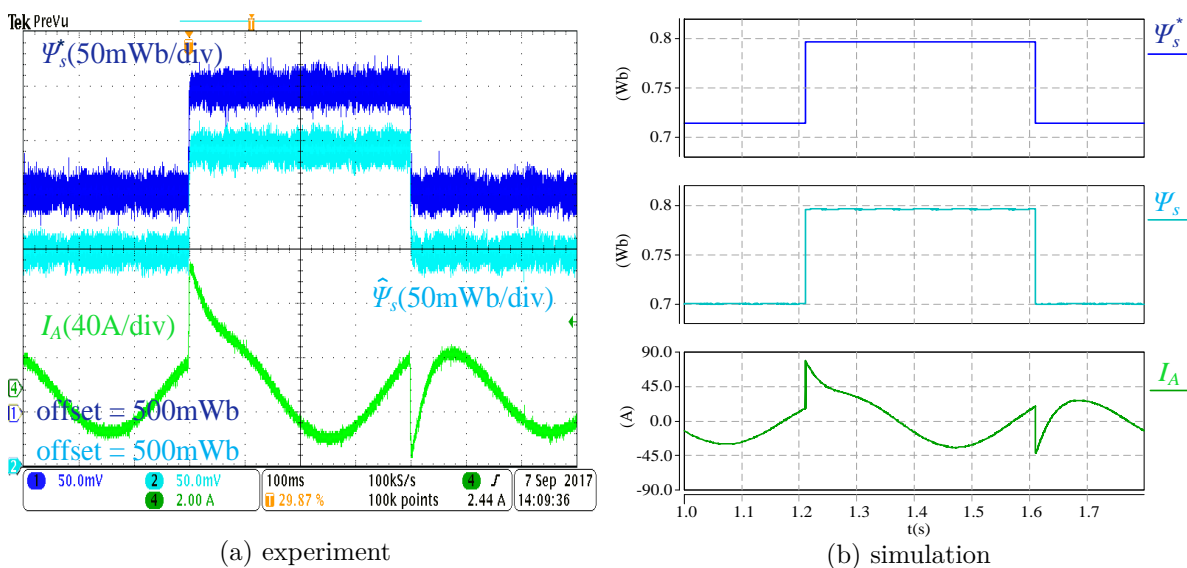
Powyższe obliczenia mogą być zaadoptowane dla pozostałych regionów w podobny sposób.

3.4.3 Wyniki symulacyjne i eksperymentalne metody OSS- MPFC

Badania metody OSS-MPFC zostały przeprowadzone na stanowisku laboratoryjnym o mocy 50kW. Poniżej przedstawiono wybrane wyniki badań.

Regulacja strumienia stojana

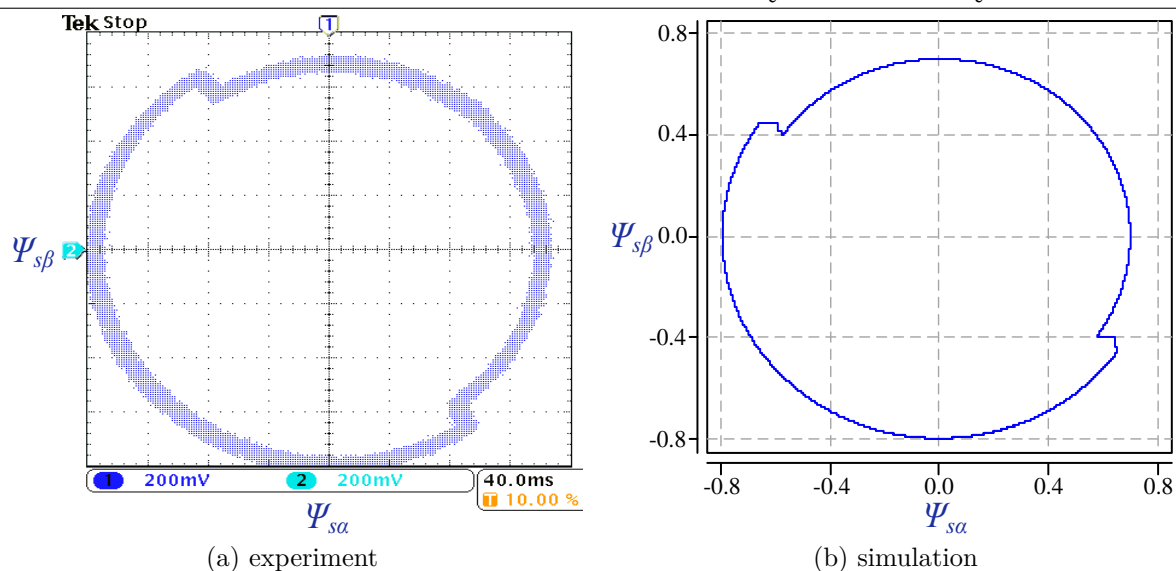
Na Rys. 3.5 i Rys. 3.6 zostały pokazane właściwości regulacji strumienia z użyciem metody OSS-MPFC. Podczas testów amplituda strumienia stojana była zmieniana cyklicznie w zakresie 0.7Wb - 0.8Wb. Rys. 3.5 przedstawia przebieg w dziedzinie czasu, natomiast na Rys. 3.6 pokazane są zmiany strumienia w składowych $\alpha - \beta$. Oba oscylogramy pokazują dobre właściwości regulacyjne strumienia metodą OSS-MPFC. Proponowane rozwiązanie zapewnia kontrolę strumienia z wysoką dynamiką bez przeregulowania.



Rysunek 3.5: Skokowe zmiany strumienia stojana 0.7 → 0.8 → 0.7Wb,

$|\Psi_s^*|$ - zadany strumień stojana, $|\hat{\Psi}_s|$ - estymowany strumień stojana, I_a - prąd fazowy.

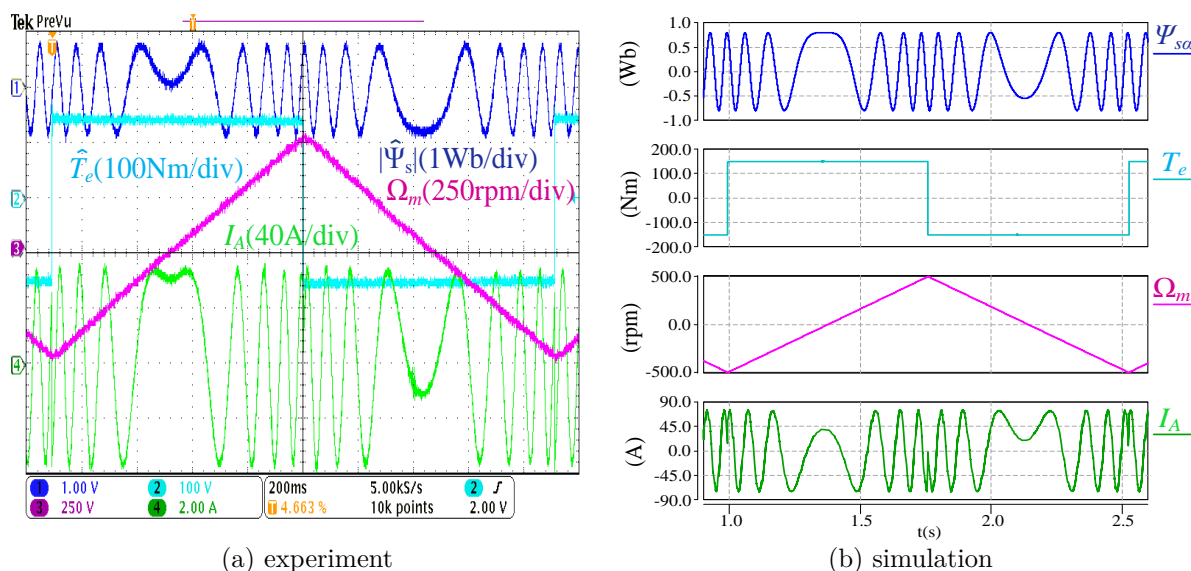
ROZDZIAŁ 3. OPTIMALIZACJA SEKWENCJI PRZEŁĄCZEŃ Z MODELEM PREDYKCYJNYM I BEZPOŚREDNIĄ REGULACJĄ STRUMIENIA



Rysunek 3.6: Skokowe zmiany strumienia stojana $0.7 \rightarrow 0.8 \rightarrow 0.7$ Wb - składowe $\alpha\beta$, $\Psi_{s\alpha}$ - składowa α strumienia stojana, $\Psi_{s\beta}$ - składowa β strumienia stojana.

Regulacja momentu

Badanie właściwości regulacji momentu przedstawione zostały na rysunkach od 3.7 do 3.10.

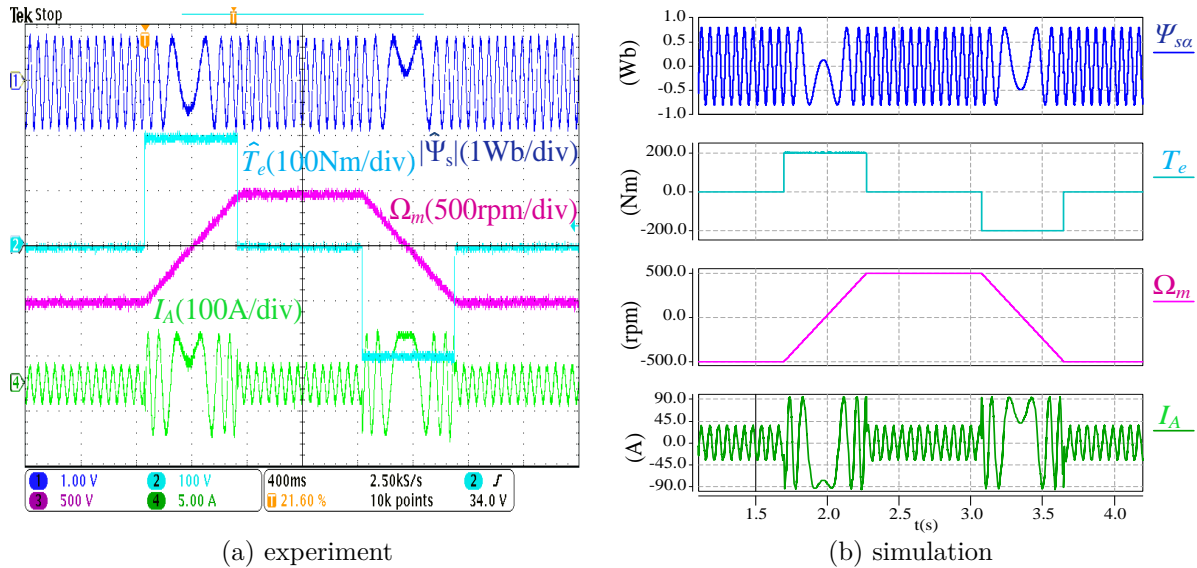


Rysunek 3.7: Nawroty prędkości w wyniku skokowych zmian momentu 150/-150Nm, $\hat{\Psi}_{s\alpha}$ - estymowany strumień, \hat{T}_e - estymowany moment, Ω_m - prędkość mechaniczna, I_A - prąd fazowy.

Na Rys. 3.9 oraz Rys. 3.10 pokazane są z większymi szczegółami dynamiczne możliwości algorytmu sterowania, gdzie podstawa czasu wynosi odpowiednio 4ms oraz 1ms.

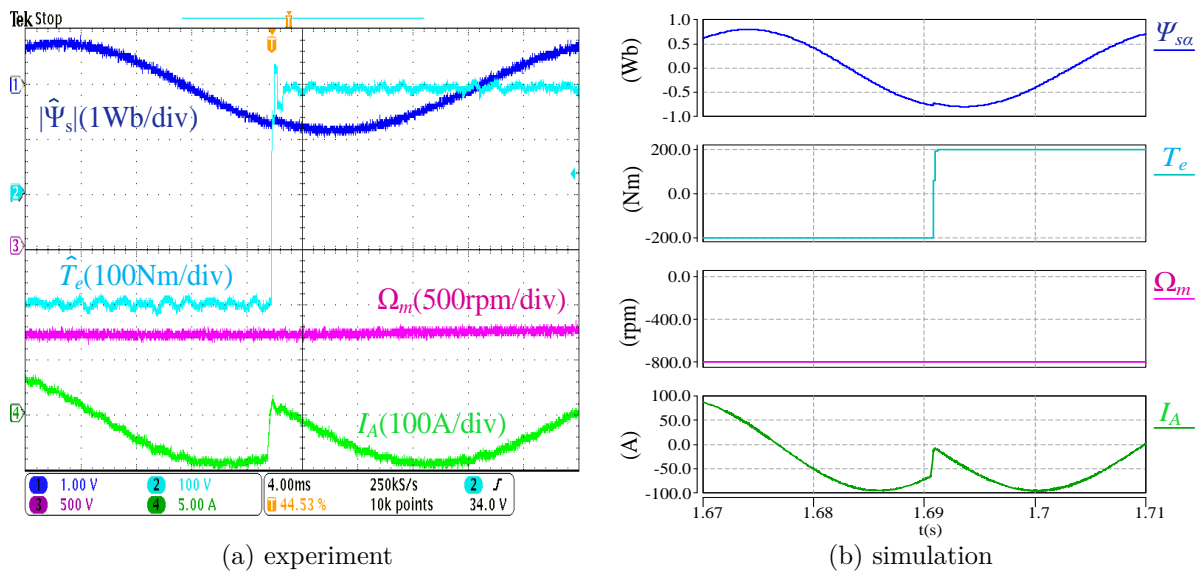
ROZDZIAŁ 3. OPTIMALIZACJA SEKWENCJI PRZEŁĄCZEŃ Z MODELEM PREDYKCYJNYM I BEZPOŚREDNIĄ REGULACJĄ STRUMIENIA

Na Rys. 3.9 napęd pracuje ze stałą prędkością 800obr/min utrzymywaną przez drugi IM, a skok momentu wynosi 400Nm (od -200Nm do 200Nm).



Rysunek 3.8: Nawroty prędkości z przejściowymi stanami ustalonymi pod wpływem zmian momentu 200/-200Nm,

$\hat{\Psi}_{s\alpha}$ - estymowany strumień, \hat{T}_e - estymowany moment, Ω_m - prędkość mechaniczna, I_A - prąd fazowy.



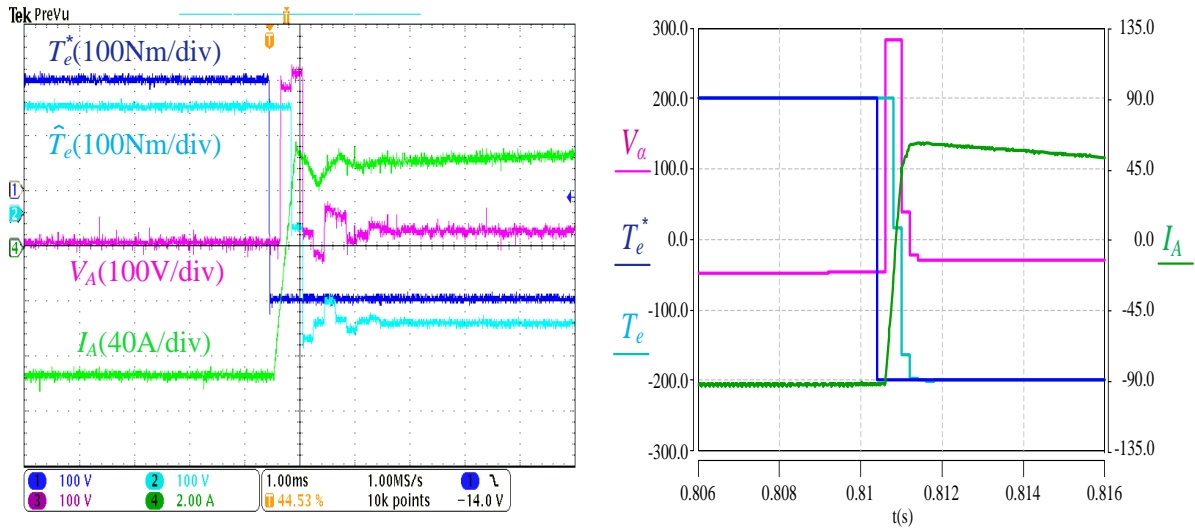
Rysunek 3.9: Skoki momentu -200/200Nm przy stałej prędkości 800obr/min,

$\hat{\Psi}_{s\alpha}$ - estymowany strumień, \hat{T}_e - estymowany moment, Ω_m - prędkość mechaniczna, I_A - prąd fazowy.

Rysunek 3.10 przedstawia jak OSS-MPFC zmienia napięcie aby wymusić wysoką dynamikę zmian momentu. W okresie około dwóch T_s napięcie zmienia się w przybliżeniu

ROZDZIAŁ 3. OPTIMALIZACJA SEKWENCJI PRZEŁĄCZEŃ Z MODELEM PREDYKCYJNYM I BEZPOŚREDNIĄ REGULACJĄ STRUMIENIA

o około 300V, co pozwala na dynamiczny skok momentu o 400Nm



(a) experiment

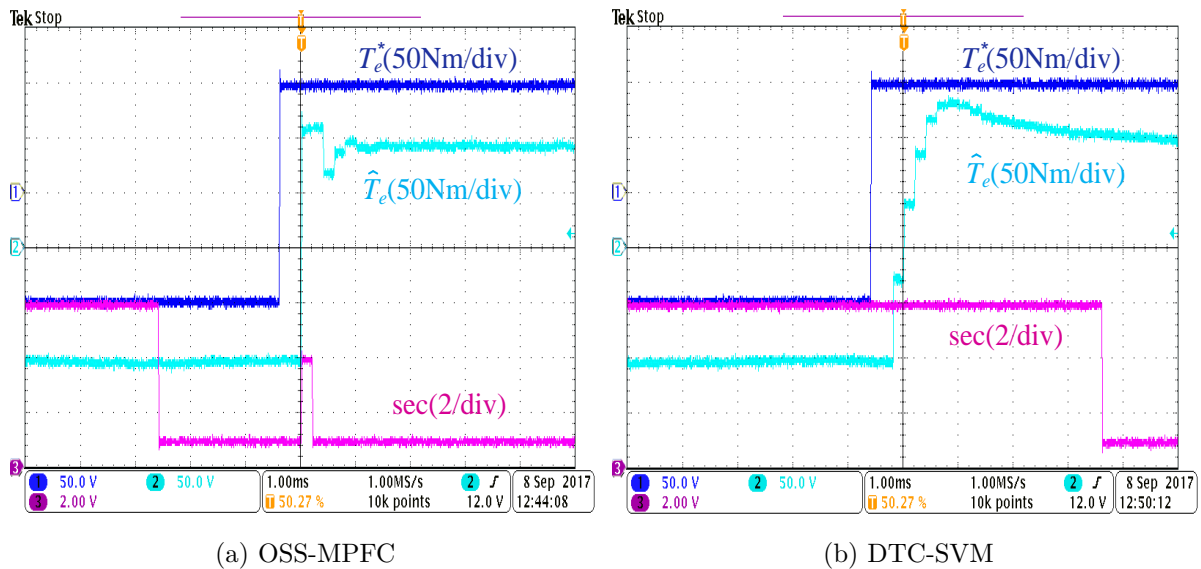
(b) simulation

Rysunek 3.10: Odpowiedź na skokową zmianę momentu w zakresie 200/-200Nm,

V_A - napięcie fazowe, T_e^* - zadany moment, T_e^* - estymowany moment, I_A - prąd fazowy.

Porównanie dynamicznych właściwości regulacji momentu w metodach OSS-MPFC i DTC-SVM

Na Rys. 3.11 przedstawione zostało porównanie właściwości regulacji momentu metod OSS-MPFC oraz DTC-SVM. Przebiegi przedstawiają zadany moment T_e^* , estymowany moment \hat{T}_e i aktualny sektor sec .



(a) OSS-MPFC

(b) DTC-SVM

Rysunek 3.11: Eksperymentalne porównanie OSS-MPFC i DTC-SVM podczas odpowiedzi na -100/100Nm skok momentu

T_e^* - zadany moment, \hat{T}_e - estymowany moment, sec - sektor napięcia,

W torze regulacji momentu w metodzie DTC-SVM wyłączony został prefiltr w celu zwiększenia dynamiki regulacji. Mimo to, metoda OSS-MPFC wykazuje znacznie lepsze właściwości dynamiczne. Jest to rezultatem możliwości generowania przeciwnego wektora napięcia jak np. w klasycznym DTC [23], co widoczne jest podczas chwilowej zmiany z sektora 1 na sektor 4 (patrz Rys. 3.11a). Natomiast, w przypadku kontroli momentu z użyciem regulatora PI w metodzie DTC-SVM sektor może nie ulec zmianie jak na Rys. 3.11b lub zmienić się na sąsiedni w zależności od początkowego położenia wektora napięcia i wartości wzmocnienia części proporcjonalnej regulatora.

ROZDZIAŁ 4

Estymacja zmiennych stanu

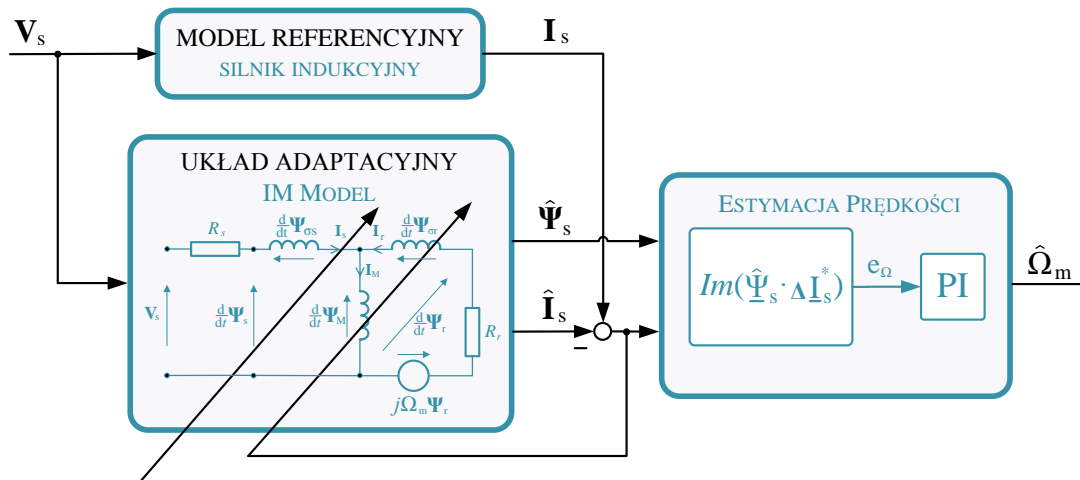
Ważnymi cechami napędów elektrycznych są wysoka niezawodność i wydajność w całym zakresie pracy. Takie właściwości nie wątpliwie posiadają IM sterowane metodami wektorowymi. Jednakże, wykorzystanie metod wektorowych wymaga aktualnych informacji o trudno dostępnych zmiennych stanu silnika. Niezwykle popularnym rozwiązaniem znajdującym wiele zastosowań przemysłowych jest użycie do tego celu metod algorytmicznych bazujących na modelu matematycznym IM. Dodatkowym atutem napędów w zastosowaniach przemysłowych jest eliminacja czujnika prędkości. W ostatniej dekadzie, rozwiniętych zostało kilka technik pozwalających na eliminację czujnika prędkości w silniku indukcyjnym z zachowaniem wystarczającej precyzji i wysokich właściwości dynamicznych [24]–[29]. Wśród najważniejszych zalet napędów bezczujnikowych są:

- niższa cena,
- zmniejszona złożoność układu,
- zredukowane wymiary napędu,
- wyeliminowanie przewodów czujnika prędkości,
- większa odporność na zakłócenia,
- niższe koszty eksploatacji,
- możliwa praca w agresywnym środowisku,

- niezawodna i przyjazna dla użytkownika obsługa.

4.1 Układ Adaptacyjny z Prądowym Modelem Referencyjnym (C-MRAS)

Zasada działania estymatora typu MRAS oparta jest na równoległej pracy dwóch modeli maszyny o różnej strukturze, które wyznaczają tę samą zmienną stanu. Każdy z modeli pracuje w oparciu o różne zestawy zmiennych wejściowych. Model referencyjny nie wykorzystuje zmiennej estymowanej, którą w tym przypadku jest prędkość mechaniczna. Natomiast, układ adaptacyjny wykorzystuje zmienną estymowaną. Wyjścia obu modeli są porównywane, a otrzymana różnica stanowi wejście mechanizmu adaptacyjnego. Na wyjściu mechanizmu adaptacyjnego uzyskiwana jest estymowana prędkość mechaniczna. Proponowane rozwiązanie C-MRAS zostało przedstawione na Rys. 4.1. Układ adaptacyjny wykorzystuje pełen model IM opisany zależnościami (4.1) - (4.3), natomiast modelem referencyjnym jest rzeczywisty silnik indukcyjny.



Rysunek 4.1: Schemat blokowy MRAS.

$$\frac{d\hat{\Psi}_{s\alpha}}{dt} = V_{s\alpha} - R_s \hat{I}_{s\alpha} \quad (4.1a)$$

$$\frac{d\hat{\Psi}_{s\beta}}{dt} = V_{s\beta} - R_s \hat{I}_{s\beta} \quad (4.1b)$$

$$\frac{d\hat{\Psi}_{r\alpha}}{dt} = \frac{R_r}{L_M} \left(\frac{1}{\sigma} - 1 \right) \hat{\Psi}_{s\alpha} - \frac{1}{L_r\sigma} \hat{\Psi}_{r\alpha} - p_b \hat{\Omega}_m \hat{\Psi}_{r\beta} \quad (4.2a)$$

$$\frac{d\hat{\Psi}_{r\beta}}{dt} = \frac{R_r}{L_M} \left(\frac{1}{\sigma} - 1 \right) \hat{\Psi}_{s\beta} - \frac{1}{L_r\sigma} \hat{\Psi}_{r\beta} + p_b \hat{\Omega}_m \hat{\Psi}_{r\alpha} \quad (4.2b)$$

$$\hat{I}_{s\alpha} = \frac{L_r \hat{\Psi}_{s\alpha} - L_M \hat{\Psi}_{r\alpha}}{L_r L_s \sigma} \quad (4.3a)$$

$$\hat{I}_{s\beta} = \frac{L_r \hat{\Psi}_{s\beta} - L_M \hat{\Psi}_{r\beta}}{L_r L_s \sigma} \quad (4.3b)$$

Jak przedstawiono na Rys. 4.1, oba modele zasilane są tym samym napięciem \mathbf{V}_s . Dodatkowo adaptacyjny układ przestrajany z wykorzystaniem dwóch sprzężeń zwrotnych. Pierwsze z nich uwzględnia błąd pomiędzy mierzonym \mathbf{I}_s , a wyznaczanym prądem z równania (4.3). Jego zadaniem jest kompensacja napięć niezrównoważenia (ang. off-set) występujących w sygnale pomiaru prądu. Natomiast wielkością używaną w drugim sprzężeniu jest prędkość mechaniczna, która wyznaczana jest na podstawie błędu pomiędzy mierzonym \mathbf{I}_s , a estymowanym $\hat{\mathbf{I}}_s$ prądem, pomnożonym przez estymowany wektor strumienia stojana Ψ_s zgodnie z równaniem: (4.4).

$$e_\Omega = \hat{\Psi}_{s\beta} (I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha}) - \hat{\Psi}_{s\alpha} (I_{s\beta} - \hat{I}_{s\beta}) \quad (4.4)$$

$$\hat{\Omega}_m = K_p e_\Omega + \frac{K_p}{T_I} \int e_\Omega dt \quad (4.5)$$

Adaptacyjny mechanizm wyznaczania prędkości mechanicznej zrealizowany jest z wykorzystaniem regulatora PI (równanie (4.5)). Jest to podstawowa metoda adaptacji prędkości używana na potrzeby MRAS.

4.1.1 Wyznaczanie nastaw regulatora estymacji prędkości

Większość źródeł naukowych, które prezentują rozwiązania estymacji prędkości bazujące na technice MRAS nie przedstawia metody doboru nastaw regulatora PI. W większości przypadków wykorzystywana jest metoda prób i błędów. W tym podrozdziale zostanie przedstawiony sposób doboru nastaw regulatora adaptacyjnego. Wykorzystując fakt, że e_Ω reprezentowana przez równanie (4.4) bazuje na błędzie estymacji momentu i transformacją równania IM do układu współrzędnych $x - y$ wraz z pewnymi uproszczeniami możliwe jest wyznaczenie nastaw $K_{pe\Omega}$ i $T_{ie\Omega}$ przy pomocy kryterium symetrii [30]. Po przekształceniu równania (4.4) do postaci równania (4.6) widoczne jest, że e_Ω stanowi

różnicę pomiędzy rzeczywistym T_e , a estymowanym \hat{T}_e momentem.

$$e_\Omega = - \left(\left(\hat{\Psi}_{s\alpha} I_{s\beta} - \hat{\Psi}_{s\beta} I_{s\alpha} \right) - \left(\hat{\Psi}_{s\alpha} \hat{I}_{s\beta} - \hat{\Psi}_{s\beta} \hat{I}_{s\alpha} \right) \right) \quad (4.6a)$$

$$e_\Omega = - \left(T_e - \hat{T}_e \right) \quad (4.6b)$$

Na podstawie modelu IM w układzie współrzędnych $x - y$ oraz równań 4.6 można wyprowadzić poniższe zależności:

$$e_\Omega = -\frac{1}{2} p_b m_s \hat{\Psi}_s \left(I_{sy} - \hat{I}_{sy} \right) \quad (4.7)$$

$$0 = -\frac{R_r L_s}{L_M} I_{sy} - \frac{L_s L_r \sigma}{L_M} \frac{dI_{sy}}{dt} + \left(\frac{L_r}{L_M} \Psi_s - \frac{L_s L_r \sigma}{L_M} I_{sx} \right) (\Omega_{ss} - p_b \Omega_m) \quad (4.8)$$

Zakładając, że $\frac{L_r}{L_M} \Psi_s \gg \frac{L_s L_r \sigma}{L_M} I_{sx}$ oraz w sytuacji, gdy $\Omega_{ss} = 0$ równanie (4.8) przyjmuje postać:

$$0 = -R_r L_s I_{sy} - L_s L_r \sigma \frac{dI_{sy}}{dt} + L_r \Psi_s p_b \Omega_m \quad (4.9)$$

Dodatkowo, dzięki użyciu metod wektorowych możemy założyć stałą wartość Ψ_s . Wtedy, na podstawie równania (4.9) i włączeniu stałych z równania (4.7) do wzmacnienia K_{MI} , transmitancja układu otwartego przyjmuje postać:

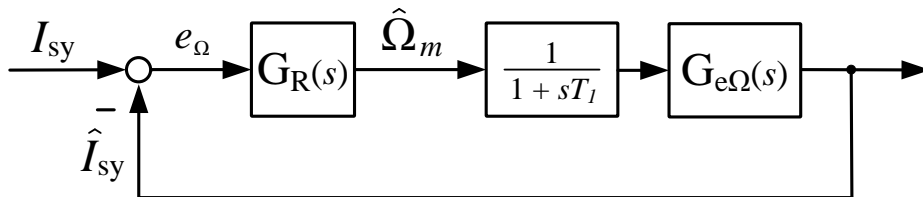
$$G_{e\Omega}(s) = \frac{I_{sy}(s)}{\Omega_m(s)} = \frac{K_{MI}}{1 + sT_{MI}}, \quad (4.10)$$

gdzie:

$$K_{MI} = \frac{m_s p_b^2 \Psi_s^2 L_r}{2 L_s R_r}$$

$$T_{MI} = \frac{L_r \sigma}{R_r}$$

Pętla estymacji prędkości została przedstawiona na Rys. 4.2, gdzie G_R jest transmitancją regulatora PI, a $G_{e\Omega}(s)$ transmitancją układu otwartego.



Rysunek 4.2: Uproszczony schemat blokowy pętli estymacji prędkości według kryterium symetrii.

$$G_R(s) = \frac{e_\Omega(s)}{\Omega_m(s)} = K_{pe\Omega} \frac{1 + sT_{ie\Omega}}{sT_{ie\Omega}} \quad (4.11)$$

Zgodnie z kryterium symetrii [30], [31], transmitancja układu może zostać zapisana jak poniżej:

$$G(s) = \frac{K_c e^{-st_{DT}}}{sT_2(1 + sT_1)}, \quad (4.12)$$

gdzie $K_c = K_{MI}$ jest wzmocnieniem układu, t_{DT} jest czasem martwym falownika ($t_{DT} = 0$ idealny falownik), $T_2 = T_{MI}$ i T_1 jest sumą małych stałych czasowych, która uwzględnia czas opóźnienia w bloku S&H oraz PWM [32]:

$$T_1 = T_s + T_{PWM} = 1.5T_s$$

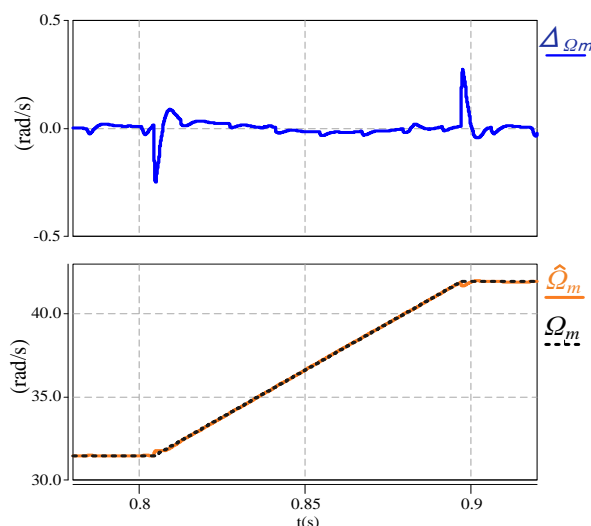
Wykorzystując powyższe założenia, parametry regulatora: $K_{pe\Omega}$ i $T_{pe\Omega}$ wyrażone są zależnościami:

$$K_{pe\Omega} = \frac{T_2}{2K_c(T_1 + t_{DT})} = \frac{2\sigma L_s}{3p_b^2 m_s \Psi_s^2 T_s} \quad (4.13a)$$

$$T_{ie\Omega} = 4(T_1 + t_{DT}) = 6T_s \quad (4.13b)$$

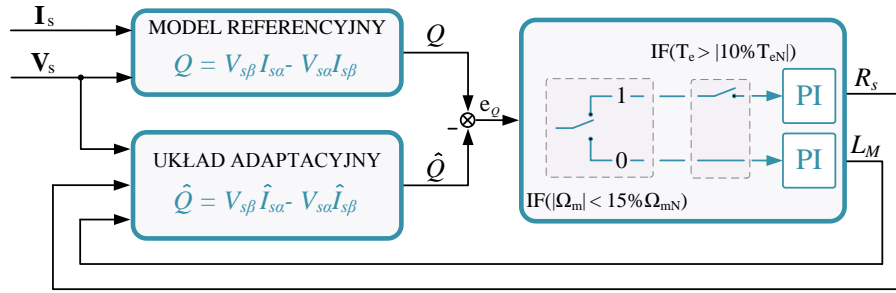
gdzie, zakłada się, że t_{DT} jest równe zero.

Proponowane rozwiązanie zostało zweryfikowane symulacyjnie dla pięciu różnych IM. Na Rys. 4.3 przedstawiono wyniki dla maszyny o mocy 50kW. Można zauważyć, że odpowiedź regulatora PI jest bardzo szybka, a błąd odtwarzania prędkości jest bardzo mały.



Rysunek 4.3: Badanie błędu estymacji prędkości dla IM o mocy 50kW

Δ_{Ω_m} - błąd estymacji prędkości ($\Omega_m - \hat{\Omega}_m$), Ω_m - mierzona prędkość mechaniczna, $\hat{\Omega}_m$ - estymowana prędkość mechaniczna.


 Rysunek 4.4: Schemat blokowy q-MRAS użytego do identyfikacji R_s i L_M .

4.1.2 Identyfikacja parametrów on-line

Analiza wpływu zmian parametrów IM na wybrane zmienne: Ψ_s , T_e , Ω_m i moc bierną Q ujawniła znaczący wpływ R_s , R_r oraz L_M na poprawną pracę estymatora C-MRAS. Dodatkowa zmienna poddana badaniu wpływu zmian parametrów Q nie jest bezpośrednio wykorzystywana w algorytmie sterowania, dlatego może zostać użyta jako niezależny punkt odniesienia. Analiza wpływu parametrów wskazuje, że \hat{Q} wyznaczana na podstawie mierzonego napięcia i estymowanego prądu $\hat{\mathbf{I}}_s$ wykazuje wrażliwość na zmiany R_s i L_M . Ta cecha może być wykorzystana do estymacji tych dwóch parametrów. Ponieważ \hat{Q} różni się od Q wyznaczonego na podstawie mierzonego napięcia i prądu, możliwe jest sformułowanie *Modelu Referencyjnego* (równanie (4.14)) oraz *Układu Adaptacyjnego* (równanie (4.15)).

$$Q_{ref} = V_{s\beta} I_{s\alpha} - V_{s\alpha} I_{s\beta} \quad (4.14)$$

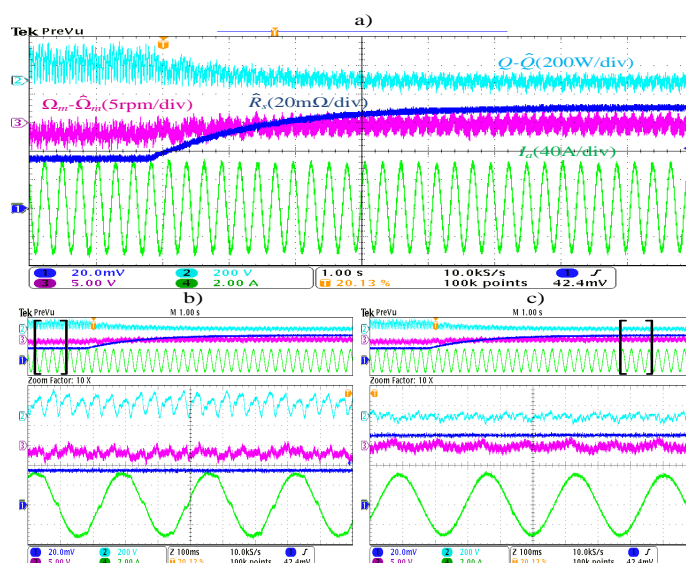
$$\hat{Q}_{ada} = V_{s\beta} \hat{I}_{s\alpha} - V_{s\alpha} \hat{I}_{s\beta} \quad (4.15)$$

 Tablica 4.1: Wpływ kierunku prędkości mechanicznej i momentu na estymację R_s i L_M .

L_M		R_s		
Ω_m	e_Q	Ω_m	T_e	e_Q
> 0	-	> 0	> 0	-
		< 0	< 0	+
< 0	+	> 0	> 0	-
		< 0	< 0	+

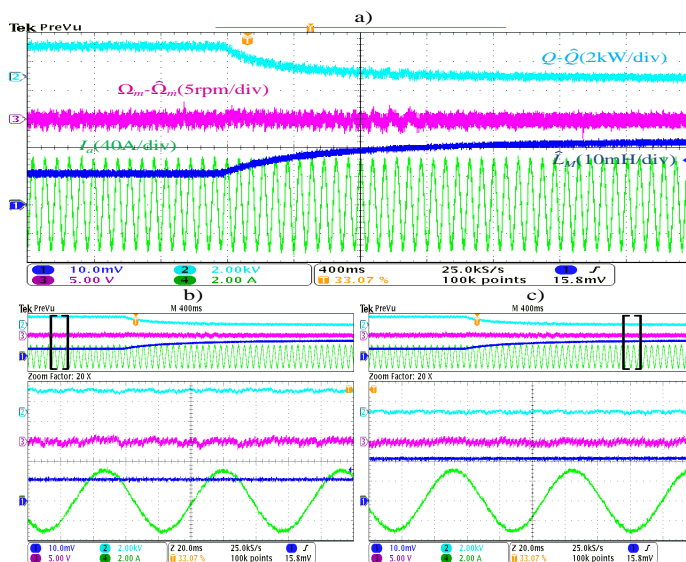
Podobnie jak w przypadku estymacji prędkości również w q-MRAS wykorzystano regulatory PI jako mechanizmy adaptacji. Dodatkowo, ze względu na znaczenie kierunku

obrotów wału i zwrotu momentu konieczne jest uwzględnienie tych parametrów w mechanizmie adaptacji (Tab. 4.1). Wybrane wyniki eksperymentalne zostały przedstawiane na Rys. 4.5 i Rys. 4.6.



Rysunek 4.5: Estymacja R_s z $35\text{m}\Omega$ na $71\text{m}\Omega$ przy stałej prędkości $100\text{obr}/\text{min}$ i pod obciążeniem 120Nm ,

\hat{R}_s - estymowana rezystancja stojana, $Q - \hat{Q}$ - błąd mocy biernej, $\Omega_m - \hat{\Omega}_m$ - błąd prędkości mechanicznej, I_A - prąd fazowy.

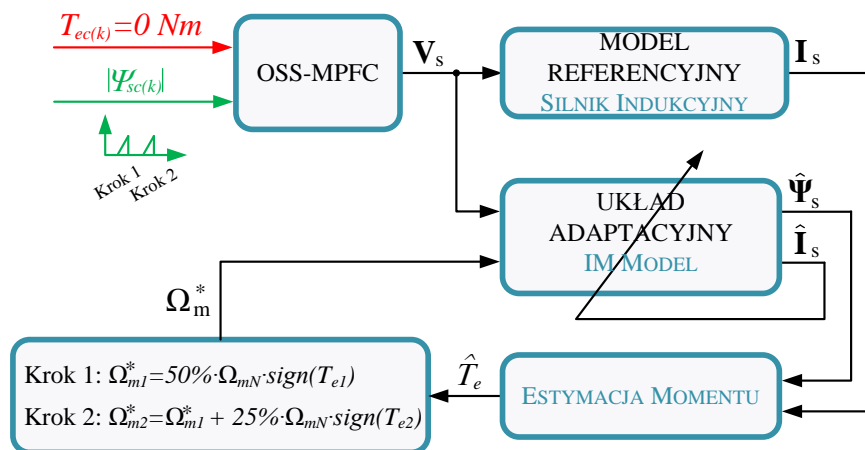


Rysunek 4.6: Estymowana L_M z 10.5mH na 23.4mH przy stałej prędkości $400\text{obr}/\text{min}$ i pod obciążeniem 120Nm ,

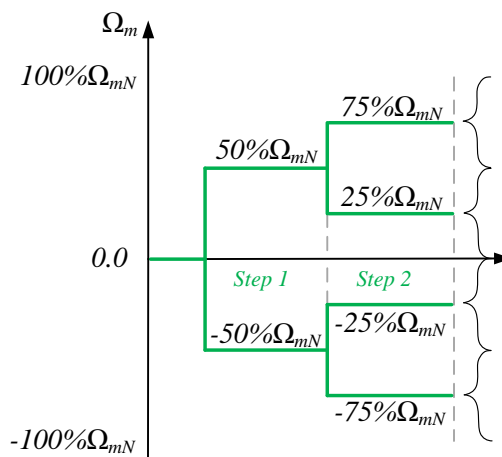
\hat{L}_M - estymowana indukcyjność magnesująca, $Q - \hat{Q}$ - błąd mocy biernej, $\Omega_m - \hat{\Omega}_m$ - błąd prędkości mechanicznej, I_A - prąd fazowy.

4.1.3 Wyznaczanie prędkości początkowej

W większości aplikacji IM wymagane jest, aby układ sterowania odzyskał kontrolę nad napędem po chwilowej utracie napięcia zasilania lub innych sytuacjach w których dochodzi do utraty kontroli. W przypadku kiedy wykorzystywany jest czujnik prędkości nie stanowi problemu ponowne wzbudzenie maszyny przy niezerowej prędkości kątowej wału. Jednak w sytuacji napędów bezczujnikowych, kiedy nie znamy aktualnej prędkości ponowny rozruch nie jest prosty w realizacji. Najprostszym rozwiązaniem byłby rozruch napędu z ostatnią zapamiętaną prędkością. Staje się to niewykonalne w przypadku C-MRAS, gdy różnica pomiędzy prędkością rzeczywistą, a tą zapisaną w pamięci urządzenia jest zbyt duża. W celu rozwiązania tego problemu zostało zaproponowane rozwiązanie, którego zasadę działania przedstawiono na Rys. 4.7 i Rys. 4.8. Algorytm realizowany



Rysunek 4.7: Schemat blokowy wstępnej identyfikacji prędkości mechanicznej.



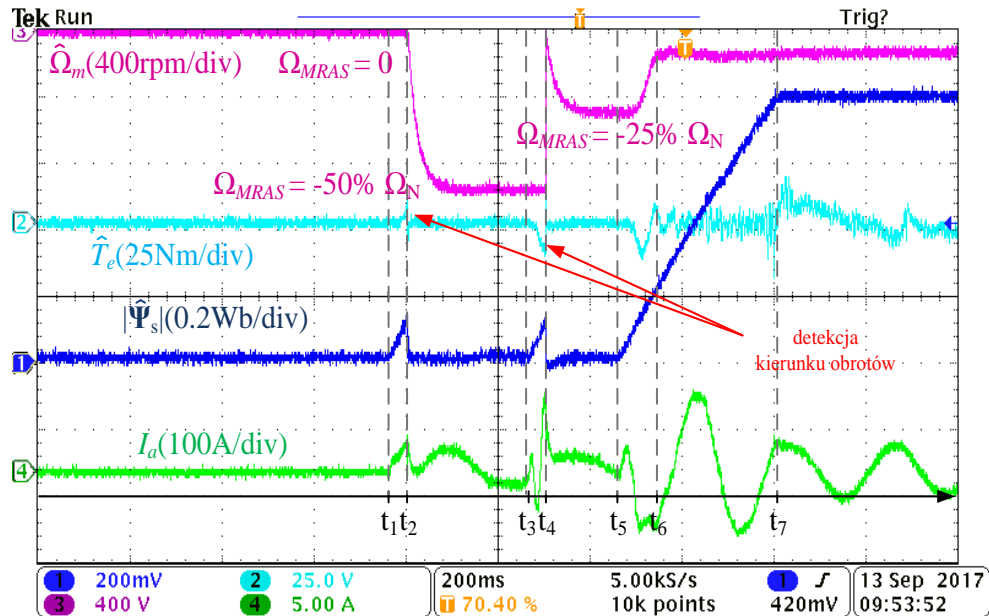
Rysunek 4.8: Diagram czasowy podziału prędkości podczas początkowej identyfikacji prędkości.

jest w dwóch krokach. W każdym z nich generowany jest niewielki impuls strumienia. W sytuacji, gdy prędkość początkowa wpisana do estymatora C-MRAS różni się od prędkości rzeczywistej generowany jest impuls estymowanego momentu Tab. 4.2. Pozwala on na określenie czy prędkość rzeczywista jest większa czy mniejsza od zakładanej. Po przeprowadzeniu procedury, znany jest przedział prędkości z jaką aktualnie wiruje wał. Wpisanie prędkości z wyznaczonego przedziału do mechanizmu adaptacyjnego estymatora C-MRAS jako wartość początkową, pozwala na przeprowadzenie rozruchu.

Tablica 4.2: Zależność znaku momentu od estymowanej (zadanej) $\hat{\Omega}_m$ i rzeczywistej Ω_m prędkości.

		Krok 1			Krok 2		
Ω_{m0}^*	\hat{T}_e	$\Omega_{m0}^* vs. \Omega_{m1}^*$	Ω_{m1}^*	\hat{T}_e	$\Omega_{m1}^* vs. \Omega_{m2}^*$	Ω_{m2}^*	
0.0	+	>	$-50\% \Omega_{mN}$	+	<	$-75\% \Omega_{mN}$	
				-	>	$-25\% \Omega_{mN}$	
0.0	-	<	$+50\% \Omega_{mN}$	+	<	$+75\% \Omega_{mN}$	
				-	>	$+25\% \Omega_{mN}$	

Na Rys. 4.9 został przedstawiony rozruch przy nie zerowej prędkości początkowej z opisem procesu identyfikacji.



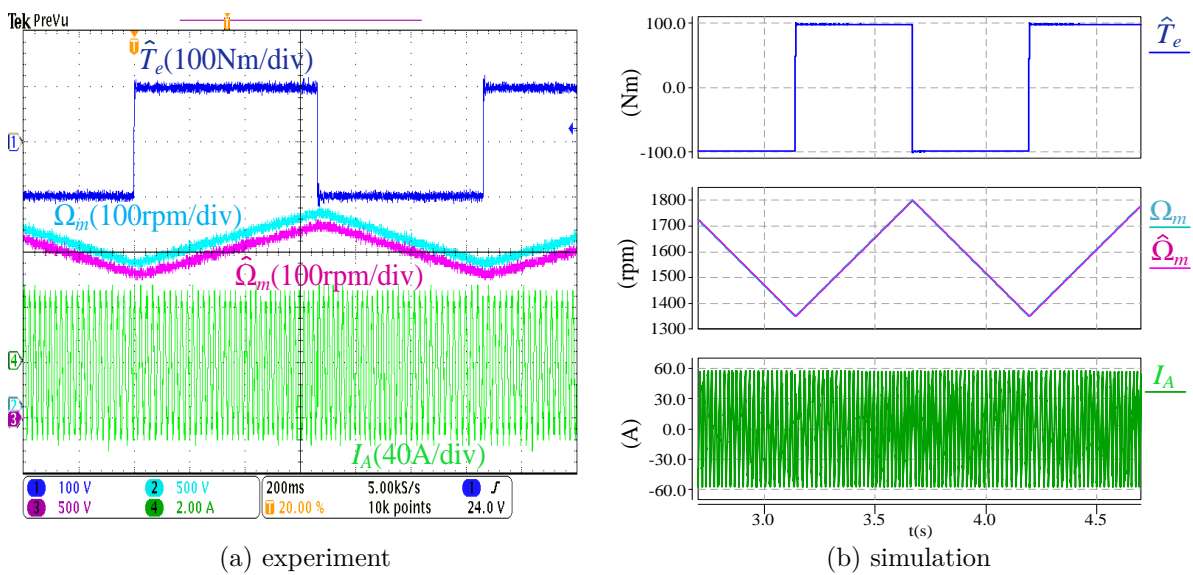
Rysunek 4.9: Rozruch z prędkością -150obr/min po wstępnej identyfikacji prędkości, $|\hat{\Psi}_s|$ - estymowany strumień stojana, \hat{T}_e - estymowany moment, $\hat{\Omega}_m$ - estymowana prędkość mechaniczna, I_A - prąd fazowy.

4.2 Wyniki eksperymentalne i symulacyjne sterowania bezczujnikowego metodą OSS-MPFC

Przedstawione poniższe wyniki symulacyjne i eksperymentalne prezentują właściwości kompletnego algorytmu sterowania IM. Silnik indukcyjny o mocy 50kW jest kontrolowany metodą OSS-MPFC, która wspierana jest przez bezczujnikowy estymator zmiennych stanu C-MRAS (strumieni i prędkości wału) oraz identyfikację wybranych parametrów R_s oraz L_M .

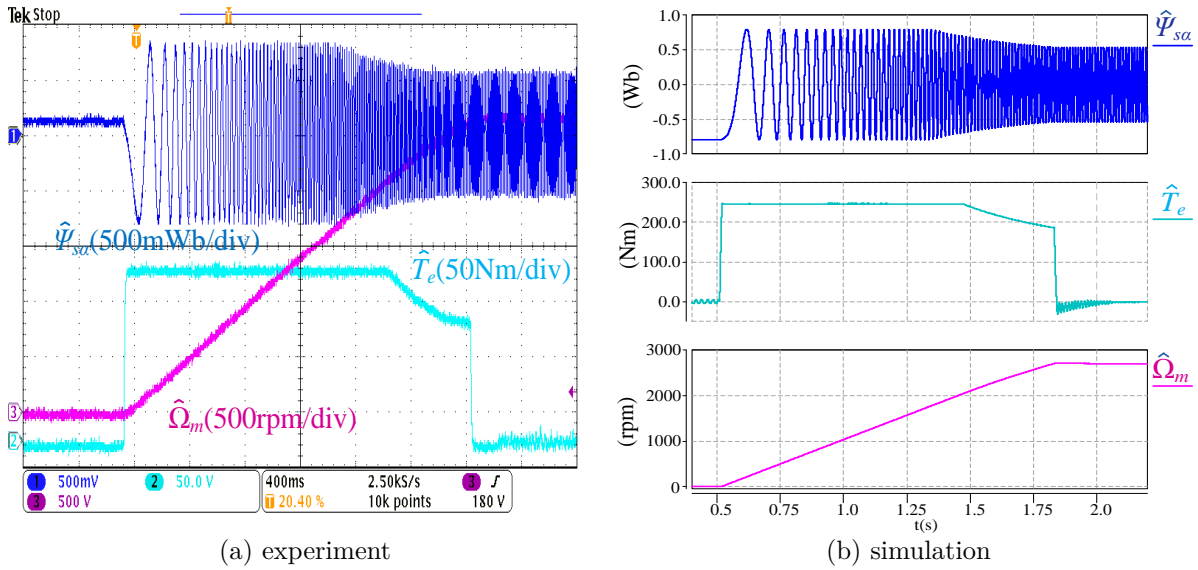
Skokowa zmiana momentu

Na Rys. 4.10 - 4.11 przedstawione zostały właściwości dynamiczne układu sterowania pod wpływem skokowych zmian momentu.



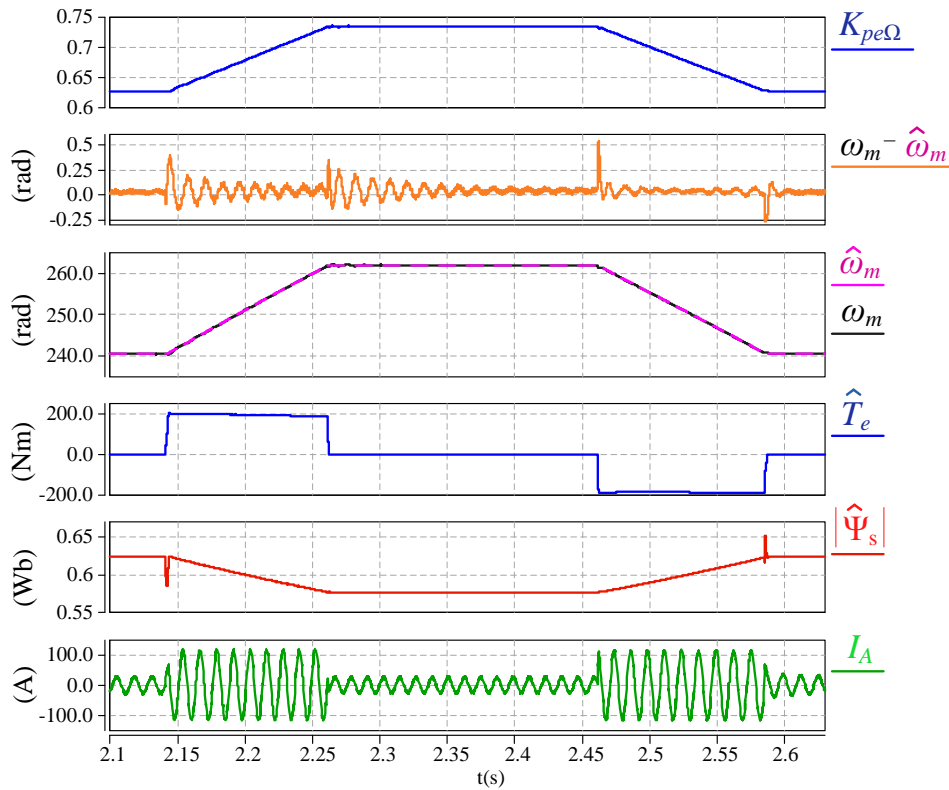
Rysunek 4.10: Skoki momentu $\pm 100\text{Nm}$ w zakresie prędkości 1350/1800obr/min, \hat{T}_e - estymowany moment, Ω_m - mierzona prędkość mechaniczna, $\hat{\Omega}_m$ - estymowana prędkość mechaniczna, I_A - prąd fazowy.

Rysunek 4.11 pokazuje rozruch do 2700obr/min z momentem 150Nm. IM pracuje zarówno w regionie stałego momentu jak i regionie stałej mocy.



Rysunek 4.11: Rozruch do 2700obr/min,

$\hat{\Psi}_{s\alpha}$ - estymowany strumień stojana, T_e - mierzona prędkość mechaniczna, $\hat{\Omega}_m$ - estymowana prędkość mechaniczna.



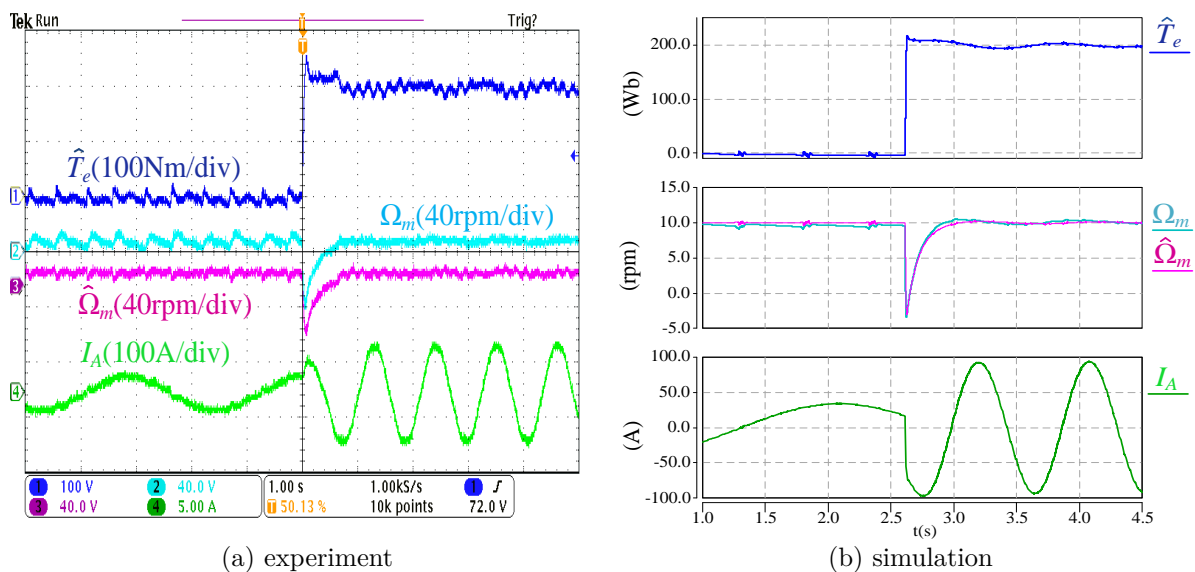
Rysunek 4.12: Skokowe zmiany momentu zadanego +/-200Nm w zakresie osłabionego strumienia wraz z dynamicznym osłabieniem strumienia,

$K_{pe\Omega}$ - wartość wzmocnienia adaptacyjnego regulatora prędkości PI, $\omega_m - \hat{\omega}_m$ - estymowany błąd prędkości, $\hat{\omega}_m$ - estymowana prędkość mechaniczna, ω_m - mierzona prędkość mechaniczna, \hat{T}_e - estymowany moment, $|\hat{\Psi}_s|$ - estymowany strumień stojana, I_A - prąd fazowy.

Rys. 4.12 przedstawia właściwość dynamicznego osłabienia strumienia, którą prezentuje metoda OSS-MPFC. Dzięki bardzo dobremu balansie pomiędzy regulacją strumienia i momentu, algorytm generuje dynamiczne osłabienie strumienia tak, aby zwiększyć dynamikę momentu podczas pracy przy braku rezerwy napięcia.

Praca z regulatorem prędkości

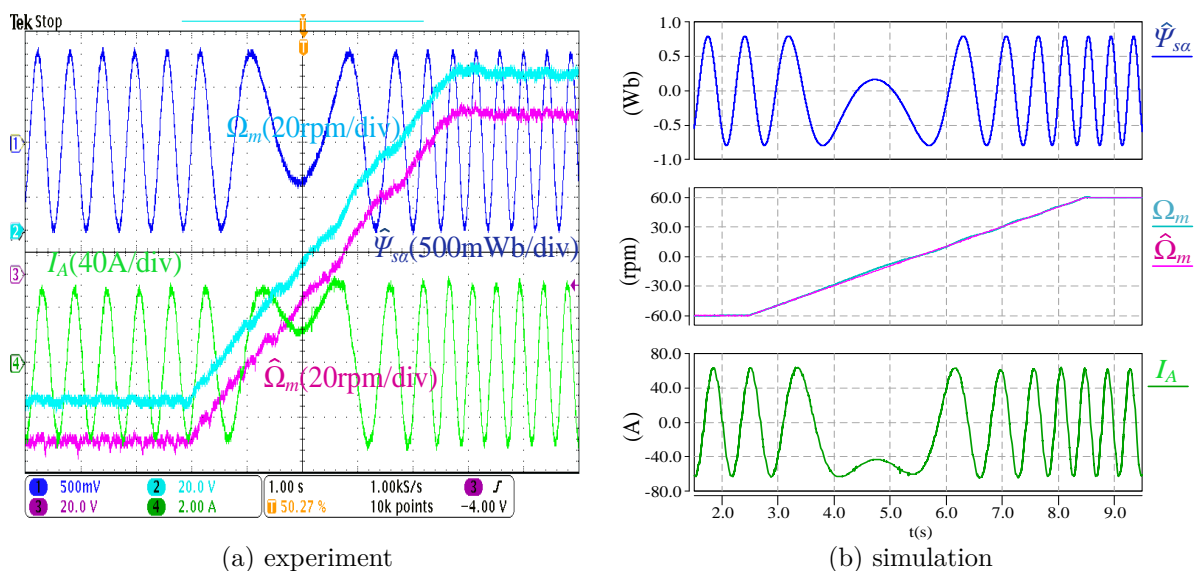
Praca napędu z zamkniętą pętlą sprzężenia prędkościowego przedstawiona została na Rys. 4.13 - 4.15



Rysunek 4.13: Odpowiedź na skokową zmianę momentu obciążenia 200Nm przy stałej prędkości zadanej 10obr/min,

\hat{T}_e - estymowany moment, Ω_m - mierzona prędkość mechaniczna, $\hat{\Omega}_m$ - estymowana prędkość mechaniczna, I_A - prąd fazowy.

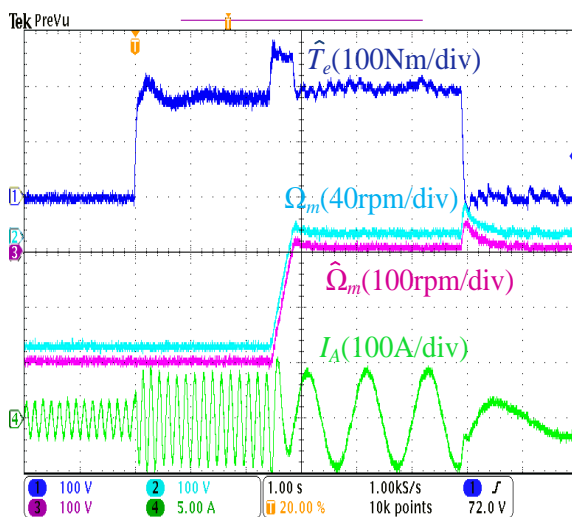
Na Rys. 4.14b przedstawiony został test powolnego nawrotu +/- 60obr/min w czasie 6s i obciążeniu 120Nm.



Rysunek 4.14: Śledzenie zadanej prędkości podczas powolnego nawrotu ± 60 obr/min pod obciążeniem 120Nm ,

$\hat{\Psi}_{sa}$ - estymowany strumień stojana, Ω_m - mierzona prędkość mechaniczna, $\hat{\Omega}_m$ - estymowana prędkość mechaniczna, I_A - prąd fazowy.

Rys. 4.15 przedstawia cykl nawrotu od -200 obr/min do 10 obr/min pod obciążeniem 200Nm .



Rysunek 4.15: Załączenie obciążenia 200Nm i następnie nawrót prędkości z -200 obr/min do 10 obr/min pod obciążeniem,

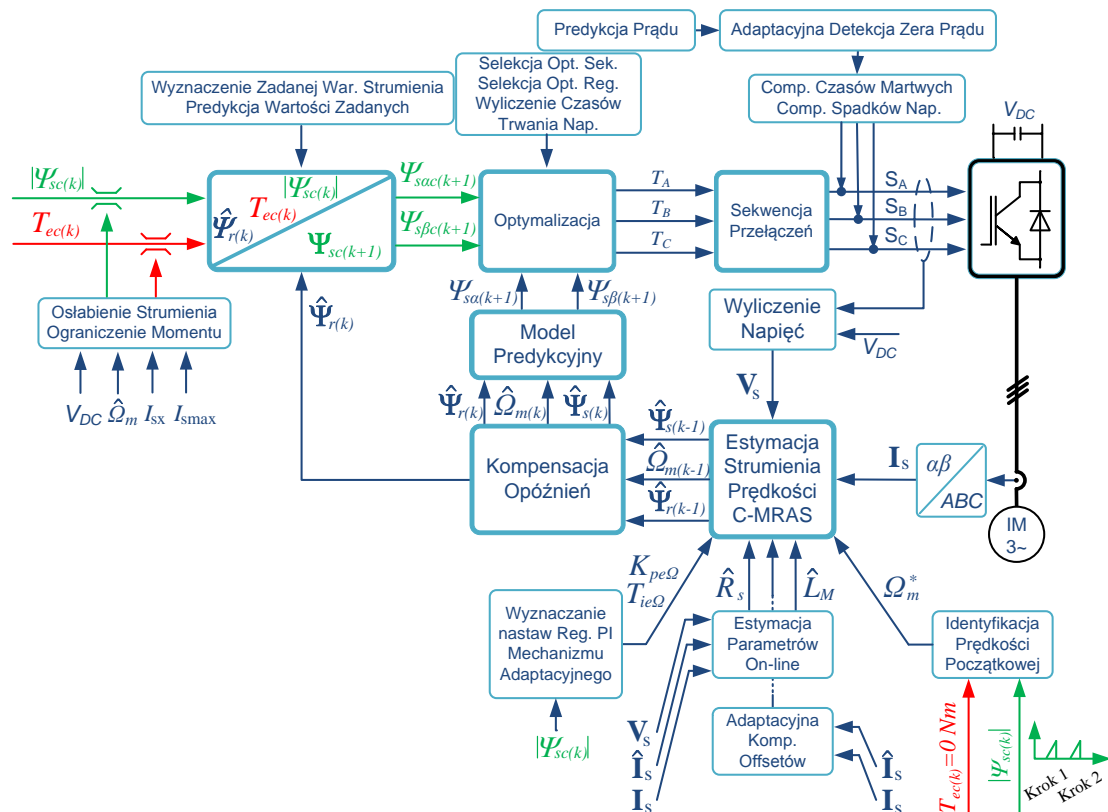
\hat{T}_e - moment estymowany, Ω_m - mierzona prędkość mechaniczna, $\hat{\Omega}_m$ - estymowana prędkość mechaniczna, I_A - prąd fazowy.

ROZDZIAŁ 5

Podsumowanie i wnioski końcowe

Praca doktorska dotyczyła opracowania kompleksowego algorytmu sterowania silnikiem indukcyjnym zasilanym z 3-poziomowego falownika dla EV. W celu osiągnięcia rozwiązania odpowiedniego dla pojazdów EV postawiono sobie następujące cele: opracowanie algorytmu sterowania o stałej częstotliwości łączeń tranzystorów mocy, eliminację problemu dostrajania regulatorów PI, osiągnięcie wysokiej dynamiki regulacji momentu w całym zakresie pracy napędu oraz eliminację czujnika prędkości (zwiększona niezawodność). W rezultacie przeprowadzone prace zmierzały do opracowania zarówno innowacyjnej struktury sterowania opartej na modelu predykcyjnym, jak i bezczujnikowego estymatora zmiennych stanu. W celu zdefiniowania schematu sterowania ukierunkowanego na zastosowania przemysłowe, badania rozpoczęto od analizy istniejących metod sterowania. Najpowszechniejsze w zastosowaniach przemysłowych metody sterowania kaskadowego FOC i DTC-SVM przedstawiono w rozdziale 2. Działanie metody DTC-SVM zostało również zilustrowane wynikami symulacjami i eksperymentalnymi, które pozwoliły na porównanie z opracowanym rozwiązaniem. Doświadczenia z metodami DTC-SVM i OSV-MPC, które autor zdobył w trakcie prac związanych z rozprawą doktorską i przedstawił w swoich publikacjach, skłoniły go do poszukiwania metody zapewniającej zarówno stałą częstotliwość łączeń, jak w DTC-SVM oraz wysoką dynamikę momentu jak w OSV-MPC. W rezultacie opracowana została innowacyjna metoda OSS-MPFC. Spełnia ona wymagania stawiane przez napędy EV zarówno w obszarze stałego momentu,

jak i w obszarze osłabienia strumienia, gdzie w celu zwiększenia dynamiki momentu obrotowego generowane jest dynamiczne osłabienie strumienia. W strefie stałego momentu obrotowego wyniki eksperymentalne pokazują bardzo wysoką dynamikę i precyzję generowania momentu. Zmiany moment w zakresie 400Nm zostały osiągnięte w ciągu zaledwie $2T_s$ bez przeregulowania. Ponadto proponowane rozwiązanie nie posiada regulatorów liniowych, jak również współczynników wagowych w funkcji kosztu, które zostały wyeliminowane dzięki zastosowaniu sterowania momentem poprzez bezpośrednią regulację strumienia stojana. Dlatego do poprawnego działania algorytmu wymagana jest jedynie znajomość parametrów obwodu zastępczego silnika. W celu eliminacji mechanicznego czujnika prędkości konieczne było zastosowanie metody estymacji zapewniającej pracę w szerokim zakresie prędkości i pozwalającej na stabilną pracę z prędkością bliską zeru, co jest niezwykle trudne do osiągnięcia. Aby sprostać tym wymaganiom zaproponowano rozwiązanie oparte na strukturze MRAS. Opracowany skompensowany C-MRAS posiada właściwości pozwalające osiągnąć dobre wyniki w zakresie od bardzo niskich prędkości ($10rpm = 0.5\% \Omega_{m,N}$) do wysokich prędkości w zakresie osłabienia strumienia. Na Rys. 5.1 została przedstawiona opracowana struktura algorytmów sterowania. Główne elementy



Rysunek 5.1: Schemat blokowy struktury sterowania zawierającej OSS-MPFC i C-MARS

struktury sterowania uzupełniające OSS-MPFC i C-MRAS:

- adaptacyjna estymacja R_s ,
- adaptacyjna estymacja L_M ,
- algorytm predykcyjny balansowania napięć obwodu pośredniczącego DC,
- identyfikacja prędkości początkowej w warunkach niezerowej prędkości mechanicznej,
- uproszczone metoda wyznaczania nastaw regulatora PI wykorzystywanego jako adaptacyjny mechanizm estymacji prędkości,
- kompensacja czasów martwych i spadków napięcia na łącznikach półprzewodnikowych z adaptacyjną detekcją zera prądu.

Przeprowadzono również analizę wpływu zmian parametrów IM na wybrane wielkości fizyczne. Dzięki uzyskanym wynikom opracowano algorytm adaptacyjny estymacji R_s i L_M w oparciu o moc bierną i strukturę MRAS. W ten sposób wyeliminowany został niepożądany wpływ niepewności parametrów na prawidłową estymacją strumienia stojana i prędkości kątovej. Dodatkowo zaproponowano uproszczone rozwiązanie pozwalające uniknąć problemu dostrajania regulatora PI służącego do adaptacyjnego odtwarzania prędkości kątovej. Rozwiązanie to wykorzystuje kryterium symetrii i pozwala na poprawną pracę również w zakresie osłabienia strumienia poprzez adaptację wzmocnienia regulatora.

Według autora, teza sformułowana w rozdziale 1: *Zastosowanie odpowiedniego sterowania predykcyjnego z modelem (MPC) oraz skompensowanego estymatora MRAS do odtwarzania sygnałów prędkości i parametrów silnika, gwarantuje realizację wysoko wydajnego napędu z silnikiem indukcyjnym (IM) zasilanym z falownika 3-poziomowego, który spełnia wszystkie wymagania statyczne i dynamiczne stawiane pojazdom elektrycznym* została udowodniona.

Uzyskane wyniki symulacji i eksperymentów potwierdzają, że opracowany algorytm z dodatkowymi blokami funkcjonalnymi (patrz rys. 5.1) jest innowacyjnym i kompleksowym rozwiązaniem zapewniającym niezawodne bezczujnikowe sterowanie MPC napędów IM dla pojazdów elektrycznych.

Bibliografia

- [1] J. Brenneisen, E. Futterlieb, E. Muller i M. Schulz, “A New Converter Drive System for a Diesel Electric Locomotive with Asynchronous Traction Motors”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, t. IA-9, nr. 4, s. 482–491, lip. 1973.
- [2] K. B. Naceur i J. F. Gagne, “Global EV Outlook 2017”, International Energy Agency, spraw. tech.
- [3] G. Pellegrino, A. Vagati, B. Boazzo i P. Guglielmi, “Comparison of Induction and PM Synchronous Motor Drives for EV Application Including Design Examples”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, t. 48, nr. 6, s. 2322–2332, list. 2012.
- [4] E. A. Grunditz, “Design and Assessment of Battery Electric Vehicle Powertrain, with Respect to Performance, Energy Consumption and Electric Motor Thermal Capability”, prac. dokt., 2016.
- [5] F. Blaschke, “The Principle of Field Orientation as Applied to the NEW Transvector Closed-Loop System for Rotating-Field Machines”, w *Siemens Review*, t. 34, 1972, s. 217–220.
- [6] K. Hasse, “Drehzahlregelverfahren fur schnelle Umkehrantriebe mit stromrichter-gespeisten Asynchron-Kurzschlusslaufermototen”, w *Regelungstechnik*, t. 20, 1972, s. 60–66.
- [7] Y. Xue, X. Xu, T. Habetler i D. Divan, “A low cost stator flux oriented voltage source variable speed drive”, w *Conf. Rec. 1990 IEEE Ind. Appl. Soc. Annu. Meet.*, IEEE, 1990, s. 410–415.

- [8] Joong-Hui Lee, Chang-Gyun Kim i Myung-Joong Youn, “A dead-beat type digital controller for the direct torque control of an induction motor”, *IEEE Trans. Power Electron.*, t. 17, nr. 5, s. 739–746, wrz. 2002.
- [9] P. Grabowski, M. Kazmierkowski, B. Bose i F. Blaabjerg, “A simple direct-torque neuro-fuzzy control of PWM-inverter-fed induction motor drive”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, t. 47, nr. 4, s. 863–870, 2000.
- [10] C. Lascu i A. Trzynadlowski, “Combining the Principles of Sliding Mode, Direct Torque Control, and Space-Vector Modulation in a High-Performance Sensorless AC Drive”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, t. 40, nr. 1, s. 170–177, sty. 2004.
- [11] I. Takahashi i T. Noguchi, “A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, t. IA-22, nr. 5, s. 820–827, wrz. 1986.
- [12] M. Żelechowski, “Space vector modulated-direct torque controlled (DTC-SVM) inverter-fed induction motor drive”, prac. dokt., 2005.
- [13] A. Sikorski, *Direct torque and flux control of induction machine (Bezpośrednia regulacja momentu i strumienia maszyny indukcyjnej)*. Oficyna Wydawnicza Politechniki Białostockiej, 2009.
- [14] P. Cortes, S. Kouro, B. La Rocca, R. Vargas, J. Rodriguez, J. I. Leon, S. Vazquez i L. G. Franquelo, “Guidelines for weighting factors design in Model Predictive Control of power converters and drives”, w *2009 IEEE Int. Conf. Ind. Technol.*, IEEE, lut. 2009, s. 1–7.
- [15] S. A. Davari, D. A. Khaburi i R. Kennel, “An Improved FCS-MPC Algorithm for an Induction Motor With an Imposed Optimized Weighting Factor”, *IEEE Trans. Power Electron.*, t. 27, nr. 3, s. 1540–1551, mar. 2012.
- [16] C. A. Rojas, J. Rodriguez, F. Villarroel, J. R. Espinoza, C. A. Silva i M. Trincado, “Predictive Torque and Flux Control Without Weighting Factors”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, t. 60, nr. 2, s. 681–690, lut. 2013.
- [17] F. Villarroel, J. R. Espinoza, C. A. Rojas, J. Rodriguez, M. Rivera i D. Sbarbaro, “Multiobjective Switching State Selector for Finite-States Model Predictive Control Based on Fuzzy Decision Making in a Matrix Converter”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, t. 60, nr. 2, s. 589–599, lut. 2013.

-
- [18] P. Falkowski, “Predykcyjne algorytmy sterowania przekształtnikiem AC/DC/AC”, prac. dokt., 2013.
- [19] M. Mamdouh, M. A. Abido i Z. Hamouz, “Weighting Factor Selection Techniques for Predictive Torque Control of Induction Motor Drives: A Comparison Study”, *Arab. J. Sci. Eng.*, t. 43, nr. 2, s. 433–445, lut. 2018.
- [20] S. Vazquez, A. Marquez, R. Aguilera, D. Quevedo, J. I. Leon i L. G. Franquelo, “Predictive Optimal Switching Sequence Direct Power Control for Grid-Connected Power Converters”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, t. 62, nr. 4, s. 2010–2020, kw. 2015.
- [21] S. Vazquez, R. P. Aguilera, P. Acuna, J. Pou, J. I. Leon, L. G. Franquelo i V. G. Agelidis, “Model Predictive Control for Single-Phase NPC Converters Based on Optimal Switching Sequences”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, t. 63, nr. 12, s. 7533–7541, grud. 2016.
- [22] W. Kołomyjski, “Modulation Strategies for Three-level PWM Converter-fed Induction Machine Drives”, prac. dokt., 2005.
- [23] G. Buja i M. Kazmierkowski, “Direct Torque Control of PWM Inverter-Fed AC Motors - a Survey”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, t. 51, nr. 4, s. 744–757, sierp. 2004.
- [24] M. Kazmierkowski, L. Franquelo, J. Rodriguez, M. Perez i J. Leon, “High-Performance Motor Drives”, *IEEE Ind. Electron. Mag.*, t. 5, nr. 3, s. 6–26, wrz. 2011.
- [25] C. Schauder, “Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, t. 28, nr. 5, s. 1054–1061, 1992.
- [26] T. Orłowska-Kowalska i M. Dybkowski, “Stator-Current-Based MRAS Estimator for a Wide Range Speed-Sensorless Induction-Motor Drive”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, t. 57, nr. 4, s. 1296–1308, kw. 2010.
- [27] M. Depenbrock i C. Evers, “Model-based speed identification for induction Machines in the whole operating range”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, t. 53, nr. 1, s. 31–40, lut. 2006.
- [28] J. Holtz, “Sensorless Control of Induction Machines-With or Without Signal Injection?”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, t. 53, nr. 1, s. 7–30, lut. 2006.
-

- [29] H. Abu-Rub, D. Stando i M. P. Kazmierkowski, "Simple speed sensorless DTC-SVM scheme for induction motor drives", *Bull. Polish Acad. Sci.*, t. 61, nr. 2, s. 301–307, 2013.
- [30] M. P. Kazmierkowski i H. Tunia, *Automatyka Napędu Przekształtnikowego*. Warszawa: PWN, 1987.
- [31] M. Kazmierkowski i H. P. Tunia, *Automatic Control of Converter Fed Drives*. Amsterdam: ELSEVIER Amsterdam-London-New York-Tokyo, 1994.
- [32] M. Kazmierkowski, F. Krishnan i F. Blaabjerg, *Control in Power Electronics Selected Problems*. Academic Press - An important of Elsevier Science 2002, Amsterdam - Boston - London - New York - Oxford - Paris - San Diego - San Francisco - Singapore - Sidney - Tokyo.

Artykuły napisane podczas przygotowywania tej rozprawy:

Publikacje:

1. **D. Stando**, M. P. Kaźmierkowski, T. Orłowska-Kowalska, M. Dybkowski, „Bezczujnikowe sterowanie falownikowego napędu indukcyjnego dla pojazdów elektrycznych w szerokim zakresie prędkości”, *Przegląd Elektrotechniczny*, NR.3, pp. 307-312, 2011.
2. M. Dybkowski, T. Orłowska-Kowalska, M. P. Kaźmierkowski, **D. Stando**, „Sterowanie układu napędowego z silnikiem indukcyjnym w zastosowaniach trakcyjnych”, *Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej*, No.30, pp. 64-75, 2011.
3. **D. Stando**, M. P. Kaźmierkowski, „Sterowanie silnika indukcyjnego zmodyfikowaną metodą DTC-SVM w szerokim zakresie prędkości dla pojazdów trakcyjnych”, *Przegląd Elektrotechniczny*, NR.11a, pp. 8-11, 2012.
4. A. Moradewicz , R. Miśkiewicz , **D. Stando** , P. Chudzik , K. Kwiatkowski „System bezstykowego przesyłu energii zasilany z prostownika aktywnego”, *Przegląd Elektrotechniczny*, NR.01a, pp. 59-62, 2013.

5. H. Abu-Rub, **D. Stando**, M. P. Kaźmierkowski, "Simple speed sensorless DTC-SVM scheme for induction motor drives", *Bulletin of Polish Academy of Science: Technical Science*, NR.2, pp. 301-307, 2013.
6. **D. Stando**, P. Chudzik, A. Moradewicz, R. Miśkiewicz, „Sterowanie predykcyjne z modelem silnika indukcyjnego zasilanego z falownika napięcia”, *Przegląd Elektrotechniczny*, NR.11, pp. 96-99, 2014.
7. **D. Stando**, P. Chudzik, A. Moradewicz, R. Miśkiewicz, M. P. Kaźmierkowski, "DSP-FPGA Based Computing Platform of Power Electronic Converters", *Przegląd Elektrotechniczny*, NR.12, pp. 1-6, 2015.

Artykuły konferencyjne:

1. **D. Stando**, M. P. Kaźmierkowski, „Dynamic Flux Weakening for fast DTC-SVM Controlled Inverter-Fed Drives”, *in 17th International Symposium Micromachines & Servosystems*, Sterdyń (Pałac Ossoliński), Sep. 2011.
2. **D. Stando**, M. P. Kaźmierkowski, T. Orłowska-Kowalska, „Sterowanie silnika indukcyjnego zmodyfikowaną metodą DTC-SVM w szerokim zakresie prędkości dla pojazdów trakcyjnych komunikacji miejskiej”, *Modelowanie, Symulacja i Zastosowania w Technice*, Kościelisko Jun. 2012.
3. A. Moradewicz , R. Miśkiewicz , **D. Stando**, P. Chudzik , K. Kwiatkowski „System bezstykowego przesyłu energii zasilany z prostownika aktywnego”, *Modelowanie, Symulacja i Zastosowania w Technice*, Kościelisko, Jun. 2012.
4. **D. Stando**, M. P. Kaźmierkowski „Novel Speed Sensorless DTC-SVM Scheme for Induction Motor Drives”, *8th International Conference-Workshop Compatibility and Power Electronics*, Ljubljana, Jun. 2013, (on ieeexplore).
5. **D. Stando**, P. Chudzik, A. Moradewicz, R. Miśkiewicz, „Sterowanie predykcyjne z modelem silnika indukcyjnego zasilanego z falownika napięcia”, *Postępy w Elektrotechnice Stosowanej*, Kościelisko, Jun. 2014.
6. R. Miśkiewicz, A. Moradewicz, P. Chudzik, **D. Stando**, „Wielowątkowa Analiza Właściwości oraz Zakłóceń Elektromagnetycznych w Indukcyjnych Systemach Bezstykowego Zasilania z Dwukierunkowym Przepływem Energii- cz.1: Topologia sys-

temu ISBZ dla pojazdów EV.”, *Postępy w Elektrotechnice Stosowanej*, Kościelisko, Jun. 2014.

7. **D. Stando**, P. Chudzik, M. P. Kaźmierkowski, „Sensorless predictive torque control of induction motor drive operating in wide speed range — Simulation study”, *16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition*, Antalia, Sep. 2014, (on ieeexplore).

DODATEK A

Stanowisko laboratoryjne

Obwód mocy i układ sterowania

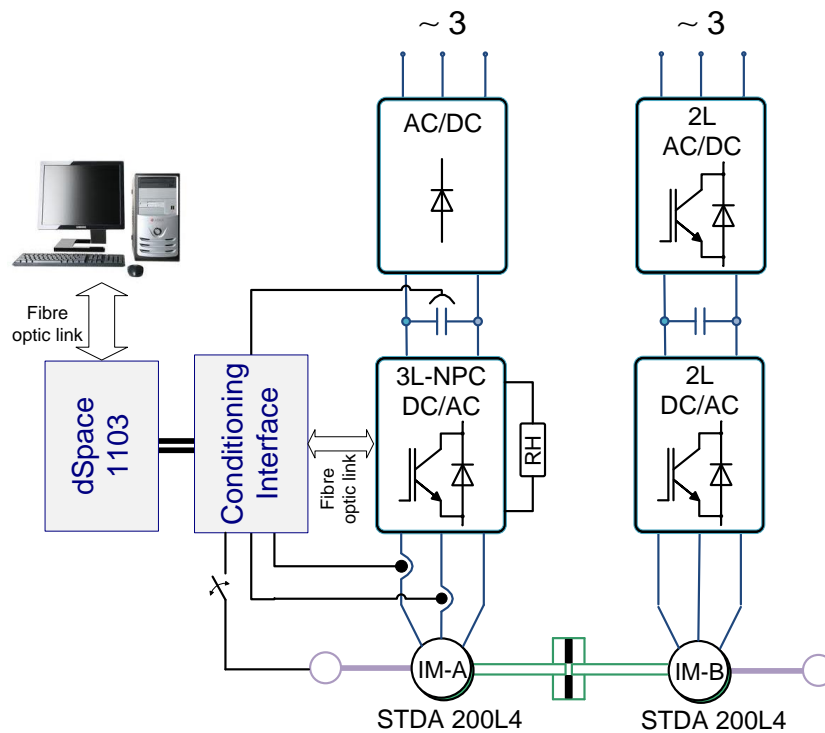
Podstawowa struktura stanowiska laboratoryjnego została przedstawiona na Rys. A.1. Zestaw napędowy składa się z dwóch silników trakcyjnych oznaczonych na schemacie jako: IM-A i IM-B. IM-A zasilany jest z 3L-NPC VSI (Tab. A.1) i kontrolowany przy pomocy karty DS1103. IM-B pełni rolę obciążenia i zasilany jest z 55 kVA AC-DC-AC przekształtnika (Tab. A.2) wyprodukowanego przez firmę TWERD.

Tablica A.2: Parametry dwu-poziomowego przekształtnika AC-DC-AC.

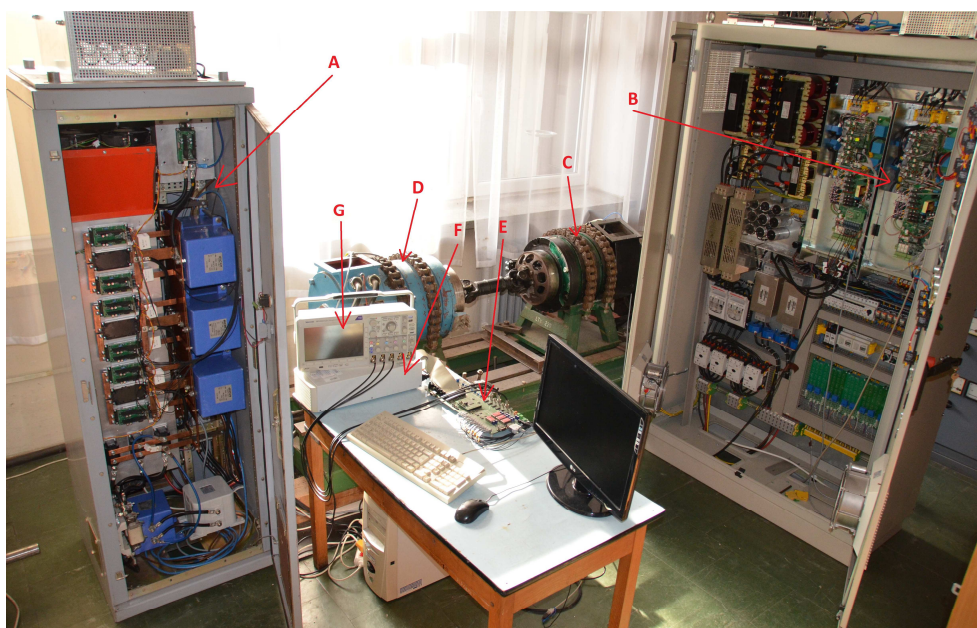
Parametr	Wartość
S_N	55 kVA
I_N	110 A
V_N	3 x 400V

Tablica A.1: Parametry trój-poziomowego falownika NPC.

Parametr	Wartość
S_N	200 kVA
I_N	300 A
V_N	3 x 400V



Rysunek A.1: Schemat blokowy stanowiska laboratoryjnego.



Rysunek A.2: Widok stanowiska laboratoryjnego: A) 3L-NPC VSI, B) 2L AC-DC-AC , C) 50 kW trakcyjny IM zasilany z 3L-NPC VSI, D) 50 kW trakcyjny IM zasilany z dwu-poziomowego VSI, E) układ kondycjonowania, F) karta DS1103, G) oscyloskop Textronix DPO 3034.

Parametry IM badanego symulacyjnie i eksperymentalnie zostały przedstawione w Tab. A.3

Tablica A.3: Parametry silnika indukcyjnego o mocy 50kW (STDA 200L4).

Parametr	Wartość
P_N	50 kW
I_N	88 A
V_N	380V
f_N	65 Hz
p_b	2
Ω_{mN}	1917 rpm
T_{eN}	250 Nm
R_s	0.067 Ω
R_r	0.046 Ω
L_s	0.02346 H
L_r	0.02346 H
L_M	0.023 H