

Zachodniopomorski Uniwersytet Technologiczny
w Szczecinie
Wydział Elektryczny

ROZPRAWA DOKTORSKA

mgr inż. Michał Bonisławski

Zasilanie i sterowanie maszyny elektrycznej
z magnesami trwałymi do napędu pojazdów samochodowych

Promotor:
prof. dr hab. inż. Ryszard Pałka

Szczecin 2014

Przedmowa

Na wstępie pracy pragnę podziękować mojemu promotorowi Panu prof. dr. hab. inż. Ryszardowi Pałce, Panu dr. inż. Marcinowi Hołubowi oraz pozostałym kolegom pracującym w Katedrze Elektroenergetyki i Napędów Elektrycznych.

Pracę dedykuję mojej żonie Agacie i córce Wiktorii.

Spis treści

1	Wstęp	10
1.1	Teza i cel pracy.....	11
2	Napęd samochodów elektrycznych.....	13
2.1	Rys historyczny.....	13
2.2	Obecne tendencje w pojazdach elektrycznych.....	14
2.2.1	Wymagania stawiane napędom elektrycznych pojazdów samochodowych	16
3	Maszyny synchroniczne wzbudzone hybrydowo.....	18
3.1	Klasyczne konstrukcje wirnika maszyny z magnesami trwałymi	18
3.2	Przegląd rozwiązań konstrukcyjnych maszyn wzbudzanych hybrydowo	19
3.3	Model maszyny synchronicznej ze wzbudzeniem hybrydowym.....	24
3.3.1	Model strat.....	30
4	Opis prototypowego modelu maszyny wzbudzonej hybrydowo.....	34
4.1	Konstrukcja prototypowej maszyny hybrydowej	34
4.2	Pomiary parametrów maszyny prototypowej	37
4.2.1	Napięcie indukowane	37
4.2.2	Indukcyjność stojana	40
4.2.3	Straty magnetyczne i mechaniczne	42
4.2.4	Mapy sprawności dla wybranych wartości prądu cewki dodatkowej.....	46
5	Energoelektroniczny system zasilający.....	48
5.1	Trójfazowy falownik napięcia	48
5.1.1	Modulacja wektorowa – Space Vector Modulation (SVM)	51
5.1.2	Dobór częstotliwości modulacji.....	53
5.1.3	Budowa prototypowego przekształtnika DC/AC	53
5.2	Straty mocy łączników półprzewodnikowych.....	55
5.2.1	Uśredniony model strat przekształtnika DC/AC.....	62
5.2.2	Układ zasilania cewki pomocniczej.....	63
6	Strategie zasilania i sterowania maszyn hybrydowych	65
6.1	Kształtowanie i regulacja prądu wyjściowego przekształtnika zasilającego.....	65
6.2	Podstawowe strategie zasilania maszyn PMSM.....	69
6.2.1	Metody osłabienia strumienia wzbudzenia.....	71
6.2.2	Strategie sterowania maszyn hybrydowych	74
6.3	Proponowana metoda sterowania maszyną hybrydową	78
6.3.1	Wyniki wyznaczania tablic optymalnych wartości prądów	84
6.3.2	Implementacja sprzętowa proponowanej metody sterowania.....	90
6.4	Model symulacyjny układu napędowego.....	92
7	Badania eksperymentalne.....	94
7.1	Stanowisko badawcze	94

7.1.1	Cyfrowy układ sterowania	98
7.1.2	Graficzny interfejs użytkownika.....	100
7.2	Porównanie wybranych wyników symulacji i pomiarów	101
7.2.1	Mapy sprawności układu napędowego.....	107
7.2.2	Analiza sprawności w cyklu jezdnym NEDC.....	110
7.3	Badania układu przy wyższych prędkościach obrotowych	115
8	Wnioski i uwagi końcowe	117
8.1	Osiągnięcia własne autora	118
Literatura		119

Wykaz ważniejszych oznaczeń

Skróty

DSP – cyfrowy procesor sygnałowy (ang. *Digital Signal Processor*)

ECPMSM – maszyna synchroniczna z magnesami trwałymi z regulowanym wzbudzeniem (ang. *Electric Controlled Permanent Magnet Synchronous Machine*)

EV – pojazd z napędem elektrycznym (ang. *Electric Vehicle*)

IGBT – tranzystor bipolarny z izolowaną bramką (ang. *Insulated Gate Bipolar Transistor*)

IM – maszyna indukcyjna (ang. *Induction Machine*)

PI – regulator proporcjonalno-całkujący (ang. *Proportional-Integral controller*)

PM – magnes stały (ang. *Permanent Magnet*)

PMSM – maszyna synchroniczna z magnesami trwałymi z sinusoidalnym SEM (ang. *Permanent Magnet Synchronous Machine*)

PWM – modulacja szerokości impulsów (ang. *Pulse Width Modulation*)

RPM – obroty na minutę (ang. *Revolutions Per Minute*)

Wybrane wielkości i parametry

i_d, I_d – natężenie prądu w osi d (wartość chwilowa, ustalona)

i_q, I_q – natężenie prądu w osi q (wartość chwilowa, ustalona)

i_{exc}, I_{exc} – natężenie prądu cewki dodatkowej (wartość chwilowa, ustalona)

I_{DC} – natężenie prądu pośredniczącej szyny DC

i_s, I_s – natężenie fazowego prądu stojana (wartość chwilowa, ustalona)

J – moment bezwładności wirnika maszyny

M_{exc} – indukcyjność wzajemna cewki pomocniczej i uzwojenia stojana

L_d – indukcyjność stojana w osi d

L_q – indukcyjność stojana w osi q

p – liczba par biegunów

P_c – moc strat wydzielonych w obwodzie magnetycznym maszyny

P_{cu} – moc strat wydzielonych w uzwojeniu stojana maszyny

P_{exc} – moc strat wydzielonych w uzwojeniu dodatkowym maszyny

P_{inv} – moc strat wydzielonych w przekształtniku zasilającym (falowniku)

P_m – moc strat mechanicznych

P_{mach} – łączna moc strat maszyny

P_{mech} – moc mechaniczna na wale maszyny

R_c – wartość rezystancji reprezentująca straty w obwodzie magnetycznym

R_s – wartość rezystancji fazy stojana

T_e – moment elektromagnetyczny

T_b – moment oporowy

T_o – moment obciążenia

U_{AB} – wartość skuteczna napięcia międzyfazowego

U_{DC} – wartość napięcia pośredniczącej szyny DC

u_s, U_s – wartość napięcia stojana (chwilowa, ustalona)

η_{inv} – sprawność przekształtnika

η_m – sprawność maszyny

η_{sys} – sprawność układu napędowego

ψ_s – strumień stojana

ψ_{exc} – strumień cewki dodatkowej

ψ_{pm} – strumień magnesów trwałych

ψ_f – wypadkowy strumień wzbudzenia

Θ_e – kąt położenia wirnika (elektryczny)

Θ_m – kąt położenia wirnika (mechaniczny)

ω_e – prędkość kątowna elektryczna

ω_m – prędkość kątowna mechaniczna

1 Wstęp

Transport drogowy jest jednym z największych konsumentów energii, a także w istotny sposób przyczynia się do zanieczyszczenia powietrza [1], [2]. Najczęściej wykorzystywanym źródłem napędu w pojazdach samochodowych jest tłokowy silnik spalinowy, będący maszyną cieplną o spalaniu wewnętrznym (ang. *Internal Combustion Engine*).

Główne składniki zanieczyszczeń powietrza emitowane przez silniki spalinowe (we wszystkich rodzajach transportu) obejmują tlenki azotu (NO_x), tlenki siarki (SO_x), cząstki stałe, tlenki węgla i lotne związki organiczne.

Sektor transportu przyczynia się do około 58% całkowitej emisji NO_x , 30% całkowitej emisji CO_2 i 27% emisji cząstek stałych (o średnicy $2,5\mu\text{m}$ lub mniejszej) na terenie Unii Europejskiej [3]. Tendencje redukcji emisji w Europie są wyraźne, z ciągłym ograniczeniem emisji gazów cieplarnianych (redukcja emisji CO_2 2,6% w 2012 roku w porównaniu do 2011 roku [4]), ale według przepisów będą one musiały być zredukowane o 68% do roku 2050 w celu spełnienia kluczowych celów Unii Europejskiej [3]. Z tych powodów coraz więcej prac badawczych i wysiłków technologicznych jest skierowanych na pojazdy z napędem hybrydowym (HEV) i pojazdy wyłącznie elektryczne (EV).

Tematem pracy są metody zasilania i sterowania maszyny synchronicznej wzbudzanej hybrydowo przeznaczonej do napędu pojazdów samochodowych. Obecne rozwiązania układów napędowych z silnikami wzbudzanymi magnesami trwałymi charakteryzują się najwyższą sprawnością przetwarzania mocy elektrycznej na mechaniczną. Korzystny dla tej grupy maszyn jest także stosunek ich maksymalnej mocy do masy i objętości. Stała wartość strumienia pochodzącego od magnesów trwałych utrudnia jednak właściwe zasilanie i sterowanie maszyny w zakresie wysokich prędkości obrotowych, co jest istotne z punktu widzenia zastosowania w motoryzacji. Tradycyjne rozwiązanie tego problemu (np. z przeciwnym oddziaływaniem składowej pola stojana) skutkuje zmniejszeniem sprawności układu napędowego.

W pracy przeanalizowano możliwość wykorzystania nowej konstrukcji maszyny z magnesami trwałymi, której cechą charakterystyczną jest istnienie dodatkowej cewki umożliwiającej regulację wartości strumienia. Możliwość dynamicznej zmiany strumienia dodaje pewien stopień swobody w zakresie sterowania maszyną. W konsekwencji hybrydowe źródło

wzbudzenia, w postaci magnesów trwałych oraz dodatkowego uzwojenia, pozwala m. in. na zwiększenie sprawności układu napędowego w szerokim zakresie zmian momentów obciążenia i prędkości obrotowej. Wymaga to opracowania technik i strategii zasilania i sterowania maszyny hybrydowej uwzględniających rozszerzone możliwości regulacyjne tej grupy maszyn oraz ich dodatkowe źródła strat.

Celem naukowym zadania badawczego była teoretyczna analiza układu zasilania maszyn hybrydowych oraz symulacyjna i doświadczalna weryfikacja właściwości układu napędowego wykorzystującego prototypową maszynę elektryczną, służącą jako napęd samochodu elektrycznego. W szczególności w pracy dokonano:

- analizy obecnych rozwiązań konstrukcji maszyn wzbudzanych hybrydowo,
- opracowania dedykowanej strategii zasilania maszyny wzbudzonej hybrydowo,
- opracowania projektu i budowy laboratoryjnego układu zasilającego dla prototypowej maszyny synchronicznej z regulowanym wzbudzeniem od magnesów trwałych,
- analizy pracy i właściwości układu napędowego dla różnych strategii sterowania,
- oceny przydatności wykorzystania wykonanego układu dla innych zastosowań.

1.1 Teza i cel pracy

W pracy postawiono tezę, iż możliwe jest opracowanie i wykonanie systemu zasilania i sterowania układu napędowego, w którym zastosowano nowy typ maszyny z regulacją wzbudzenia od magnesów trwałych, który:

- charakteryzować się będzie możliwie wysoką sprawnością maszyny w całym zakresie prędkości obrotowych i obciążeń,
- pozwoli na pełne wykorzystanie maszyny hybrydowej w zakresie uzyskanego momentu obrotowego oraz prędkości obrotowej,
- umożliwi minimalizację strat wydzielonych w układzie zasilania.

Celem pracy jest:

- budowa modelu matematycznego maszyny hybrydowej umożliwiającego kompleksową analizę cech układu napędowego, jego dynamiki i głównych źródeł powstawania strat,
- budowa modelu matematycznego falownika napięcia umożliwiającego analizę strat dla różnych przyrządów półprzewodnikowych oraz strategii modulacji,

- realizacja algorytmu wyboru optymalnych wartości prądów maszyny hybrydowej w celu maksymalizacji wybranego wskaźnika celu,
- budowa prototypowego układu sterowania i zasilania maszyny umożliwiającego kompleksową weryfikację eksperymentalną modeli oraz wyników prac analitycznych i symulacyjnych.

2 Napęd samochodów elektrycznych

2.1 Rys historyczny

Pojazdy elektryczne pozwalały, jako jedne z pierwszych, na przemieszczanie się ludzi oraz ładunków bez użycia siły mięśni ludzi i zwierząt. Były to początkowo proste konstrukcje w których źródłem energii były ogniwa Volty [5], [6]. Jako pierwszych konstruktorów wymienia się: Stratingha (1835r., Holandia), T. Davenporta (1834-1836r., USA), R. Davidsona (1837r., Szkocja). W kolejnych latach, dzięki takim osiągnięciom jak budowa pierwszego akumulatora, skonstruowanie komutatora i udoskonalenie konstrukcji silnika prądu stałego, rozpowszechniono pojazdy elektryczne (konstrukcja F. G. Trouve, 1881r., Francja). W konsekwencji dynamicznego postępu nauki i techniki ranga samochodów elektrycznych wzrastała, a dzięki usprawnieniom konstrukcyjnym były one kolejne rekordy prędkości jazdy i przebytych dystansów. W 1899r. osiągnięto prędkość 98km/h, będącą ówczesnym rekordem świata (C. Jenatzy, Francja).

Z początkiem XX wieku napęd elektryczny w pojazdach zaczął być wypierany przez napęd z silnikami spalinowymi. Przyczyniły się do tego ograniczenia ówczesnej technologii akumulacji energii (skutkującej m. in. ograniczeniem dystansu jazdy) oraz istotne usprawnienia w produkcji aut spalinowych: wprowadzenie rozruszników elektrycznych i zastosowanie chłodnicy zwiększającej zasięg jazdy. Przez kolejnych 60 lat pojazdy elektryczne używane były jedynie jako niewielkie pojazdy dostawcze i rekreacyjne.

Istotnymi wydarzeniami w historii rozwoju pojazdów elektrycznych było wynalezienie tranzystora (1947r.) oraz wprowadzenie tyrystora (1956r.) umożliwiające przełączanie stosunkowo wysokich prądów i napięć. Pozwoliło to na efektywniejszą energetycznie regulację mocy silnika elektrycznego w stosunku do rozwiązań poprzednich (straty mocy na rezystorach), a także umożliwiło wykorzystanie prostszych konstrukcyjnie i bardziej niezawodnych napędów prądu przemiennego.

Potrzeba uzyskania niezależności od przemysłu naftowego, zwiększone wymagania ekonomiczne i ekologiczne oraz preferencyjna polityka podatkowa w USA oraz krajach UE przyczyniły się do budowy nowej generacji pojazdów elektrycznych, określanych jako pojazdy nie emitujące zanieczyszczeń (ang. *Zero Emission Vehicle*).

2.2 Obecne tendencje w pojazdach elektrycznych

Postęp, który nastąpił w dziedzinach takich jak: energoelektronika, technika mikroprocesorowa, techniki sterowania i inżynieria materiałowa umożliwił budowę układów napędowych spełniające bardzo wysokie wymagania techniczne. Do najważniejszych zaliczyć można: efektywność napędu, jego dynamikę, niezawodność oraz funkcjonalność, jak również możliwości konfiguracji systemu napędowego. Dzięki temu osiągi współczesnych aut elektrycznych są już porównywalne z osiągnięciami tradycyjnych aut z silnikami spalinowymi. Dodatkowo posiadają one istotne zalety: niższy koszt jazdy, charakter proekologiczny oraz, ze względu na mniejsze wibracje i hałas, większy komfort jazdy. Tabela 1 przedstawia podstawowe parametry dostępnych na rynku, wybranych samochodów elektrycznych.

Poziom sprzedaży samochodów elektrycznych na rynkach niektórych krajów ma tendencję wzrostową. Stosunkowo wysoki poziom sprzedaży aut EV odnotowano we Francji (ok. 1% sprzedaży samochodów osobowych we wrześniu 2014r. [7]). W USA, w pierwszych trzech kwartałach 2014r. sprzedano prawie 40 tysięcy egzemplarzy samochodów elektrycznych (oraz 47 tysięcy rozwiązań hybrydowych typu *plug-in*), co jest wzrostem o 19% w przeciągu roku [8]. Szczególnym zainteresowaniem pojazdy elektryczne cieszą się w Norwegii. W marcu 2014r. zarejestrowano tam 2813 nowych aut elektrycznych, co stanowiło ok. 20% ogółu [9], [10]. Związane jest to m. in. z korzystną polityką podatkową.

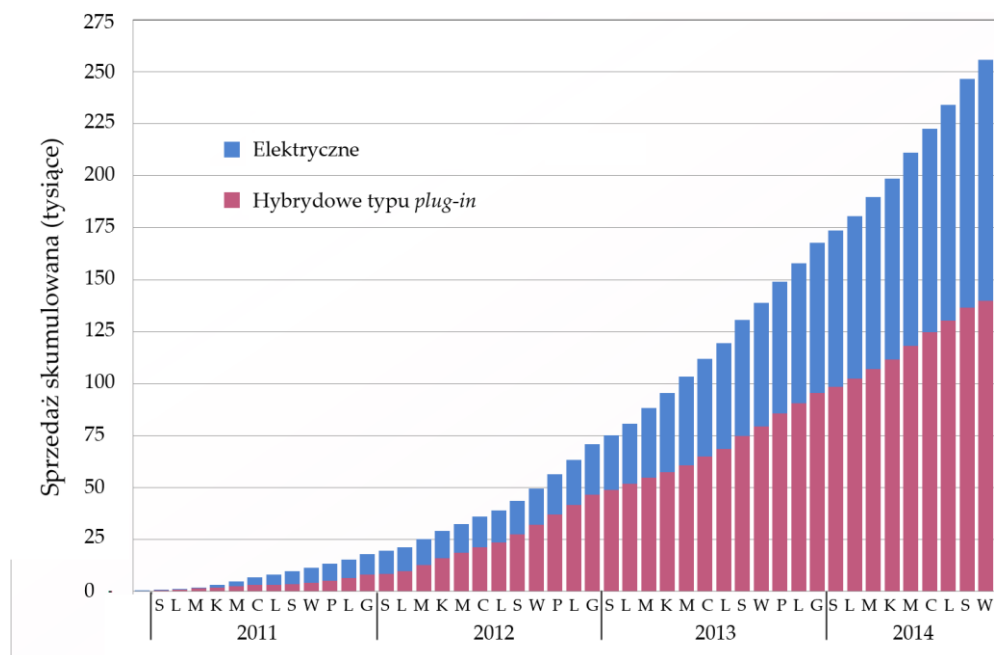


Tabela 1. Wybrane parametry wybranych pojazdów elektrycznych

Lp.	Marka	Model	Rok	Silnik			Łączna moc (kW)	Akumulator		Przyspieszenie 0-100km/h (s)
				Typ maszyny	Maks. prędkość (obr./min.)	Maks. moment (Nm)		Energia (kWh) / napięcie (V)	Zasięg (km)	
1	BMW	i3	2013	PMSM	11400	250	125	22/360	130-160	7,2
2	Mercedes-Benz	SLS AMG Coupé Electric Drive	2012	PMSM	13000	1000	552	60/400	250	3,9
3	Audi	R8 e-tron*	-	PMSM	12500	820	280	49	215	4,2
4	Nissan	Leaf	2010	PMSM	10500	254	80	24/360	199	11,5
5	Chevrolet	Spark EV	2013	PMSM		542	100	19-21		8
6	Tesla	Model S	2009	IM	16000	420-440	175-270	40-85	257-500	5,6
7	Ford	Focus Electric	2011	PMSM		255	107	23	162	
8	Mitsubishi	i-MiEV	2009	PMSM	6000	180	47	16/330	180	12
9	Renault	Zoe	2012	SM	11300	220	65	22/400	210	13,5
10	Renault	Kangoo Express Z.E.	2011	SM	12000	226	44	22/398	170	20,3
11	Volkswagen	e-up!	2013	PMSM		210	60	19/374	150	12,4

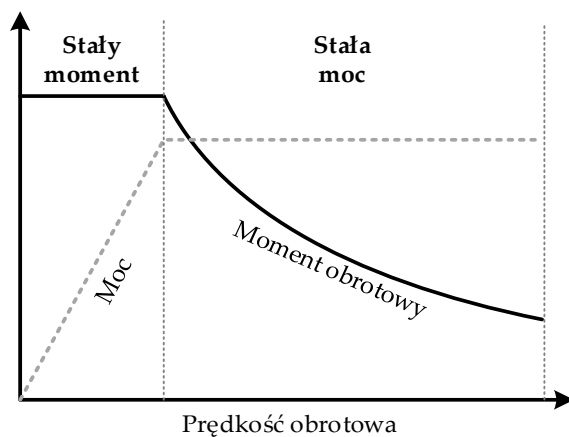
*nieprodukowany

Obecnie głównym wyzwaniem jest opracowanie rozwiązań technologicznych zwiększających zasięg pojazdu elektrycznego. Źródłem energii elektrycznej w większości obecnych na rynku pojazdów elektrycznych jest akumulator litowo-jonowy (*Li-Ion*) o pojemności 16–85 kWh. Spośród innych typów chemicznych źródeł energii elektrycznej, odznacza się on największą gęstością mocy i energii [13], zachowując przy tym inne, korzystne cechy: możliwość wielokrotnego ładowania oraz wysoką sprawność procesu ładowania i rozładowania. Poza zwiększaniem gęstości mocy i energii, trwałości i bezpieczeństwa użytkowania tych ogniw, trwają wysiłki mające na celu skrócenie wymaganego czasu ich ładowania, umożliwiając przez to pokonywanie dłuższych dystansów bez konieczności wykonywania długotrwałych postojów. Wiąże się to jednak z rozwinięciem infrastruktury stacji szybkiego ładowania akumulatorów. Inną możliwością jest stosowanie tak zwanych „*range extender*”, co najczęściej oznacza zastosowanie silnika spalinowego małej mocy jako źródła energii dla systemu ładowania baterii w trakcie jazdy.

2.2.1 Wymagania stawiane napędom elektrycznych pojazdów samochodowych

Elektryczny układ napędowy jest to funkcjonalne połączenie maszyny elektrycznej i odpowiedniego układu kontrolno-zasilającego (przekształtnika lub przekształtników energoelektronicznego) z niezbędnym źródłem energii. Istotny postęp w dziedzinie wytwarzania wysokoenergetycznych magnesów trwałych zawierających metale ziem rzadkich pozwolił na budowę maszyn elektrycznych ze szczególnie korzystnymi parametrami eksploatacyjnymi. Maszyna synchroniczna z magnesami trwałymi z sinusoidalnym SEM – PMSM (ang. *Permanent Magnet Synchronous Machine*) wykazuje się wysoką sprawnością oraz korzystnym stosunkiem masy i objętości do swojej mocy, dodatkowo, z powodu małego momentu bezwładności wirnika, znalazła zastosowanie w aplikacjach wymagających wysokiej dynamiki napędu.

Zastosowanie silnika elektrycznego jako głównego napędu samochodu narzuca wiele, często wzajemnie sprzecznych wymagań technicznych [14], [15]. Ze względu na przebieg charakterystyki trakcyjnej pojazdu (przedstawionej na rysunku 2), wymagany jest duży moment rozruchowy oraz szeroki zakres pracy ze stałą mocą. Spełnienie tych warunków przez silnik elektryczny pozwala na znaczne uproszczenie toru przekazywania mocy mechanicznej poprzez eliminację kilkustopniowej przekładni mechanicznej, układu sprzęgła i elementów pomocniczych, niezbędnych w pojazdach z silnikiem spalinowym.



Rysunek 2. Przebieg charakterystyki trakcyjnej

Ograniczona pojemność zasobnika energii oraz aspekt ekonomiczny sprawiają, iż szczególnie istotna staje się wysoka efektywność układu napędowego w możliwie szerokim zakresie momentu i prędkości obrotowej. Ponadto, w celu redukcji wagi pojazdu, ważnym czynnikiem jest wysoki stosunek mocy maszyny do jej wagi i wielkości. Wymagania te ograniczają

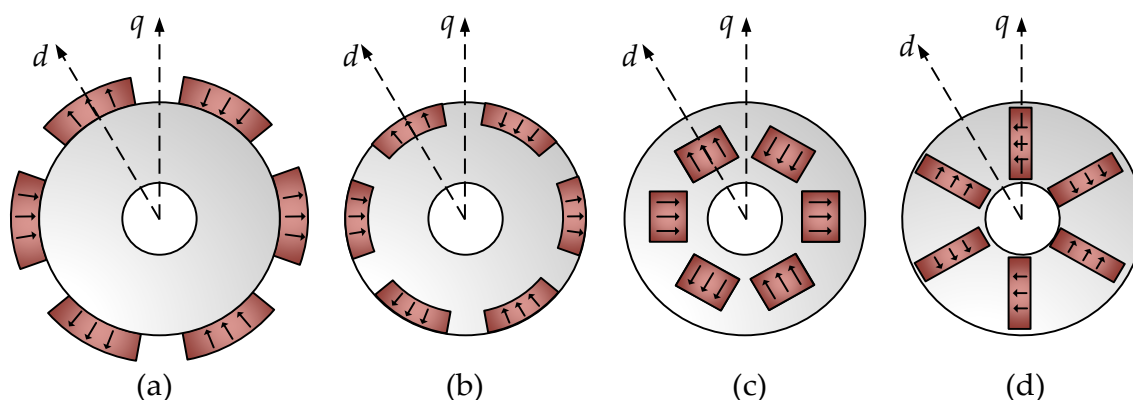
wybór rozwiązań konstrukcyjnych w porównaniu do napędów przemysłowych, gdzie możliwe są kompromisy pomiędzy gęstością mocy, sprawnością i kosztami.

Wymienić należy także dodatkowe wymagania dotyczące sterowalności w stanach ustalonych i przejściowych, wpływające na efektywność rozruchów, przyspieszeń i hamowań, częstych w rzeczywistych warunkach jazdy. Istotna jest także możliwość chwilowego przeciążania układu napędowego (np. podczas manewrów wyprzedzania), bez ryzyka wystąpienia awarii. Istotne, z punktu widzenia bezpieczeństwa podróżujących są również możliwe scenariusze awarii, w tym reakcji układu na zwarcia w maszynie lub przekształtnikach pośredniczących.

3 Maszyny synchroniczne wzbudzone hybrydowo

3.1 Klasyczne konstrukcje wirnika maszyny z magnesami trwałymi

Ze względu na różne zastosowania oraz kryteria optymalizacyjne wyróżnić można kilka wariantów konstrukcyjnych wirników klasycznych maszyn PMSM. Budowę wybranych odmian wirników przedstawia poglądowo rysunek 3. Ze względu na sposób mocowania magnesów odporność mechaniczna konstrukcji z magnesami umieszczonymi na powierzchni wirnika (ang. *surface mounted*) jest mniejsza, co powoduje, że są rzadko wybierane w aplikacjach wymagających wysokich prędkości obrotowych [16]. Asymetria magnetyczna wirnika, a przez to różnica indukcyjności między osiami d i q maszyny jest stosunkowo mała i wynosi mniej niż 10%.



Rysunek 3. Konstrukcje wirników PMSM: a) powierzchniowy montaż magnesów, b–c) warianty zagłębionego umieszczenia magnesów

Umieszczenie magnesów w środku wirnika (ang. *interior, inset*) zwiększa jego odporność na działanie sił odśrodkowych, umożliwiając pracę z większymi prędkościami. Zbliżona do powietrza przenikalność magnetyczna magnesu powoduje asymetrię magnetyczną wirnika. Fakt ten ma swoje konsekwencje we właściwościach oraz metodach sterowania maszyny, omówionych w następnych punktach pracy.

W maszynach hybrydowych struktura wirnika jest często bardziej skomplikowana, jednak przedstawione powyżej klasyczne warianty konstrukcyjne (wraz z charakterystycznymi właściwościami) stanowią bazowe elementy ich obwodu magnetycznego.

3.2 Przegląd rozwiązań konstrukcyjnych maszyn wzbudzanych hybrydowo

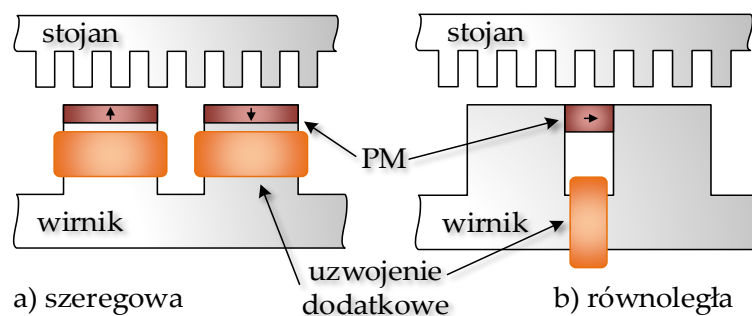
Cechą charakterystyczną maszyn synchronicznych ze wzbudzeniem hybrydowym jest istnienie dwóch źródeł strumienia wzbudzenia: magnesów trwałych i dodatkowych uzwojeń wzbudzających zasilanych prądem stałym [17]. Głównym celem takiego rozwiązania jest uzyskanie kombinacji zalet tradycyjnych maszyn wzbudzonych magnesami trwałymi oraz umożliwienie regulacji strumienia w szczelinie maszyny [18].

Dużą zaletą hybrydowo wzbudzonych maszyn synchronicznych jest możliwość zastosowań, w których istotne jest uzyskanie wysokiej sprawności w szerokim zakresie zmian parametrów obciążenia [19]. Dzięki możliwości stosunkowo łatwej zmiany wartości strumienia wypadkowego, w odróżnieniu od rozwiązań klasycznych (PMSM), pozwalają one na uzyskanie wyższej efektywności w szerokim zakresie zmian prędkości obrotowych i obciążeń.

Znanych jest wiele rozwiązań konstrukcyjnych maszyn synchronicznych wzbudzanych hybrydowo. W literaturze spotkać można kilka terminów klasyfikujących tę grupę maszyn [18], [20]–[24]:

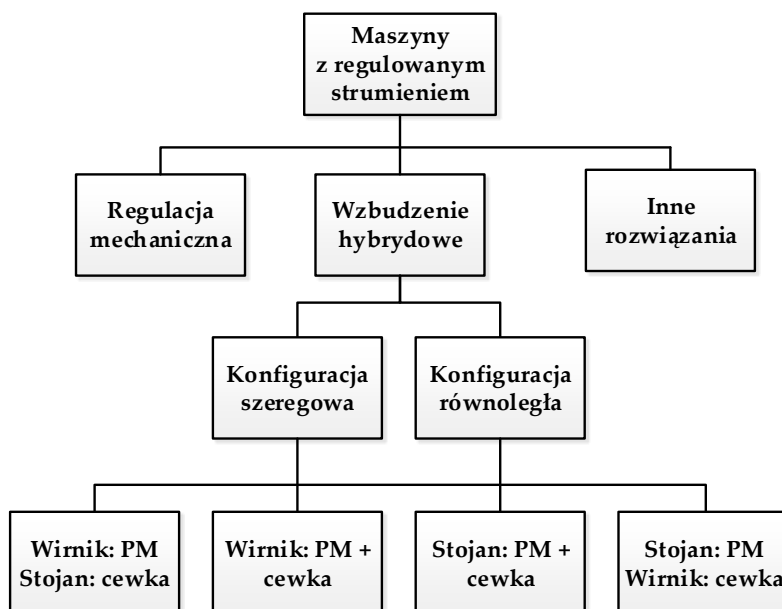
- „*hybrid excitation synchronous machine*” (HESM),
- „*double excitation synchronous machine*” (DESM),
- „*variable flux permanent magnet machine*” (VFPM),
- „*combined excitation synchronous machine*” (CESM),
- „*permanent magnet synchronous machine with auxiliary exciting windings*”,
- „*electric controlled permanent magnet synchronous machine*” (ECPMSM).

Jednym z kryteriów podziału maszyn hybrydowych jest konfiguracja jej obwodu magnetycznego [18], [20]–[24]. W przypadku *konfiguracji szeregowej*, strumień wywołany uzwojeniem dodatkowym przechodzi przez magnesy trwałe, natomiast w *konfiguracji równoległej* strumień związany z uzwojeniem dodatkowym nie przenika (w uproszczeniu) przez magnes z powodu jego stosunkowo dużej reluktancji (rysunek 4).



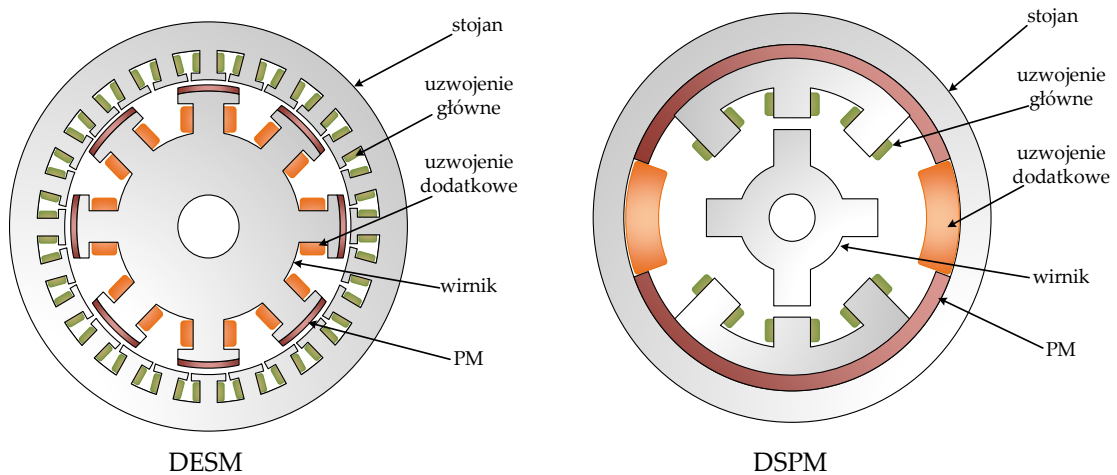
Rysunek 4. Typy maszyn hybrydowych

Drugie kryterium uwzględnia lokalizację źródeł wzbudzenia w maszynie: oba źródła mogą znajdować się jednocześnie w wirniku bądź w stojanie, lub w przypadku lokalizacji mieszanej – jedno ze źródeł znajduje się w stojanie, a drugie w wirniku [18].



Rysunek 5. Podział maszyn hybrydowych

Rysunek 6a przedstawia budowę hybrydowej maszyny szeregowej, w której magnesy trwałe oraz uzwojenia pomocnicze umieszczone są w wirniku. W celu zasilenia tych uzwojeń konieczne jest użycie układu szczotek i pierścieni ślizgowych, co jest wadą opisywanej konstrukcji [22]. Alternatywnie zastosować można systemy bezstykowego przesyłu energii elektrycznej [25], [26].



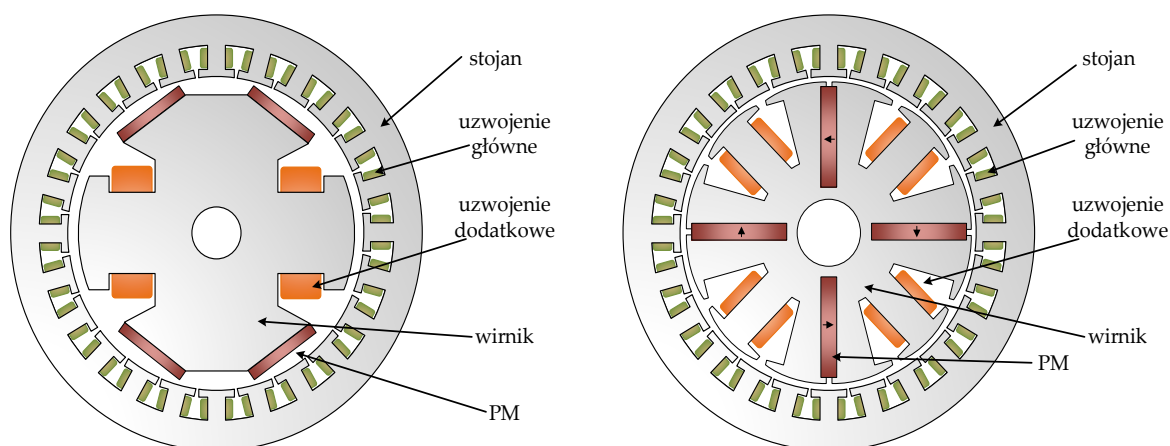
Rysunek 6. Konstrukcja wybranych maszyn z szeregową drogą strumienia

Maszyna opisana w publikacji [27] jako DSPM (ang. *doubly salient permanent magnet machine*) jest również konstrukcją szeregową, jednak obydwa źródła wzbudzenia znajdują się w tym przypadku na stojanie (rysunek 6b). Cechą charakterystyczną tej konstrukcji jest duża objętość magnesów trwałych, jednak dzięki koncentracji strumienia możliwe jest użycie tańszych magnesów ferrytowych.

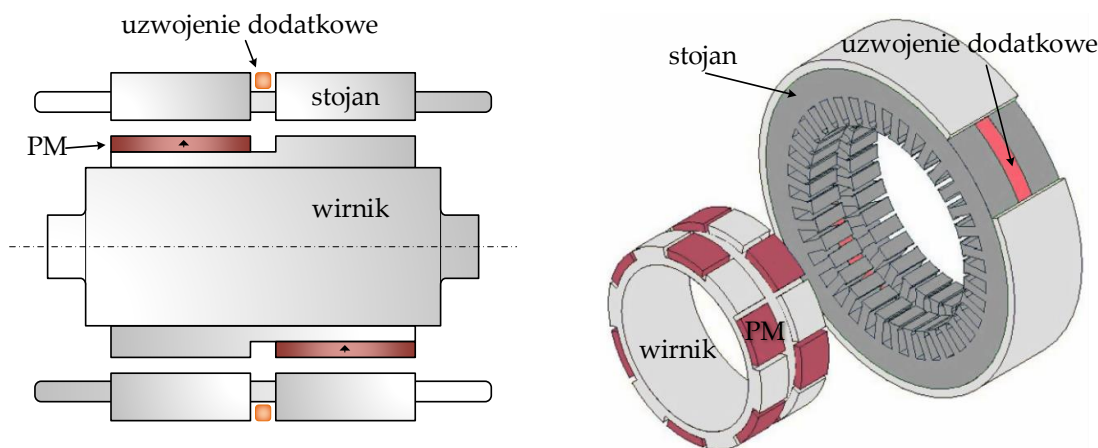
Konfiguracja szeregową pozwala na węższy zakres regulacji wartości strumienia wzbudzenia. Dodatkową wadą większości konstrukcji szeregowych jest potencjalne niebezpieczeństwo trwałego odmagnesowania magnesów trwałych [28]. Zaletą jest jednak stosunkowo prosta budowa tego typu maszyny, a także korzystny stosunek momentu do jej masy.

Równoległa konfiguracja obwodu wzbudzenia pozwala na budowę różnorodnych struktur maszyn.

Rysunek 7 przedstawia przykładowe rozwiązania, w których obydwa źródła wzbudzenia znajdują się na wirniku [29], [30]. W konsekwencji wymaga to zastosowania szczotek i pierścieni ślizgowych w celu zasilenia cewki wzbudzenia. Wady tej nie posiadają rozwiązania z mieszaną lokalizacją źródeł wzbudzenia, w których dodatkowe, regulowane źródło wzbudzenia znajduje się w stojanie maszyny (rysunek 8). Wyróżnić można kilka wariantów w budowie tego typu maszyn [31]–[34].



Rysunek 7. Rozwiązania konstrukcyjne maszyn z równoległą drogą strumienia

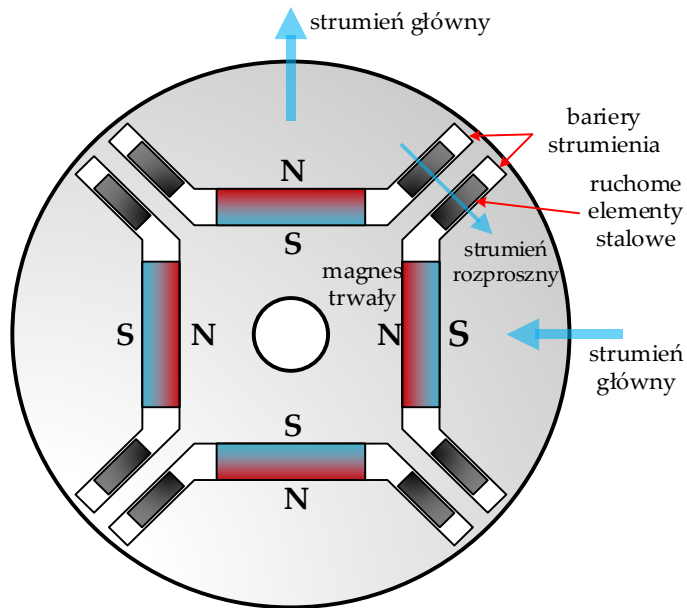


Rysunek 8. Maszyna hybrydowa z mieszaną lokalizacją źródeł wzbudzenia [32]

Znane są również metody zmiany wartości strumienia wzbudzenia poprzez dynamiczną modyfikację mechanicznej struktury maszyny [23]. Polegają one na:

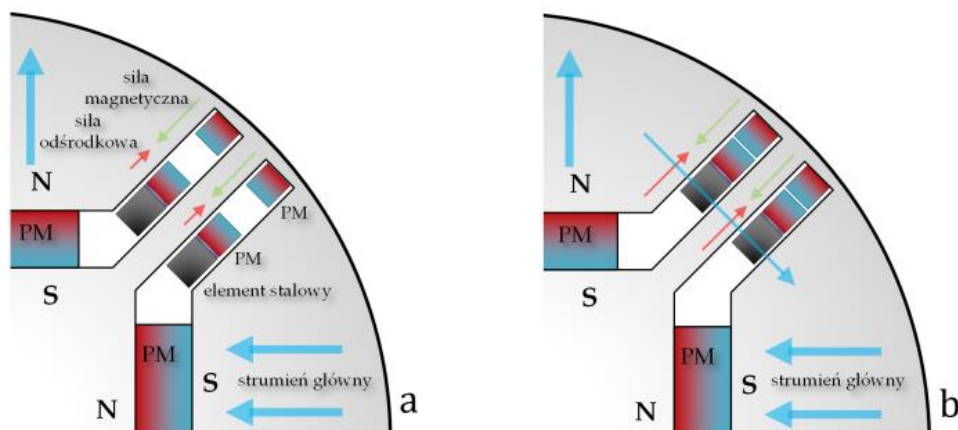
- podziale wirnika lub stojana na sekcje z możliwością ich wzajemnego rozsunęcia lub obrotu,
- modyfikacji szczeliny magnetycznej,
- zmianie drogi strumienia magnetycznego.

Rysunki 9 i 10 ilustrują metodę osłabiania pola poprzez modyfikację bariery strumienia przy pomocy ruchomych segmentów, składających się z elementu o niskiej reluktancji (stal) oraz dodatkowych, niewielkich magnesów trwałych. Przy niskich prędkościach obrotowych wirnika, w wyniku działania odpychającej siły między dwoma magnesami, część stalowa segmentu znajduje się poza barierą strumienia.



Rysunek 9. Wirnik maszyny ze zmienną barierą strumienia

Zwiększenie prędkości obrotowej i powstanie przez to siły odśrodkowej powoduje przesunięcie elementu ruchomego na zewnątrz wirnika. Część stalowa, wchodząc stopniowo w barierę, tworzy drogę upływu dla strumienia magnetycznego, osłabiając pole wypadkowe. Wadą tego typu maszyn jest niekorzystny stosunek uzyskiwanego momentu do jej masy oraz znaczna komplikacja konstrukcji mechanicznej.



Rysunek 10. Działanie metody dynamicznej modyfikacji bariery strumienia

3.3 Model maszyny synchronicznej ze wzbudzeniem hybrydowym

Analiza pracy synchronicznej maszyny wzbudzonej hybrydowo oraz synteza strategii zasilania i sterowania (w stanie ustalonym i przejściowym) wymaga budowy jej modelu matematycznego. Zakres opisu zjawisk zachodzących w różnych stanach pracy maszyny przekłada się na możliwości symulacji jej poszczególnych bloków w torach konwersji elektromagnetycznej oraz elektromechanicznej.

W omawianym modelu, ze względu na niewielkie znaczenie dla istoty analizowanego zagadnienia, wyidealizowano lub pominięto część zjawisk, przyjmując następujące założenia:

- uzwojenia są symetryczne,
- rezystancja i indukcyjność uzwojeń jest stała,
- strumień od magnesów trwałych jest stały,
- pominięto wyższe harmoniczne rozkładu pola w szczeliny powietrznej maszyny.

Wyjściowym etapem budowy modelu był model klasycznej maszyny PMSM [16]. Główną różnicą w stosunku do rozwiązań tradycyjnych jest istnienie dodatkowej cewki pomocniczej i w konsekwencji jej wzajemne oddziaływanie z uzwojeniem stojana, mające określony wpływ na wypadkowy strumień magnetyczny w szczeliny maszyny. Ze względu na strukturę obwodu magnetycznego wirnika, stałe pole wzbudzenia od cewki dodatkowej transformowane jest do wirującego pola wirnika [35]–[37].

Równania dla stojana maszyny wzbudzonej hybrydowo można zapisać jako [38], [39]:

$$\mathbf{U}_s = R_s \mathbf{I}_s + \frac{d\mathbf{\Psi}_s}{dt} \quad (3.1)$$

$$\mathbf{\Psi}_s = \mathbf{L}_s \mathbf{I}_s + \mathbf{\Psi}_{pm} + \mathbf{M}_{exc-s} i_{exc} \quad (3.2)$$

gdzie:

$$\mathbf{U}_s = \begin{bmatrix} u_A & u_B & u_C \end{bmatrix}^T, \mathbf{I}_s = \begin{bmatrix} i_A & i_B & i_C \end{bmatrix}^T \quad (3.3)$$

$$\mathbf{\Psi}_s = \begin{bmatrix} \psi_A & \psi_B & \psi_C \end{bmatrix}^T, \mathbf{\Psi}_{pm} = \begin{bmatrix} \psi_{pmA} & \psi_{pmB} & \psi_{pmC} \end{bmatrix}^T$$

oraz dodatkowo:

$$\mathbf{\Psi}_{pm} = \psi_{pm} \begin{bmatrix} a_1 & a_2 & a_3 \end{bmatrix}^T \quad (3.4)$$

$$\mathbf{M}_{exc-s} = M_{exc} \begin{bmatrix} a_1 & a_2 & a_3 \end{bmatrix}^T \quad (3.5)$$

$$a_1 = \cos(\Theta_e), a_2 = \cos\left(\Theta_e - \frac{2}{3}\pi\right), a_3 = \cos\left(\Theta_e - \frac{4}{3}\pi\right) \quad (3.6)$$

Dla maszyny z sinusoidalnym rozkładem SEM i asymetrią obwodu magnetycznego macierz indukcyjności przyjmuje wartości:

$$\mathbf{L}_s = \begin{bmatrix} L_{S1} & M_S & M_S \\ M_S & L_{S1} & M_S \\ M_S & M_S & L_{S1} \end{bmatrix} + L_{S2} \begin{bmatrix} a_1 & a_2 & a_3 \\ a_2 & a_3 & a_1 \\ a_3 & a_1 & a_2 \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

gdzie: L_{S1} – indukcyjność własna uzwojeń fazowych stojana, M_S – indukcyjność wzajemna między poszczególnymi uzwojeniami faz stojana, L_{S2} – składowa zmienna indukcyjności, Θ_e – pozycja elektryczna wirnika, opisana jako iloczyn liczby par biegunów p i pozycji mechanicznej Θ_m :

$$\Theta_e = p \Theta_m \quad (3.8)$$

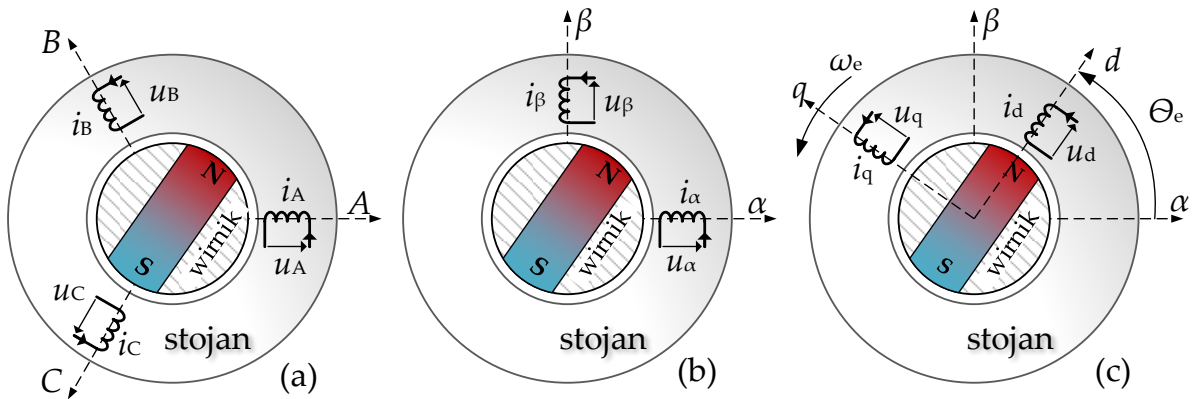
Równania strumieniowo-napięciowe dla uzwojenia cewki dodatkowej przyjmują postać:

$$\psi_f = \mathbf{M}_{s\text{-exc}} \mathbf{I}_s + L_{\text{exc}} i_{\text{exc}} + \psi_{\text{pm}} \quad (3.9)$$

$$u_{\text{exc}} = R_{\text{exc}} i_{\text{exc}} + \frac{d\psi_f}{dt} \quad (3.10)$$

$$\mathbf{M}_{s\text{-exc}} = \mathbf{M}_{\text{exc-s}}^T \quad (3.11)$$

Uproszczenie zapisu równań modelu maszyny trójfazowej dokonać można poprzez zastąpienie układu ABC (dla napięć, prądów i strumieni) jednym, wypadkowym wektorem przestrzennym (odpowiednio dla napięć, prądów i strumieni) na płaszczyźnie zespolonej [16] (rysunek 11).



Rysunek 11. Układy współrzędnych: ABC (a), $\alpha\beta$ (b), dq (c)

Dla wielkości trójfazowej spełniającej warunek:

$$k_A(t) + k_B(t) + k_C(t) = 0 \quad (3.12)$$

wprowadzić można wektor przestrzenny:

$$\bar{\mathbf{k}} = \frac{2}{3} [\mathbf{1}k_A(t) + \mathbf{a}k_B(t) + \mathbf{a}^2k_C(t)] \quad (3.13)$$

gdzie:

$$\mathbf{a} = e^{j\frac{2}{3}\pi} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}, \quad \mathbf{a}^2 = e^{j\frac{4}{3}\pi} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}, \quad 2/3 - \text{współczynnik normujący.}$$

Następnie zastąpić można równanie macierzowe (3.1) układem równań wektorowych:

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{U}}_s &= R_s \bar{\mathbf{I}}_s + \frac{d\bar{\Psi}_s}{dt} \\ \bar{\Psi}_s &= \bar{\mathbf{L}}_s \bar{\mathbf{I}}_s + e^{j\Theta_e} \bar{\Psi}_f \end{aligned} \quad (3.14)$$

Położenie wektora $\bar{\Psi}_f$ pokrywa się z osią d wirnika.

Uwzględniając indukcyjności w osiach dq :

$$\bar{\mathbf{L}}_s = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

oraz rozszerzając zależności (3.14) o równanie dynamiki ruchu i po przekształceniu układu (3.14) do układu wirującego z prędkością synchroniczną ω_e otrzymuje się:

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{U}}_s &= R_s \bar{\mathbf{I}}_s + \frac{d\bar{\Psi}_s}{dt} + j\omega_e \bar{\Psi}_s \\ \bar{\Psi}_s &= \bar{\mathbf{L}}_s \bar{\mathbf{I}}_s + \bar{\Psi}_{pm} + i_{exc} \bar{\mathbf{M}}_{exc-s} \\ \frac{d\omega_m}{dt} &= \frac{1}{J} (T_e - T_{obc}) \\ \frac{d\Theta_m}{dt} &= \omega_m \end{aligned} \quad (3.16)$$

Moment elektromagnetyczny maszyny trójfazowej wyznaczyć można jako [16]:

$$T_e = \frac{3}{2} p \cdot \text{Im} \left(\bar{\Psi}_s^* \bar{\mathbf{I}}_s \right) \quad (3.17)$$

Rozpisując zespolone wektory przestrzenne na składowe d i q otrzymuje się:

$$\begin{aligned}\bar{\mathbf{U}}_s &= u_d + j u_q \\ \bar{\mathbf{I}}_s &= i_d + j i_q \\ \bar{\Psi}_s &= \psi_d + j \psi_q\end{aligned}\quad (3.18)$$

Wprowadzając je do (3.16) i następnie wyodrębniając część rzeczywistą i urojoną otrzymuje się zestaw równań strumieniowo-napięciowych oraz równanie momentu elektromagnetycznego dla maszyny wzbudzonej hybrydowo [40]–[42]:

$$\begin{aligned}\psi_d &= L_d i_d + \psi_{pm} + M_{exc} i_{exc} \\ \psi_q &= L_q i_q\end{aligned}\quad (3.19)$$

$$u_d = R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_e \psi_q \quad (3.20)$$

$$u_q = R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_e \psi_d$$

$$u_{exc} = R_{exc} i_{exc} + L_{exc} \frac{di_{exc}}{dt} + M_{exc} \frac{di_d}{dt} \quad (3.21)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p (i_q \psi_d - i_d \psi_q) = \frac{3}{2} p \left[\overbrace{\psi_{pm} i_q}^{T_{sync}} + \overbrace{M_{exc} i_{exc} i_q}^{T_{exc}} + \overbrace{(L_d - L_q) i_d i_q}^{T_{rel}} \right] \quad (3.22)$$

Po podstawieniu (3.19) do (3.20) otrzymuje się ostateczną wersję równań napięciowych dla osi d i q :

$$\begin{aligned}u_d &= R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} + M_{exc} \frac{di_{exc}}{dt} - \overbrace{\omega_e L_q i_q}^{e_d} \\ u_q &= R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \overbrace{\omega_e (L_d i_d + \psi_{pm} + M_{exc} i_{exc})}^{e_q}\end{aligned}\quad (3.23)$$

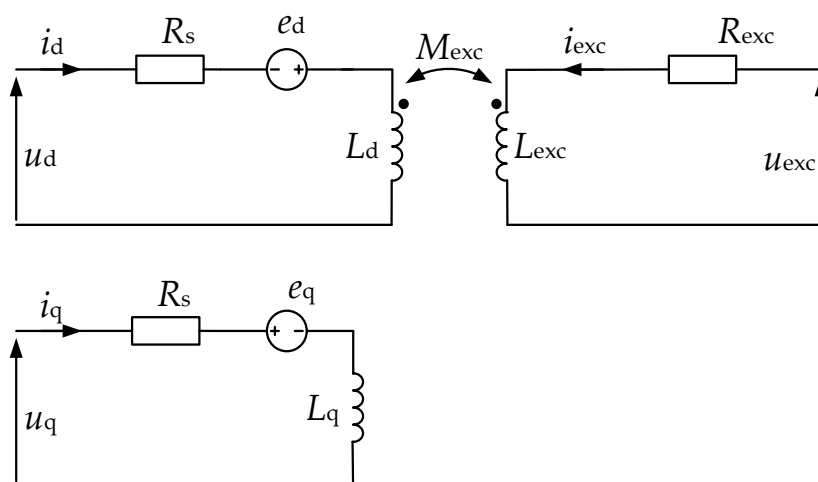
gdzie wyrażenia e_d oraz e_q oznaczają konwersję elektromechaniczną [39].

W równaniu momentu elektromagnetycznego (3.22) wyróżnić można trzy składniki: moment synchroniczny T_{sync} – proporcjonalny do wartości prądu w osi q oraz (stałego) strumienia magnesów trwałych, moment T_{exc} – charakterystyczny dla maszyn hybrydowych, którego wartość może być regulowana wartością prądu wzbudzenia cewki dodatkowej i_{exc} .

Ostatni człon T_{rel} oznacza moment reluktancyjny wynikający z asymetrii obwodu magnetycznego maszyny. Wykorzystuje się go przy sterowaniu klasycznych maszyn z magnesami trwałymi o stosunkowo dużej asymetrii obwodu magnetycznego wirnika (z magnesami zagłębionymi), wymuszając określoną wartość składowej i_d o znaku przeciwnym do i_q .

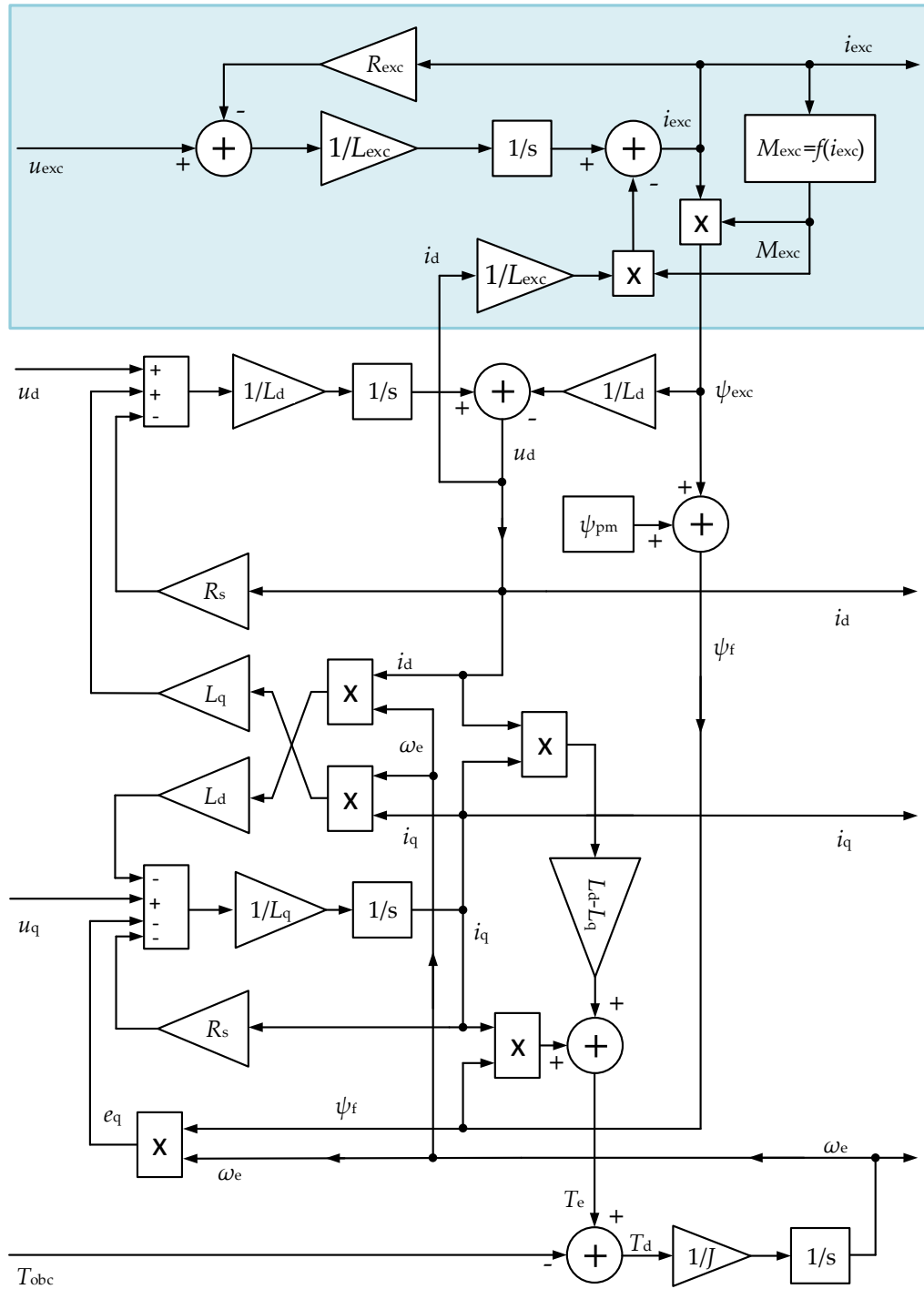
Z powyższej analizy wynika możliwość kształtowania określonego momentu elektromagnetycznego przy różnych wartościach poszczególnych składowych prądu stojana (i_d , i_q) a także prądu cewki dodatkowej i_{exc} . W konsekwencji, w danym punkcie pracy, wybrana strategia zasilania i rozdziału wymienionych składowych wpłynie także na inne kluczowe parametry maszyny oraz układu zasilania.

Schemat zastępczy maszyny wzbudzonej hybrydowo zbudowany na podstawie równania (3.23) oraz (3.21) przedstawiono na rysunku 12.



Rysunek 12. Schemat zastępczy maszyny wzbudzonej hybrydowo

Graficzną reprezentację wzajemnych powiązań i sprzężeń przedstawia rysunek 13. Widoczne są sprzężenia skrośne pomiędzy torami prądowymi d i q oraz źródła momentu elektromagnetycznego. Wyróżniony fragment schematu oznacza kontrolowaną część obwodu wzbudzenia, charakterystyczną dla maszyn wzbudzanych hybrydowo.



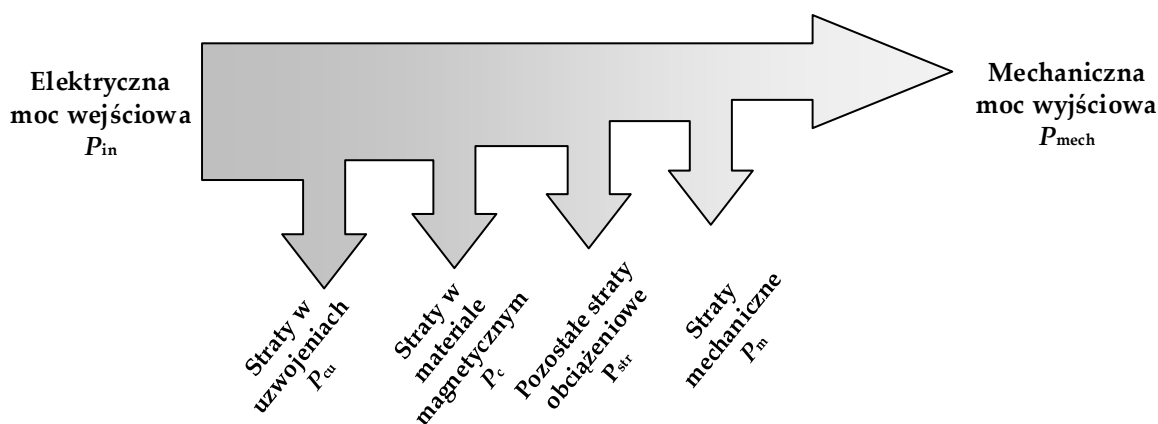
Rysunek 13. Schemat blokowy maszyny synchronicznej wzbudzanej hybrydowo

3.3.1 Model strat

W celu analizy i syntezy strategii sterowania, uwzględniającej sprawność układu napędowego, istotne jest zamodelowanie poszczególnych źródeł strat w modelu maszyny.

Straty w bezkomutatorowej maszynie wzbudzanej magnesami trwałymi podzielić można na straty wydzielone:

- w uzwojeniach (tzw. *straty w miedzi*),
- w obwodzie magnetycznym (tzw. *straty w rdzeniu*),
- mechaniczne,
- w pozostałych elementach [43].



Rysunek 14. Graficzna reprezentacja rozplywu mocy w maszynie z magnesami trwałymi

Straty w miedzi wydzielają się w postaci ciepła w uzwojeniach stojana o rezystancji R_s :

$$P_{cu} = \frac{3}{2} R_s (i_d^2 + i_q^2) \quad (3.24)$$

oraz cewki dodatkowej o rezystancji R_{exc} :

$$P_{exc} = R_{exc} i_{exc}^2 \quad (3.25)$$

Znaczącą część bilansu strat, szczególnie w zakresie wyższych prędkości obrotowych, stanowią straty wydzielone w obwodzie magnetycznym maszyny [44]. Wyróżnić można dwa składniki tych strat: *histerezyowe*, będące rezultatem cyklicznego przemagnesowania materiału ferromagnetycznego w obszarze pętli histerezy magnetycznej oraz *wiropądowe*, wydzielone w materiale przewodzącym (w wyniku indukowania napięć i przepływu prądów wirowych), będącym pod wpływem zmiennego pola magnetycznego [43], [45]–[47].

W przypadku sinusoidalnie zmiennej wartości indukcji straty histerezy i wiropądowe opisane są zależnościami empirycznymi:

$$P_c = P_h + P_{ed} \text{ [W/kg]} \quad (3.26)$$

$$P_h = k_h \omega_e B_{pk}^\beta \quad (3.27)$$

$$P_{ed} = k_{ed} \omega_e^2 B_{pk}^2 \quad (3.28)$$

gdzie: k_h – stała proporcjonalna strat histerezy (w zakresie 40–55), β – współczynnik Steinmetza, zależny od maksymalnej wartości indukcji i charakterystyki materiału (przyjmuje wartość z zakresu 1,3–2,5), k_e – stała proporcjonalna strat wiropądowych (0.04–0.07) [43], [48].

W większości maszyn wzbudzanych magnesami trwałymi przebieg indukcji w elementach ich obwodu magnetycznego nie jest przebiegiem sinusoidalnym [47]. Ponadto układ zasilania (w postaci dwupoziomowego, trójfazowego przekształtnika DC/AC) wprowadza dodatkowe odkształcenia przebiegu prądu (pulsacje) o częstotliwości przełączania kluczy półprzewodnikowych [49]. Może to prowadzić do wzrostu strat w obwodzie magnetycznym napędu oraz zwiększyć głośność jego pracy (zjawisko magnetostrykcji). Wartość pulsacji prądu związana jest m. in. z indukcyjnością stojana maszyny oraz parametrami pracy falownika (częstotliwością modulacji, indeksem modulacji).

Uwzględniając wyższe harmoniczne przebiegu indukcji, które mogą się przyczynić do zwiększenia poziomu strat (głównie wiropądowych [43]) otrzymuje się rozszerzoną zależność:

$$P_c = k_{ed} \sum_{n=1}^{\infty} (n\omega_e)^2 B_{p,n}^2 + k_h \sum_{n=1}^{\infty} n\omega_e B_{p,n}^\beta \quad (3.29)$$

Ponadto w bilansie strat występuje dodatkowy składnik, na który składają się pozostałe straty, zależne od obciążenia:

$$P_{str} = k_{str} \omega_e^2 (i_d^2 + i_q^2) \quad (3.30)$$

Powodowane są one m. in. indukowaniem prądów wirowych w biernych elementach konstrukcyjnych maszyny, pulsacją strumienia w zębach i żłobkach. Ich stosunkowo niski udział w sumarycznych stratach maszyny pozwala na ich pominięcie w końcowym zestawieniu strat [50].

Łączne straty wydzielone w materiale magnetycznym maszyny zamodelowano poprzez rozszerzenie modelu z punktu 3.3 o dodanie ekwiwalentnego (dla ustalonych warunków pracy) rezystora R_c . Należy podkreślić, że wartość R_c , głównie ze względu na proporcjonalny do częstotliwości poziom strat histerezowych (wzór (3.29)), zależna jest dodatkowo od prędkości wirowania wału maszyny [51]. Z powodu problematycznego wyznaczenia współczynników materiałowych niezbędnych do wyliczenia strat według zależności (3.29), wartość R_c wyznacza się często na podstawie eksperymentalnego pomiaru strat P_c jako [44], [52]:

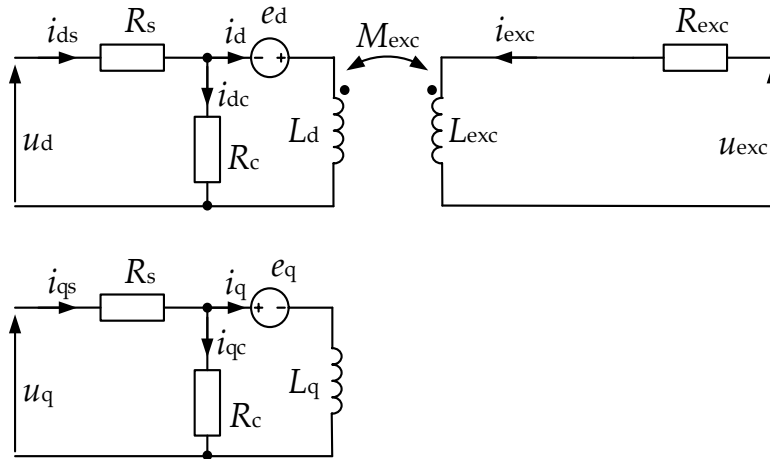
$$R_c = \frac{3}{2} \frac{(\omega_e \psi_s)^2}{P_c} \quad (3.31)$$

oraz uwzględniając zależność rezystancji od częstotliwości:

$$R_c = k_c \omega_e + R_{c0} \quad (3.32)$$

Praktyczną metodę wyznaczania strat w obwodzie magnetycznym i ekwiwalentu R_c maszyny hybrydowej (wraz z rezultatami) opisano w punkcie 4.2.3.

Ujęcie powyższych strat wpływa m. in. na wartość wytworzonego momentu elektromagnetycznego maszyny [53], co oznaczono na rysunku 15.



Rysunek 15. Schemat zastępczy maszyny hybrydowej uwzględniający model strat w obwodzie magnetycznym

Ponieważ nie ma możliwości kontroli strat mechanicznych (wynikających głównie z oporu tarcia) parametrami zasilania [54], [50], nie odzwierciedlono ich występowania na schemacie zastępczym maszyny. W kolejnych analizach sprawności uwzględniono jednak moment oporowy proporcjonalny do prędkości kątowej wirnika:

$$\begin{aligned}T_b &= T_{b0} + b\omega_m \\ P_m &= T_b \omega_m\end{aligned}\tag{3.33}$$

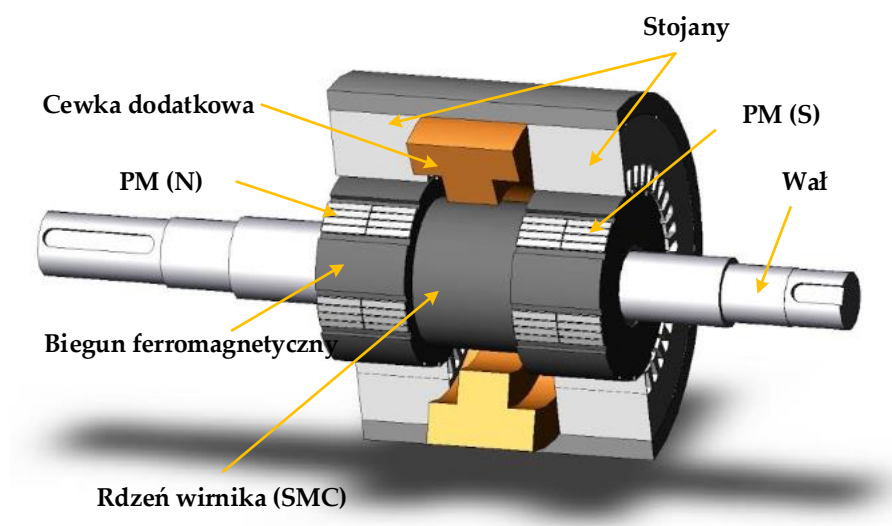
gdzie: T_{b0} – początkowy moment oporowy, b – współczynnik tarcia.

4 Opis prototypowego modelu maszyny wzbudzanej hybrydowo

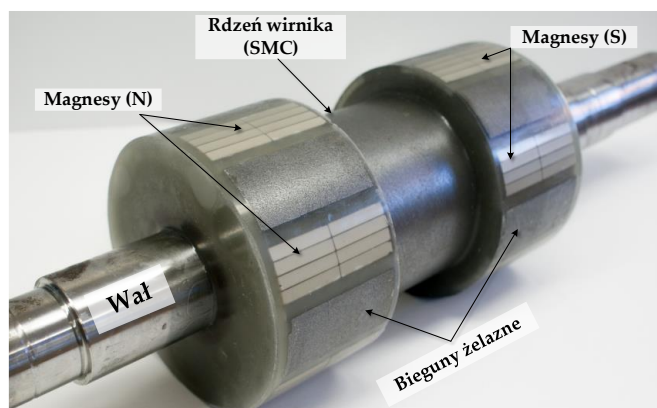
4.1 Konstrukcja prototypowej maszyny hybrydowej

We wstępnej fazie prac badawczych, dotyczących metod zasilania i sterowania maszyn wzbudzanych hybrydowo, badania eksperymentalne wykonano na kilku wariantach modeli prototypowych [55]–[59]. W dalszej części prezentowanej pracy badania właściwości strategii sterowania maszyn z możliwością regulacji wzbudzenia, szczególnie predysponowanych jako napęd pojazdu samochodowego, przeprowadzono na modelu prototypowym opracowanym i wykonanym przez zespół projektowy Katedry Elektroenergetyki i Napędów Elektrycznych Wydziału Elektrycznego Zachodniopomorskiego Uniwersytetu Technologicznego w Szczecinie [60]–[63].

Budowę testowej maszyny hybrydowej przedstawiono na rysunku 16. Wirnik ukształtowany został z masy proszkowej i żywicy epoksydowej w postaci dwóch identycznych rdzeni, na których umieszczonych jest sześć żelaznych biegunów. Między biegunami umieszczone zostały grupy czterech magnesów trwałych zawierających metale ziem rzadkich (NbFeB). Polaryzacja magnesów jest przeciwna w stosunku do analogicznego bieguna drugiej części wirnika. Wał maszyny jest jednolitym elementem stalowym. Widok wirnika przedstawia rysunek 17.

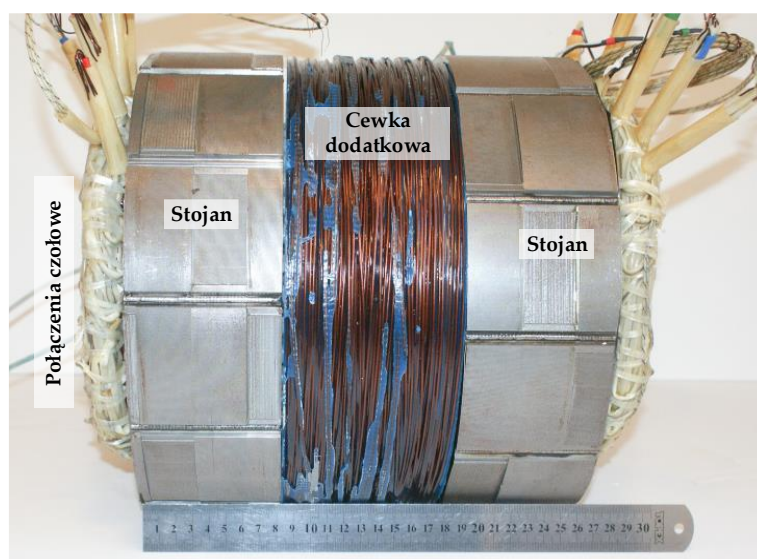


Rysunek 16. Budowa prototypowego modelu maszyny ECPMSM

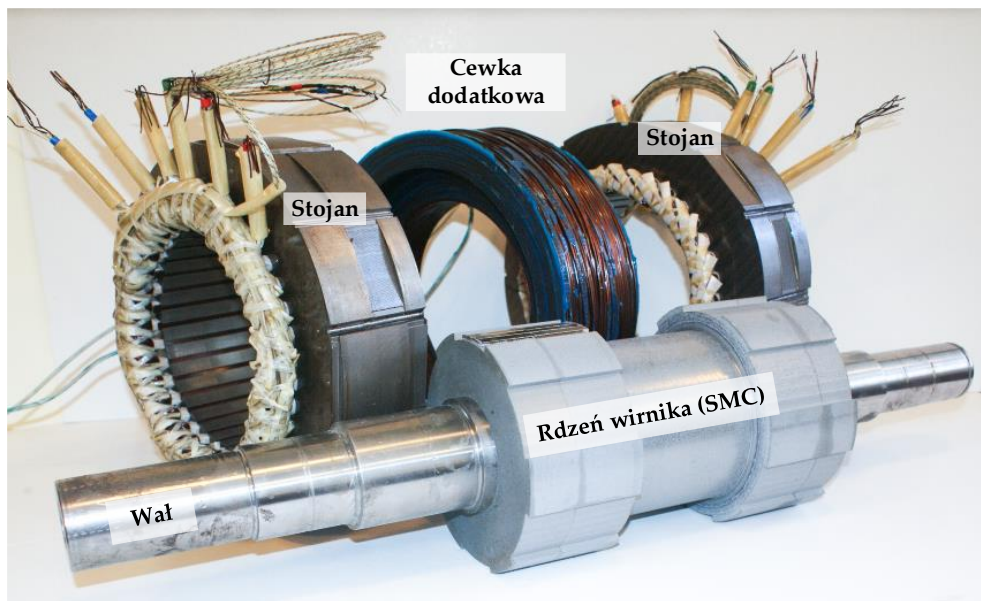


Rysunek 17. Konstrukcja wirnika

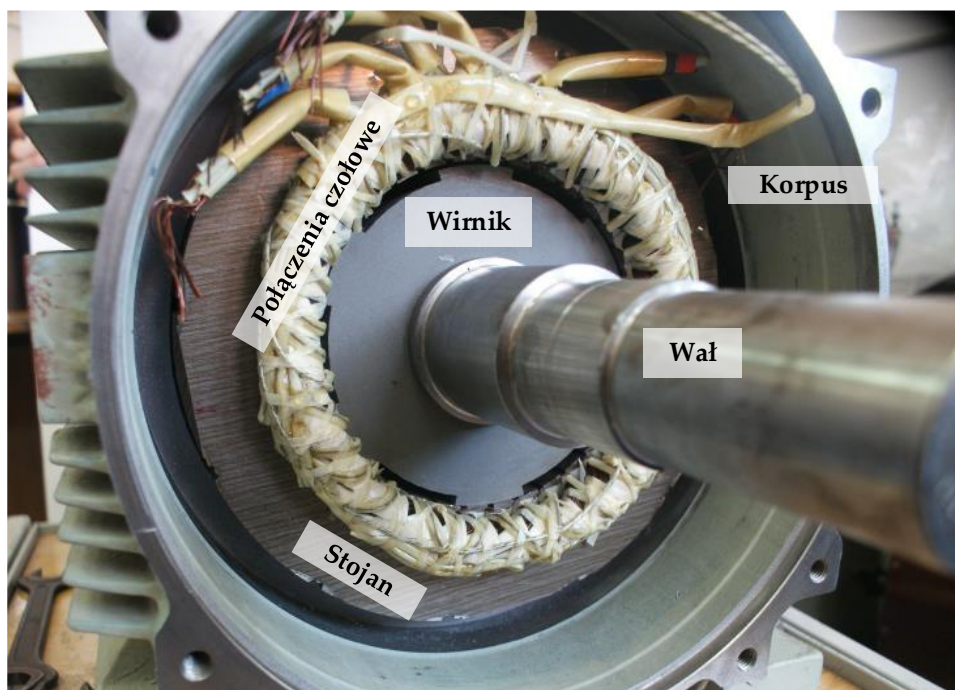
Stojan maszyny składa się z dwóch pakietów blach (o grubości 0,5mm) o średnicy wewnętrznej 165mm oraz zewnętrznej 287mm. Każdy pakiet zawiera 36 żłobków w których ułożono uzwojenia trójfazowe. Pomiędzy pakietami stojana umieszczono dodatkową cewkę pomocniczą (o rezystancji ok. 8Ω i indukcyjności 1H) umożliwiającą regulację wzbudzenia maszyny (rysunek 18). Pakiety stojanów oraz cewka dodatkowa zostały wprasowane do cylindra wykonanego z magnetycznej masy proszkowej. Końce uzwojeń fazowych oraz cewki dodatkowej wyprowadzono na tablicę zaciskową z możliwością dowolnej konfiguracji połączeń stojanów. W dalszych analizach poszczególne fazy obydwu pakietów stojana połączono w szereg, kojarząc je następnie w układ gwiazdowy. Liczba par biegunów wynosi $p=6$, a rezystancja stojana $R_s=0,25\Omega$ (przy temp. 25°C). Widok elementów składowych maszyny oraz ich wstępnej integracji przedstawia rysunek 19 i rysunek 20.



Rysunek 18. Położenie cewki dodatkowej



Rysunek 19. Elementy składowe prototypu maszyny

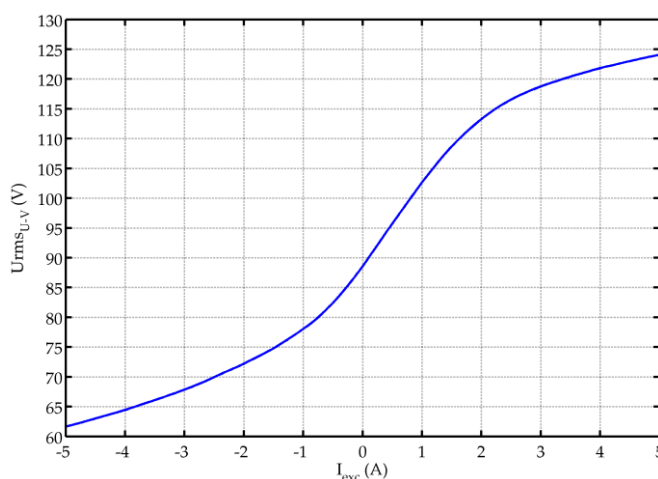


Rysunek 20. Widok wnętrza maszyny

4.2 Pomiary parametrów maszyny prototypowej

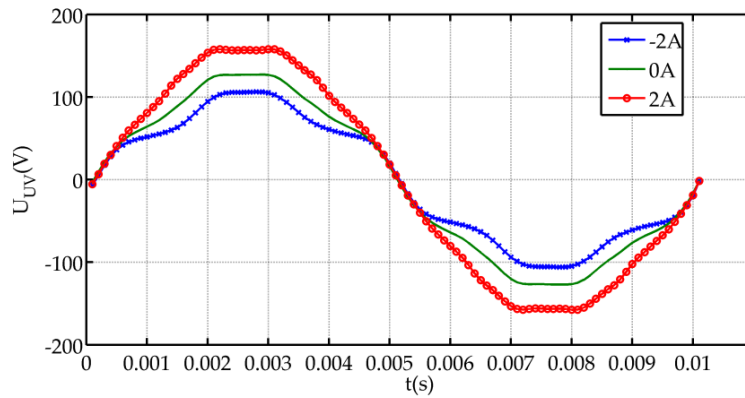
4.2.1 Napięcie indukowane

W celu wstępnej parametryzacji modelu maszyny oraz weryfikacji poprawności działania modeli symulacyjnych przeprowadzono serię eksperymentów z rzeczywistym modelem maszyny hybrydowej. Pomiar napięcia indukowanego (SEM) wykonano w stanie bezprądowym stojana, napędzając wirnik badanej maszyny silnikiem pomocniczym do prędkości 1000obr./min. Wartości chwilowe i uśrednione napięć oraz prądu cewki dodatkowej (I_{exc}) zmierzono i zarejestrowano przy pomocy szerokopasmowego analizatora mocy oraz oscyloskopu cyfrowego. Wartość dodatnia prądu I_{exc} oznacza dowzbudzenie, a ujemna – odwzbudzenie maszyny. Rysunek 21 przedstawia wynik pomiaru skutecznej wartości indukowanego napięcia międzyfazowego w funkcji natężenia prądu cewki pomocniczej. Zauważalny jest silnie nieliniowy wpływ prądu I_{exc} na wartość napięcia.



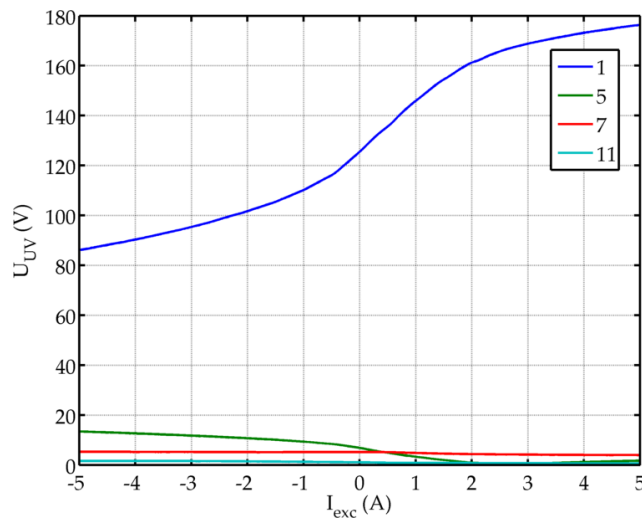
Rysunek 21. Wartość skuteczna indukowanego napięcia międzyfazowego w funkcji prądu cewki pomocniczej przy 1000obr./min.

Na rysunku 22 przedstawiono oscylogramy napięcia międzyfazowego dla wybranych wartości prądu cewki dodatkowej ($I_{exc} = -2A, 0A, 2A$). Widoczne jest odkształcenie napięcia od przebiegu sinusoidalnego, dodatkowo zależne od wartości I_{exc} .



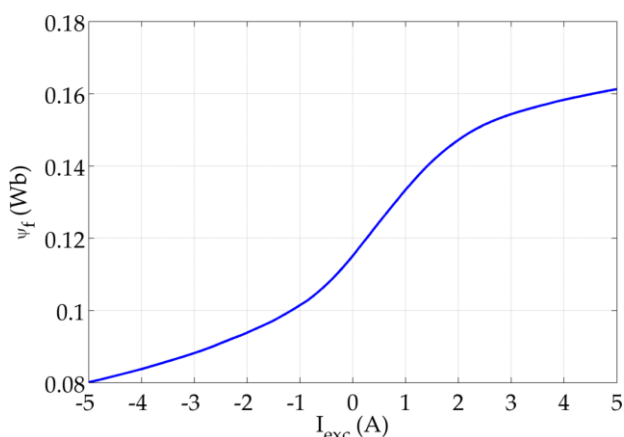
Rysunek 22. Przebieg indukowanego, międzyfazowego napięcia przy 1000obr./min. dla wybranych wartości prądu cewki dodatkowej

Po przeprowadzeniu analizy częstotliwościowej określono udział wybranych harmonicznych napięcia w funkcji prądu I_{exc} . Ich stosunkowo duża zawartość (szczególnie piątej harmonicznej) w przebiegu napięcia wynika z nieoptymalizowanej pod tym kątem konstrukcji badanego prototypu i możliwa jest tego poprawa [64]. Zjawisko to nie jest cechą charakterystyczną maszyn wzbudzanych hybrydowo i w konsekwencji, w kolejnych rozważaniach, założono sinusoidalny przebieg SEM.



Rysunek 23. Amplituda wybranych harmonicznych w funkcji wartości prądu cewki dodatkowej

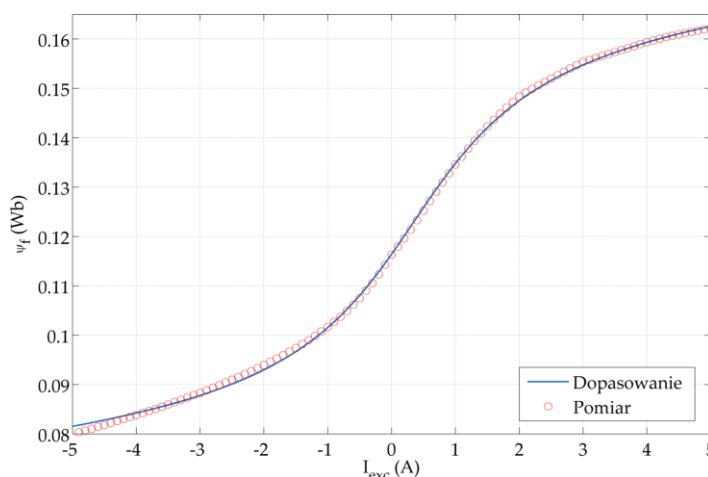
Na podstawie uzyskanych wartości indukowanych napięć, wykorzystując zależności (3.23), wyznaczono wypadkową wartość strumienia ψ_f (rysunek 24). Strumień magnesów trwałych wyznaczono dla $I_{exc} = 0A$ i wynosi $\psi_{pm} = 0.115Wb$.

Rysunek 24. Wyznaczona wartość wypadkowego strumienia ψ_f

Znaczna nieliniowość uzyskanego przebiegu charakterystyki strumienia w funkcji I_{exc} związana jest z nasycaniem elementów obwodu magnetycznego maszyny, które wpływa na sposób zasilania maszyny hybrydowej [37]. Analityczną zależność opisującą wartość zależności strumienia ψ_f od prądu cewki dodatkowej wyznaczono poprzez dopasowanie wyników pomiarów do wybranej zależności empirycznej, typowej dla charakterystyk magnesowania wybranej grupy materiałów magnetycznych [65] [66]:

$$\psi_f = a \arctan(bI_{exc} + c) + dI_{exc} + \psi_{pm} \quad (4.1)$$

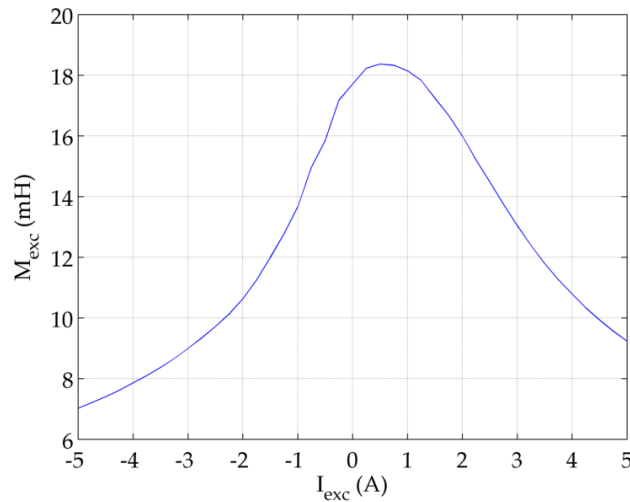
Do wyznaczenia poszczególnych parametrów wykorzystano narzędzie dopasowywania funkcji w środowisku Matlab, uzyskując wartości parametrów: $a = 0,0277$; $b = 0,652$; $c = -0,2271$; $d = 0,01$ oraz błąd średniokwadratowy $= 0,573 \cdot 10^{-3}$ Wb. Wykres uzyskanej funkcji ilustruje rysunek 25.



Rysunek 25. Wynik dopasowania zależności analitycznej do zmierzonych wartości strumienia

Ostatecznie uzyskano model strumienia w postaci $\psi_f = \psi_{exc} + \psi_{pm}$, gdzie funkcja $\psi_{exc} = f(I_{exc})$ podana jest w postaci (4.1). Wartość ψ_f dla dowolnego I_{exc} wyznaczyć można w wyniku interpolacji liniowej punktów pomiarowych.

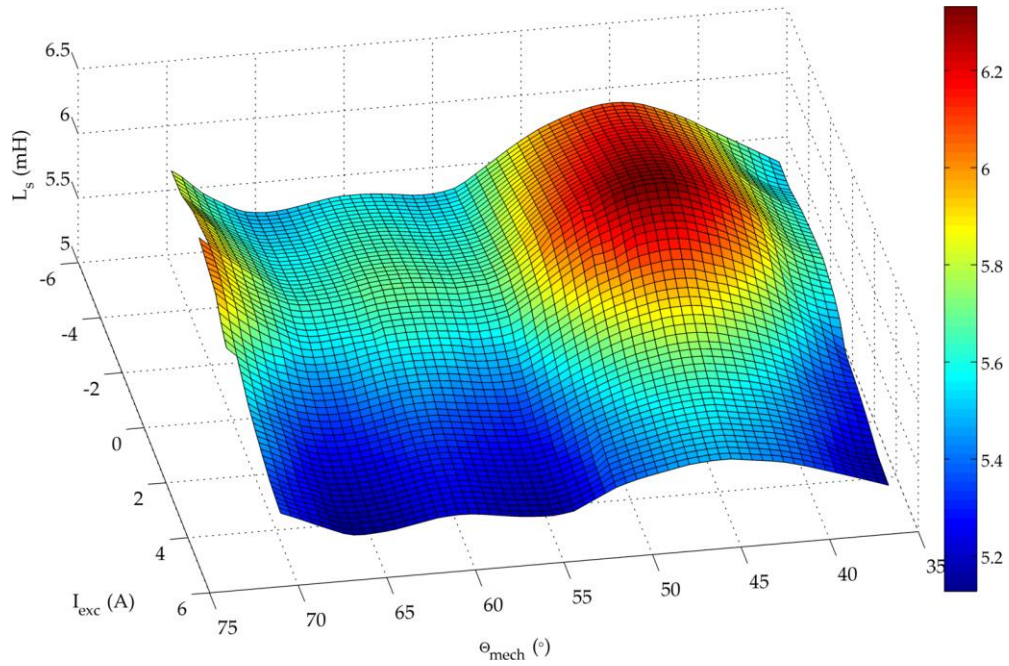
Wartość indukcyjności wzajemnej M_{exc} (dla stanu ustalonego) wyznaczono z zależności (3.23) – rysunek 26.



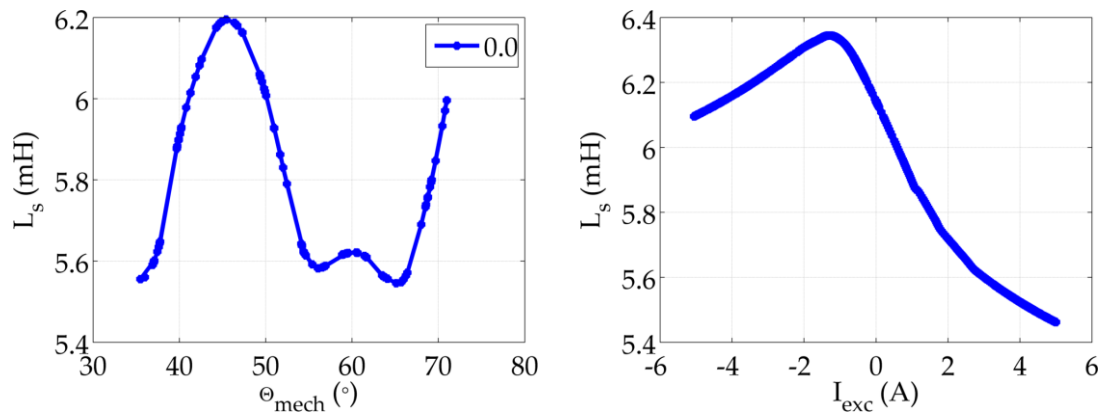
Rysunek 26. Wartość indukcyjności wzajemnej M_{exc} w funkcji prądu I_{exc}

4.2.2 Indukcyjność stojana

Wynik pomiaru wartości indukcyjności uzwojeń stojana w funkcji położenia wirnika oraz wartości prądu cewki dodatkowej przedstawia rysunek 27. W związku z asymetrią obwodu magnetycznego wirnika zmierzona wartość indukcyjności między dwoma fazami stojana w funkcji położenia wału maszyny jest zmienna. Ponadto widoczny jest także wpływ wartości pola wzbudzenia pochodzącego od cewki dodatkowej na stan nasycenia obwodu magnetycznego maszyny, mający odzwierciedlenie w zmianie indukcyjności uzwojeń fazowych stojana. Ze względu na niewielki zakres tej zmiany przyjęto założenie upraszczające zakładające stałą wartość indukcyjności.



Rysunek 27. Wartość indukcyjności stojana (między fazami A-B) w funkcji kąta obrotu wirnika oraz wartości prądu cewki dodatkowej (I_{exc})



Rysunek 28. Wartość indukcyjności stojana (między fazami A i B) w funkcji kąta obrotu wirnika przy $I_{\text{exc}} = 0$ A (lewy) oraz w funkcji wartości prądu cewki dodatkowej (I_{exc}) dla $\Theta_{\text{mech}} \approx 45^\circ$ (prawy)

4.2.3 Straty magnetyczne i mechaniczne

Zgodnie z zależnością (3.31), przedstawioną dla modelu strat (omówionego w pkt. 3.3.1), moc strat wydzielonych w materiale obwodu magnetycznego maszyny jest funkcją prędkości obrotowej wału i strumienia skojarzonego w stojanie:

$$P_c = \frac{3}{2} \frac{(\omega_e \psi_s)^2}{R_c} \quad (4.2)$$

Uwzględniając zależność rezystancji R_c od częstotliwości:

$$R_c = k_{Rc} \omega_e + R_{c0} \quad (4.3)$$

otrzymuje się:

$$P_c = \frac{3}{2} \frac{(\omega_e \psi_s)^2}{k_{Rc} \omega_e + R_{c0}} \quad (4.4)$$

Znane w literaturze uproszczone metody wyznaczania wartości R_c polegają m. in. na napędzaniu wału maszyny badanej sprzężoną mechanicznie maszyną pomocniczą oraz pomiarze dostarczonej mocy mechanicznej w funkcji prędkości obrotowej [52]. Należy zaznaczyć, że w wyniku przeprowadzenia tego typu testu zmierzone wartości mocy mechanicznej (P_{mech}), oprócz strat w rdzeniu (P_c), zawierają także straty mechaniczne, co (zgodnie z wzorem (3.33)) zapisać można jako:

$$P_{mech} = \overbrace{T_{b0} \omega_m + b \omega_m^2}^{P_m} + \overbrace{\frac{3}{2} \frac{(\omega_e \psi_s)^2}{k_{Rc} \omega_e + R_{c0}}}^{P_c} \quad (4.5)$$

Wobec powyższego problematyczne staje się oddzielenie poszczególnych składników zmierzonych strat: mechanicznych i wydzielonych w rdzeniu.

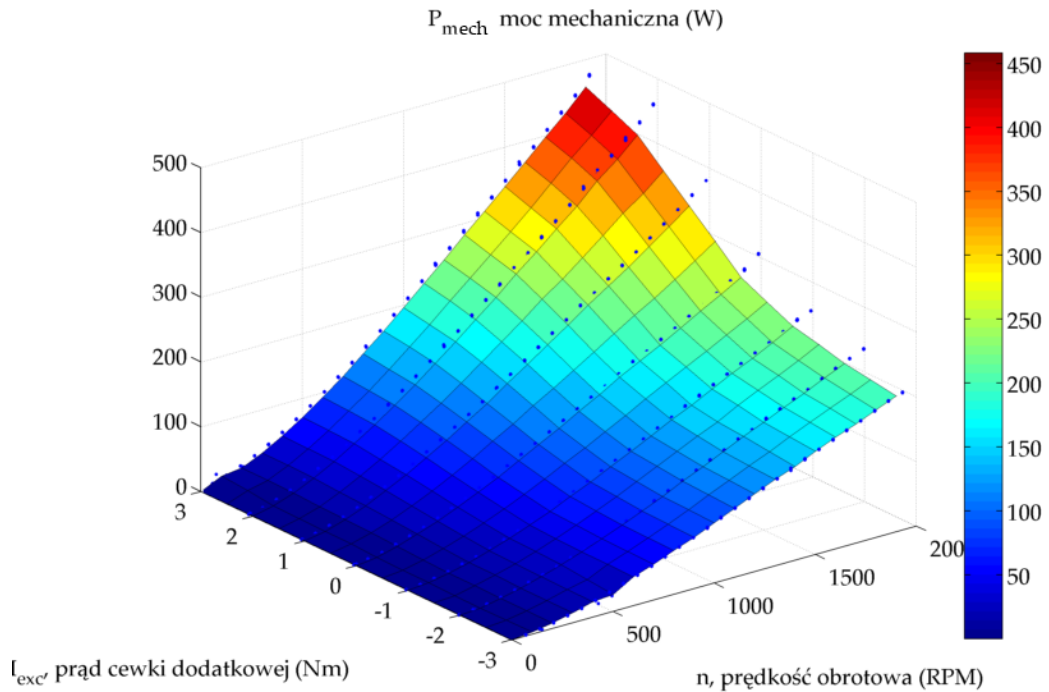
Jedną z metod niezależnego pomiaru strat w obwodzie magnetycznym maszyny PMSM (i wartości R_c w jej modelu) przedstawiona została w [53]. Polega ona na badaniu wpływu zmiany wartości strumienia stojana ψ_s na wartość pobranej mocy elektrycznej. Niezależny od parametrów zasilania poziom strat mechanicznych umożliwia rozdzielenie poszczególnych składników strat (zmiana strumienia ψ_s wpływa tylko na poziom strat w rdzeniu). Regulację wartości ψ_s (w ustalonym punkcie pracy) dokonuje się poprzez wymuszenie odpowiedniej składowej I_d prądu stojana:

$$\begin{aligned}
\psi_s &= \sqrt{\psi_d^2 + \psi_q^2} \\
\psi_d &= I_d L_d + \psi_{pm} \\
\psi_q &= I_q L_q
\end{aligned}
\tag{4.6}$$

W maszynie wzbudzanej hybrydowo, zgodnie z zależnością (3.19), zmianę wartości strumienia ψ_s uzyskać można wymuszając wartość prądu cewki dodatkowej I_{exc} (bez udziału prądu stojana):

$$\begin{aligned}
\psi_s &= \sqrt{\psi_d^2 + \psi_q^2} \\
\psi_d &= L_d I_d + \psi_{pm} + \psi_{exc} \\
\psi_q &= L_q I_q \\
\psi_{exc} &= M_{exc} I_{exc}
\end{aligned}
\tag{4.7}$$

Napędzając badaną maszynę sprzęgniętym mechanicznie silnikiem pomocniczym zmierzono dostarczoną moc mechaniczną (przetwornikiem momentu obrotowego i prędkości obrotowej) w szerokich zakresach prędkości obrotowej oraz prądu I_{exc} . Wynik pomiaru, przedstawiony w postaci umieszczonych w przestrzeni punktów pomiarowych oraz interpolowanej na ich podstawie powierzchni, prezentuje rysunek 29.

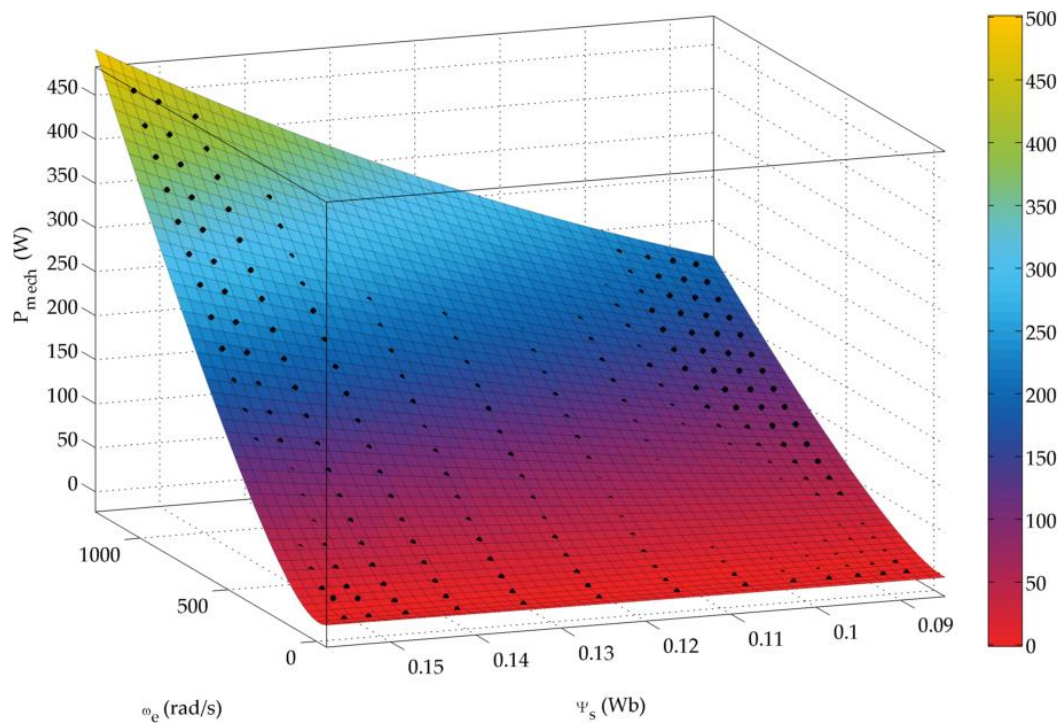


Rysunek 29. Wynik pomiaru dostarczonej mocy mechanicznej w funkcji prędkości obrotowej i wartości prądu cewki dodatkowej I_{exc}

Następnie wyznaczono strumień ψ_s odpowiadający zadanej wartości I_{exc} . Poprzez dopasowanie wyników pomiaru do modelu strat opisanego zależnościami (4.5), wyznaczono poszczególne składniki strat. Wykorzystano w tym celu narzędzie *Curve Fitting Toolbox* pakietu Matlab, uzyskując wartości współczynników podane w tabeli 2, a wynik dopasowania funkcji przedstawiono na rysunku 30.

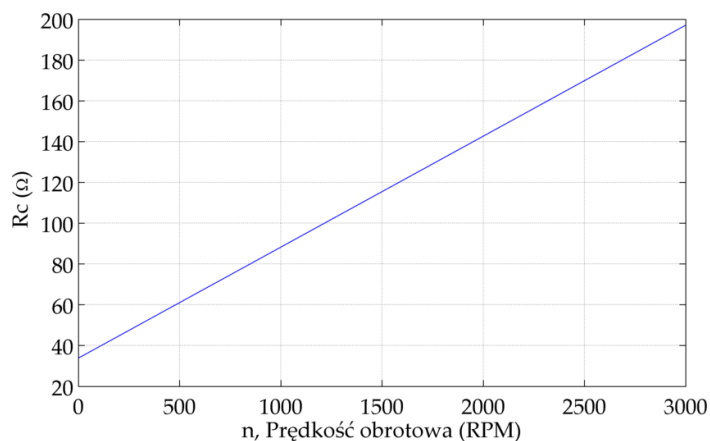
Tabela 2. Uzyskane parametry modelu strat

Parametr	Oznaczenie	Wartość
Moment spoczynkowy	T_{b0}	0,255Nm
Współczynnik tarcia	b	$0,832 \cdot 10^{-3} \text{ Nm/rad/s}$
Stały składnik rezystancji	R_{c0}	$33,8 \Omega$
Współczynnik zmiany rezystancji	k_{Rc}	$0.0866 \Omega/\text{rad/s}$



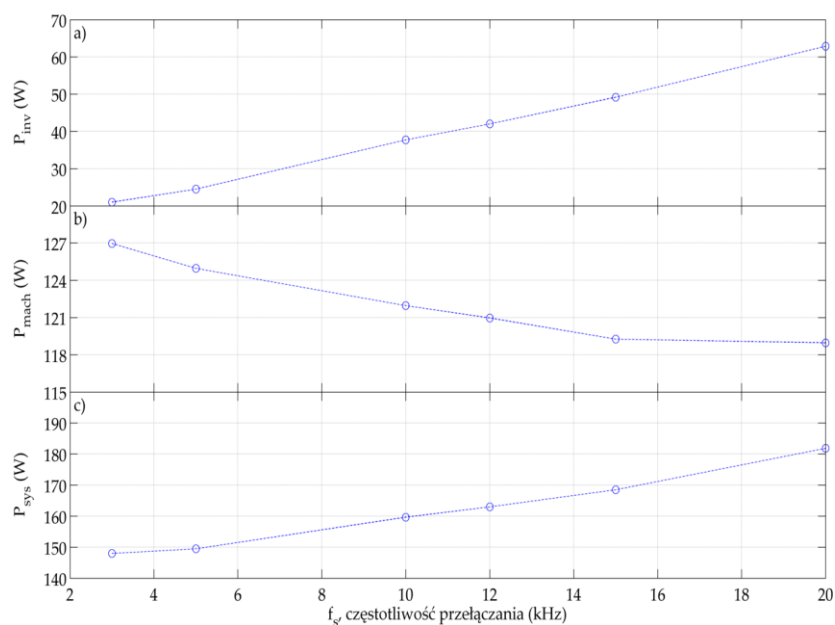
Rysunek 30. Wynik dopasowania funkcji strat mechanicznych i magnetycznych do punktów pomiarowych

Przedstawiona metoda pozwoliła na dokładne (błąd średniokwadratowy dopasowania funkcji = 3,36W) rozdzielanie poszczególnych składników strat oraz określenie zmienności rezystancji zastępczej R_c w funkcji prędkości obrotowej lub kątowej (rysunek 31).

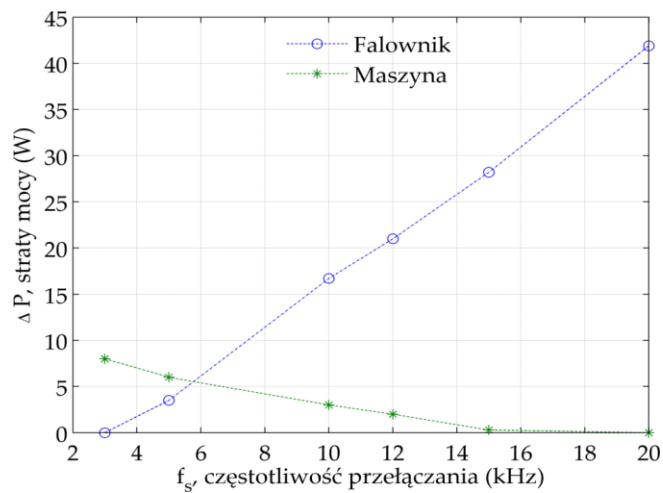


Rysunek 31. Wartość rezystancji zastępczej R_c w funkcji prędkości obrotowej

Wpływ częstotliwości modulacji falownika badanego układu napędowego (w wybranym punkcie pracy: $n = 820$ obr./min; $3,1$ Nm; $P_m = 270$ W; $U_{dc} = 300$ V) na poziom wydzielonych strat przedstawiono na rysunku 33. Widoczny jest większy wpływ zmiany częstotliwości modulacji na przyrost strat wydzielonych w falowniku niż w badanym modelu maszyny. Zagadnienia dotyczące wyboru częstotliwości modulacji i związanych z tym konsekwencji przedstawiono w rozdziale 5.



Rysunek 32. Wpływ częstotliwości przełączania falownika na wydzielone straty układu napędowego: falownika(a), maszyny(b), łączne(c)



Rysunek 33. Wpływ częstotliwości przełączania falownika na wydzielone straty układu napędowego (przyrost do ich minimalnych wartości)

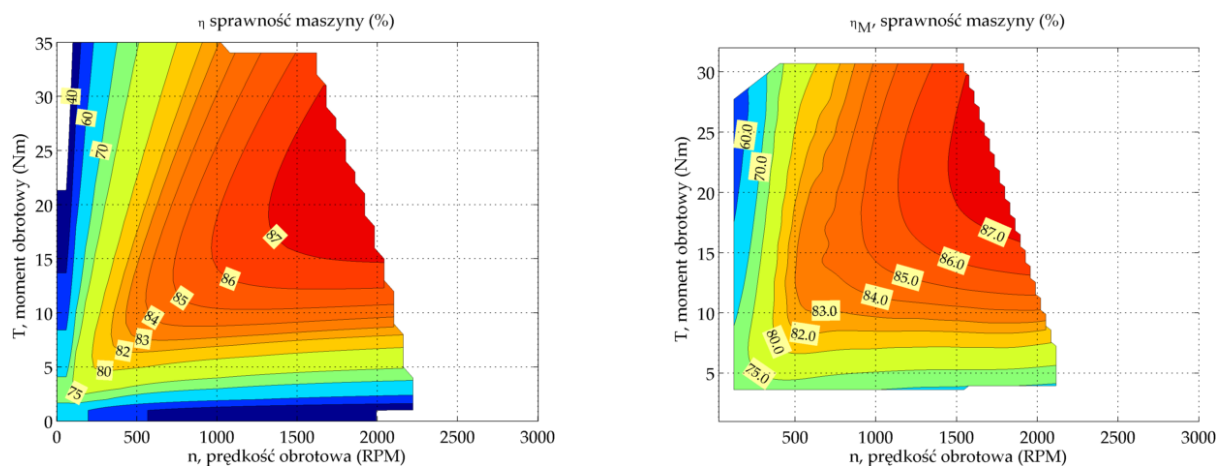
4.2.4 Mapy sprawności dla wybranych wartości prądu cewki dodatkowej

Wstępną analizę wpływu cewki dodatkowej na sprawność maszyny hybrydowej przeprowadzono dla wybranych wartości prądu I_{exc} : 0A, 2A oraz -2A. W wyniku przeprowadzonych wstępnych symulacji opracowanego modelu oraz pomiarów badanej maszyny hybrydowej wyznaczono tzw. mapy sprawności. Przedstawiają one sprawność przetwarzania energii przez maszynę w każdym punkcie jej pracy, określonym możliwą do uzyskania prędkością i momentem obrotowym przy danych warunkach zasilania.

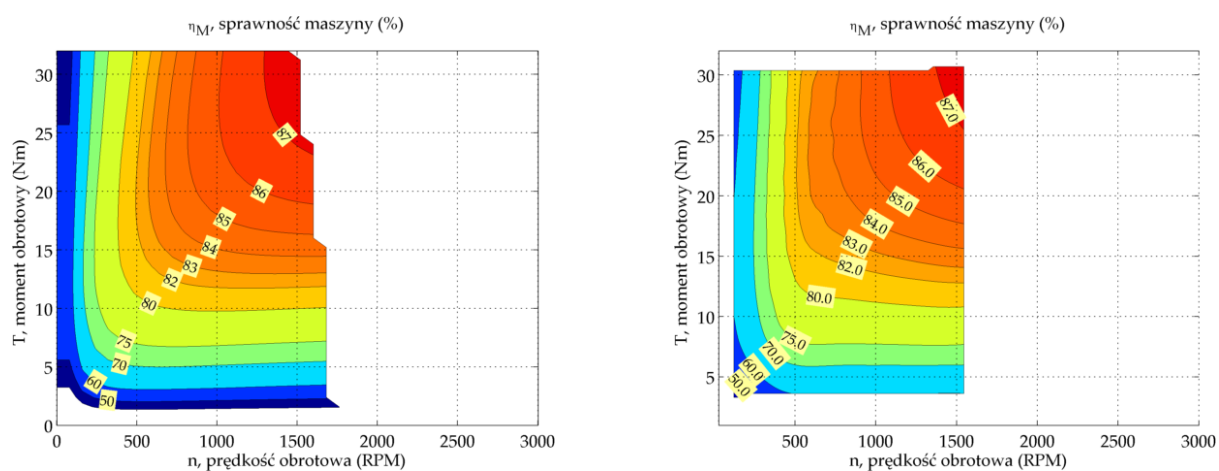
Z ogólnej analizy map z rysunków 34–36 wysunąć można kilka istotnych wniosków związanych z wykorzystaniem cewki dodatkowej:

- możliwe jest rozszerzenie zakresu pracy układu napędowego w dziedzinie prędkości i momentu obrotowego,
- możliwe jest zwiększenie sprawności w danym punkcie pracy.

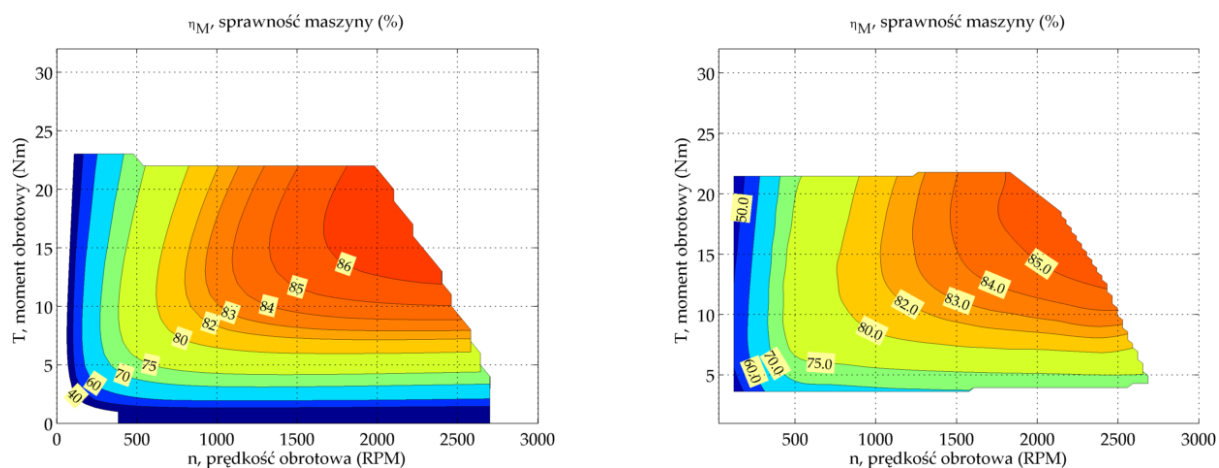
Widoczna jest również zgodność między symulacją pracy modelu maszyny oraz jej prototypem. Szczegóły dotyczące budowy stanowiska pomiarowego oraz modelu maszyny przedstawione będą w dalszej części pracy.



Rysunek 34. Mapy sprawności: symulacja (lewy), rezultat pomiarów (prawy) przy $I_{exc} = 0A$



Rysunek 35. Mapy sprawności: symulacja (lewy), rezultat pomiarów (prawy) przy $I_{exc} = 2A$

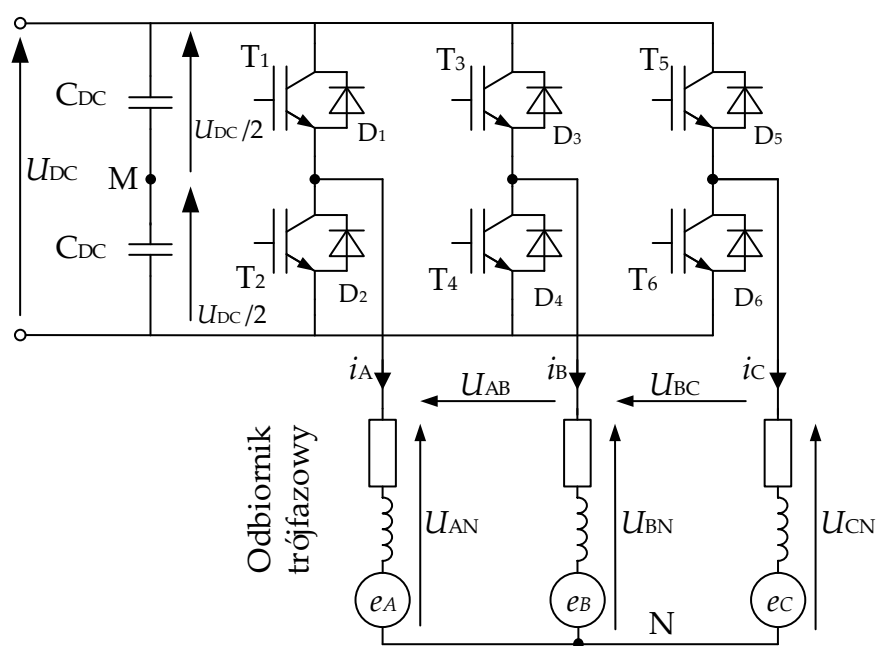


Rysunek 36. Mapy sprawności: symulacja (lewy), rezultat pomiarów (prawy) przy $I_{exc} = -2A$

5 Energoelektroniczny system zasilający

5.1 Trójfazowy falownik napięcia

Zadaniem energoelektronicznego przekształtnika DC/AC (falownika) jest zamiana napięcia stałego na trójfazowe napięcie przemienne o zdefiniowanej amplitudzie i częstotliwości. Budowa klasycznego układu falownika napięcia przedstawiona jest na rysunku 37. Składa się on z sześciu w pełni sterowanych łączników (kluczy) T1–T6 oraz sześciu diod zwrotnych dołączonych równolegle do każdego z kluczy.



Rysunek 37. Budowa tranzystorowego falownika napięcia

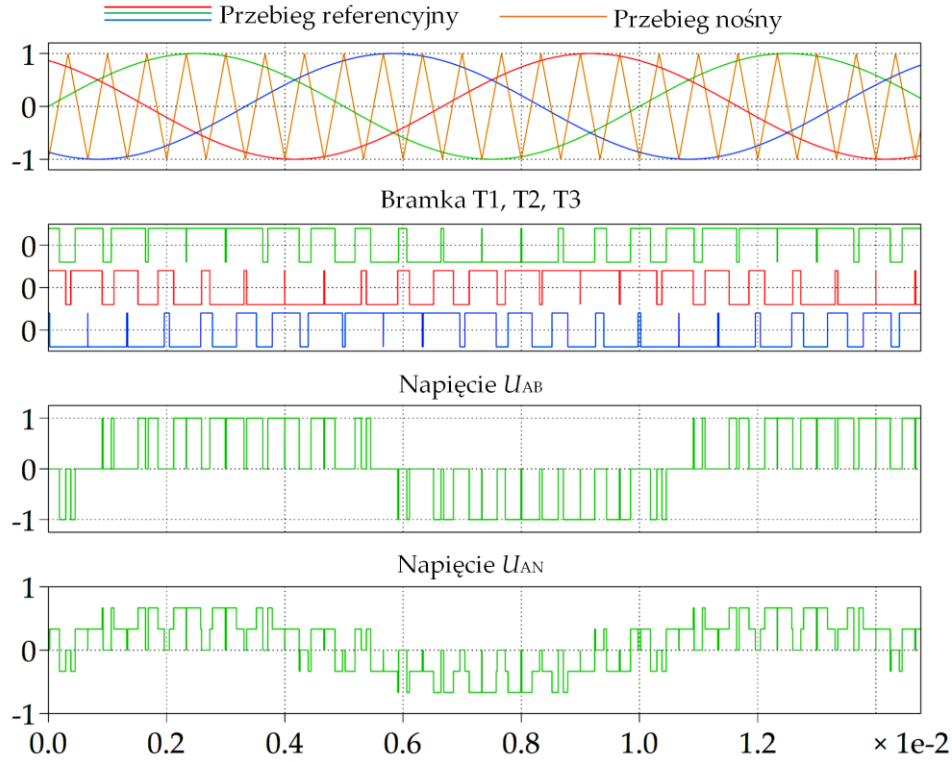
W falowniku sześciotranzystorowym wyróżnić można osiem dozwolonych kombinacji stanów załączenia łączników, w tym sześć stanów aktywnych oraz dwa stany o zerowym napięciu wyjściowym. Wybór odpowiedniej kombinacji skutkuje pojawieniem się odpowiedniej kombinacji napięć na wyjściu falownika zgodnego z tabelą 3 [67], [68]. Dla połączenia trójprzewodowego suma prądów fazowych i_A , i_B , i_C jest równa zero (pomijając prąd pojemnościowy, będący efektem ewentualnego zaburzenia komutacyjnego [69], [70]).

Tabela 3. Napięcie wyjściowe falownika dla możliwych konfiguracji łączy kluczy

	a	b	c	U_{AN}	U_{BN}	U_{CN}	U_{AB}	U_{BC}	U_{CA}
U_0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
U_1	1	0	0	$\frac{2}{3}U_{DC}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	U_{DC}	0	$-U_{DC}$
U_2	0	1	0	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{2}{3}U_{DC}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$-U_{DC}$	U_{DC}	0
U_3	1	1	0	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$-\frac{2}{3}U_{DC}$	0	U_{DC}	$-U_{DC}$
U_4	0	0	1	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{2}{3}U_{DC}$	0	$-U_{DC}$	U_{DC}
U_5	1	0	1	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$-\frac{2}{3}U_{DC}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$	U_{DC}	$-U_{DC}$	0
U_6	1	1	0	$-\frac{2}{3}U_{DC}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$-U_{DC}$	0	U_{DC}
U_7	1	1	1	0	0	0	0	0	0

W celu otrzymania pośrednich wartości napięć (w określonym przedziale czasu) stosuje się różne techniki modulacji. Wyróżnić można metody polegające na porównywaniu napięcia referencyjnego (modulującego) z sygnałem nośnym, metody kształtowania nadążnego, metody z wyliczonymi wstępnie czasami przełączeń uwzględniające wybrane kryteria (np. eliminacja wybranych harmoniczných) i metody modulacji wg zadanego wektora przestrzennego napięcia wyjściowego falownika [71]. Konsekwencją użycia danej techniki modulacji jest m. in.: możliwy zakres liniowej regulacji, poziom zawartości harmoniczných w przebiegu napięcia i prądu, wymagana ilość przełączeń łączników tranzystorowych na okres modulowanej fali oraz stopień komplikacji implementacji układowej.

Tradycyjna modulacja sinusoidalna PWM (SPWM) polega na generowaniu sygnałów sterujących łącznikami energoelektronicznymi w wyniku porównania sinusoidalnych przebiegów referencyjnych z piłokształtnym lub trójkątnym sygnałem nośnym. Przebiegi kluczowych napięć dla układu trójfazowego przedstawia rysunek 38.



Rysunek 38. Przebieg napięć uzyskanych klasyczną metodą PWM

Współczynnik stosunku częstotliwości definiuje się jako:

$$m_f = \frac{f_{cr}}{f_{ref}} \quad (5.1)$$

gdzie: f_{cr} – częstotliwość fali nośnej, f_{ref} – częstotliwość sygnału zadanego

a współczynnik głębokości modulacji jako:

$$m_a = \frac{U_{ref(max)}}{U_{cr(max)}} \quad (5.2)$$

$U_{ref(max)}$ – amplituda fali nośnej, $U_{cr(max)}$ – amplituda sygnału zadanego

Dla współczynnika głębokości modulacji $0 \leq m_a \leq 1$ amplituda pierwszej harmonicznej napięcia wyjściowego jest proporcjonalna do:

$$U_{AM(1)} = m_a \frac{U_{DC}}{2} \quad (5.3)$$

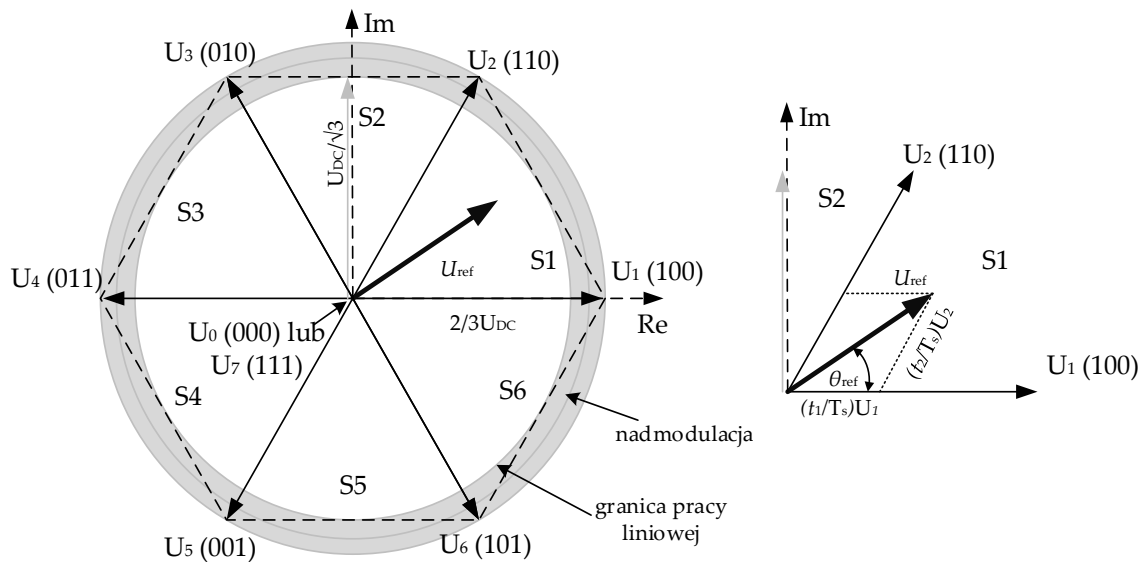
Wartość skuteczna pierwszej harmonicznej napięcia międzyfazowego wynosi:

$$U_{AB(1)} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} U_{AM(1)} \approx 0,613 m_a U_{DC} \quad (5.4)$$

Możliwe jest zwiększenie liniowego zakresu pracy modulatora o ok. 16% poprzez dodanie do sinusoidalnych sygnałów referencyjnych trzeciej harmonicznej tzw. składowej kolejności zerowej (SKZ) [72]. Amplituda SKZ wynosi wtedy $\frac{1}{4}$ wartości amplitudy napięć referencyjnych, a jej kształt (np. funkcja sinusoidalna, trójkątna, prostokątna) może dodatkowo wpłynąć na poziom występujących strat łączeniowych i współczynnik THD napięcia wyjściowego. Maksymalne napięcie wyjściowe wynosi wtedy $U_{DC} / \sqrt{3}$. Maksymalny współczynnik głębokości modulacji wynosi wtedy: $m_{a(max)} = 2/\sqrt{3} \approx 1.155$

5.1.1 Modulacja wektorowa – Space Vector Modulation (SVM)

Modulacja wektorowa różni się od tradycyjnej metody SPWM występowaniem tylko jednego generatora sekwencji załączania kluczy dla trzech faz. Analizując możliwe stany łączników (tabela 3) generowane wektory napięcia wyjściowego można przedstawić w postaci sześciokąta wyznaczającego obszar pracy modulatora SVM. Wyróżnić można sześć sektorów (zaznaczonych na rysunku 39), a wypadkowy wektor napięcia w danym sektorze wyznaczony zostaje poprzez wyliczenie względnych czasów załączenia ograniczających go wektorów napięć oraz wybranej sekwencji zerowej.



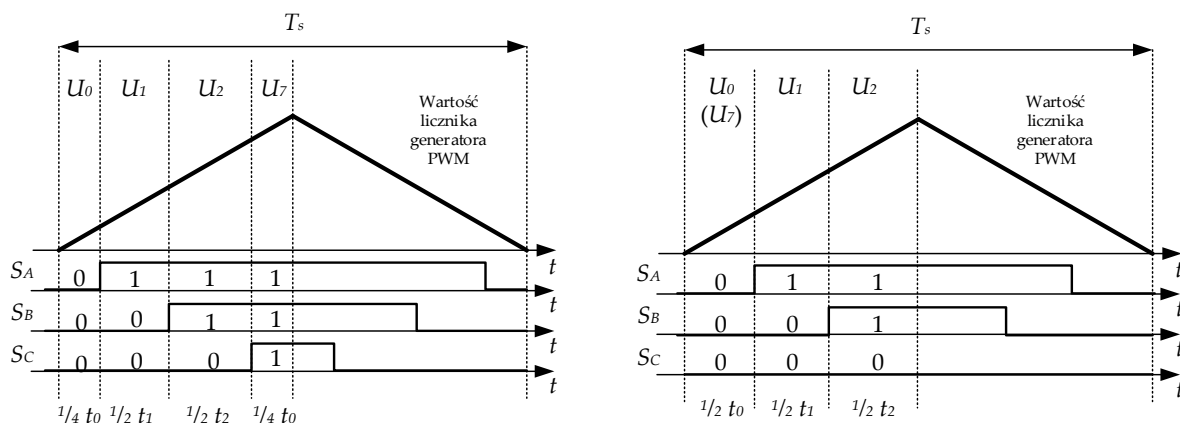
Rysunek 39. Zasada działania układu syntezy zadanego wektora przestrzennego napięcia

Maksymalna długość wektora zadanego w pracy liniowej wynosi $U_{DC} / \sqrt{3}$. Względne czasy załączenia poszczególnych kluczy falownika wyznacza się z zależności geometrycznych jako [73]:

$$\begin{aligned} t_1 &= \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{U_{ref}}{U_{DC}} \cdot T_s \cdot \sin(\pi/3 - \theta_{ref}) \\ t_2 &= \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{U_{ref}}{U_{DC}} \cdot T_s \cdot \sin \theta_{ref} \\ t_0 &= T_s - (t_1 + t_2) \end{aligned} \quad (5.5)$$

gdzie T_s oznacza okres modulacji.

Uzyskane wartości pozwalają na realizację różnych strategii załączania poszczególnych wektorów. Popularna jest symetryczna metoda SVM (*Symmetrical SVM*), polegająca na równym podziale wektorów zerowych U_0 i U_7 i umieszczeniu ich na brzegach oraz w środku okresu modulacji. Inną możliwą sekwencją załączeń wektorów jest użycie tylko jednego wektora zerowego U_0 lub U_7 (nazywana *Discontinuous SVM*, lub *Two-phase SVM*). W konsekwencji, zamiast 6 przełączeń kluczy w ramach sekwencji modulacji symetrycznej SVM, w metodzie tej występują tylko 4 takie przełączenia. Prowadzi to do ok. 33% redukcji strat łączeniowych, ale też przyczynia się do zwiększenia poziomu odkształceń prądu wyjściowego falownika [73]. Syntezę wektora wypadkowego podanymi metodami przedstawia rysunek 40.



Rysunek 40. Strategie załączania kluczy w metodzie SVM: Symetryczna (lewy), nieciągła (prawy)

Zaletą modulacji SVM jest możliwość generowania określonego wektora napięcia oraz zwiększony o ok. 16% (w stosunku do klasycznej metody SPWM) zakres napięcia wyjściowego. Generator SVM może także pracować w obszarze nadmodulacji, aż do osiągnięcia

stanu tzw. pracy blokowej. Wiąże się to jednak z nieliniową odpowiedzią modulatora na poziom zadanej amplitudy napięcia a także ze zwiększonym poziomem odkształceń w przebiegu prądu wyjściowego falownika [74].

W celu zminimalizowania potencjalnego wpływu odkształceń prądu spowodowanych pracą generatora SVM na układ napędowy w badaniach laboratoryjnych zastosowano generator pracujący w linowym obszarze pracy, wykorzystujący symetryczną strategię wyznaczania czasów załączenia kluczy tranzystorowych.

5.1.2 Dobór częstotliwości modulacji

Jak wykazano w pkt. 4.2.3 częstotliwość pracy modulatora PWM (SVM) wpływa na poziom strat wydzielonych w układzie napędowym. Zwiększenie tej częstotliwości redukuje poziom pulsacji prądu i poziom strat w obwodzie magnetycznym maszyny, ale jednocześnie przyczynia się do wzrostu strat w elementach półprzewodnikowych przekształtnika (zagadnienie opisane szerzej w pkt. 4.2.3). Wybór częstotliwości modulacji jest więc kompromisem w bilansie strat mocy systemu. Dodatkowym czynnikiem związanym z jej doбором może być wymagana szybkość reakcji napędu (szczególnie przy wyższych prędkościach obrotowych) oraz poziom generowanych szumów i zakłóceń akustycznych oraz elektromagnetycznych [49], [75].

Ostatecznie częstotliwość przełączania tranzystorów ustalono na poziomie 10kHz. Wyboru dokonano uwzględniając bilans strat a także wymagania dotyczące czasu reakcji na stany dynamiczne i natężenie generowanego szumu akustycznego przez napęd.

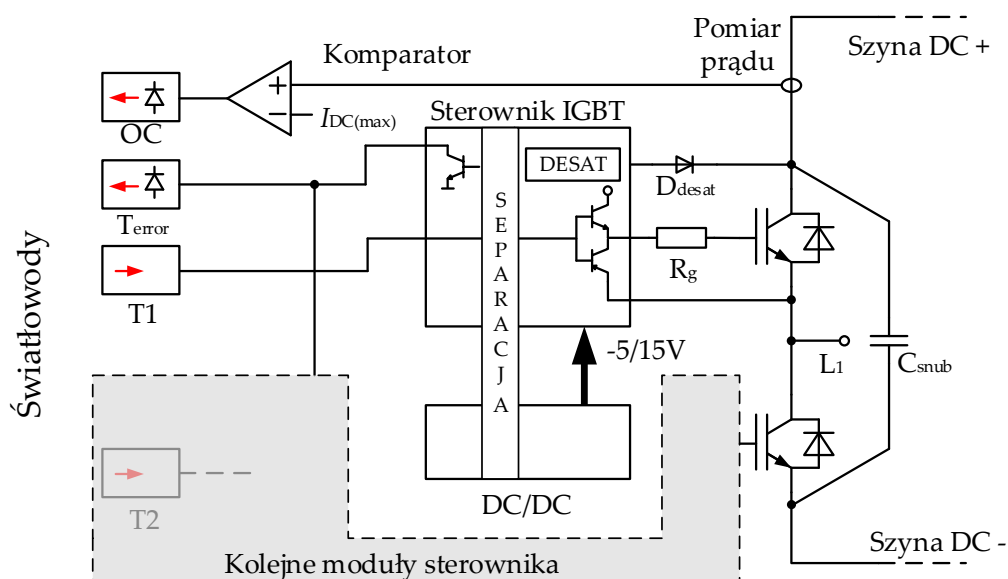
5.1.3 Budowa prototypowego przekształtnika DC/AC

W ramach prowadzonych prac badawczych, dotyczących zasilania maszyn elektrycznych, zaprojektowano i wykonano kompletne, trójfazowe przekształtniki DC/AC wykorzystujące tranzystory IGBT oraz niezbędne komponenty sterujące i zabezpieczające.

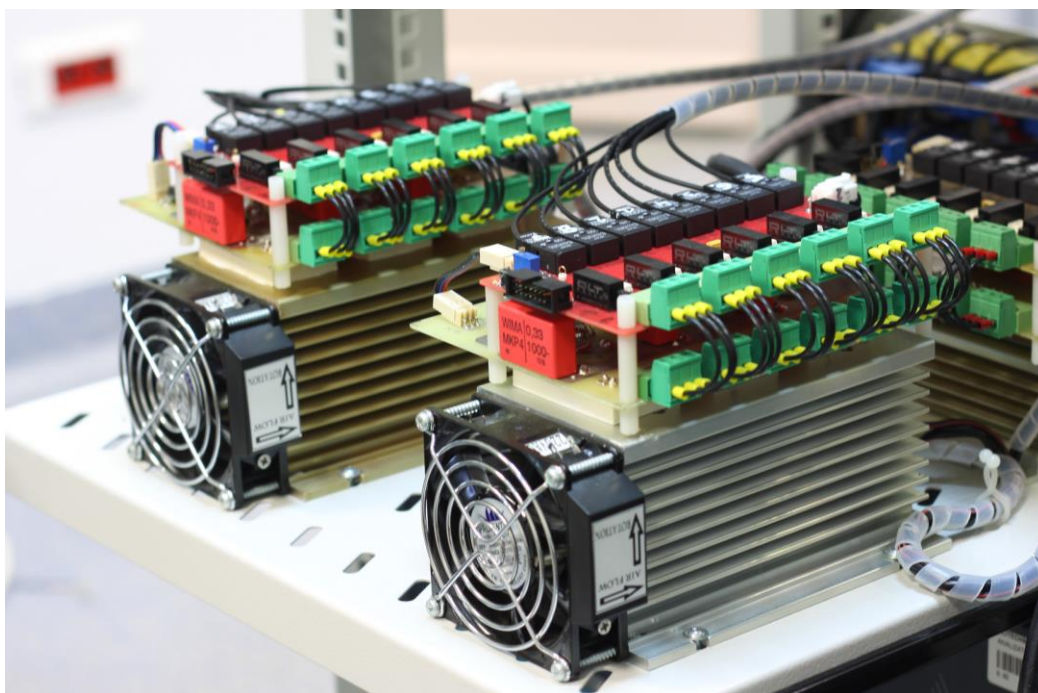
Jako klucze przełączające zastosowano trzy moduły IGBT SK60GB123, w których zintegrowano dwa tranzystory IGBT wraz z diodami zwrotnymi (topologia półmostka). Każdy przekształtnik posiada własną baterię kondensatorów elektrolitycznych o pojemności wypadkowej ok. 240 μ F oraz dodatkowe, odsprężające kondensatory polipropylenowe MKP firmy WIMA (C_{snub}) umieszczone na szynie DC przy każdym półmostku falownika.

Całość konstrukcji przymocowana jest do radiatora aluminiowego o wymiarach 100x81x150mm (SxWxD). Dodatkowo przepływ powietrza przez radiator wymuszony jest wentylatorem (o średnicy 80mm).

W celu poprawnego sterowania bramką tranzystora przy jednoczesnym zapewnieniu szybkiej reakcji na stany zwarcia oraz przeciążenia prądowe zastosowano zintegrowane, scalone sterowniki serii HCPL316J firmy Avago. Jako układu zasilającego poszczególne tranzystory użyto separowane, wysokoczęstotliwościowe przetwornice scalone 5/±15V o mocy 3W. Cyfrowe sygnały sterujące pracą tranzystorów, a także zwrotne sygnały dotyczące zwarcia i przeciążeń, przesyłane są za pomocą łączy światłowodowych w standardzie TOSLINK. Umożliwia to odseparowanie energoelektronicznego układu mocy od nadrzędnego sterownika mikroprocesorowego, dodatkowo redukując wpływ zakłóceń elektromagnetycznych. Widok ideowy modułu sterowników przedstawia rysunek 41, a widok kompletnego falownika z zamocowaną kartą sterowników widoczny jest na rysunku 42.



Rysunek 41. Widok ideowy modułu sterowników tranzystorów IGBT



Rysunek 42. Sekcja przekształtników DC/AC

5.2 Straty mocy łączników półprzewodnikowych

W celu dokonania numerycznej analizy sprawności przekształtnika DC/AC przyjęto następujące założenia:

- poziom poszczególnych strat mocy wyznacza się dla najgorszego wariantu temperatury pracy złącza półprzewodnikowego: $T_j=125^{\circ}\text{C}$,
- wartość napięcia szyny DC falownika jest stała i wynosi $U_{dc}=300\text{V}$,
- częstotliwość modulacji jest stała i wynosi $f_s = 10\text{kHz}$,
- nie uwzględniono strat mocy wydzielonych w elementach biernych, ścieżkach płyty PCB, przewodach i wyłączonych elementach półprzewodnikowych,
- pominięto wpływ występowanie czasów martwych.

W strukturze łączników półprzewodnikowych wyróżnić można straty statyczne oraz dynamiczne (komutacyjne) powstałe w chwili jego załączenia lub wyłączenia. Poziom poszczególnych strat wyznaczyć można wykorzystując pomiary eksperymentalne lub dane katalogowe dostarczone przez producenta przyrządu półprzewodnikowego.

W celu wyliczenia strat w stanie przewodzenia wyznacza się spadek napięcia na elementach półprzewodnikowych dla danej wartości prądu kolektora (w przypadku tranzystora IGBT) lub prądu diody wstecznej, przy danej temperaturze złącza. Wydzielona moc w strukturze tranzystora i diody wynosi wtedy kolejno:

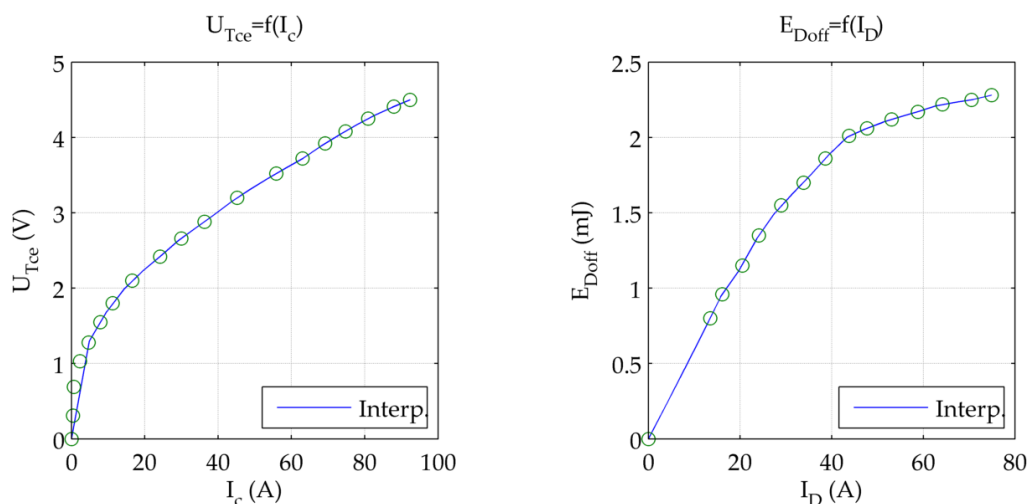
$$\begin{aligned} p_{T\text{cond}} &= i_c u_{ce} \\ p_{D\text{cond}} &= i_D u_{Df} \end{aligned} \quad (5.6)$$

Średnia wartość strat komutacyjnych, przy określonych warunkach pracy łącznika (wartości prądu i napięcia, temperatury złącza i czasu trwania procesu komutacyjnego) jest proporcjonalna do częstotliwości występowania procesów włączania i wyłączania oraz energii niezbędnej do zmiany stanu łącznika:

$$\begin{aligned} P_{T\text{sw}} &= (E_{T\text{on}} + E_{T\text{off}}) f_s \\ P_{D\text{sw}} &= E_{D\text{off}} f_s \end{aligned} \quad (5.7)$$

Uwzględniając najważniejsze parametry poszczególnych elementów półprzewodnikowych przeprowadzono symulację pracy jednego tranzystora i jednej diody zwrotnej klasycznego falownika sześciotranzystorowego. Wykorzystano w tym celu środowisko Matlab. Pierwszym etapem analizy jest wygenerowanie piłokształtnej modulującej fali nośnej (ang. *carrier waveform*) o częstotliwości (zgodnej z założoną częstotliwością modulacji) $f_{cr} = 10\text{kHz}$ oraz fali referencyjnego napięcia o częstotliwości $f_{ref} = 50\text{Hz}$, o kształcie zbliżonym do kształtu sygnału powstałego w wyniku działania modulatora wektorowego SVM (opisanego w rozdziale 5.1.1) oraz sinusoidalnego przebiegu prądu jednej fazy falownika o zadanej amplitudzie, przesuniętego względem podstawowej harmonicznej fali napięcia referencyjnego o kąt φ .

W wyniku porównania fali nośnej i referencyjnej powstaje binarny sygnał PWM, którego logiczna wartość „1” oznacza załączenie tranzystora pracującego w „górnej” gałęzi półmostka falownika i wyłączenie tranzystora w gałęzi „dolnej”. Wartość chwilową prądu płynącego przez tranzystor wyznacza się jako iloczyn binarnego sygnału PWM z dodatnią połówką fali prądu wyjściowego I_A , natomiast wartość prądu diody zwrotnej, z połówką ujemną. Kolejno wyznacza się chwilową wartość spadku napięcia na tranzystorze (u_{ce}) i diodzie (u_{Df}) na podstawie interpolacji charakterystyk pobranych z kart katalogowych przyrządu półprzewodnikowego. Przykładowe charakterystyki przewodzenia przedstawiono na rysunku 43.



Rysunek 43. Charakterystyki przewodzenia tranzystora i diody w module SK60GB123

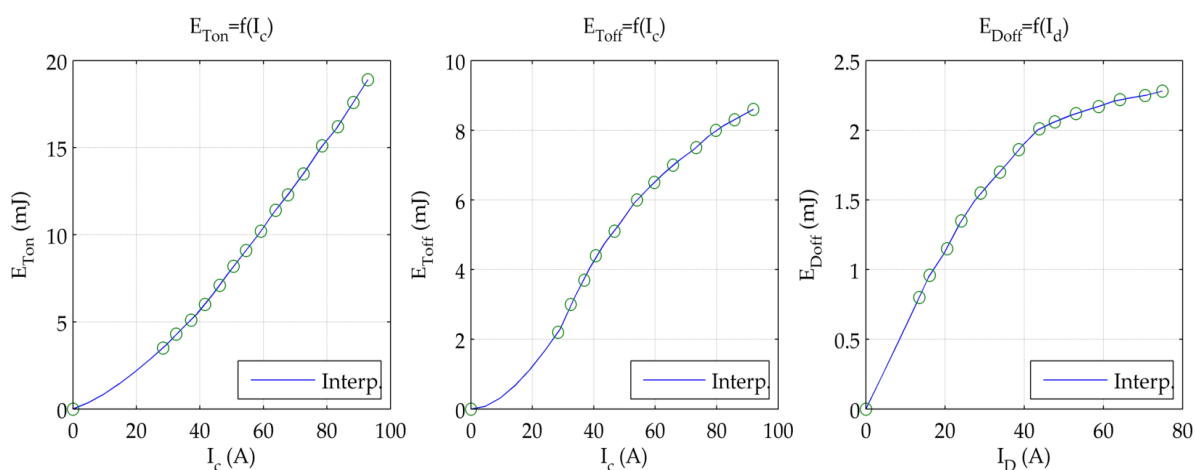
Średnia wartość strat na przewodzenie za okres dla tranzystora i diody wynoszą w takim wypadku odpowiednio:

$$P_{Tcond} = \frac{1}{T_{ref}} \int_0^{T_{ref}} i_c(t) u_{ce}(t) dt \quad (5.8)$$

$$P_{Dcond} = \frac{1}{T_{ref}} \int_0^{T_{ref}} i_D(t) u_{Df}(t) dt \quad (5.9)$$

gdzie T_{ref} oznacza okres symulowanego przebiegu referencyjnego.

W chwili komutacji elementu półprzewodnikowego wyznaczona zostaje także energia strat na podstawie interpolowanych charakterystyk strat łączeniowych w funkcji przełączanego prądu (rysunek 44).

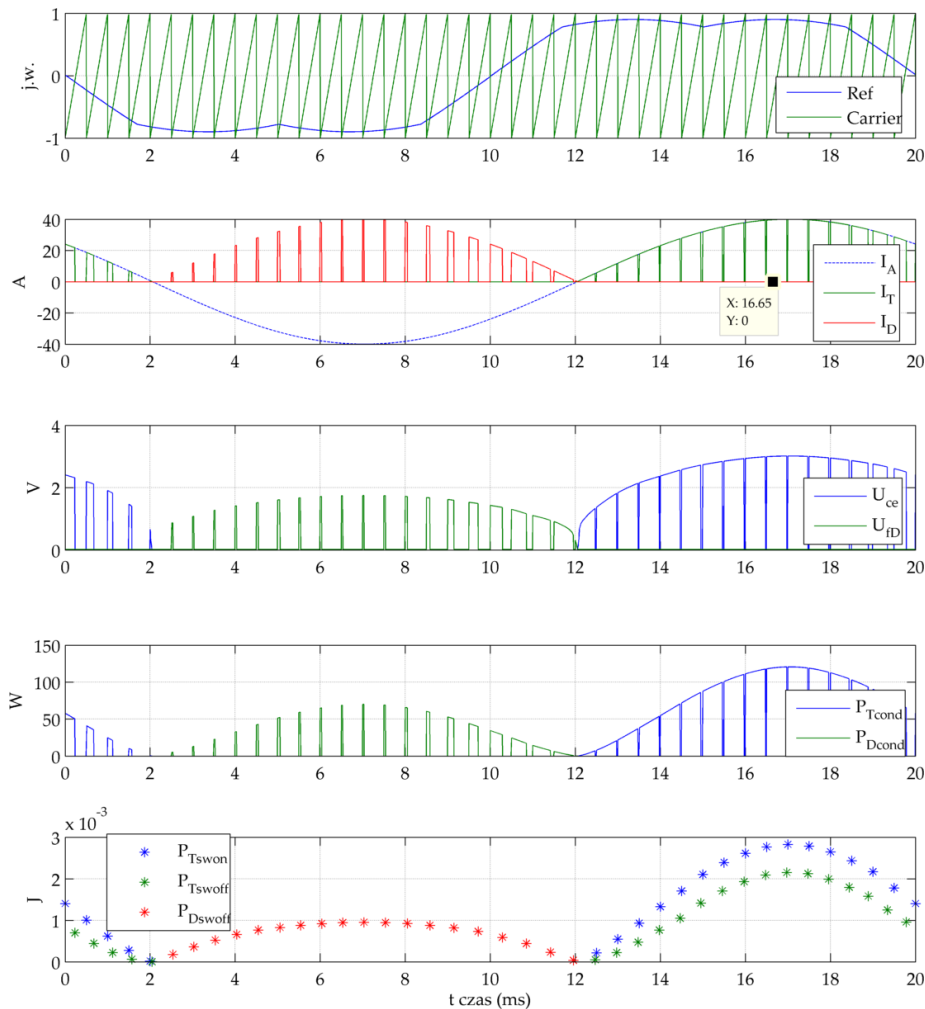


Rysunek 44. Charakterystyki strat komutacyjnych w module SK60GB123

Średnia wartość strat komutacyjnych wydzielonych w strukturze tranzystora oraz diody zapisuje się wzorami:

$$\begin{aligned} P_{Tswon} &= \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n E_{Tswon}(j) \\ P_{Tswoff} &= \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n E_{Tswoff}(j) \\ P_{Dswoff} &= \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n E_{Dswoff}(j) \end{aligned} \quad (5.10)$$

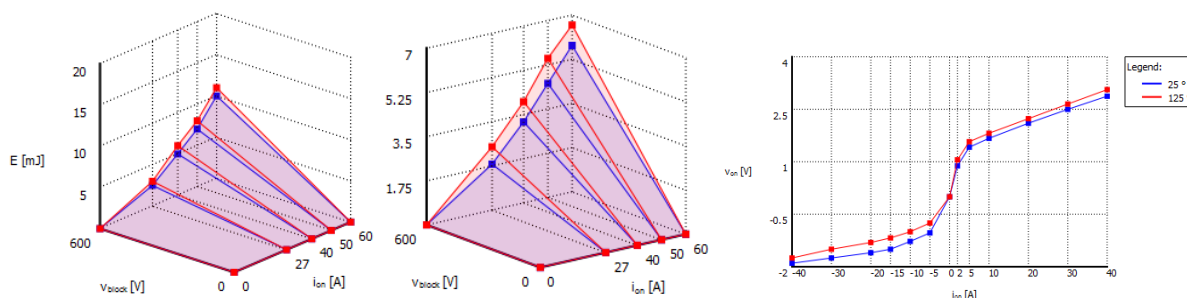
gdzie n oznacza liczbę procesów komutacyjnych danego półprzewodnika wyznaczoną w jednym okresie przebiegu referencyjnego. Wyniki symulacji wyznaczenia poszczególnych strat przedstawiono na rysunku 45.



Rysunek 45. Wynik symulacji strat tranzystora i diody przekształtnika DC/AC dla $f_{ref} = 50\text{Hz}$; $f_{cr} = 2\text{kHz}$; $I_{A(max)} = 40\text{A}$, $\cos(\varphi) = 0,7$; $m = 0,9$

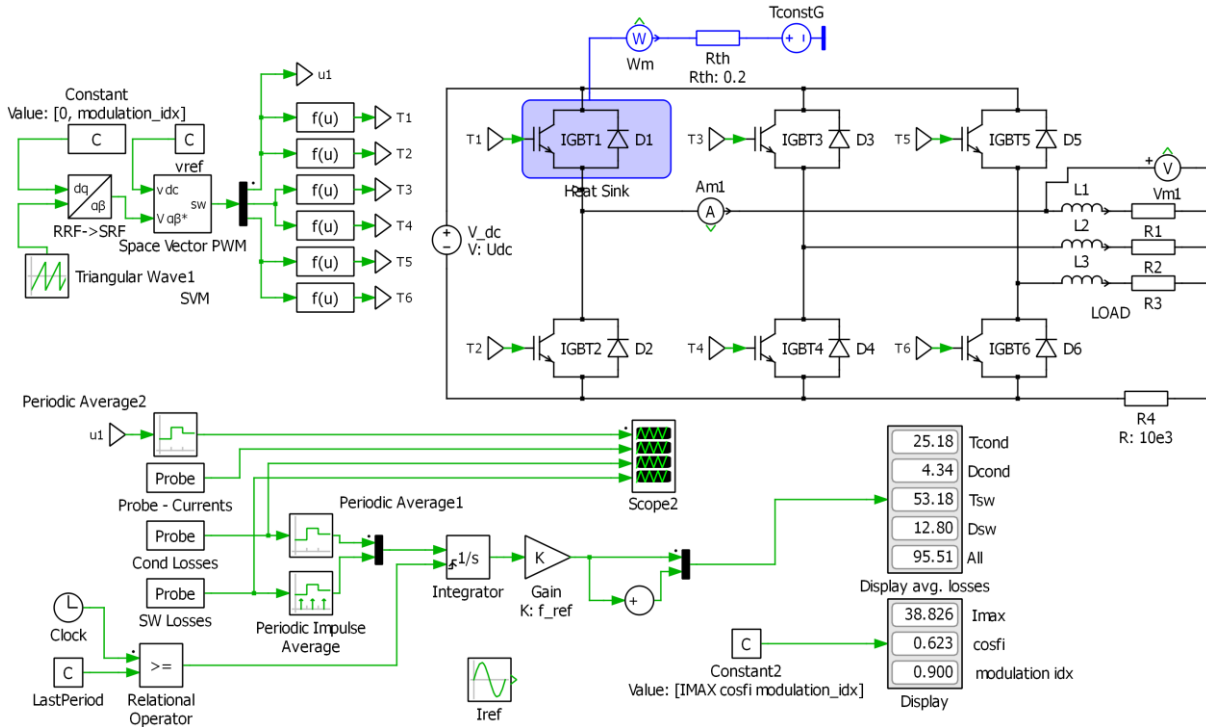
Zaletą opisanej powyżej metody jest dokładne określenie wartości strat danego przyrządu półprzewodnikowego dla dowolnej chwilowej wartości prądu i maksymalnej temperatury złącza. Często spotykane metody wyznaczania strat w przekształtnikach polegają na znacznym uproszczeniu poszczególnych charakterystyk łączników energoelektronicznych [49], [76], [77]. Istotna jest także szybkość wykonywania symulacji strat. Wykorzystując zapisane w postaci tablic charakterystyki poszczególnych parametrów przyrządów półprzewodnikowych (dostarczonych przez producenta), etap wyznaczenia strat nie wymaga szczegółowej analizy procesów komutacyjnych. Symulacja w dziedzinie czasu wymagałaby znacznego skrócenia kroku obliczeniowego, zwiększając istotnie wymagany czas obliczeń.

Porównano model wyznaczania strat opisany w języku Matlab z kompletnym modelem falownika opracowanym w środowisku graficznym pakietu Plecs 3.5 firmy Plexim (umożliwiającym przeprowadzenie symulacji działania układów energoelektronicznych w dziedzinie czasu). Wykorzystując podobną ideę polegającą na odczycie zapisanych w postaci tablic parametrów dla chwilowych wartości prądu, moduł obliczeń strat oprogramowania Plecs umożliwia dodatkowo definiowanie parametrów w funkcji napięcia blokowania oraz temperatury w formie serii tablic. Przykład zdefiniowanych parametrów w programie Plecs widoczny jest na rysunku 46.



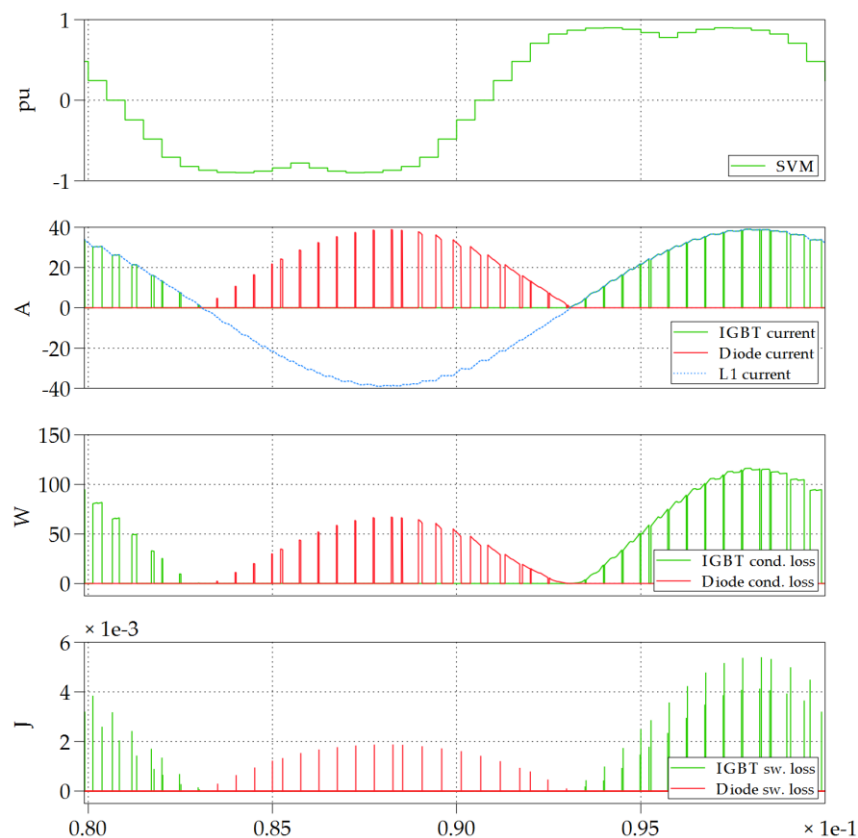
Rysunek 46. Energia strat w funkcji prądu, napięcia blokowania i temperatury złącza wydzielona w procesie załączenia (lewy) i wyłączenia (środkowy) tranzystora SK60GB123, napięcie kolektor-emiter tranzystora SK60GB123 (prawy) zdefiniowana w programie Plecs

Zastosowany został modulator SVM, sześciotranzystorowy falownik DC/AC, trójfazowe obciążenie o charakterze RL oraz odpowiednie bloki pomiaru i wyznaczania strat statycznych i komutacyjnych. Parametry tranzystora i diody pozostały niezmienione.



Rysunek 47. Model falownika w programie Plecs uwzględniający wydzielane straty w elementach przełączających

Opracowany model pozwala na modyfikację parametrów zasilania i odbiornika (napięcia szyny DC, amplitudy współczynnika modulacji, częstotliwości fali referencyjnej i nośnej, rezystancji i indukcyjności odbiornika) oraz (po przeprowadzeniu symulacji) odczytanie wartości poszczególnych strat wydzielonych w analizowanych przyrządach półprzewodnikowych. Możliwy jest także podgląd wartości chwilowej dowolnej symulowanej zmiennej. Przykładowy wynik symulacji przedstawia rysunek 48.



Rysunek 48. Wynik symulacji strat tranzystora i diody przekształtnika DC/AC w programie Plecs dla: $f_{ref} = 50\text{Hz}$; $f_{cr} = 2\text{kHz}$; $I_{A(max)} = 40\text{A}$, $\cos(\varphi) = 0,7$; $m = 0,9$

Porównanie wybranych wyników uzyskanych w przedstawionych modelach symulacyjnych przedstawiono w tabeli 4. Widoczna jest zgodność uzyskanych wyników. Błąd względny, liczony jako $Diff = (P_{matlab} - P_{plecs}) / P_{matlab} \cdot 100\%$ nie przekracza poziomu 10% dla poszczególnych składników oraz 1% dla ich sumy. Ponadto metoda wyznaczania średniej wartości strat zaprogramowana w języku Matlab cechuje się znacznie krótszym czasem wykonania obliczeń. Trwa ona ok. 1,2ms, natomiast symulacja modelu falownika opisanego w pakiecie Plecs ok. 140ms (jeden okres sygnału referencyjnego).

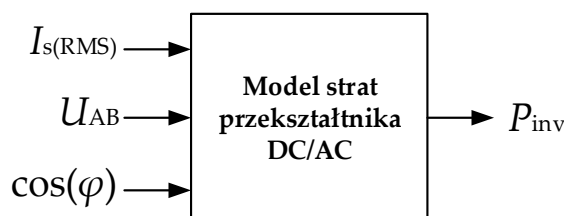
Tabela 4. Porównanie wyników symulacji strat tranzystora i diody przekształtnika DC/AC dla wybranych parametrów pracy

$R_{1,2,3} = 10\Omega; L_{1,2,3} = 50\text{mH}; I_{\max} = 16,75; m_{\max} = 0,9;$				$R_{1,2,3} = 1\Omega; L_{1,2,3} = 10\text{mH}; I_{\max} = 31,5; m_{\max} = 0,3;$			
ΔP	Matlab (W)	Plecs (W)	Diff (%)	ΔP	Matlab (W)	Plecs (W)	Diff (%)
$P_{T\text{cond}}$	7,49	7,16	4,41	$P_{T\text{cond}}$	13,4	13,18	1,64
$P_{D\text{cond}}$	1,59	1,48	6,92	$P_{D\text{cond}}$	6,56	6,46	1,52
$P_{T\text{sw}}$	7,49	7,91	-5,61	$P_{T\text{sw}}$	19,1	19,42	-1,68
$P_{D\text{sw}}$	3,12	3,09	0,96	$P_{D\text{sw}}$	5,47	5,47	0,00
P_{All}	19,69	19,64	0,25	P_{All}	44,54	44,53	0,02
$R_{1,2,3} = 10\Omega; L_{1,2,3} = 10\text{mH}; I_{\max} = 29,75; m_{\max} = 0,9;$				$R_{1,2,3} = 1\Omega; L_{1,2,3} = 10\text{mH}; I_{\max} = 31,5; m_{\max} = 0,6;$			
$P_{T\text{cond}}$	20,53	20	2,58	$P_{T\text{cond}}$	14,52	14,27	1,72
$P_{D\text{cond}}$	1,41	1,29	8,51	$P_{D\text{cond}}$	5,91	5,82	1,52
$P_{T\text{sw}}$	17,47	17,8	-1,89	$P_{T\text{sw}}$	9,56	9,71	-1,57
$P_{D\text{sw}}$	5,27	5,2	1,33	$P_{D\text{sw}}$	2,73	2,74	-0,37
P_{All}	44,69	44,33	0,81	P_{All}	32,72	32,53	0,58

5.2.1 Uśredniony model strat przekształtnika DC/AC

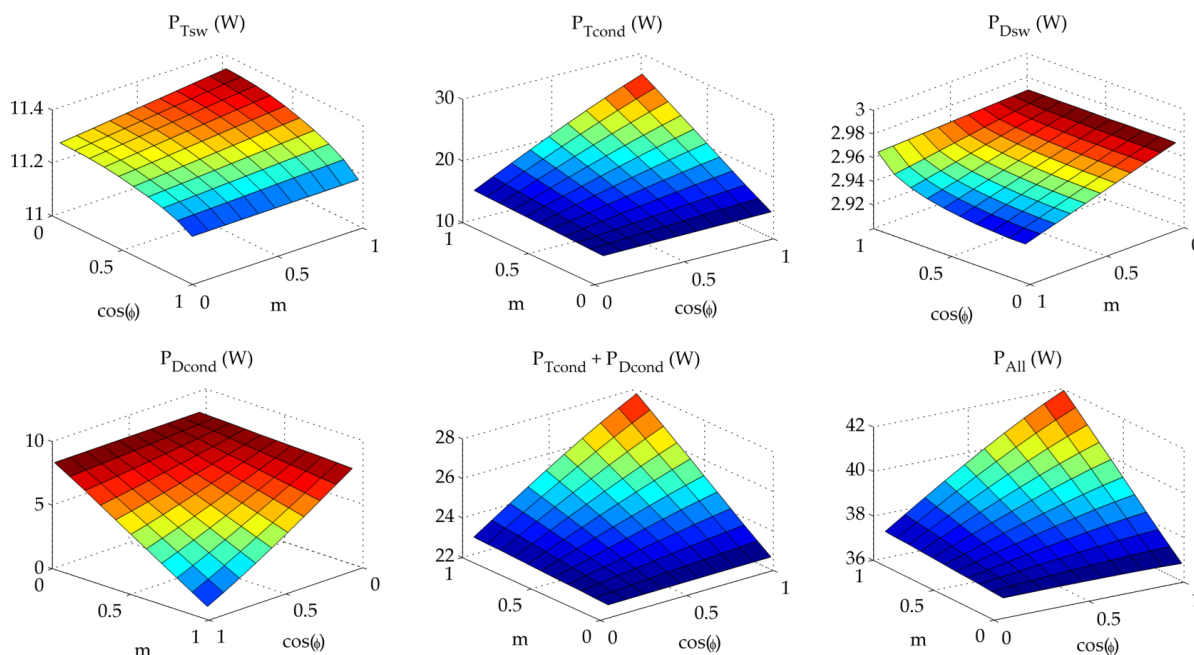
Uśredniony poziom wydzielonych strat w przekształtniku DC/AC zależy od: napięcia szyny DC, wartości prądu wyjściowego, współczynnika $\cos(\varphi)$, indeksu modulacji oraz częstotliwości przełączania elementów półprzewodnikowych [76].

Wykorzystując opisaną powyżej metodę wyznaczania wartości strat w elementach półprzewodnikowych falownika zaprogramowaną w języku Matlab, wyliczono w sposób iteracyjny straty falownika w szerokim zakresie jego prądu wyjściowego $I_{s(\text{RMS})}$, współczynnika $\cos(\varphi)$ i napięcia wyjściowego U_{AB} (proporcjonalnego do indeksu modulacji). Zgodnie z założeniami przedstawionymi na początku rozdziału ustalono stałą wartość napięcia pośredniczącej szyny DC ($U_{DC} = 300\text{V}$) oraz częstotliwość modulacji na poziomie $f_s = 10\text{kHz}$.



Rysunek 49. Model strat falownika

Powstały w ten sposób model strat, zapisany jako seria tablic łącznych strat falownika, będzie uwzględniony podczas syntezy algorytmu sterującego pracą układu napędowego. Rysunek 50 przedstawia przykładowe wartości poszczególnych składników strat tranzystora i diody w funkcji $\cos(\varphi)$ oraz współczynnika modulacji dla założonego prądu wyjściowego $I_{s(RMS)} = 25A$.

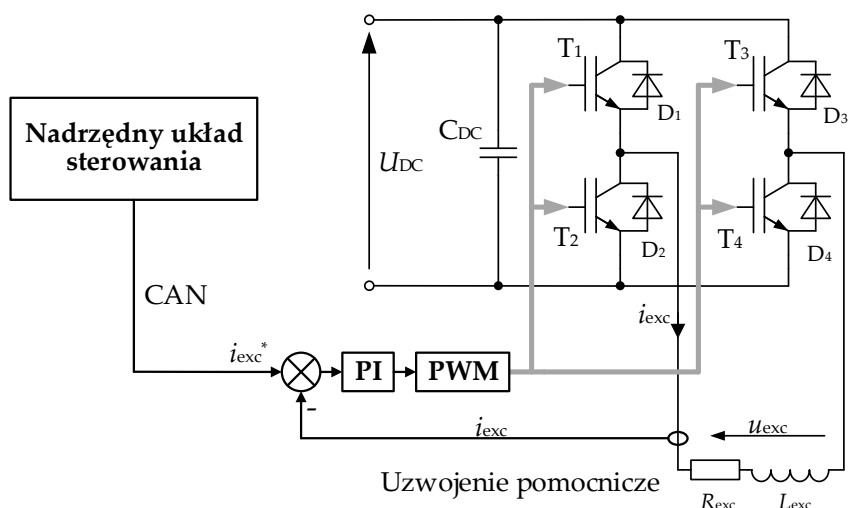


Rysunek 50. Wartość poszczególnych składników strat tranzystora i diody w funkcji $\cos(\varphi)$ oraz współczynnika modulacji dla $I_{s(RMS)} = 25A$

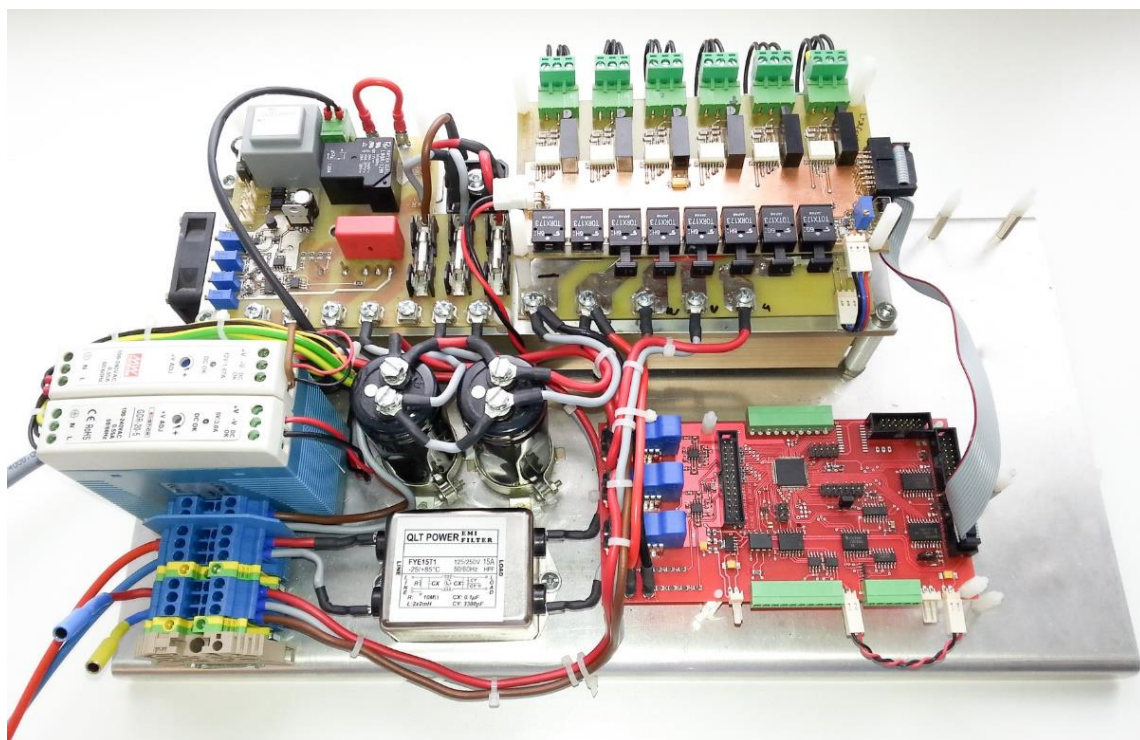
5.2.2 Układ zasilania cewki pomocniczej

Cewka dodatkowa zasilona jest niezależnie sterowanym przekształtnikiem DC/DC w klasycznej konfiguracji mostka czterotranzystorowego. Możliwy jest dwukierunkowy przepływ prądu I_{exc} o wartości maksymalnej 10A, którego wartość stabilizuje cyfrowy regulator PI. Wyjście regulatora dołączone jest do generatora PWM, realizującego modulację unipolarną z częstotliwością 10kHz.

Jednostką sterującą jest procesor DSP TMS320F28035. Wartość referencyjna prądu I_{exc} przesyłana jest z nadrzędnego modułu sterowania poprzez sieć CAN, natomiast wartość rzeczywista I_{exc} , mierzona jest za pomocą przetwornika pomiarowego LA-55 firmy LEM.



Rysunek 51. Schemat blokowy układu zasilania cewki dodatkowej

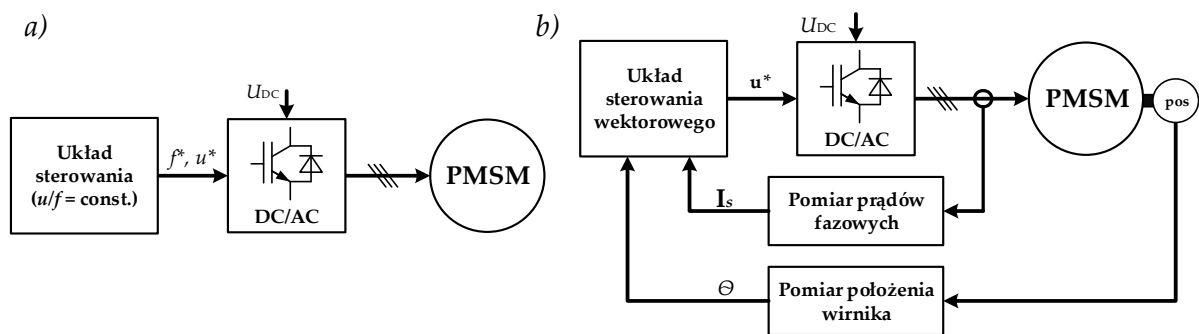


Rysunek 52. Widok układu zasilania cewki dodatkowej

6 Strategie zasilania i sterowania maszyn hybrydowych

6.1 Kształtowanie i regulacja prądu wyjściowego przekształtnika zasilającego

Układ zasilania maszyny synchronicznej z magnesami trwałymi można rozpatrywać jako układ bez sprzężeń zwrotnych (układ otwarty), realizowany jako sterowanie skalarne ze stałym (w najprostszym wypadku) stosunkiem napięcia zasilania maszyny do częstotliwości ($u/f = \text{const.}$). Wadą takiego rozwiązania są znane problemy sterowania maszyną synchroniczną: możliwość kołysania i utraty synchronizmu [78]. Znacznie częściej stosowany jest układ zamknięty, w którym sygnałem sprzężenia zwrotnego może być aktualna pozycja wirnika i pośrednio wektor strumienia magnetycznego wytworzonego przez umieszczone na nim magnesy trwałe oraz chwilowe wartości prądów maszyny.



Rysunek 53. Struktura zasilania PMSM w konfiguracji otwartej (a), z zamkniętym obwodem regulacji (b)

W układach napędowych sterowanych metodami wektorowymi przekształtniki napięcia pracują przeważnie z zamkniętym obwodem regulacji prądu. W konsekwencji jakość kształtowania prądu, wynikająca z dobranej struktury i parametrów regulacji, rzutuje na uzyskane rezultaty działania całego systemu zasilającego układ napędowy. Zalety pracy falownika z obwodem regulacji prądu to m. in.: dokładność formowania prądu wyjściowego, ciągła kontrola wartości chwilowej prądu, brak występowania niekontrolowanych przeciążeń oraz kompensacja zmian parametrów obwodu obciążającego, jak i samego falownika [79].

W omawianej konstrukcji maszyny istotne jest stosunkowo wierne odtworzenie wartości zadanej momentu (i prądu) w stanach dynamicznych, a także szybka reakcja na stany nietypowe i awaryjne. Obecnie stosowane układy napędowe wykorzystują algorytmy sterowania bazujące na m. in. wektorowej orientacji pola (FOC – ang. *Field Oriented Control*). Użytkowane na skalę przemysłową są także metody bezpośredniego sterowania momentem (DTC – ang. *Direct Torque Control*). Ze względu na znane wady klasycznej metody DTC, szczególnie istotne z punktu widzenia prowadzonych badań eksperymentalnych, m. in: brak bezpośredniej kontroli prądu, problematyczna praca przy niskich prędkościach obrotowych maszyny oraz zmienna częstotliwość pracy łączników energoelektronicznych, zdecydowano się na zastosowanie metody FOC [80], [81].

Istotą metody FOC jest odniesienie chwilowych wartości napięć i prądów maszyny do układu współrzędnych wirującego z wektorem pola strumienia wzbudzenia maszyny. Z matematycznego punktu widzenia istotną rolę odgrywają bloki przekształceń pomiędzy współrzędnymi ABC (chwilowych wartości prądów i napięć fazowych), ortogonalnymi $\alpha\beta$ (płaszczyzny zespolonej rzutowania położenia chwilowych wektorów składowych) oraz wirującymi dq (w którym oś d pokrywa się z aktualnym położeniem wektora wzbudzenia maszyny). Za ich pomocą (oraz informacji o aktualnym położeniu wału maszyny) można transformować składowe prądu i napięcia pomiędzy układami związanymi z nieruchomym stojanem na układ wirujący związany z wirnikiem i odwrotnie. Do przekształcenia współrzędnych związanych z uzwojeniami stojana (ABC) na równorzędny układ ortogonalny $\alpha\beta$ stosuje się transformację Clarka:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = \mathbf{C} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix}$$

Układ $\alpha\beta$ przekształcić można do związanego z wirnikiem układu dq za pomocą transformacji Parka:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{P} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (6.2)$$

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \cos \Theta_e & -\sin \Theta_e \\ \sin \Theta_e & \cos \Theta_e \end{bmatrix}$$

Do przekształceń współrzędnych $\alpha\beta$ do ABC oraz dq do $\alpha\beta$ ważne są przekształcenia odwrotne Clarka:

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \mathbf{C}^{-1} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (6.3)$$

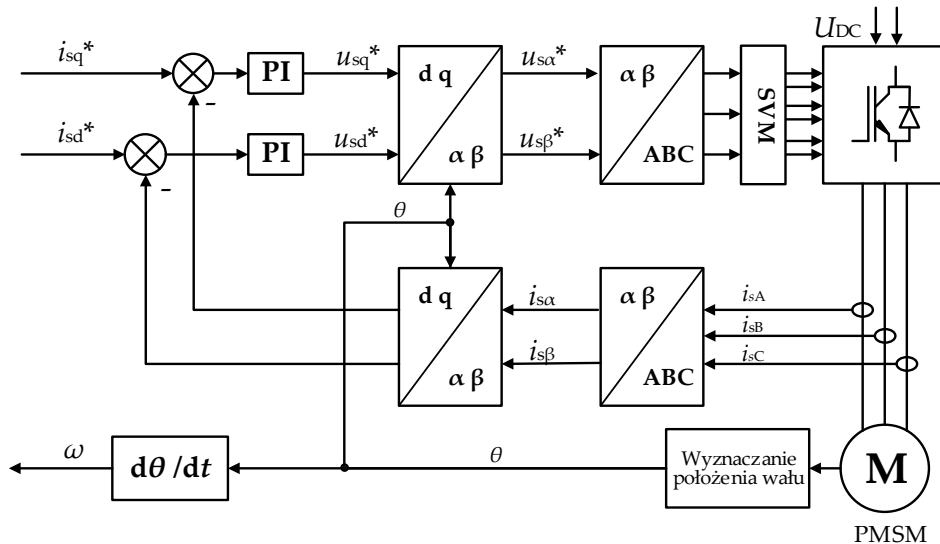
$$\mathbf{C}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

oraz odwrotne przekształcenie Parka:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \mathbf{P}^{-1} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (6.4)$$

$$\mathbf{P}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \Theta_e & \sin \Theta_e \\ -\sin \Theta_e & \cos \Theta_e \end{bmatrix}$$

Ostateczna struktura układu występuje w kilku wariantach ze względu na m. in. typ zastosowanych regulatorów prądu, metody wyznaczania położenia wału maszyny, zmiennej do której przyporządkowuje się położenie osi d itp.



Rysunek 54. Typowa struktura układu sterowania FOC maszyny PMSM z regulatorami PI

W najprostszym wariancie konstrukcji jako regulatory prądu odbiornika stosuje się elementy nieliniowe pracujące jako komparatory dwustanowe, realizując tzw. regulację nadążną. Regulatory te, oprócz funkcji kompensacyjnej, realizują także zadanie formowania impulsów sterujących. W celu ograniczenia częstości przełączeń kluczy falownika (mogących zwiększyć nadmiernie poziom strat łączeniowych) stosuje się rozwiązania ograniczające liczbę przełączeń. Jednym z nich jest dodanie odpowiednio dobranej strefy nieczułości (histerezy) lub bloku próbkująco-pamiętającego S/H (ang. *Sample and Hold*). Zaletami regulatorów histerezowych są: prosta implementacja, bardzo dobra dynamika odpowiedzi na wartość zadaną i zakłócenie, odporność na zmiany parametrów obciążenia. Główną wadą tej grupy regulatorów jest zależność częstotliwości przełączania od parametrów obciążenia. W dalszych analizach zastosowano strukturę zawierającą liniowe regulatory PI pracujące niezależnie na składowych prądu d i q (rysunek 54).

Wyjściowe wartości regulatorów prądu przekształcone zostają następnie do współrzędnych skojarzonych ze stojanem ($\alpha\beta$ oraz kolejno ABC) i podane zostają na modulator wektorowy SVM, którego zadaniem jest (przy pomocy falownika sześciotranzystorowego) wypracowanie zadanego położenia i długości wektora napięcia. Układ taki odznacza się dobrą dokładnością regulacji prądu maszyny oraz stałą częstotliwością przełączania łączników energoelektronicznych.

6.2 Podstawowe strategie zasilania maszyn PMSM

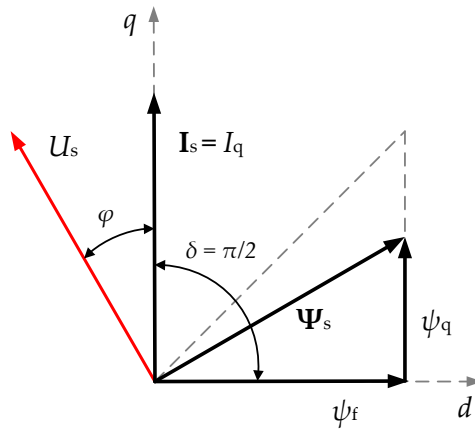
Moment maszyny synchronicznej z magnesami trwałymi zależy od iloczynu sprzężonego wektora strumienia stojana Ψ_s i wektora prądu stojana I_s . Poprzez określenie strategii wyboru amplitud poszczególnych składowych powyższych wektorów (ψ_d , ψ_q oraz kolejno I_d , I_q) w danym punkcie pracy (określonym przez moment obrotowy i prędkość kątową) można wpływać na pozostałe parametry pracy maszyny i właściwości układu napędowego.

Najprostsza strategia polega na sterowaniu z utrzymaniem stałego kąta mocy maszyny ($\delta = \pi/2$), poprzez zadanie zerowej wartości prądu w osi d . Moment elektromagnetyczny zależy wtedy wyłącznie od składowej I_q prądu stojana oraz strumienia od magnesów trwałych:

$$T_e = \frac{3}{2} p \psi_{pm} I_q \quad (6.5)$$

W klasycznej maszynie PMSM, zakładając stałość strumienia ψ_{pm} , uzyskuje się zależność, w której moment zależy liniowo od amplitudy prądu stojana:

$$T_e = K_t I_q \quad (6.6)$$



Rysunek 55. Wykres wektorowy dla strategii utrzymania stałego kąta mocy

Z wykresu wektorowego z rysunku 55 wynika, że moduł strumienia stojana Ψ_s jest zawsze większy od strumienia magnesów trwałych ψ_{pm} , co powoduje ograniczenie prędkości maksymalnej maszyny do wartości bazowej wynikającej m. in. z ograniczonej wartości napięcia zasilania:

$$\omega_{(max)} \cong \frac{U_{s(max)}}{\psi_s} \quad (6.7)$$

Współczynnik $\cos(\varphi)$ dla tej strategii wynosi [48]:

$$\cos \varphi = \frac{U_q}{\sqrt{U_d^2 + U_q^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{(L_q I_s)^2}{\left(1 + \frac{R_s I_s}{\omega_e}\right)^2}}} \quad (6.8)$$

Ze względu na prostotę sterowania (porównywalną do metody sterowania silnika prądu stałego) strategia ta jest często stosowana w układach napędowych wykorzystujących synchroniczne maszyny z magnesami trwałymi, gdzie nie jest wymagana praca z prędkością większą od prędkości bazowej (6.7), np. w serwonapędach [82] [83].

Analizując wzór na moment elektromagnetyczny (6.9) klasycznej maszyny PMSM wyróżnić można dwa składniki odpowiedzialne za jego wartość: moment synchroniczny T_{synchron} oraz, wynikający z asymetrii obwodu magnetycznego wirnika, moment reluktancyjny T_{reluc} . Idea strategii maksymalizacji wytworzonego momentu elektromagnetycznego na jednostkę prądu stojana (MTPA, ang. *maximum torque per ampere*) polega na utrzymywaniu optymalnej wartości kąta mocy δ tak, aby dodatkowo wykorzystać moment reluktancyjny.

$$T_e = \frac{3}{2} p \left[\overset{T_{\text{synchron}}}{\psi_{\text{pm}} I_q} + \overset{T_{\text{reluc}}}{(L_d - L_q) I_d I_q} \right] \quad (6.9)$$

Zakładając:

$$\begin{aligned} I_d &= I_s \cos \delta \\ I_q &= I_s \sin \delta \end{aligned} \quad (6.10)$$

po podstawieniu (6.10) do (6.9) otrzymuje się:

$$T_e = \frac{3}{2} p \left[\psi_{\text{pm}} I_s \sin \delta + \frac{1}{2} (L_d - L_q) I_s^2 \sin(2\delta) \right] \quad (6.11)$$

maksymalizując kryterium:

$$\frac{T_e}{I_s} = \left[\sin \delta + \frac{1}{2} (L_d - L_q) I_s^2 \sin(2\delta) \right] \quad (6.12)$$

uzyskać można wartość optymalnego kąta mocy [16]:

$$\delta = \arccos \left[-\frac{1}{4(L_d - L_q)I_s} + \sqrt{\left(\frac{1}{4(L_d - L_q)I_s} \right)^2 + \frac{1}{2}} \right] \quad (6.13)$$

Zaletą metody MTPA jest lepsze wykorzystanie układu napędowego pod względem dopuszczalnej wartości prądu oraz minimalizacja strat wydzielanych w uzwojeniach maszyny. Stosowanie powyższej metody obliczeniowej uzasadnione jest wtedy, gdy stosunek indukcyjności L_q/L_d jest stosunkowo duży (maszyny z zagłębionymi magnesami w wirniku) [84]. Dla maszyn z magnesami umieszczonymi na powierzchni wirnika ($L_d \approx L_q$), wobec pomijalnie małego momentu reluktancyjnego, wysiłek obliczeniowy staje się nieuzasadniony. W takim wypadku prosta strategia utrzymywania kąta mocy ($\delta = \pi/2$) jest rozwiązaniem optymalnym z punktu widzenia strat w uzwojeniach.

Znane są także inne strategie sterowania maszyn PMSM, w których za kryterium optymalizacji wybiera się m. in. jednostkową wartość $\cos(\varphi)$ lub stałą wartość strumienia. Osobną grupę strategii stanowią – omówione w dalszej części pracy – strategie umożliwiające minimalizację strat układu napędowego.

6.2.1 Metody osłabienia strumienia wzbudzenia

W maszynie PMSM, w obszarze dużej wartości prędkości obrotowej, indukowane napięcie w uzwojeniach stojana (proporcjonalne do prędkości kątowej) może być na tyle wysokie, że niemożliwy stanie się przepływ prądów w stojanie na wymaganym poziomie. Napięcie wyjściowe przekształtnika zasilającego może być podwyższane, jednak ograniczeniem jest dostępna maksymalna wartość napięcia zasilania pośredniczącej szyny DC [85] oraz dopuszczalne napięcie uzwojeń stojana maszyny wynikające z zastosowanej technologii izolacji uzwojeń. Konsekwencją jest ograniczenie maksymalnej prędkości obrotowej do tzw. prędkości bazowej, która dla biegu jałowego wynosi (wartość prądu $I_q = 0$):

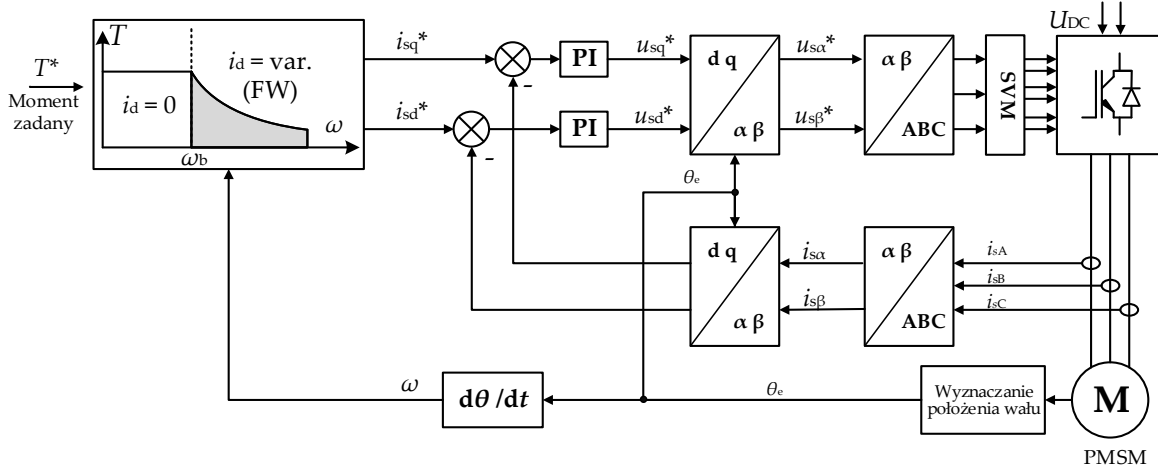
$$\omega_b = \frac{\sqrt{U_s^2 - R_s^2 I_d^2}}{\psi_s} \quad (6.14)$$

Dla maszyn bez możliwości regulacji strumienia magnesów trwałych możliwe jest zwiększenie zakresu prędkości poprzez obniżanie amplitudy strumienia stojana (wpływając na składową i_d) odwrotnie proporcjonalnie do zadanej prędkości ω_{ref} dla danej wartości SEM [16]:

$$\psi_s = \frac{E_{smax}}{\omega_{ref}} \quad (6.15)$$

gdzie:

$$\begin{aligned} \psi_s &= \sqrt{\psi_d^2 + \psi_q^2} \\ \psi_d &= I_d L_d + \psi_{pm} \\ \psi_q &= I_q L_q \end{aligned} \quad (6.16)$$



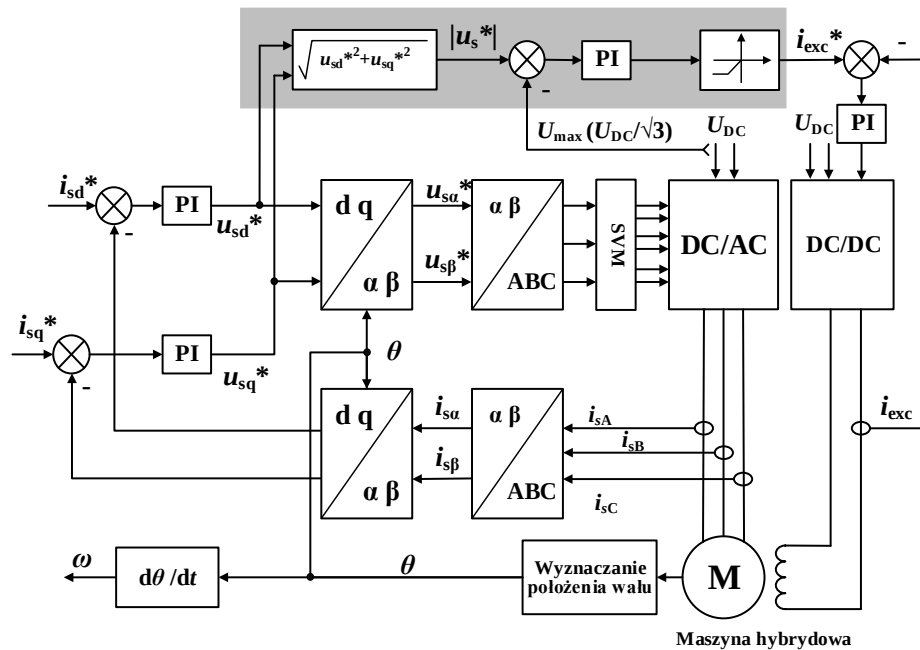
Rysunek 56. Struktura układu sterowania FOC z blokiem osłabienia strumienia

Z przedstawionych w literaturze sposobów zasilania i sterowania maszyn synchronicznych w zakresie osłabionego strumienia wyróżnić można m. in. metody analityczne, bazujące na modelu matematycznym danej maszyny. Wartości prądów I_d oraz I_q dla określonych punktów pracy maszyny wyznaczone są często w trybie *offline*, a następnie zapisane do pamięci nieulotnej układu sterowania w postaci tablic (ang. *look-up table*) [85].

Znane są także metody *online* bazujące na różnicy między wybraną wartością zadaną i odpowiadającą jej zmierzoną wartością aktualną w układzie napędowym. Występująca różnica wskazywać może na osiągnięcie prędkości bazowej i może być informacją służącą do zmniejszenia wartości I_d , osłabiając w ten sposób strumień stojana. Metoda przedstawiona w [86] polega na wyznaczeniu żądanej składowej prądu I_d na podstawie różnicy dostępnego

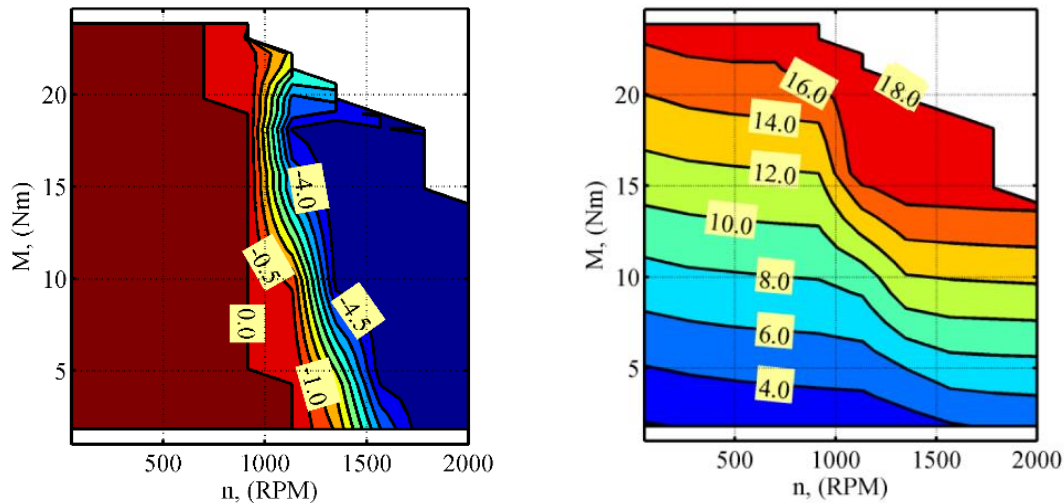
napięcia maksymalnego: $U_{\max} = U_{\text{DC}} / \sqrt{3}$ i modułu napięcia zadanego: $|U_s| = \sqrt{U_d^2 + U_q^2}$. Jeżeli wartość $|U_s|$ przekroczy $U_{\max}$, to dodatkowy regulator PI zredukuje zadaną wartość składowej prądu w osi d (do określonego poziomu) [87], [88]. Innymi zmiennymi układu sterowania w opisanym metodzie automatycznej regulacji prądu I_d może być różnica żądanej oraz aktualnej (zmierzonej) wartości prądu w osi q lub wyliczone wartości czasów załączenia kluczy tranzystorowych w modulatorze wektorowym (zależność (5.5)) [85], [89].

W celu przeprowadzenia wstępnej analizy pracy maszyny hybrydowej w strefie osłabionego strumienia przy opisanym w poprzednim akapicie strategii, zmodyfikowano schemat układu sterowania do układu zaprezentowanego na rysunku 57 [56]. Po osiągnięciu prędkości bazowej (wynikającej z osiągnięcia założonej granicy napięcia wyjściowego falownika) zamiast prądu I_d zmniejszana zostaje wartość prądu cewki dodatkowej I_{exc} (zmniejszając w ten sposób strumień ψ_s), tak, aby uzyskać wymaganą prędkość obrotową. Diagram systemu zasilania z zaimplementowaną, automatyczną metodą osłabienia strumienia maszyny hybrydowej przedstawia rysunek 57.



Rysunek 57. Struktura systemu zasilania maszyny wzбудzanej hybrydowo z automatycznym osłabianiem strumienia

Ilustrację wyników działania automatycznej metody osłabiania strumienia prądem cewki dodatkowej przedstawia rysunek 58. Bazowa prędkość maszyny nieobciążonej w omawianym przypadku wynosiła ok. 1100obr./min. Po jej osiągnięciu wartość prądu I_{exc} została zredukowana, zmniejszając przez to wypadkowy strumień wzbudzenia i zwiększając przez to wymaganą wartość składowej I_q dla danej wartości momentu obrotowego. Zakres regulacji prądu I_{exc} został ograniczony do wartości (-5A, 0A).



Rysunek 58. Mapa uzyskanych wartości prądu I_{exc} (A, rys. lewy) oraz skutecznych wartości prądu stojana (A, rys. prawy) przy automatycznej redukcji prądu cewki dodatkowej

Przedstawiona metoda automatycznej redukcji strumienia maszyny wzbudzanej hybrydowo (tylko prądem I_{exc}) pozwala na pracę z wyższą prędkością obrotową niż wartość bazowa (podobnie jak w klasycznych rozwiązaniach), nie uwzględnia jednak bilansu strat maszyny oraz nie wykorzystuje możliwości osłabienia pola składową I_d prądu stojana.

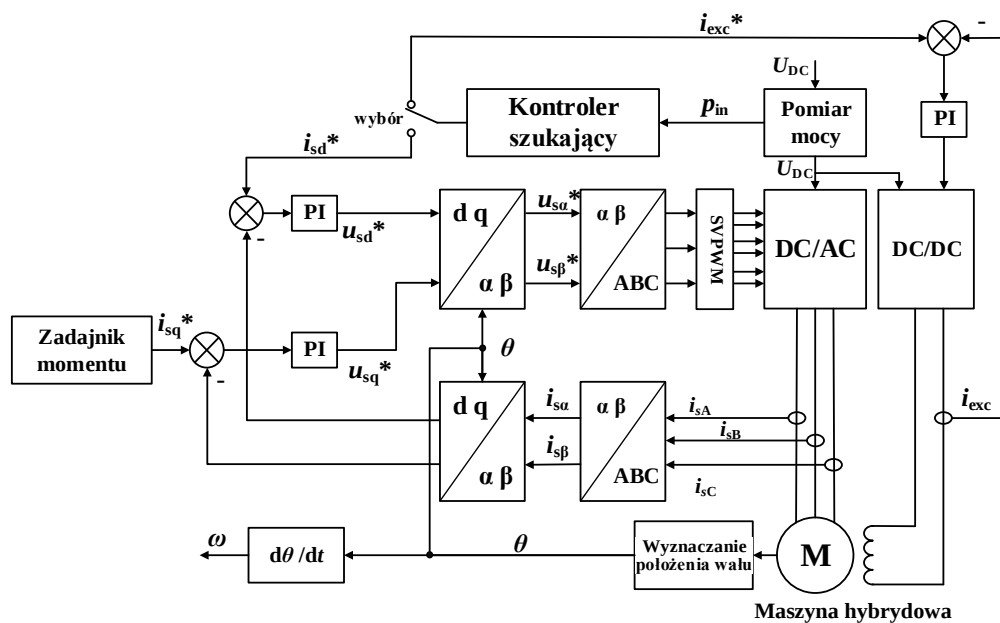
6.2.2 Strategie sterowania maszyn hybrydowych

Kluczową różnicą w sterowaniu maszyn hybrydowych, w porównaniu do maszyn PMSM, jest możliwość kształtowania wartości strumienia wzbudzenia przy pomocy dodatkowej zmiennej. Ograniczenia związane ze źródłem zasilania pojazdów elektrycznych (akumulator, ogniwo paliwowe) powodują, że sprawność przetwarzania mocy całego układu napędowego ma kluczowe znaczenie. Związane jest to w bezpośredni sposób z maksymalnym zasięgiem pojazdu, ale rzutuje również na sposób chłodzenia jego elementów aktywnych oraz ich gabaryty i masę. Z tych powodów szczególnie istotne są takie strategie zasilania, które

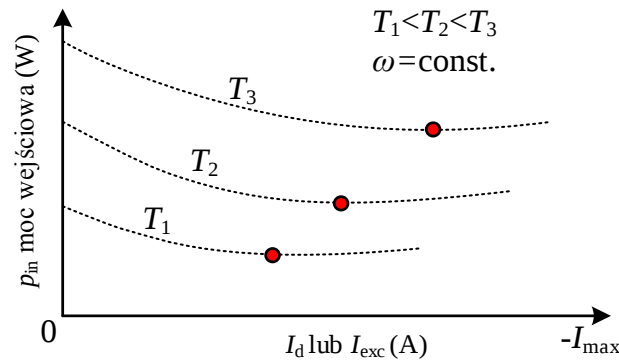
redukują straty całego układu napędowego (falownik, maszyna) elektrycznego pojazdu samochodowego.

W maszynach ze wzbudzeniem hybrydowym, ze względu na dodatkowy stopień swobody w postaci regulacji strumienia wypadkowego prądem cewki dodatkowej (I_{exc}), możliwe jest wytworzenie danego momentu elektromagnetycznego przy różnych wartościach składowych prądu stojana I_d i I_q . Gdy pożądane jest wytworzenie wysokiego momentu obrotowego (np. podczas ruszania i przyspieszania pojazdu) celowe jest zwiększenie strumienia wypadkowego maszyny, przez co możliwe będzie zmniejszenie wymaganego, chwilowego prądu stojana. Zmniejszenie strumienia powinno odbywać w zakresie pracy przy wysokiej prędkości obrotowej.

W literaturze wyróżnić można dwa podstawowe podejścia minimalizujące straty (LMC ang. *Loss Minimizing Control*) układu napędowego wykorzystującego maszynę z magnesami trwałymi. Pierwsza grupa to algorytmy szukające bazujące na automatycznej, adaptacyjnej zmianie (perturbacji) wybranego parametru zasilania, związanego ze wzbudzeniem maszyny (składowa I_d lub I_{exc}) oraz (w najprostszym wypadku) badaniu odpowiedzi w wartości mierzonej mocy wejściowej układu napędowego (rysunek 59). Wyszukane w ten sposób zostaje pewne minimum wymaganej mocy wejściowej (i maksimum sprawności) przy stałym punkcie pracy układu (rysunek 60).



Rysunek 59. Struktura układu sterowania z automatyczną minimalizacją strat



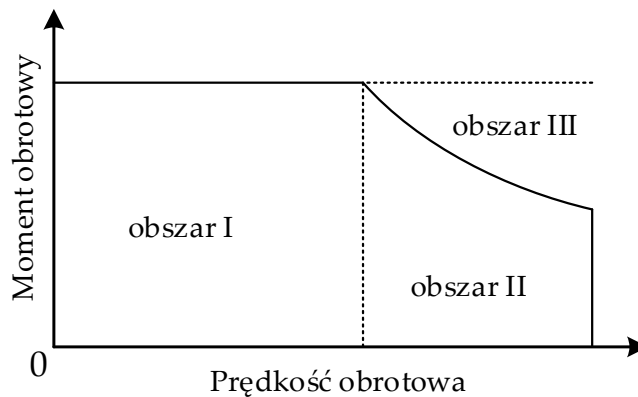
Rysunek 60. Przykładowe przebiegi mocy wejściowej układu napędowego

Stosując powyższą metodę autorzy publikacji [90] wykazali efekt poprawy sprawności maszyny wzbudzanej hybrydowo, a w [40] maksymalizację uzyskanego momentu. Zaletami tego rozwiązania są: niewrażliwość na zmianę parametrów maszyny oraz uwzględnienie sprawności układu zasilania (przekształtnika DC/AC). Wadą tej metody jest potencjalne występowanie oscylacji (w wyniku działania algorytmu perturbacyjnego) wpływających negatywnie na stabilność układu napędowego oraz trudne wyznaczanie optymalnych interwałów perturbacyjnych [91]. Ponadto w maszynie hybrydowej parametrem poddanym procesowi perturbacji jest tylko jedna zmienna (wartość prądu cewki dodatkowej), przez co niewykorzystana jest możliwość optymalizacji kąta mocy δ (składową I_d prądu stojana).

Inna metoda znana z literatury polega na dokładnym modelowaniu źródeł strat w maszynie z magnesami trwałymi i ich reprezentacji w schemacie zastępczym. Dzięki temu możliwe jest zminimalizowanie strat wydzielonych w uzwojeniach (podobnie jak w strategii MTPA) poprzez wyznaczenie składowych prądu stojana I_q , I_d oraz (w przypadku maszyny wzbudzanej hybrydowo) I_{exc} . Dodatkowo, w zakresie wyższych prędkości obrotowych, poprzez osłabienie wypadkowego strumienia w szczelinie maszyny wpływać można na straty w obwodzie magnetycznym maszyny [92]. Kluczową rolę w tej metodzie stanowi znajomość parametrów modelu zastępczego maszyny opisujące powyższe źródła strat [93].

W pracy [94] autorzy proponują metodę optymalnego doboru wartości prądu stojana oraz cewki dodatkowej I_{exc} , uwzględniając tylko straty wydzielone w uzwojeniach maszyny. Wydzielono trzy niezależne zakresy pracy algorytmu sterowania (obszar I: brak ograniczeń

napięcia, II: ograniczenie napięcia zasilania, III: maksymalizacja momentu przy ograniczonym napięciu) z różnymi strategiami optymalizacji (rysunek 61).



Rysunek 61. Podział zakresu pracy ze względu na nałożone ograniczenia

W analizowanym przykładzie maszyny ze zbliżonymi wartościami indukcyjności w osi d i q ($L_q \approx L_d$), z powodu minimalizacji strat w uzwojeniach odgórnie założono strategię utrzymania stałego kąta mocy $\delta = \pi/2$ ($I_d = 0$). W wyniku zastosowaniu metody mnożników Lagrange'a analitycznie wyznaczono optymalne (z punktu widzenia minimalizacji strat w mie-
dzy) wartości prądu I_q oraz cewki dodatkowej I_{exc} dla danego momentu obciążenia, zakładając różne warunki ograniczeń dla każdego obszaru pracy. W powyższej metodzie nie uwzględniono roli składowej I_d prądu stojana, mogącej mieć wpływ na wypadkowy poziom strat układu napędowego.

Metodę wyznaczania zależności analitycznych wymaganych wartości poszczególnych prądów (dodatkowo z uwzględnieniem asymetrii magnetycznej wirnika) przedstawiono w pracy [95]. Wykorzystując metodę rozszerzonych mnożników Lagrange'a uzyskano analityczne wyrażenia opisujące wymagane wartości prądów I_d , I_q , I_{exc} dla poszczególnych zakresów pracy, wynikających z narzuconych ograniczeń napięciowych i/lub prądowych. W publikacji [44] autorzy rozszerzyli powyższą metodę poprzez uwzględnienie strat występujących w obwodzie magnetycznym, redukując w ten sposób poziom strat w opisywanym modelu maszyny o 15%.

Znane są także metody wykorzystujące logikę rozmytą (ang. *Fuzzy Logic*) [96] oraz metodę *Particle Swarm Optimization* [42] do wyznaczenia optymalnych parametrów zasilania maszyny hybrydowej.

W przedstawionych powyżej metodach przyjęto wiele upraszczających założeń dotyczących liniowej zależności pomiędzy strumieniem maszyny, a wartością prądu cewki dodatkowej I_{exc} . W większości modeli maszyn hybrydowych opisanych w literaturze [14], [34], [37], [97], a także w badanym modelu laboratoryjnym, wypadkowy strumień wzbudzenia od magnesów trwałych i cewki dodatkowej jest zależnością nieliniową. Pominięcie tego faktu podczas wyznaczania optymalnych składowych prądu może skutkować niepełnym wykorzystywaniem potencjału maszyny hybrydowej.

6.3 Proponowana metoda sterowania maszyną hybrydową

Ze względu na trudności analitycznego opisu nieliniowych i wzajemnie powiązanych zjawisk występujących w maszynie hybrydowej zaproponowano ideę wstępnego (*off-line*), iteracyjnego wyszukiwania optymalnych (według wybranego kryterium) parametrów jej zasilania w stanie ustalonym. Uzyskane wyniki zawierają m. in. wymagane wartości prądów składowych stojana i cewki dodatkowej, odpowiednie dla danej prędkości kątowej oraz wymaganego momentu obrotowego maszyny. Takie rozwiązanie zapewnić powinno lepszą dynamikę układu napędowego, w porównaniu do dotychczas stosowanych strategii sterowania wykorzystujących algorytmy poszukujące *on-line*. Implementując przedstawiony w poprzednich rozdziałach model strat falownika możliwe będzie dalsze zredukowanie strat układu napędowego jako całości.

Algorytm iteracyjnego wyznaczenia optymalnych parametrów zasilania maszyny zrealizowany został przy wykorzystaniu modelu maszyny hybrydowej przedstawionym w pkt. 3.3. Proponowana metoda polega na wyliczeniu poszczególnych parametrów układu napędowego we wszystkich zdefiniowanych punktach pracy. Zmiennymi wejściowymi dla poszczególnych etapów obliczeń jest określony z góry zakres wartości prądów I_d oraz I_{exc} . W pierwszej kolejności zdefiniowane zostają jednowymiarowe tablice wartości prędkości kątowej $\omega_{m(i)}$, momentu na wale maszyny $T_{(j)}$ oraz tablice kombinacji wartości prądu I_d oraz prądu cewki dodatkowej I_{exc} . Następnie dokonuje się wyznaczania parametrów maszyny hybrydowej dla wszystkich kombinacji założonych punktów pracy opisanych w postaci dwuwymiarowej tablicy $\omega_{m(i)} \times T_{(j)}$. Bazując na modelu maszyny i jej schemacie zastępczym opisanym w pkt. 3.3 oraz uwzględniając wyznaczone parametry prototypu (pkt. 4.2.), obliczenia odbywają się dla wszystkich kombinacji wartości prądu I_d oraz prądu cewki dodatkowej I_{exc} .

W dalszym etapie działania pętli obliczeniowej wyznaczone zostają parametry niezależne od parametrów elektrycznych: moc na wale maszyny dla każdego punktu jej pracy:

$$P_{\text{mech}} = \omega_m T \quad (6.17)$$

oraz moment oporowy związany z tarcieniem:

$$T_b = b\omega_m + T_{b0} \quad (6.18)$$

Dla zadanego prądu I_{exc} , na podstawie wyników badań eksperymentalnych (przedstawionych w pkt 4.2.1) wyznaczony zostaje wypadkowy strumień od magnesów i cewki dodatkowej $\psi_f = f(i_{\text{exc}})$. Zastosowanie metody interpolacji liniowej, zamiast rozwiązywania zależności analitycznej, pozwoliło na skrócenie czasu wyznaczenia strumienia ψ_f . Uzyskane parametry pozwalają na wyznaczenie wymaganej wartości prądu w osi q , odpowiedzialnej za moment na wale maszyny (z uwzględnieniem strat mechanicznych):

$$I_q = (T_e + T_b) \left(\frac{1}{\frac{3}{2} p [\psi_f + (L_d - L_q) I_d]} \right) \quad (6.19)$$

napięć indukowanych:

$$\begin{aligned} e_d &= -\omega_e L_q I_q \\ e_q &= \omega_e (\psi_f + L_d I_d) \end{aligned} \quad (6.20)$$

oraz prądów:

$$\begin{aligned} I_{dc} &= \frac{e_d}{R_c} \\ I_{qc} &= \frac{e_q}{R_c} \end{aligned} \quad (6.21)$$

$$\begin{aligned} I_{ds} &= I_d + I_{dc} \\ I_{qs} &= I_q + I_{qc} \end{aligned} \quad (6.22)$$

gdzie wartość rezystora R_c (reprezentującego straty w żelazie):

$$R_c = R_{c0} + k_{rc} \cdot \omega_e \quad (6.23)$$

Poszczególne parametry powyższego równania wyznaczone zostały eksperymentalnie (pkt 4.2.3). Następnie wyznaczyć można napięcia od strony zacisków stojana:

$$\begin{aligned} U_d &= e_d + R_s \cdot I_{ds} \\ U_q &= e_q + R_s \cdot I_{qs} \end{aligned} \quad (6.24)$$

Ostatecznie, wymagane napięcie międzyfazowe (RMS):

$$U_{AB} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \sqrt{U_d^2 + U_q^2} \quad (6.25)$$

oraz wymagany prąd stojana (RMS):

$$I_{s(rms)} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{I_{ds}^2 + I_{qs}^2} \quad (6.26)$$

Wartość strumienia skojarzonego stojana wyraża się wzorem:

$$\psi_s = \sqrt{(I_q L_q)^2 + (\psi_f + I_d L_d)^2} \quad (6.27)$$

oraz współczynnik mocy:

$$\cos \varphi = \frac{U_q}{\sqrt{U_d^2 + U_q^2}} \quad (6.28)$$

Poszczególne składniki strat maszyny wyliczone zostają na podstawie wyznaczonych powyżej wymaganych wartości prądów, napięć, wypadkowego strumienia:

Straty mechaniczne:

$$P_m = T_b \omega_m \quad (6.29)$$

Straty w uzwojeniach stojana:

$$P_{cu} = \frac{3}{2} R_s (I_{ds}^2 + I_{qs}^2) \quad (6.30)$$

Straty w uzwojeniu cewki dodatkowej:

$$P_{exc} = I_{exc}^2 R_{exc} \quad (6.31)$$

Straty w materiale magnetycznym:

$$P_c = \frac{3}{2} \frac{\omega_e^2 \psi_s^2}{R_c} \quad (6.32)$$

Łączne straty w maszynie wynoszą:

$$P_{mach} = P_m + P_{cu} + P_{exc} + P_c \quad (6.33)$$

Elektryczna moc wejściowa maszyny jest sumą mocy mechanicznej na wale i łącznej mocy strat:

$$P_{el} = P_{mech} + P_{mach} \quad (6.34)$$

Ostatecznie, przewidywana sprawność maszyny wyniesie:

$$\eta_m = \frac{P_{\text{mech}}}{P_{\text{el}}} \quad (6.35)$$

Wykorzystując uśredniony model strat przekształtnika DC/AC (przedstawiony w akapicie 5.2.1) wyznaczona zostaje jego sprawność dla wyliczonych warunków pracy falownika (U_{AB} , $I_{s(\text{RMS})}$, $\cos(\varphi)$):

$$\eta_{\text{inv}} = \frac{P_{\text{el}}}{P_{\text{el}} + P_{\text{inv}}} \quad (6.36)$$

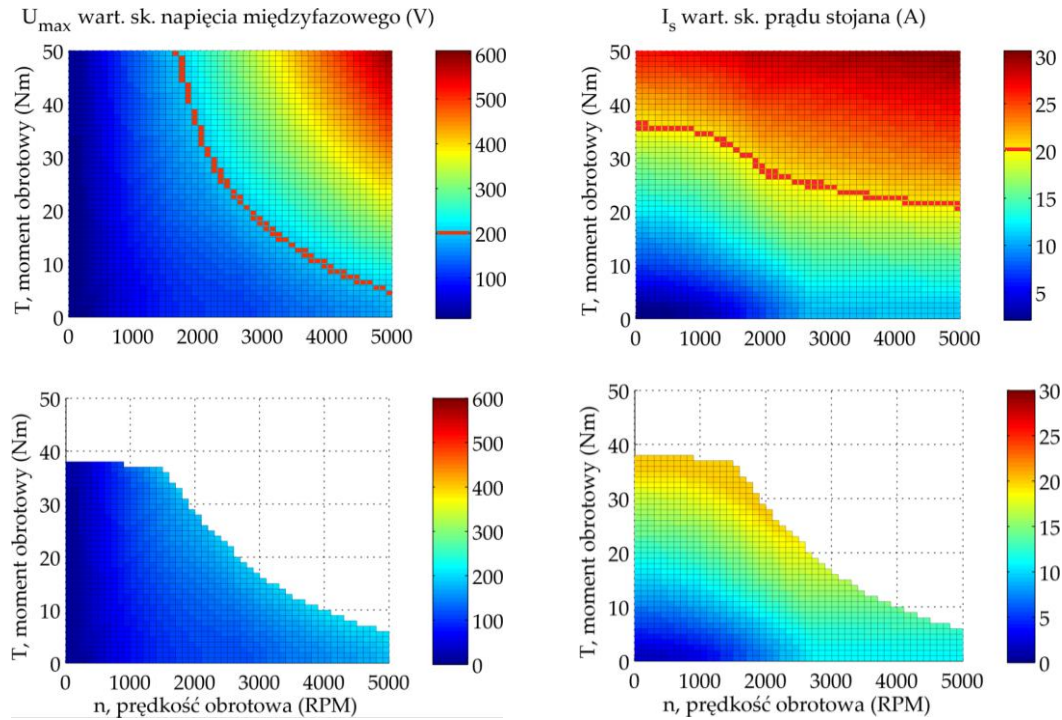
oraz całego układu napędowego:

$$\eta_{\text{sys}} = \eta_{\text{mach}} \eta_{\text{inv}} \quad (6.37)$$

Najważniejsze parametry układu napędowego (wyznaczone z zależności (6.17) – (6.37)) zapisano w postaci serii dwuwymiarowych tablic parametrów dla założonego zakresu prędkości kątowej i momentu obrotowego maszyny (dla danej kombinacji wartości prądu I_d oraz I_{exc}).

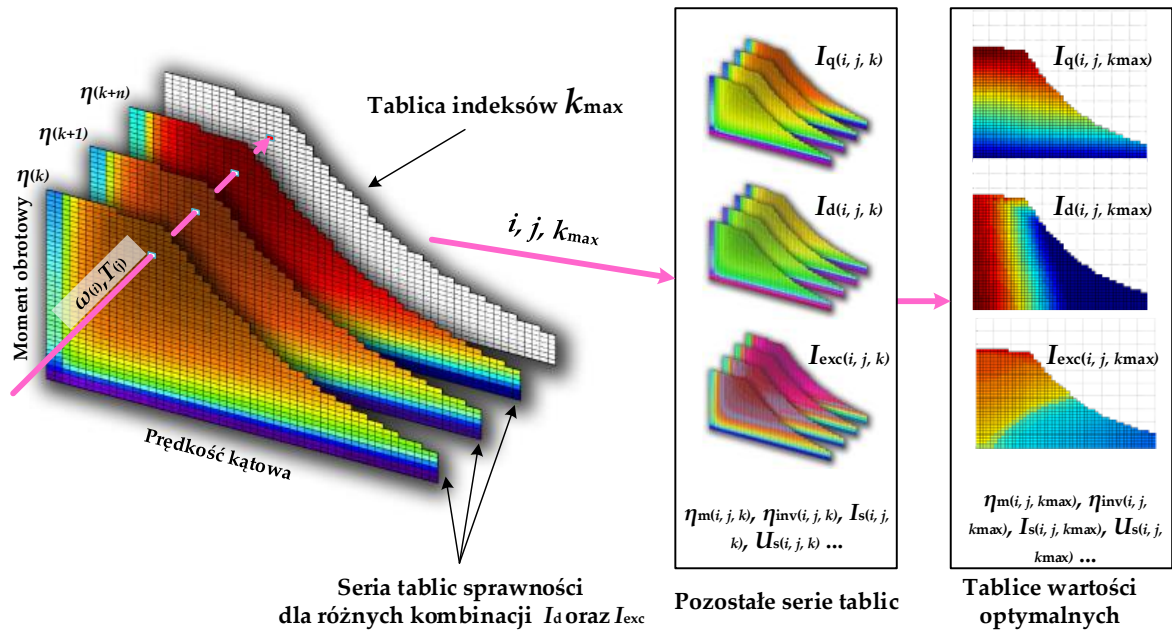
Ostatnim zadaniem algorytmu, w danym kroku iteracyjnym, jest usunięcie ze wszystkich wyliczonych tablic tych wartości, które nie spełniają założonych ograniczeń. Kryterium eliminacji wynikać może z ograniczeń układu zasilania (maksymalna wartość prądu i napięcia) a także z dopuszczalnego, maksymalnego poziomu strat mocy, niezależnie definiowanego dla strat w uzwojeniach stojana, cewki dodatkowej i rdzeniu maszyny bądź strat układu zasilania jako całości. Możliwość odgórnej i niezależnej definicji warunków eliminacji tych punktów pracy, które z wymienionych powodów nie powinny być osiągnięte, jest zaletą opisywanej metody. Przykładowo, wprowadzając ograniczenie w postaci sumy strat wydzielonych w stojanie (straty w uzwojeniach + straty w rdzeniu), możliwe będzie np. zwiększenie dopuszczalnego prądu stojana maszyny (jeżeli pozwolą na to parametry falownika) w zakresie niskich prędkości obrotowych (gdy straty w rdzeniu są relatywnie niewielkie), nie przekraczając granicznego poziomu strat i nagrzewania maszyny. Ilustrację wyboru elementów do eliminacji (przykładowe kryteria eliminacji: $U_{AB} > 200\text{V}$ lub $I_{s(\text{RMS})} > 20\text{A}$) oraz skutek ich usunięcia na przykładzie wybranych tablic wyznaczonych parametrów przedstawia rysunek 62. Uzyskuje się w ten sposób serie tablic z możliwymi do uzyskania parametrami pracy

układu napędowego wyznaczonymi w punktach (6.17) – (6.37) dla wszystkich kombinacji założonych wartości prądów I_d i I_{exc} we wszystkich założonych punktach pracy.



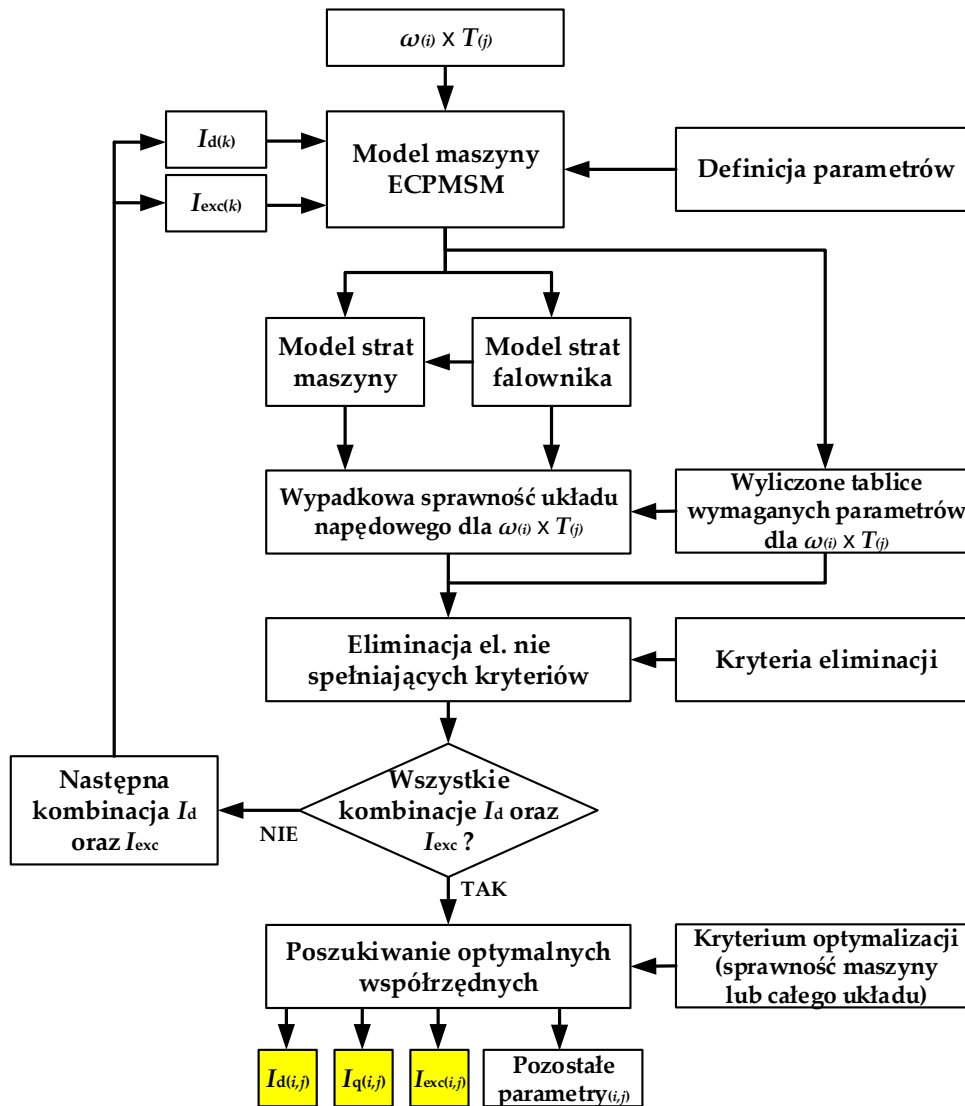
Rysunek 62. Przykładowa operacja eliminacji elementów niespełniających założonych warunków zasilania: $U_{AB} \leq 200V$, $I_{s(RMS)} \leq 20A$

W przedstawionej analizie jako cel optymalizacji strategii zasilania wybrano maksymalizację sprawności układu napędowego, w którym zastosowano maszynę hybrydową oraz zbudowany, energoelektroniczny przekształtnik zasilający. Oznacza to, że dla każdej wartości $\omega_{(i)}$ oraz $T_{(j)}$ poszukiwana jest maksymalna wartość w serii tablic zawierającej wyznaczone poziomy sprawności. Po wyszukaniu tej wartości (dla każdego punktu pracy $\omega_{(i)}$ oraz $T_{(j)}$) wyznaczony zostaje jej indeks k_{max} oznaczający element, którego wartość jest największa (w omawianym przypadku sprawność) przy danym I_d oraz I_{exc} . Następnie tworzone są nowe, dwuwymiarowe tablice wszystkich wyliczonych parametrów, do których wpisane są elementy o indeksach (i, j, k_{max}) . W ten sposób dla każdego punktu pracy maszyny wyznaczone zostają optymalne (pod względem sprawności) parametry układu napędowego (wymagane prądy I_d , I_q , I_{exc} , napięcia, strumień skojarzony, poziom poszczególnych strat) przy określonych odgórnie założeniach. Operację wyboru optymalnych parametrów z pośród serii rozwiązań oraz ogólny schemat blokowy proponowanej metody przedstawiono w formie graficznej kolejno na rysunku 63 oraz rysunku 64.



Rysunek 63. Wyznaczanie współrzędnych dla maksymalnej sprawności układu napędowego

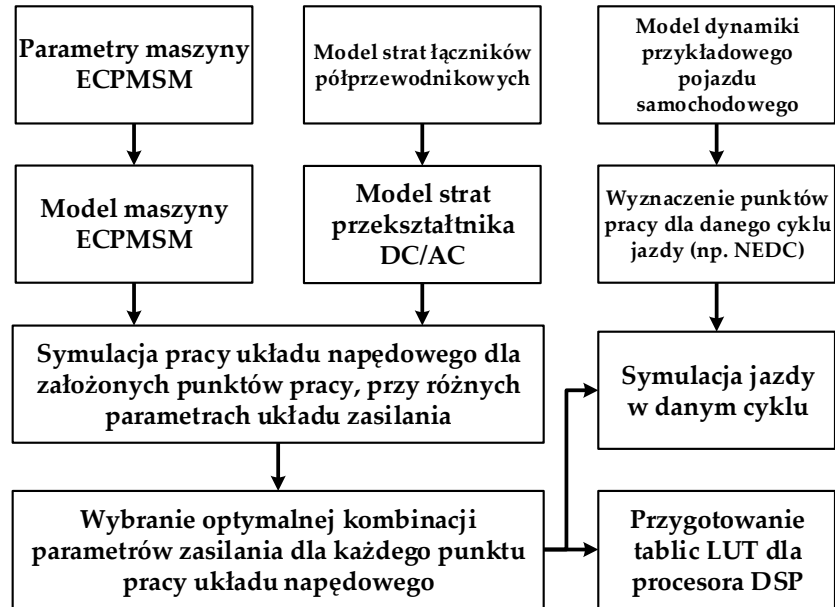
Przedstawiona metoda umożliwia łatwe modelowanie pracy całego układu napędowego oraz analizę wpływu zjawisk często pomijanych. Ujęcie w przewidywanej strategii sterowania takich czynników jak: nieliniowy wpływ wartości prądu cewki dodatkowej I_{exc} na pracę maszyny, wpływ sprawności układu zasilającego (falownika) pozwala na poprawę sprawności całego układu napędowego, bez fizycznej ingerencji w składniki układu zasilania i sterowania. Istotnym zagadnieniem jest jednak dokładne odzwierciedlenie parametrów rzeczywistego układu napędowego w modelu poddanym operacji iteracyjnego poszukiwania parametrów optymalnych.



Rysunek 64. Schemat blokowy proponowanej metody wyszukiwania optymalnych parametrów zasilania maszyny hybrydowej

6.3.1 Wyniki wyznaczania tablic optymalnych wartości prądów

Przedstawiony algorytm poszukiwawczy zaimplementowany został w środowisku Matlab. Przewidziano możliwość modyfikowania wszystkich istotnych parametrów układu napędowego, zakresu oraz długości kroku poszukiwania optymalnych wartości. Uzyskane wyniki są następnie przetworzone na potrzeby dalszych analiz lub implementacji w rzeczywistym układzie sterowania.



Rysunek 65. Struktura algorytmu zaimplementowanego w języku Matlab

Elastyczność proponowanej metody, rozumiana jako możliwość definiowania szerokiego zakresu parametrów wykorzystanych podczas wyznaczania strategii zasilania oraz jej szybkość, pozwoliła na przeanalizowanie właściwości wielu wariantów strategii zasilania. Poprzez wykluczenie w poszukiwaniach optymalnej wartości prądu I_{exc} (ze względu na zdefiniowanie zakresu wyszukiwania $I_{exc} = \{0\}$) opracowany algorytm może być z powodzeniem zastosowany do syntezy strategii sterowania dla klasycznych maszyn PMSM. W efekcie zachowane będą podstawowe zalety przedstawionej idei optymalizacji: maksymalizacja sprawności i kontrola strat mocy w każdym punkcie pracy układu napędowego (w tym falownika) oraz automatyczna regulacja strumienia (składową I_d prądu stojana) w celu uzyskania możliwie szerokiego zakresu prędkości.

W celu porównania wpływu wybranych składników strat na wynik wyszukiwania optymalnych wartości I_d , I_q , I_{exc} , jako cel optymalizacji przyjęto:

- sprawność maszyny z uwzględnieniem tylko strat w uzwojeniach stojana i cewki dodatkowej ($P_{cu} + P_{exc}$)
- sprawność maszyny z uwzględnieniem strat w obwodzie magnetycznym ($P_{cu} + P_{exc} + P_c$)
- sprawność całego układu napędowego z uwzględnieniem strat falownika ($P_{cu} + P_{exc} + P_c + P_{inv}$)

Zbiorne zestawienie wszystkich kombinacji optymalizowanych wartości prądów oraz kryteriów wyszukiwania uwzględniających wybrane składniki strat przedstawia w tabeli 5. Numer danej strategii: opt xy oznacza jej położenie w tabeli (x –wiersz, y –kolumna).

Pominięcie w wykazie strat mechanicznych (P_m) wynika z braku ich wpływu na działanie algorytmu optymalizacyjnego, jednak udział tych strat uwzględniony został w wynikach symulacji pracy układu napędowego.

Tabela 5. Oznaczenia strategii sterowania

	$P_{cu} + P_{exc}$	$P_{cu} + P_{exc} + P_c$	$P_{cu} + P_{exc} + P_c + P_{inv}$
I_q	opt11	–	–
I_q, I_d	opt21	opt22	opt23
I_q, I_{exc}	opt31	opt32	opt33
I_q, I_d, I_{exc}	opt41	opt42	opt43

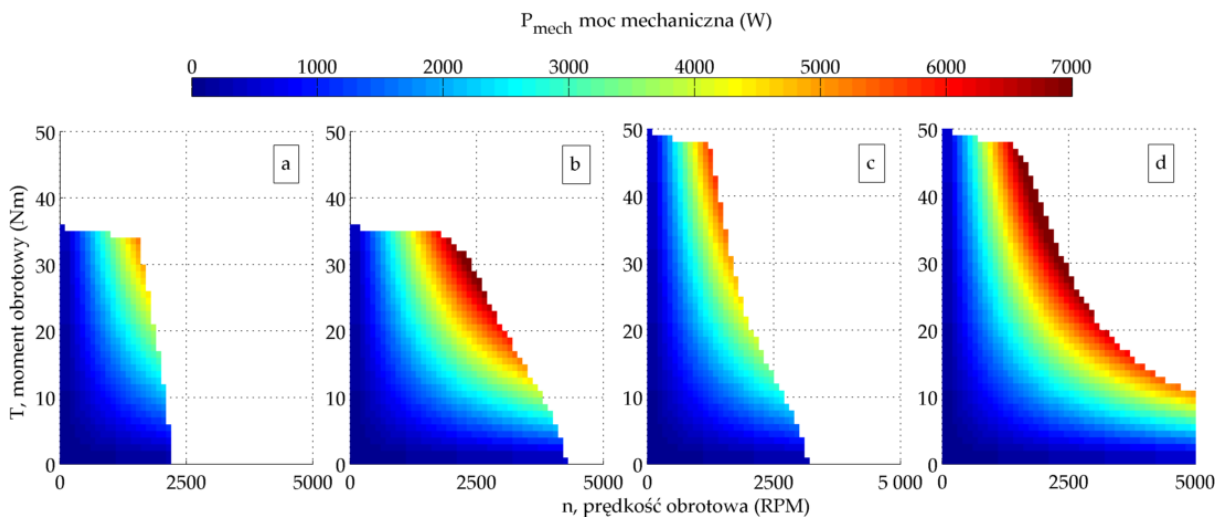
W strategii opt11 jedynym poszukiwanym parametrem, w danym punkcie pracy, jest wartość prądu I_q , a zakres poszukiwania pozostałych wielkości fizycznych wynosi $I_d = I_{exc} = \{0\}$. W efekcie otrzymuje się wartości prądu I_q proporcjonalne do wymaganego momentu obrotowego, co jest zgodne z klasyczną strategią sterowania z utrzymaniem stałego kąta mocy ($\delta = \pi/2$). W takim wypadku nie ma możliwości wpływu na bilans strat systemu (dla danej prędkości i danego momentu obrotowego).

Dodanie do zakresu poszukiwań wartości składowej I_d pozwala na wykorzystanie momentu reluktancyjnego (dla maszyn z asymetrią magnetyczną wirnika), zwiększając wypadkowy moment maszyny przypadający na jednostkę wartości prądu (podobnie jak klasyczna strategia MTPA). Minimalizuje się przez to poziom strat w uzwojeniach maszyny (strategia opt21). Ponadto, wpływając wartością prądu I_d na strumień maszyny, można rozszerzyć zakres osiągalnej prędkości obrotowej, a także, po ich uwzględnieniu w strategii opt22, możliwe jest zmniejszenie strat w obwodzie magnetycznym maszyny. Zwiększenie wypadkowego prądu stojana skutkować jednak może wzrostem strat w falowniku. Uwzględniając ten fakt strategia zasilania opt23 powinna zapewnić najwyższą sprawność całego układu napędowego z klasyczną maszyną PMSM, która charakteryzuje się asymetrią magnetyczną wirnika (wirnik z magnesami zagłębionymi).

Grupa strategii opt3x dedykowana jest maszynom z dodatkowym uzwojeniem wzbudzenia, jednak wykluczono w niej udział składowej I_d prądu stojana. Pozwala to na porównanie możliwości rozszerzenia zakresu pracy maszyny wzbudzonej hybrydowo poprzez efekt działania tylko cewki dodatkowej w stosunku do tradycyjnych metod osłabiania pola.

Ze względu na dostęp do największej liczby stopni swobody (I_d , I_q , I_{exc}) strategię serii opt4x maksymalizują zakres pracy oraz sprawność układu napędowego z maszyną wzbudzaną hybrydowo.

Możliwe do osiągnięcia punkty pracy badanej maszyny hybrydowej, w zależności od dostępnych stopni swobody przedstawione są na Rysunku 66. Widoczne są osiągalne wartości prędkości i momentów, które w ramach procesu eliminacji nie zostały usunięte z powodu wymaganej wartości prądu lub napięcia przekraczającego ustalone granice ($U_{AB} = 200V$, $I_{s(RMS)} = 25A$).

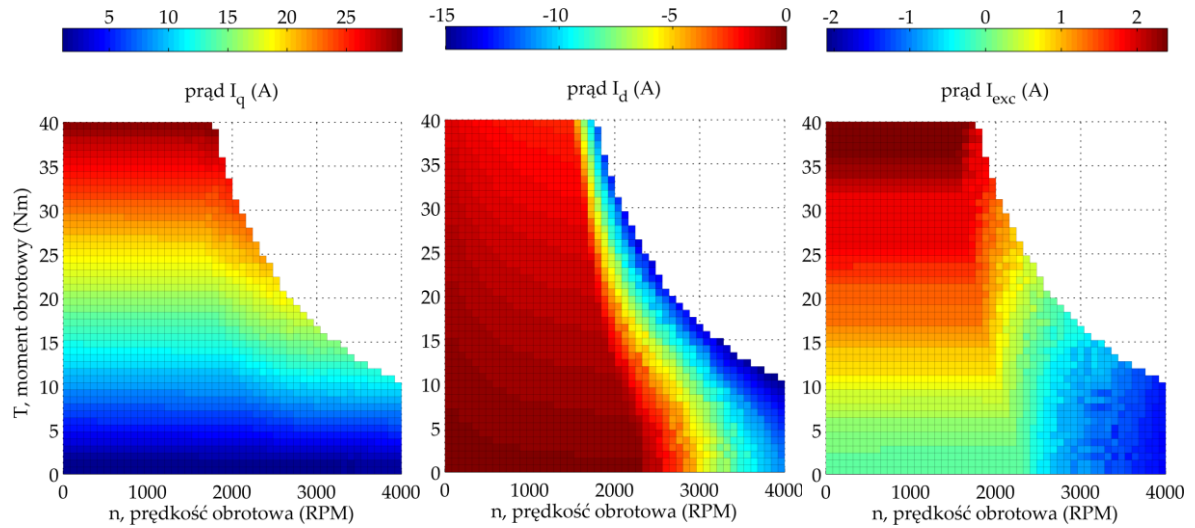


Rysunek 66. Możliwe punkty pracy badanej maszyny hybrydowej przy założonych ograniczeniach zasilania z uwzględnieniem różnych strategii sterowania. opt1x (a), opt2x (b), opt3x(c), opt4x(d)

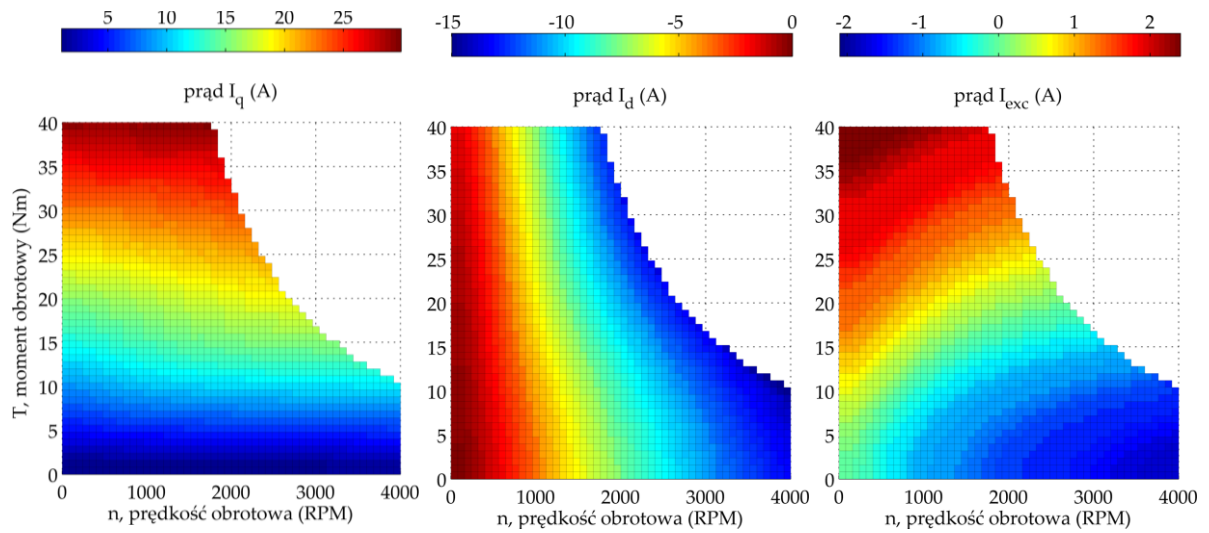
Możliwość zmniejszania wartości składowej I_d prądu stojana w strategiach opt2x, a w konsekwencji praca w zakresie osłabionego strumienia, pozwala na zwiększenie maksymalnej prędkości obrotowej (i maksymalnej mocy dla maszyn z asymetrią magnetyczną wirnika) ponad prędkość bazową w stosunku do strategii opt1x (polegającą na sterowaniu tylko prądem osi q). W zakresie niskich prędkości obrotowych opcja dowzbudzenia cewką dodatkową (opt3x) umożliwia zwiększenie momentu rozruchowego. Osłabienie strumienia w tej metodzie nie pozwala jednak na istotne zwiększenie prędkości obrotowej w analizowanym

modelu maszyny. Największą moc oraz najszerszy zakres pracy maszyny hybrydowej uzyskać można dzięki odpowiednim rozkładom wszystkich wartości prądów I_d , I_q , I_{exc} .

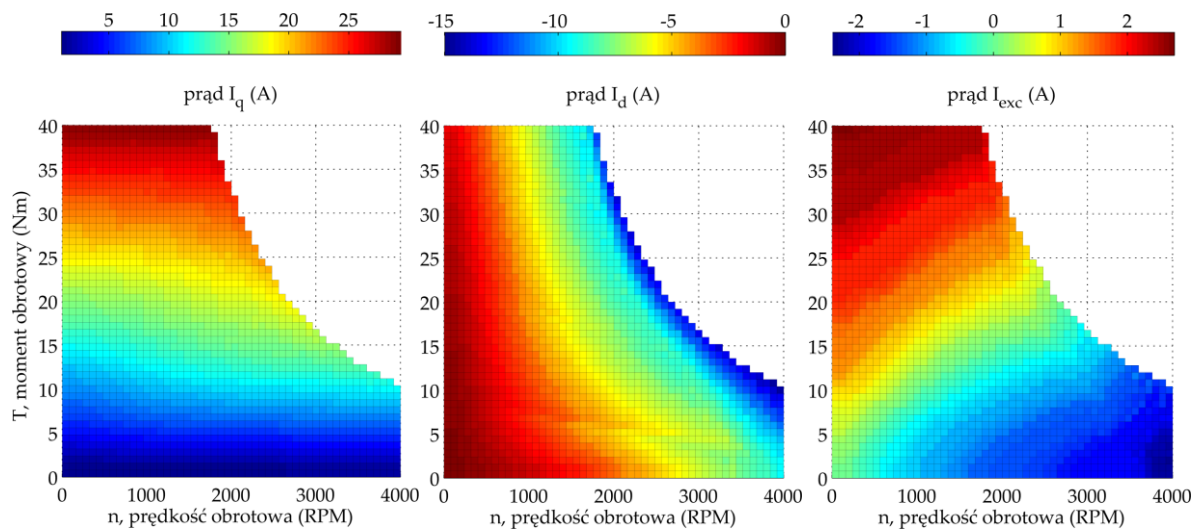
Wymagane wartości prądów dla poszczególnych strategii przedstawiono na rysunkach 67–69. Kryterium minimalizacji strat wydzielonych w uzwojeniach stojana i cewki dodatkowej powoduje, że wartość prądu I_d w strategii opt41 w zakresie prędkości niższej niż bazowa zmniejszana jest bardzo nieznacznie. Związane jest to ze stosunkowo niewielką asymetrią magnetyczną wirnika analizowanego prototypu maszyny ($L_d/L_q > 0,9$) i w konsekwencji niewielkim możliwym do uzyskania momencie reluktancyjnym. Dopiero po osiągnięciu prędkości bazowej, wynikającej z maksymalnej wartości napięcia zasilania (dla badanego modelu maszyny i danych warunkach zasilania było to ok. 1700–2100obr./min.) wartość I_d zmniejszana jest intensywniej pozwalając (w wyniku osłabienia strumienia) na pracę z wyższą prędkością obrotową. Zgodnie z przewidywaniami wartość I_{exc} wzrosła dla niskich prędkości, pozwalając na osiągnięcie wyższego momentu przy danym prądzie stojana. Dla wyższych prędkości wraz z ujemną składową I_d prąd I_{exc} intensyfikuje proces odwzbudzenia maszyny. Ujęcie strat wydzielanych w rdzeniu (w strategii opt42) powoduje, że w celu ich minimalizacji osłabienie strumienia maszyny (ujemnym komponentem I_d oraz I_{exc}) następuje dla znacznie niższych prędkości. Skutkuje to przesunięciem części (i redukcją sumy) strat w bilansie energetycznym maszyny, jednak rosnące straty przekształtnika DC/AC mogą zmniejszyć lub nawet zniwelować potencjalną korzyść z punktu widzenia sprawności całego układu napędowego. W efekcie ujęcie strat falownika skutkuje tym, że absolutne wartości wyznaczonych prądów w strategii opt43 są nieco mniejsze.



Rysunek 67. Wymagane wartości prądów dla strategii opt41



Rysunek 68. Wymagane wartości prądów dla strategii opt42

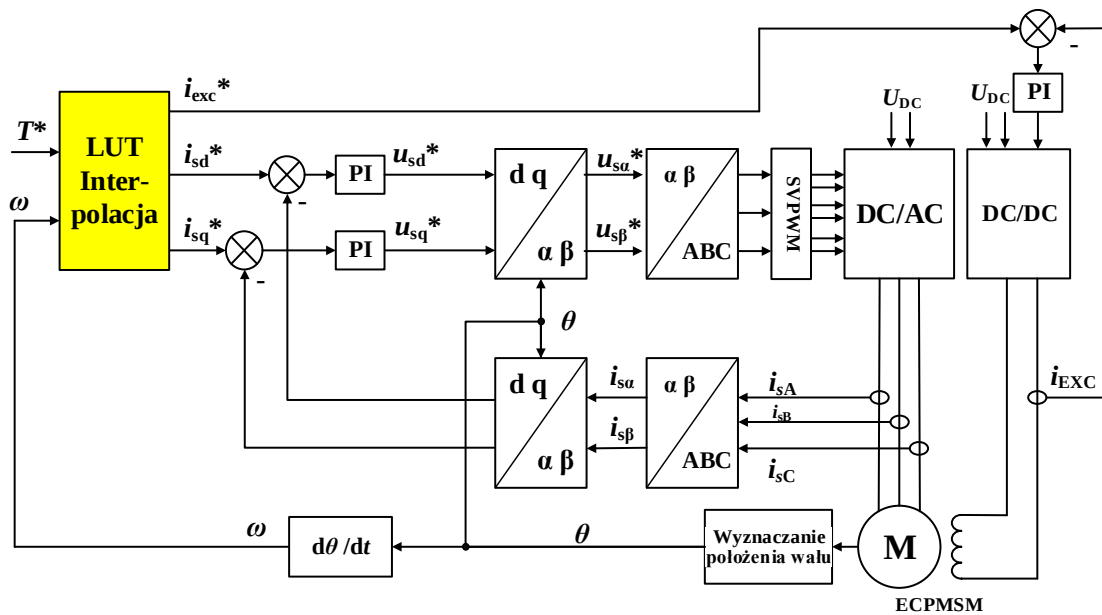


Rysunek 69. Wymagane wartości prądów dla strategii opt43

Analizę wykonano dla zakresu prędkości: 0–4000obr./min. (krok 80obr./min., 51wartości) oraz zakresu momentu obciążenia: 0–40Nm (krok 0,8Nm, 51 wartości). Zakres przeszukiwania wartości I_d wynosił od -15 do 0A z krokiem 0,25A (61 wartości), a I_{exc} od -5 do 5A z krokiem 0,1A (101 wartości). W wyniku otrzymano 6161 tablic o wymiarach 51x51 każdego z szukanych parametrów. Oznacza to wyliczenie parametrów pracy układu napędowego dla ponad $160 \cdot 10^6$ wariacji prędkości, momentów, składowej I_d oraz prądu I_{exc} . Po procesie eliminacji następuje wybór optymalnych wartości prądów I_d , I_q , I_{exc} dla poszczególnych strategii (rysunek 67). Wybór liczby punktów (wartości kroków) poddanych procesowi iteracyjnemu podyktowany był m. in. ograniczoną pojemnością pamięci ROM układu sterowania, w której zapisane zostają poszczególne wartości prądów dla założonego zakresu pracy napędu. Ponadto nie optymalizowano w szczególny sposób działania samego algorytmu wyszukiwania, przez co wymagania dotyczące ilości pamięci RAM komputera, na którym prowadzone są obliczenia są stosunkowo wysokie. Dla komputera PC klasy Intel i7 3GHz, 8GB RAM, proces wyszukiwania wszystkich parametrów w przedstawionych wyżej zakresach trwał poniżej minuty.

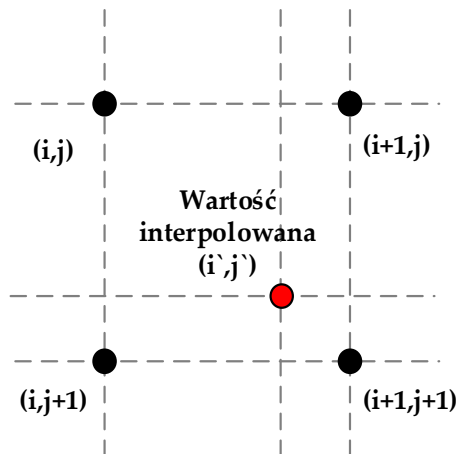
6.3.2 Implementacja sprzętowa proponowanej metody sterowania

Uzyskane wartości wymaganych wartości składowych prądów stojana: I_d , I_q oraz wartości prądu cewki dodatkowej I_{exc} zapisane są w postaci tablic (ang. *Look Up Table – LUT*), które zostają następnie umieszczone w pamięci nieulotnej mikrokontrolera sterującego, wykonującego tradycyjny algorytm sterowania zorientowanego polowo (FOC). Zaletą takiego rozwiązania są niewielkie wymagania dotyczące prędkości obliczeniowej układu sterowania (zbliżone do klasycznych rozwiązań sterowania wektorowego).



Rysunek 70. Proponowana struktura układu sterowania

Zapisane w pamięci układu sterowania referencyjne wartości prądów odnoszą się do skończonej liczby wartości prędkości i momentów, wynikających z odgórnie założonego szeregu wartości prędkości i momentów obrotowych. W celu uzyskania wartości prądów dla pośrednich punktów pracy zastosowano interpolację dwuliniową, zapewniając płynne przejścia między wyliczonymi w trybie *off-line* punktami.

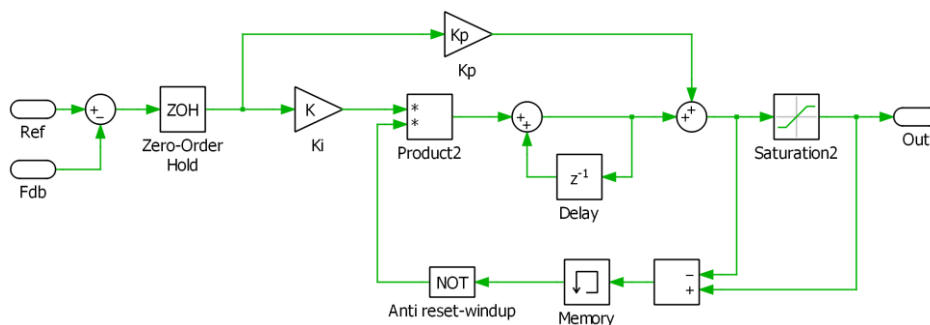


Rysunek 71. Interpolacja dwuliniowa

6.4 Model symulacyjny układu napędowego

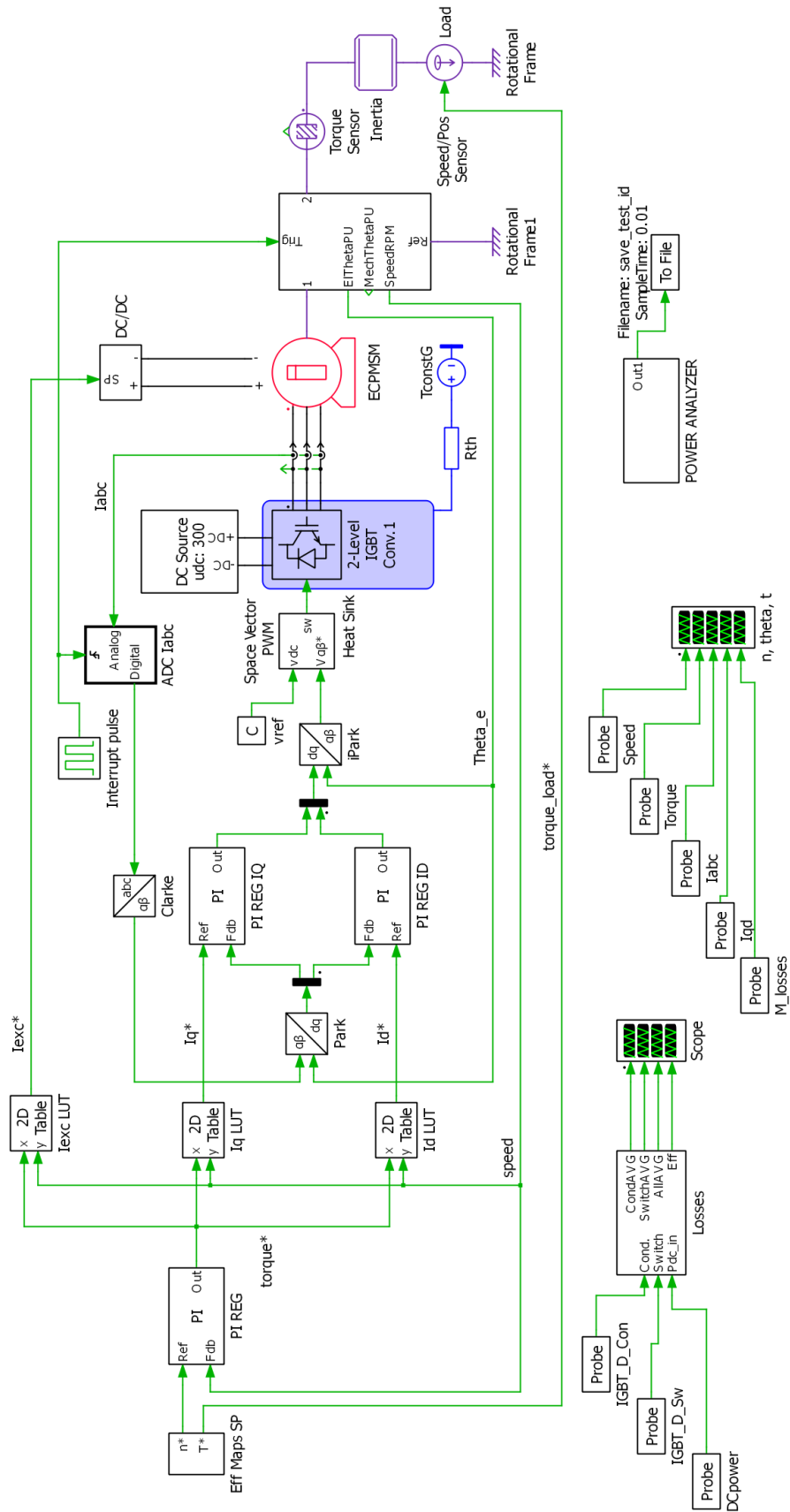
W celu przeprowadzenia analizy pracy układu napędowego w stanach dynamicznych opracowano jego model w środowisku Plecs. Wykorzystując możliwość pracy programu w domenie elektrycznej, sterowania, cieplnej i mechanicznej, zasymulowano pracę wybranych algorytmów sterowania, a następnie wstępnie zweryfikowano poprawność zaproponowanej idei zasilania oraz określono wpływ wybranych parametrów na dynamikę oraz sprawność układu napędowego.

Do regulacji składowych prądu stojana zastosowano dyskretny regulator PI (rysunek 72) oraz bloki przekształceń współrzędnych $ABC/\alpha\beta/dq$ pracujących w klasycznej strukturze FOC. Zamodelowano także przekształtnik DC/DC zasilający cewkę dodatkową. Wymagane wartości prądów stojana i cewki dodatkowej, uzyskane w pkt. 6.3.1, zostały zapisane do bloków zawierających dwuwymiarowe tablice (LUT). Założono stałą wartość źródła napięcia szyny DC falowników. Zaimplementowano model strat w łącznikach energoelektronicznych (opisany w pkt. 5.2), co pozwoliło na wyznaczenie sprawności falownika w omawianym modelu dynamicznym.



Rysunek 72. Zastosowany model dyskretnego regulatora PI

W celu poprawnej symulacji rzeczywistego układu sterowania, pracującego z dyskretnym czasem próbkowania, uruchomienie (funkcja *trigger*) bloków pomiarowych i regulacyjnych zsynchronizowane zostało z generatorem wektora przestrzennego (SVM) pracującym z częstotliwością 10kHz. Wartości pomiarów prądów i położenia zostały ponadto poddane procesowi dyskretyzacji. Założono 12-bitową rozdzielczość przetwornika cyfrowo-analogowego i położenia. Jako moment obciążenia zdefiniować można dowolną wartość, mogącą być np. wymuszeniem skokowym lub pochodzącą z generatora rampy.



Rysunek 73. Model symulacyjny układu napędowego w programie Plecs

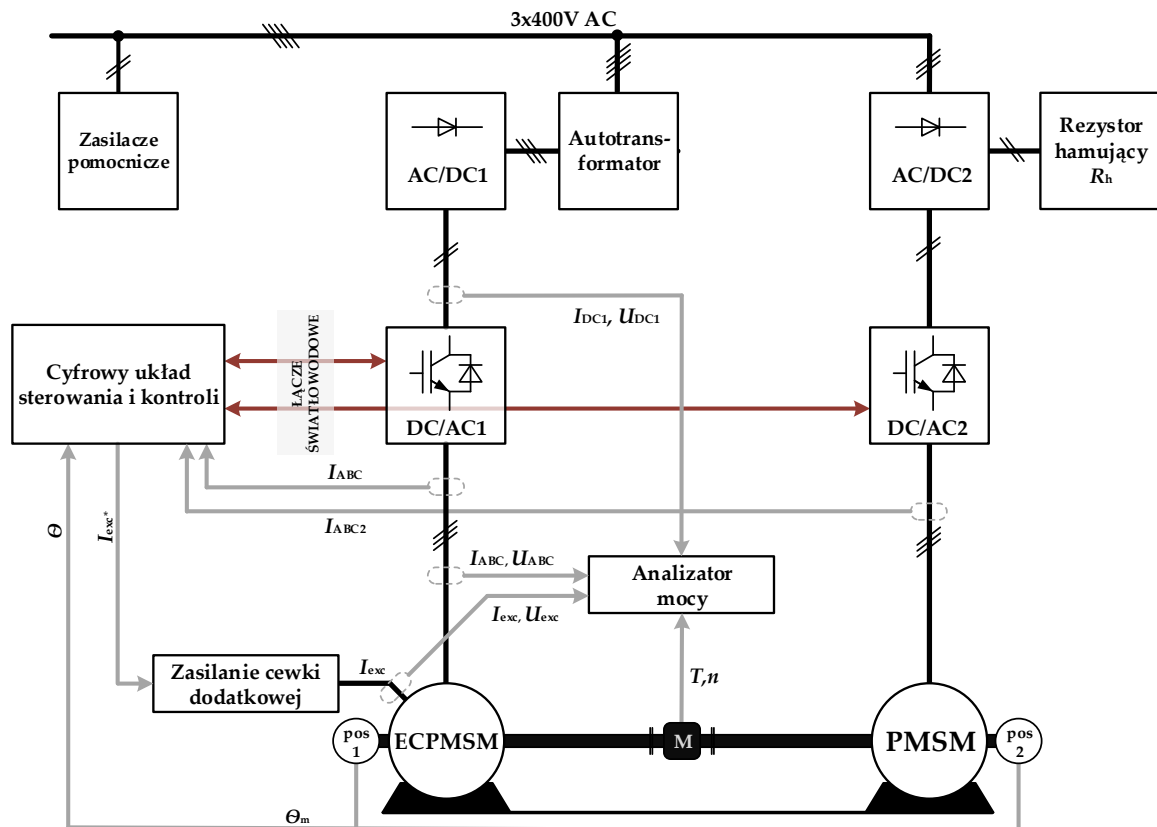
7 Badania eksperymentalne

7.1 Stanowisko badawcze

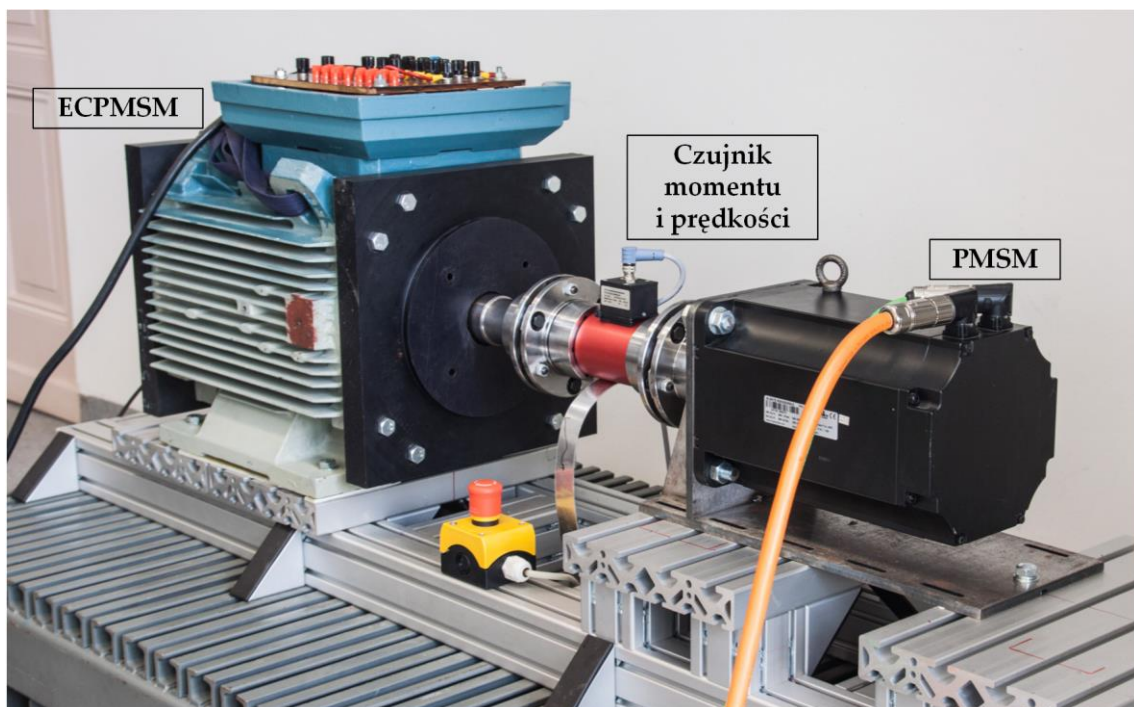
Nadrzędnym celem opracowanego stanowiska badawczego była weryfikacja eksperymentalna poprawności opracowanych modeli teoretycznych oraz wykonanie szerokiego zakresu badań eksploatacyjnych hybrydowych maszyn elektrycznych przeznaczonych do napędu pojazdów. Założenie to narzuciło wysokie wymagania dotyczące możliwości modyfikacji bloków układu zasilania i sterowania w zależności od prowadzonego badania nad różnorodnymi koncepcjami sterowania. Wybór odpowiednich rozwiązań technicznych zastosowanych w układzie zasilania i układzie pomiarowym uzależniony jest m. in. od parametrów elektrycznych testowanej maszyny. Istotne są także elementy dodatkowe np. obsługa czujnika położenia wału badanej maszyny, obsługa pozostałych torów pomiarowych, interfejs użytkownika, sposób gromadzenia danych pomiarowych lub dobór i wykorzystanie innych, specyficznych rozwiązań.

Ważnym aspektem jest wybór skutecznej metody weryfikacji opracowanych rozwiązań dotyczących tematyki badań. Kompletna weryfikacja działania układu napędowego (szczególnie pod względem sprawności i dynamiki) stawia wysokie wymagania techniczne nie tylko maszynie badanej i układowi pomiarowemu, ale także systemowi kontroli obciążenia [98], [99]. Z tych powodów wskazane było zbudowanie kompleksowego systemu zasilania i sterowania składającego się z dwóch niezależnie sterowanych, energoelektronicznych przekształtników DC/AC (falowników), dedykowanego sterownika mikroprocesorowego oraz aparatury pomiarowej i pomocniczej.

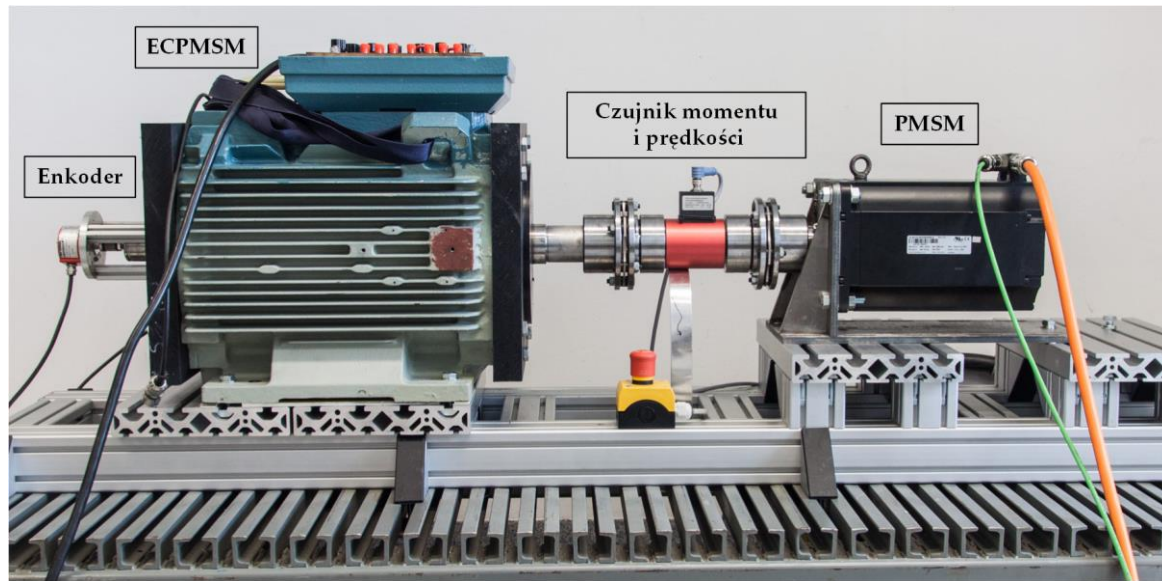
Badana maszyna hybrydowa zasilana jest z nadrzędnego falownika napięcia, natomiast obciążenie stanowiła maszyna PMSM 8LSA75-3000 (firmy Bernecker & Rainer), zasilona z falownika pomocniczego. Schemat poglądowy oraz widok stanowiska badawczego przedstawiają rysunki 74–77.



Rysunek 74. Schemat poglądowy stanowiska badawczego

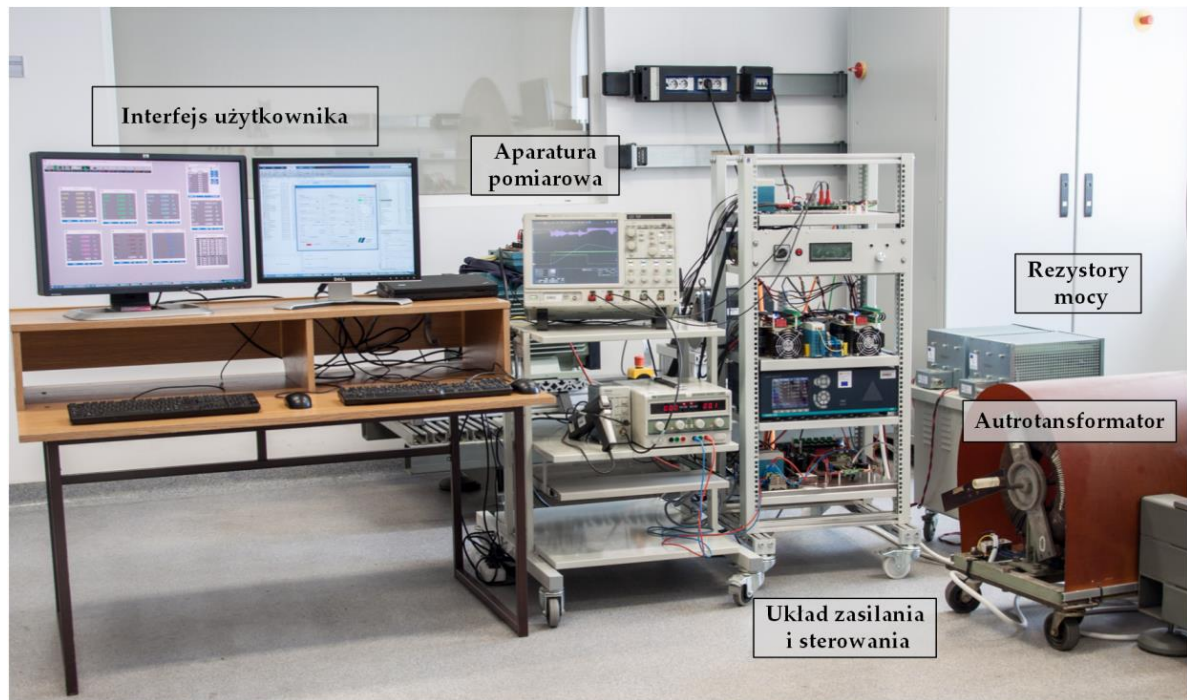


Rysunek 75. Widok stanowiska testowego



Rysunek 76. Widok stanowiska testowego

W celu wyznaczenia charakterystyk mechanicznych, map sprawności oraz analizy zjawisk dynamicznych stanowisko wyposażone zostało dodatkowo w cyfrowy analizator mocy (Norma 5000, Fluke), oscyloskop cyfrowy (DPO 7054, Tektronix), miernik momentu obrotowego (Dataflex 32/100), enkoder inkrementalny oraz rezolwer do wyznaczania pozycji wału. Wszystkie elementy sterujące i pomiarowe połączone są z nadrzędnym komputerem klasy PC z zainstalowanym środowiskiem Matlab, tworząc w ten sposób elastyczną i kompleksową platformę testową.



Rysunek 77. Widok stanowiska badawczego – układ zasilania i system pomiarowy

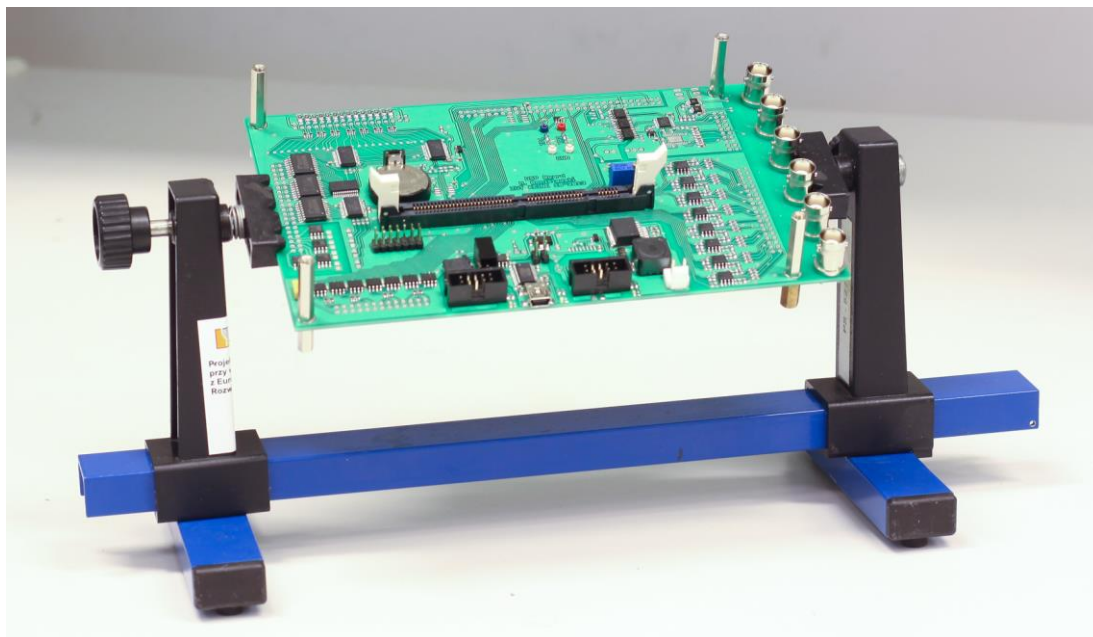
Część eksperymentów wymagała jednoczesnego pomiaru wielu parametrów elektrycznych i mechanicznych, często dla różnych warunków pracy układu napędowego. Wykorzystano w tym celu możliwość ciągłego zapisu wyników pomiaru analizatora mocy oraz system skryptów automatyzujących zmianę wybranych parametrów pracy (np. prędkości obrotowej, momentu obciążenia, prądu cewki dodatkowej). Znacznie skrócono w ten sposób czas i wysiłek związany z opracowaniem wyników pomiarów. W rezultacie większość parametrów przedstawiono w postaci trójwymiarowych map wybranych parametrów w funkcji m. in. prędkości i momentu.

Przekształtniki DC/AC zasilane zostały z niezależnych modułów prostowników trójfazowych. Dodatkowe zadania jakie spełniają moduły AC/DC, to opcja wstępnego ładowania baterii kondensatorów na szynie DC (podczas załączenia prostowników do sieci) oraz realizacja funkcji wytracania energii w przypadku zwiększenia napięcia na szynie DC, poprzez okresowe dołączanie i odłączanie (po osiągnięciu zadanych progów napięcia na tej szynie) zewnętrznego rezystora wytracającego R_h .

7.1.1 Cyfrowy układ sterowania

W celu swobodnej ingerencji w struktury i parametry pętli regulacji zaprojektowany i wykonany został nadrzędny, cyfrowy układ sterowania z procesorem sygnałowym (DSP) rodziny C2000 firmy Texas Instruments, model TMS320F28335. Charakterystyczne cechy wybranego modelu, szczególnie istotne w aplikacjach sterowania i przetwarzania energii, to między innymi: duża liczba elastycznie konfigurowalnych wyjść PWM, duża prędkość obliczeniowa (taktowanie jednostki centralnej: 150MHz), jednostka centralna o architekturze zmienoprzecinkowej i rozbudowane układy peryferyjne.

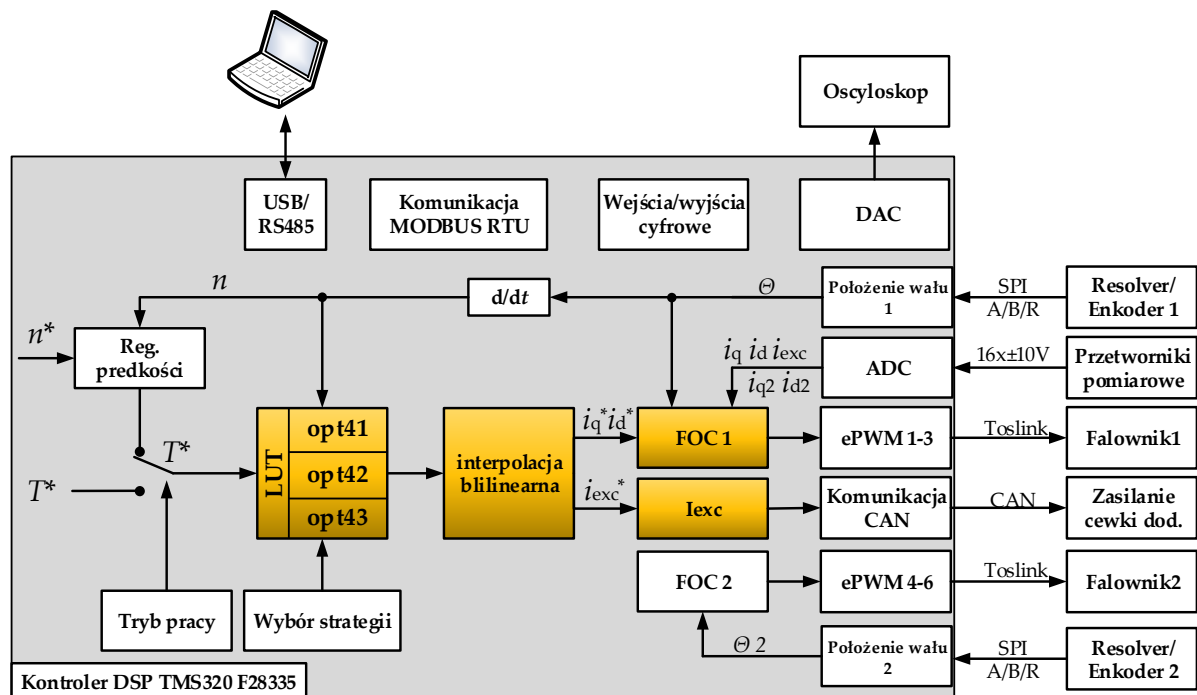
Najważniejszym elementem układu sterowania jest płyta z procesorem DSP, zainstalowanym w formie karty rozszerzenia umieszczonej w porcie DIMM 100. Ponadto na płycie znajdują się cztery przetworniki cyfrowo-analogowe DAC (12-bit, 100ksps) umożliwiające podgląd *on-line* wybranych zmiennych procesora na oscyloskopie, układy komunikacyjne (CAN, USB, RS485), bufony wejścia/wyjścia, kondycjonery sygnałów analogowych oraz niezbędne komponenty pomocnicze. Wygląd autorskiej gotowej karty sterującej (bez zainstalowanego modułu procesora DSP) zaprezentowano na rysunku 78.



Rysunek 78. Widok płyty układu sterowania

Ze względu na uniwersalny charakter sterownika kluczowe linie sygnałowe procesora (wyjścia PWM, porty komunikacyjne, wejścia analogowe) zostały wyprowadzone z karty sterującej w postaci listew kołkowych (ang. *goldpin*). Moduły obsługujące odczyt z czujnika pozycji wykonano w formie wymiennalnych kart rozszerzeń obsługujących wszystkie użyte w czasie badań czujniki pozycji. W przypadku wykorzystania enkodera inkrementalnego moduł składał się z filtrów dolnoprzepustowych i przerzutników Schmitta (dla enkodera z wyjściem TTL) lub układu MAX3095 firmy Maxim (dla enkodera z wyjściem różnicowym), dostarczając cyfrowy sygnał na moduł eQEP procesora DSP, realizujący sprzętowo obsługę inkrementalnych czujników położenia. Za obsługę rezolwera odpowiadał moduł RDC (ang. *Resolver to Digital Converter*) z układem AD2S1210 firmy Analog Devices. Do sprzężenia sygnałów cyfrowych z modułów rozszerzeń z procesorem DSP zastosowano izolatory galwaniczne serii ISO74xxC firmy Texas Instruments. Ideową budowę cyfrowego układu sterowania prezentowano na rysunku 79.

W celu weryfikacji właściwości działania algorytmów sterowania oraz niezawodnej realizacji funkcji zabezpieczających pracę falowników mierzone są fazowe prądy wyjściowe oraz prąd i napięcie pośredniczącej szyny DC. Wykorzystano w tym celu separowane galwanicznie przetworniki prądowe: LA-55-P oraz napięciowe: LV-25-P firmy LEM.

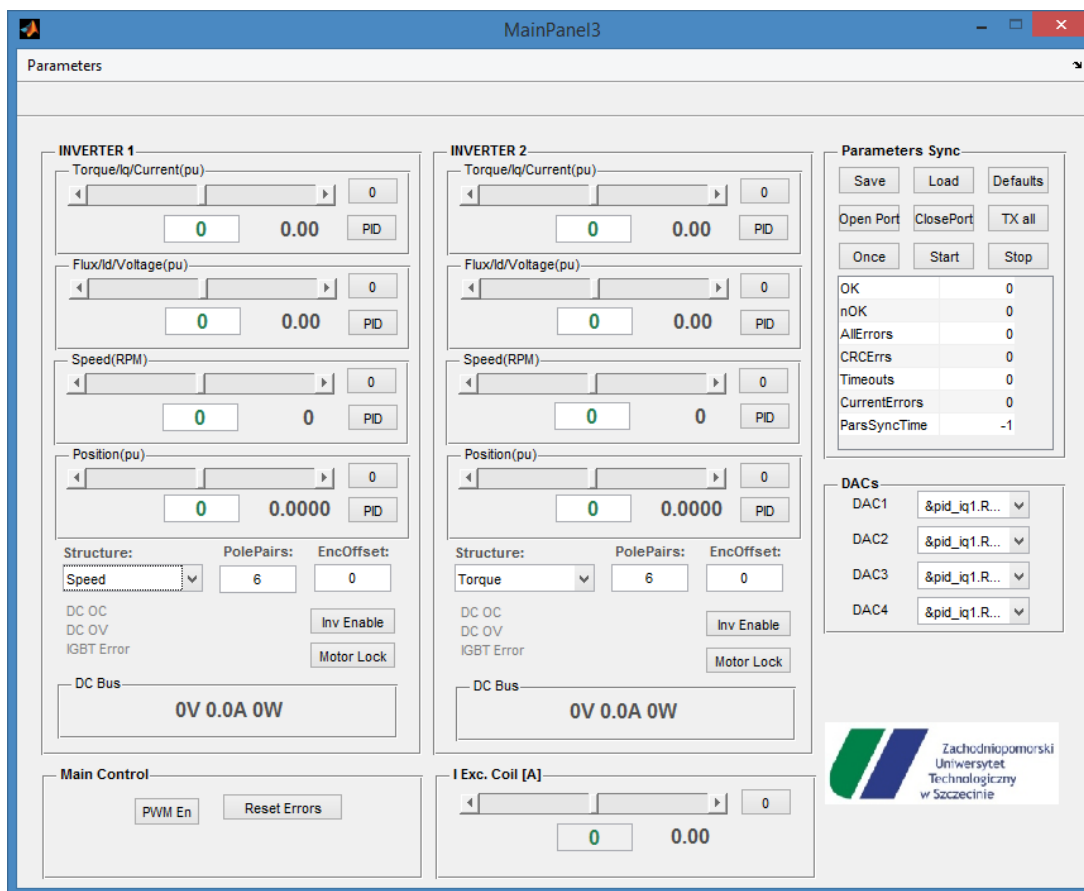


Rysunek 79. Schemat blokowy cyfrowego układu sterowania

7.1.2 Graficzny interfejs użytkownika

Podgląd oraz modyfikację kluczowych parametrów pracy układu zasilania i sterowania umożliwia system komunikacji między użytkownikiem a jednostkami sterującymi (CPU). W jego skład wchodzi nadrzędny komputer sterujący (serwer), z którego możliwe jest wydawanie poleceń z graficznego interfejsu użytkownika (GUI) lub (w celu automatyzacji części pomiarów) za pomocą skryptów przygotowanych w języku Matlab. Jednostkami podrzędnymi (klientami) są pracujące w trybie czasu rzeczywistego jednostki centralne układów zasilania.

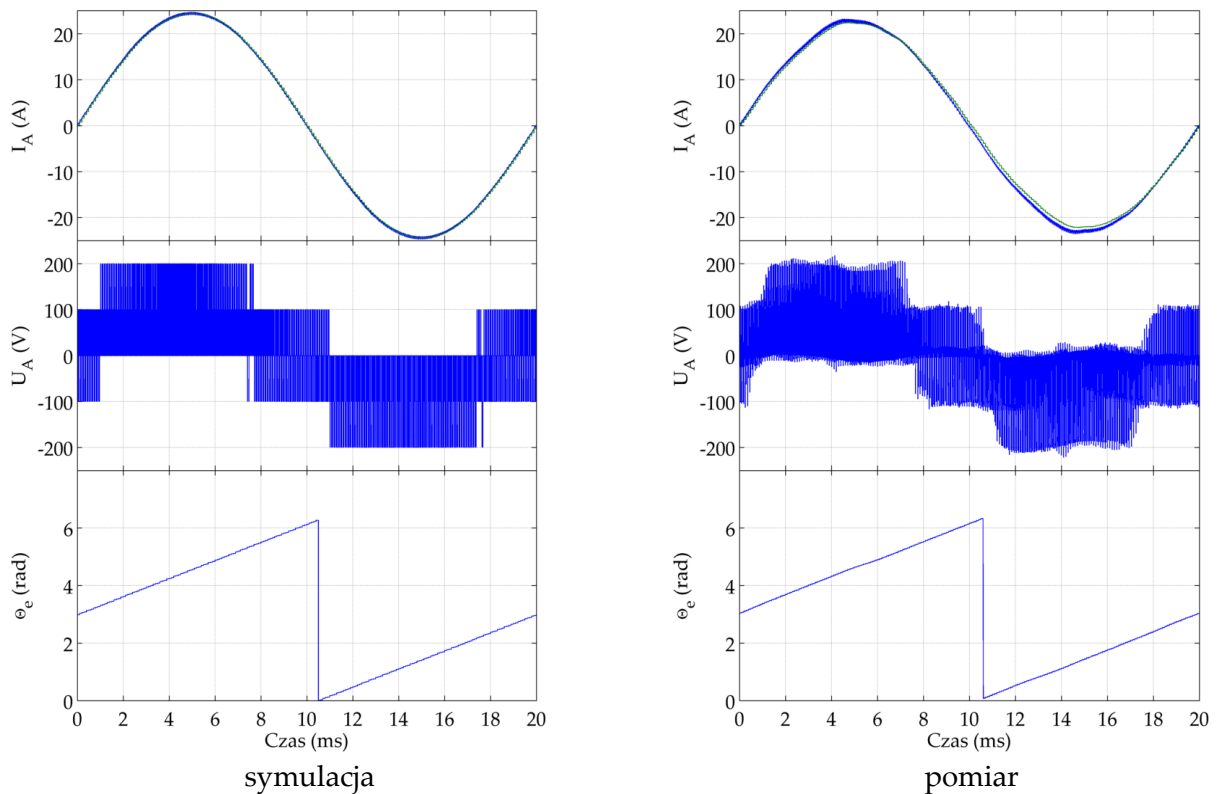
Komunikację między poszczególnymi blokami zrealizowano implementując protokoły Modbus RTU oraz CAN. Panel sterowania oraz implementację Modbus od strony użytkownika zaprogramowano w języku Matlab. Możliwa jest modyfikacja i podgląd wartości zadanych, mierzonych, wybór trybów pracy (kontrola momentu, prędkości, pozycji), strategii sterowania itp. Widok panelu sterowania przedstawiono na rysunku 80.



Rysunek 80. Graficzny interfejs użytkownika

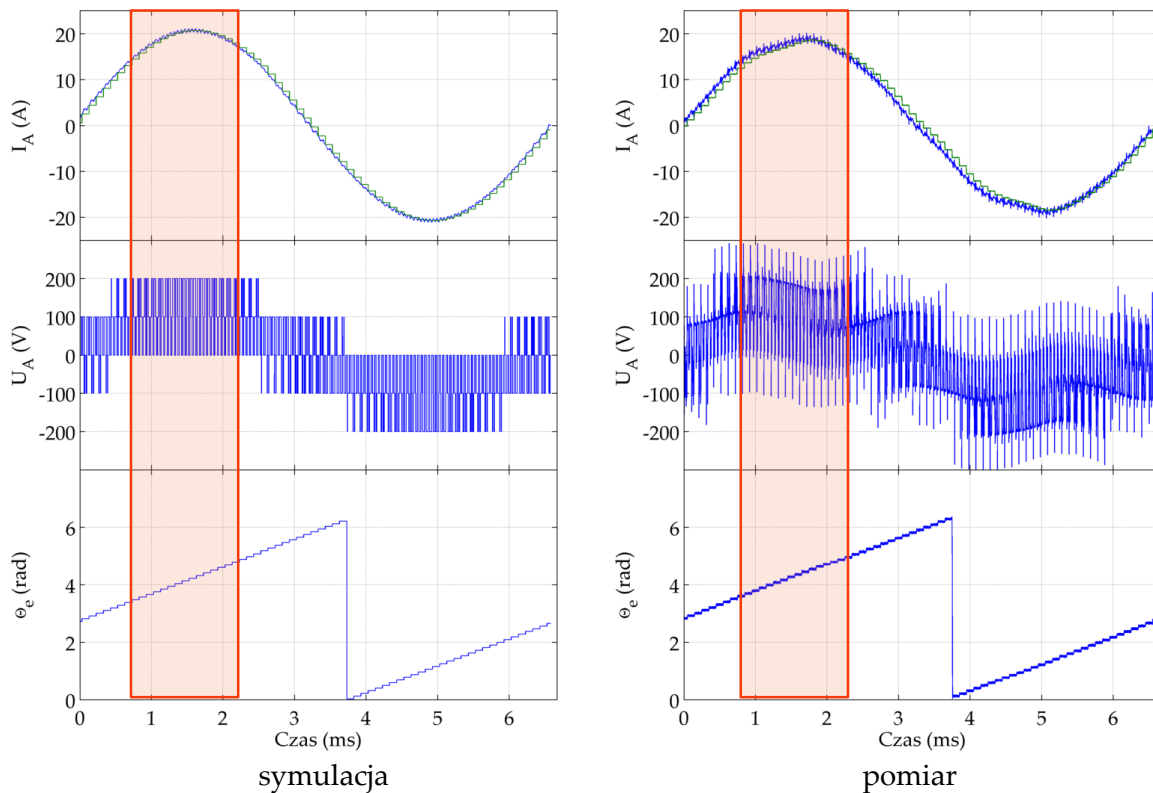
7.2 Porównanie wybranych wyników symulacji i pomiarów

Porównanie przebiegów prądu fazowego I_A , napięcia fazowego U_A oraz kąta elektrycznego Θ_e uzyskanych w wyniku symulacji (modelu opracowanego w środowisku Plecs) oraz w wyniku badań eksperymentalnych przeprowadzono dla dwóch wybranych punktów pracy: 500obr./min., 30Nm (rysunek 81) oraz 1500obr./min., 20Nm (rysunek 82).



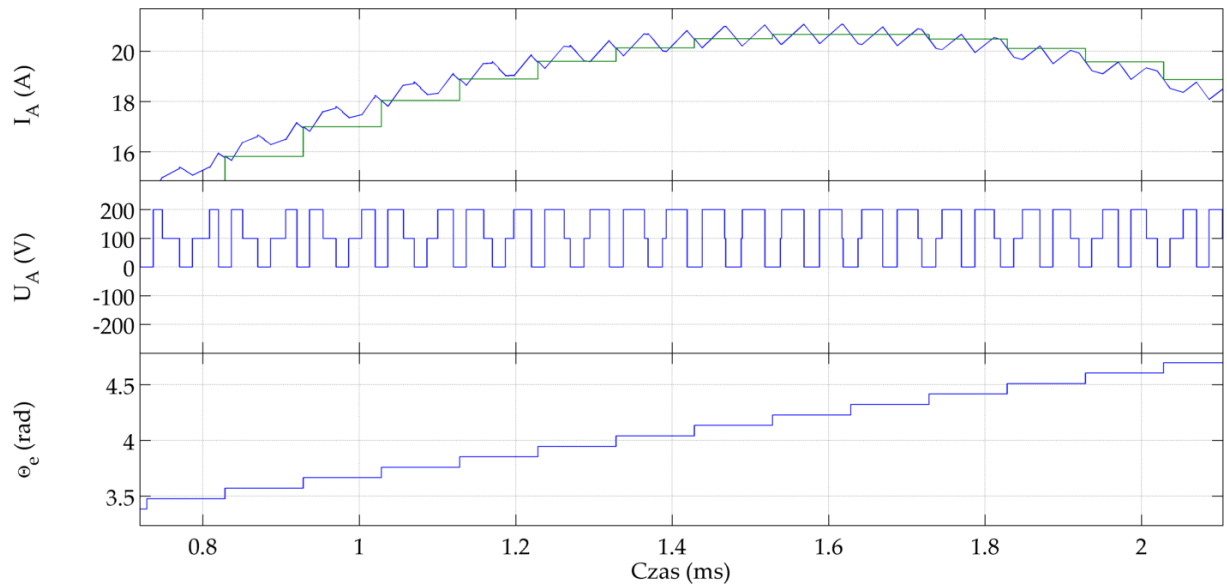
Rysunek 81. Porównanie oscylogramów prądu i napięcia fazowego oraz kąta elektrycznego uzyskanych z symulacji i pomiarów przy 500obr./min., 30Nm

Widoczna jest znaczna zgodność uzyskanych przebiegów, potwierdzająca poprawne działanie podstawowych bloków funkcjonalnych modelu symulacyjnego oraz rzeczywistego stanowiska napędowego (m. in. modulatora napięcia SVM, regulatorów i pomiarów prądów).

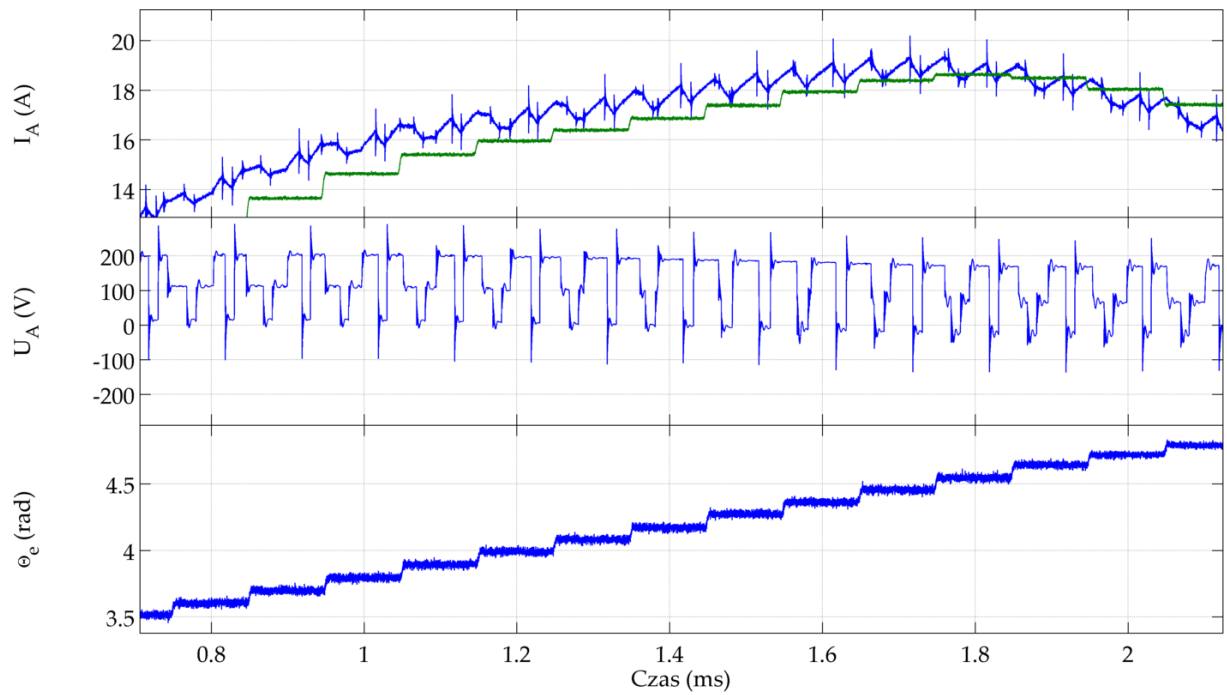


Rysunek 82. Porównanie oscylogramów prądu i napięcia fazowego oraz kąta elektrycznego uzyskanych z symulacji i pomiarów przy 1500obr./min., 20Nm

Bardziej szczegółowa analiza przebiegów z rysunku 83 oraz z rysunku 84 ukazuje część zjawisk pominiętych w modelu symulacyjnym: wahania napięcia szyny DC oraz zaburzenia komutacyjne. Zakłócenia te (przebiecia) spowodowane są procesem przełączenia kluczy tranzystorowych oraz indukcyjności pasożytniczych (falownika, połączeń) jak i sprzężeń pojemnościowych pomiędzy uzwojeniami maszyny a jej obudową (połączoną z szyną uziemiającą PE). Zsynchronizowanie próbkowania wartości prądów z generatorem SVM uodparnia w znacznym stopniu układ pomiarowy na wpływ tych zaburzeń. Zmierzoną przez układ sterowania wartość prądu zaznaczono na oscylogramach kolorem zielonym.

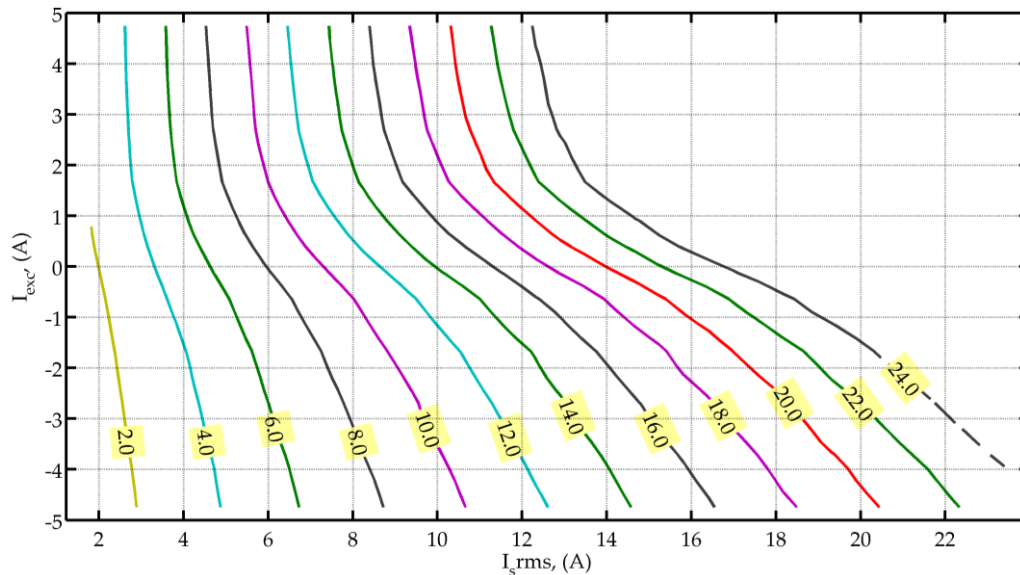


Rysunek 83. Oscylogramy prądu i napięcia fazowego oraz kąta elektrycznego uzyskanych z symulacji przy 1500obr./min., 20Nm



Rysunek 84. Oscylogramy prądu i napięcia fazowego oraz kąta elektrycznego uzyskanych z pomiarów przy 1500obr./min., 20Nm

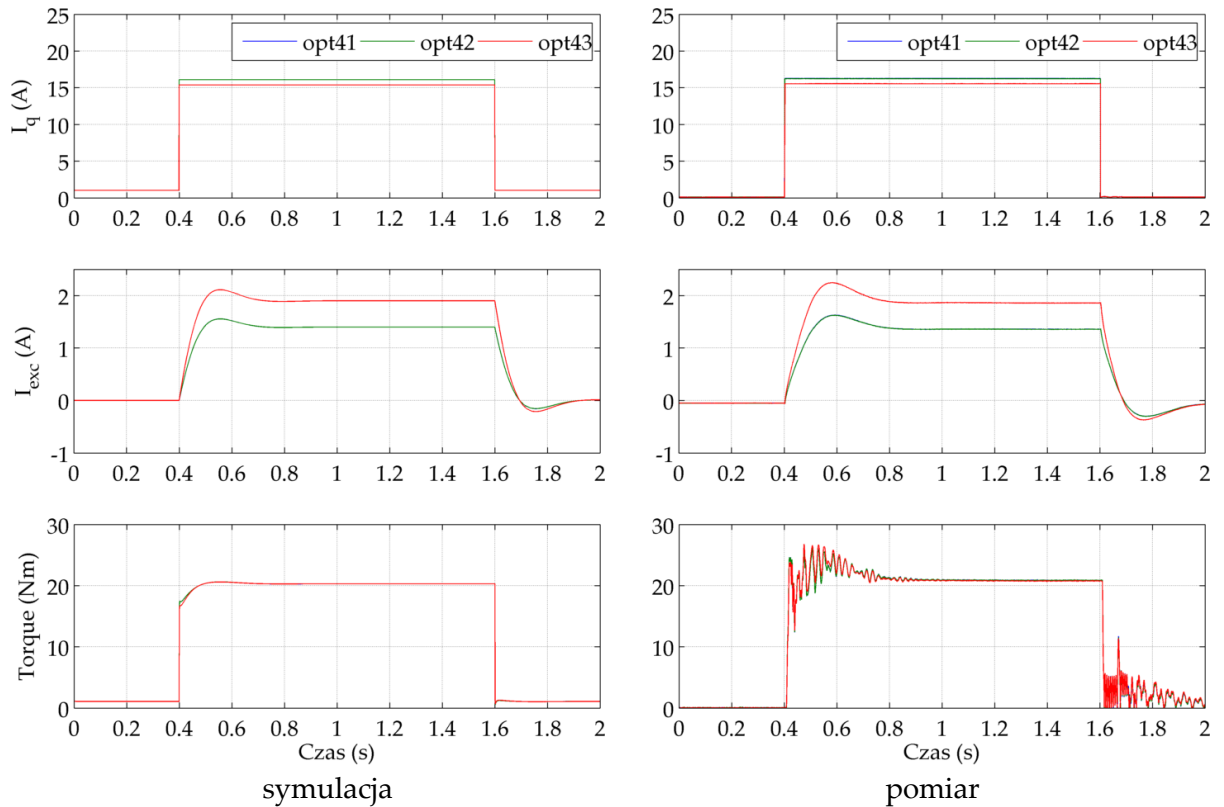
Rysunek 85 przedstawia wartości momentów rozruchowych przy wybranych kombinacjach skutecznych wartości prądu stojana oraz wartości prądu cewki dodatkowej. Widoczny jest efekt zmniejszenia wymaganej wartości prądu stojana przy dowzbudzeniu maszyny cewką pomocniczą.



Rysunek 85. Wartość momentu rozruchowego w funkcji prądu stojana i prądu cewki pomocniczej

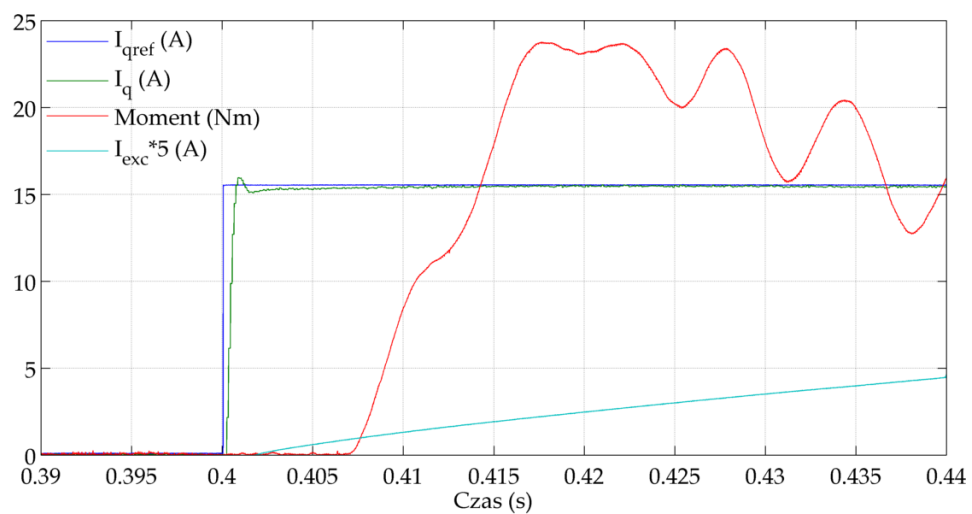
Rysunek 86 przedstawia efekt działania strategii zasilania (w postaci zadanych wartości prądów i_q oraz i_{exc}) dla zadanego w czasie 0,4–1,6s momentu obrotowego o wartości 20Nm przy zatrzymanym wale maszyny. Widoczne jest podobieństwo wartości zmierzonych w eksperymencie z wartościami uzyskanymi dzięki symulacji opracowanego modelu. Zauważalna różnica – zaburzenia w oscylogramie zmierzonego momentu – spowodowane były luzami i sprężystością układu: wał maszyny, czujnik momentu i blokada mechaniczna.

Z powodu braku uwzględnienia strat występujących w obwodzie magnetycznym (zerowa prędkość obrotowa) żądane wartości prądów w strategiach (opt41 i opt42) są takie same. W strategii uwzględniającej straty przekształtnika DC/AC (opt43) prąd cewki dodatkowej i_{exc} (w konsekwencji strumień w maszynie) został zwiększony redukując przez to wymaganą wartość składowej i_q prądu stojana (i straty w falowniku). Stosunkowo długi czas ustalenia wartości prądu i_{exc} związany jest m.in. z dużą stałą czasową obwodu cewki dodatkowej ($\tau_{exc} = 0,12s$).



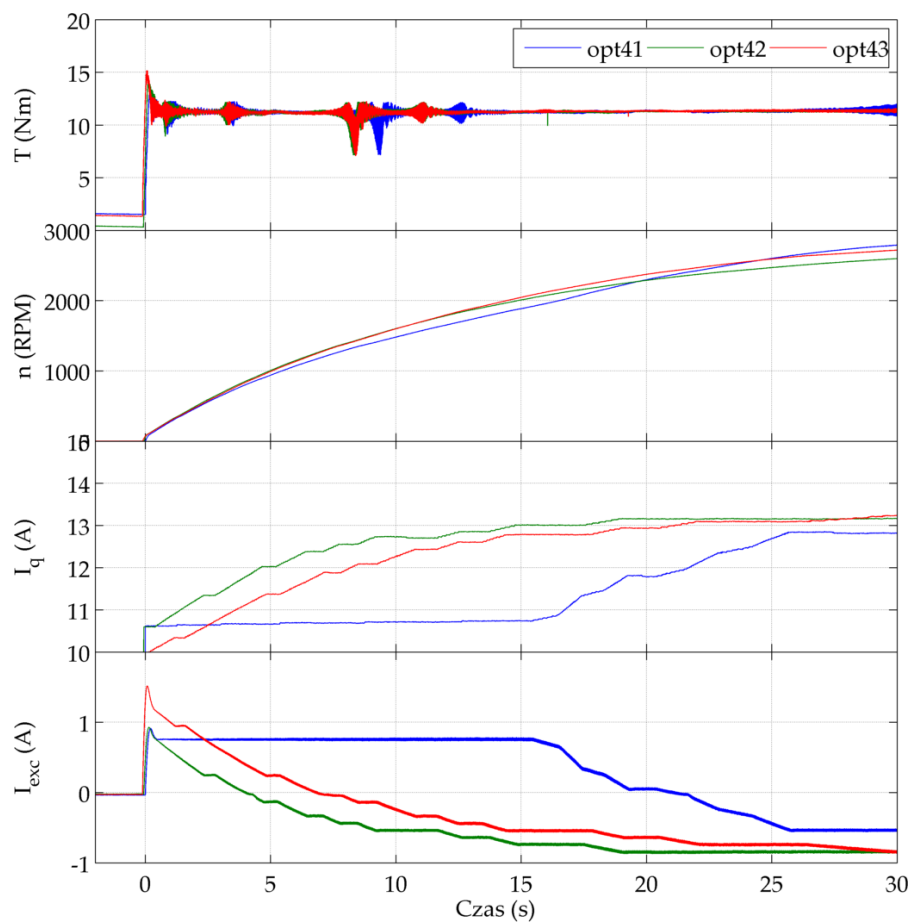
Rysunek 86. Działanie strategii zasilania na wymuszenie momentu 20Nm przy zablokowanym wale maszyny. Symulacja (rys. lewy), pomiar (rys. prawy)

Odpowiedź regulatora prądu i_q na skokową zmianę zadanego momentu przedstawia rysunek 87. Widoczny jest szybki przyrost oraz niewielkie przeregulowanie prądu i_q . Opóźnienie w przebiegu momentu spowodowane jest m. in. ograniczonym pasmem pomiarowym zastosowanego czujnika momentu.



Rysunek 87. Zmierzone wartości prądów oraz momentu przy wymuszeniu momentu 20Nm przy zablokowanym wale maszyny (opt43)

Zmierzone parametry podczas prób rozruchu układu napędowego (przy stałym obciążeniu o wartości ok. 12Nm) prezentuje rysunek 88. Widoczna jest różnica wartości prądów pomiędzy strategiami minimalizacji wybranych składników strat, jednak dynamika układu pozostaje w przybliżeniu stała. W strategiach uwzględniających straty w żelazie (opt42, opt43) widoczne jest szybsze odzwzbudzanie maszyny poprzez redukcję wartości prądu cewki dodatkowej i_{exc} . W strategii opt41 zmniejszenie strumienia stojana wymuszone jest jedynie osiągnięciem prędkości granicznej wynikającym jedynie z założonych warunków pracy. Widoczne zaburzenia w przebiegu zmierzonego momentu obrotowego są wynikiem powstawania drgań konstrukcji mechanicznej stanowiska.



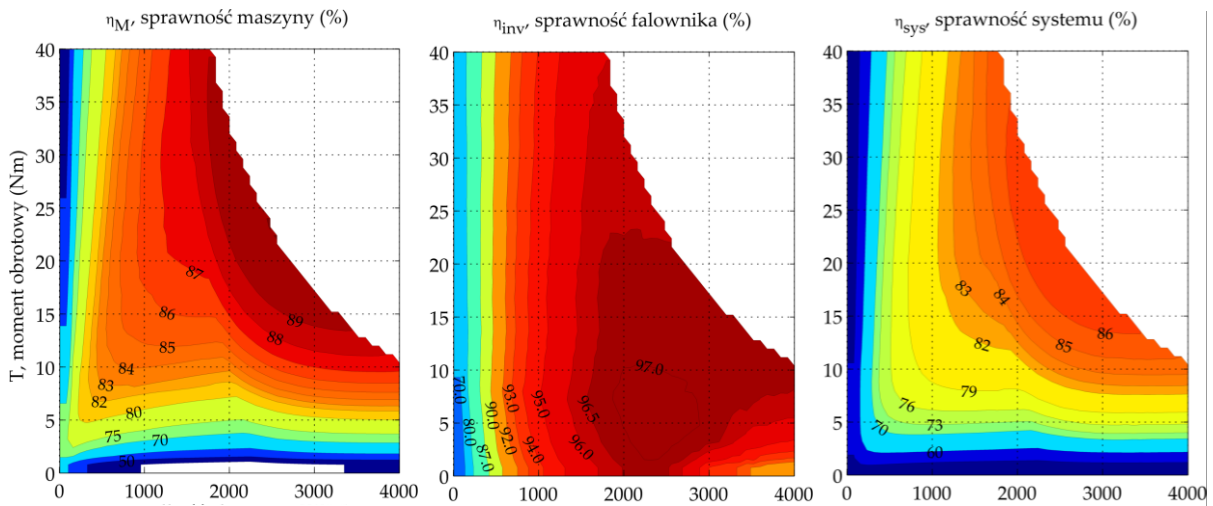
Rysunek 88. Rozruch układu napędowego przy stałym momencie obciążenia

7.2.1 Mapy sprawności układu napędowego

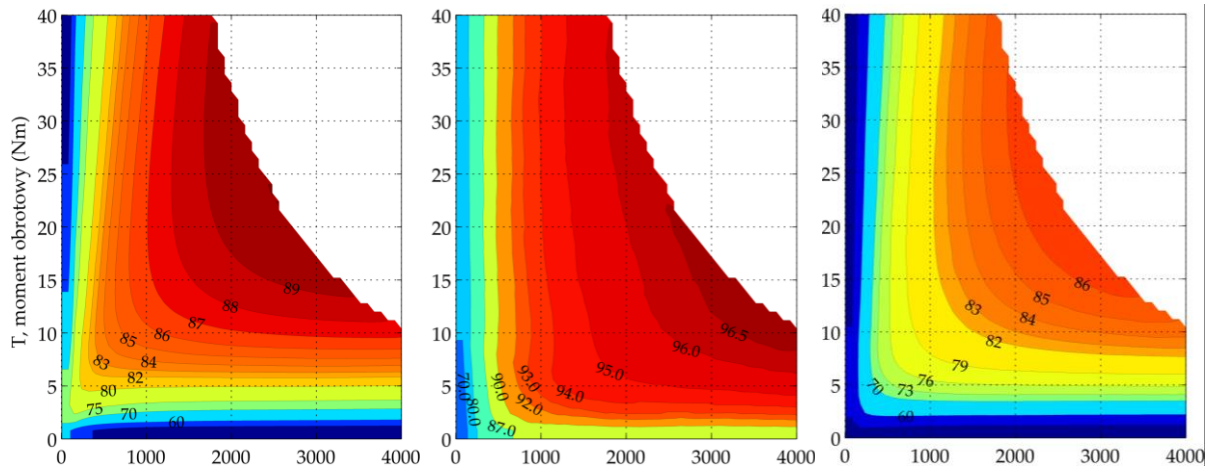
Ocenę sprawności głównych elementów układu napędowego (maszyny oraz przekształtnika energoelektronicznego) dla opracowanych strategii zasilania maszyny wzbudzonej hybrydowo, przeprowadzono analizując wyniki pomiarów przedstawionych w postaci map sprawności. Rysunek 91 przedstawia teoretyczne mapy sprawności (kolejno maszyny, przekształtnika oraz całego układu napędowego) uzyskane w wyniku obliczeń iteracyjnych opracowanego modelu, natomiast rysunek 94 – wynik pomiarów maszyny prototypowej na stanowisku badawczym. Porównanie rezultatów teoretycznych z pomiarowymi wskazuje na zgodność modelu z obiektem rzeczywistym oraz na słusność założeń przyjętych podczas opracowywania poszczególnych modeli strat. Różnice między uzyskanymi wynikami nie przekraczają 1%.

Wynik działania strategii minimalizacji strat jedynie w uzwojeniach (opt41) odznacza się najmniejszą sprawnością maszyny. Spowodowane jest to stosunkowo wysokim i niekontrolowanym poziomem strat wydzielonych w rdzeniu. Ich udział zwiększa się wraz z prędkością obrotową aż do uzyskania wartości bazowej prędkości (ok. 1700–2100obr./min.). Powyżej tej granicy, w celu umożliwienia prawidłowego zasilania maszyny, strumień maszyny jest redukowany, co pośrednio zmniejsza poziom omawianych strat. Efekt ten widoczny jest w postaci nieregularności izolinii sprawności maszyny powyżej prędkości bazowej. Ze względu na najniższą wartość składowej prądu w osi d stojana (i przez to najwyższy współczynnik mocy) sprawność falownika w przedstawionej strategii zasilania jest najwyższa.

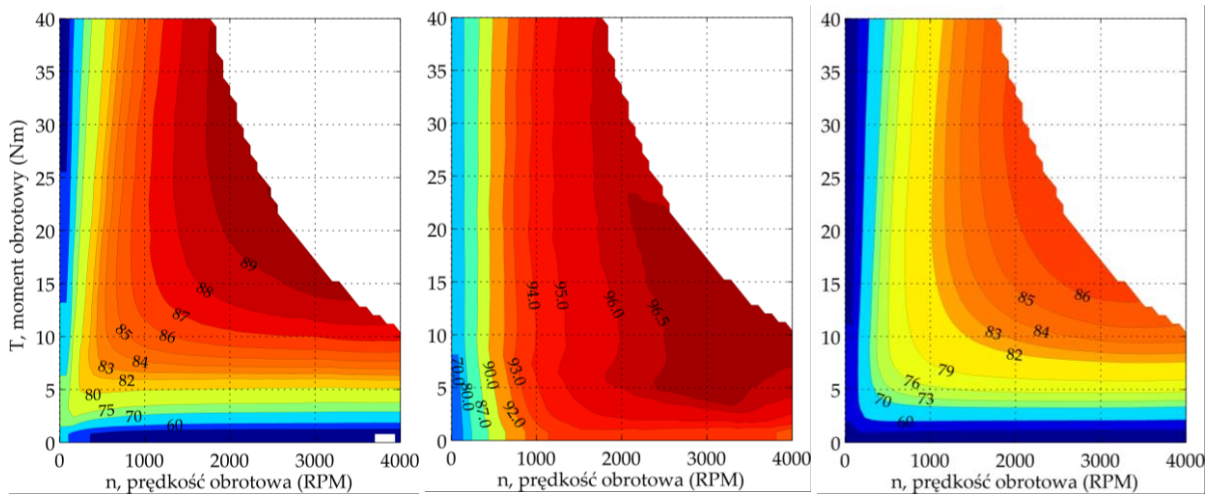
W wyniku działania algorytmu optymalizacji uwzględniającego straty w obwodzie magnetycznym (opt42) uzyskano najlepszą sprawność maszyny, jednak wyraźnemu zwiększeniu uległ poziom strat w układzie przekształtnika DC/AC. Dodatkowe uwzględnienie faktu występowania strat w falowniku w optymalizacji energetycznej opt43 pozwala na osiągnięcie najlepszej sprawności całego układu napędowego.



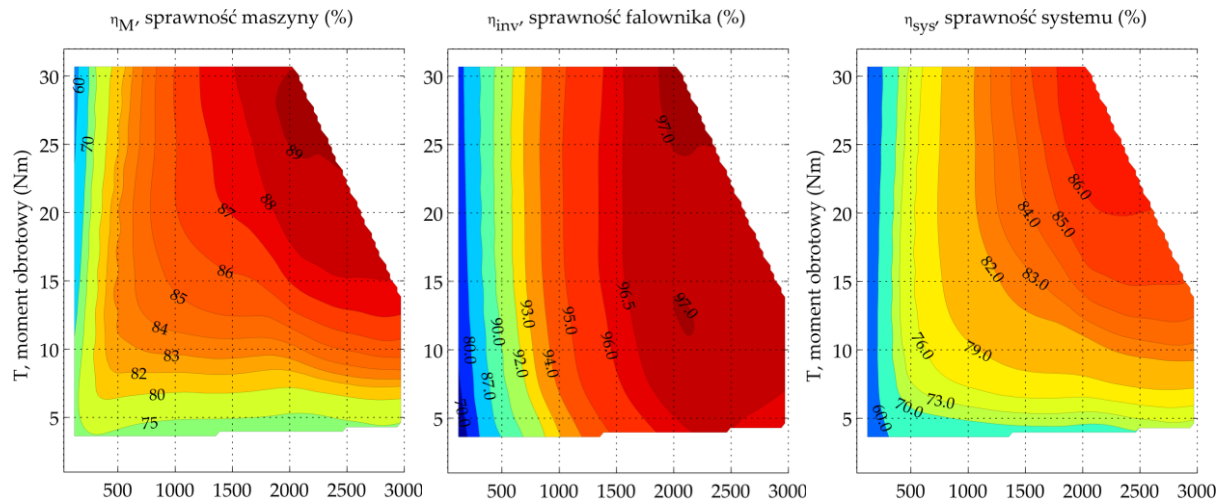
Rysunek 89. Mapy sprawności uzyskane w wyniku symulacji (strategia opt41)



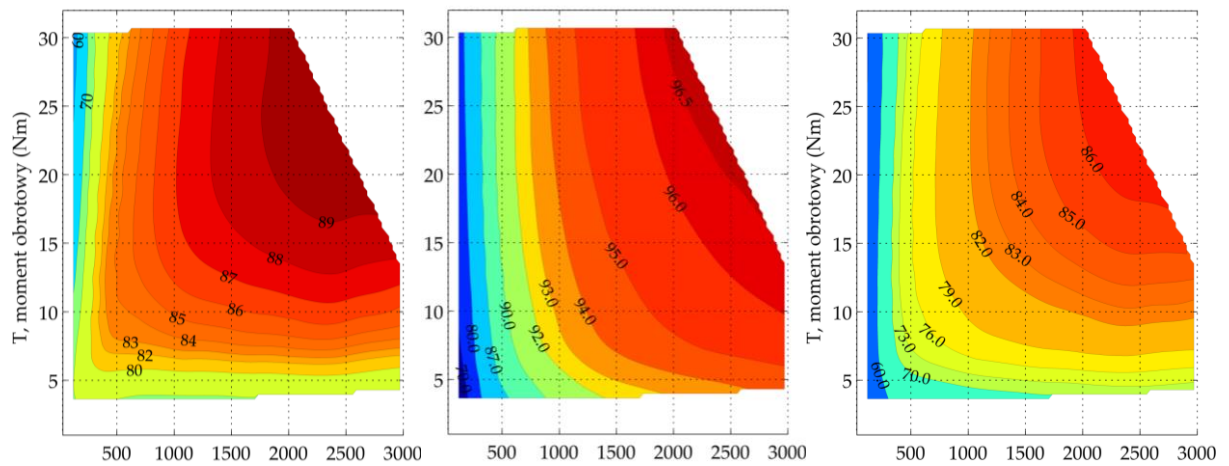
Rysunek 90. Mapy sprawności uzyskane w wyniku symulacji (strategia opt42)



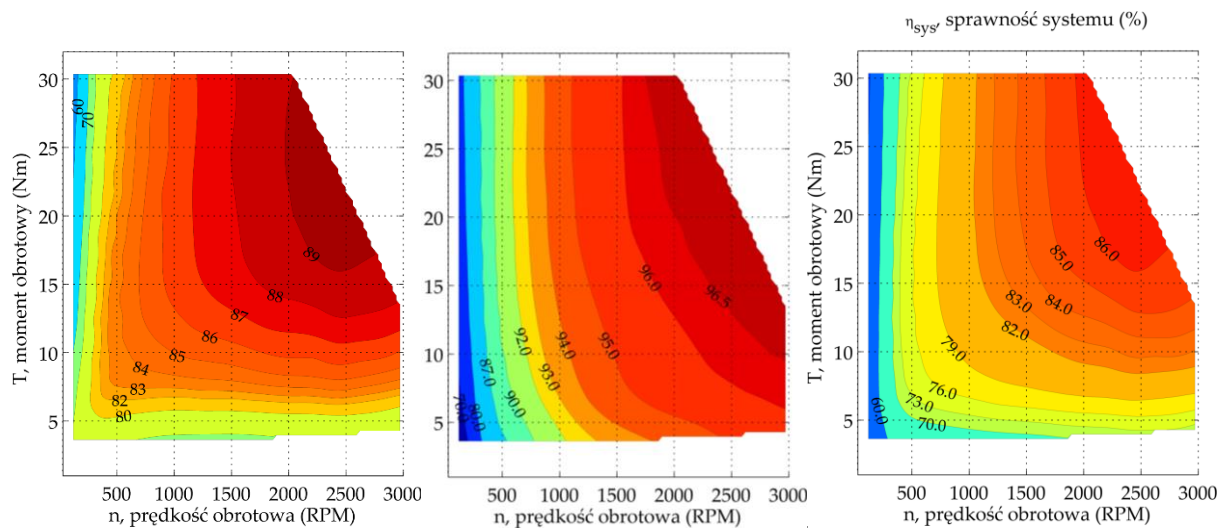
Rysunek 91. Mapy sprawności uzyskane w wyniku symulacji (strategia opt43)



Rysunek 92. Mapy sprawności uzyskane w wyniku pomiarów (strategia opt41)



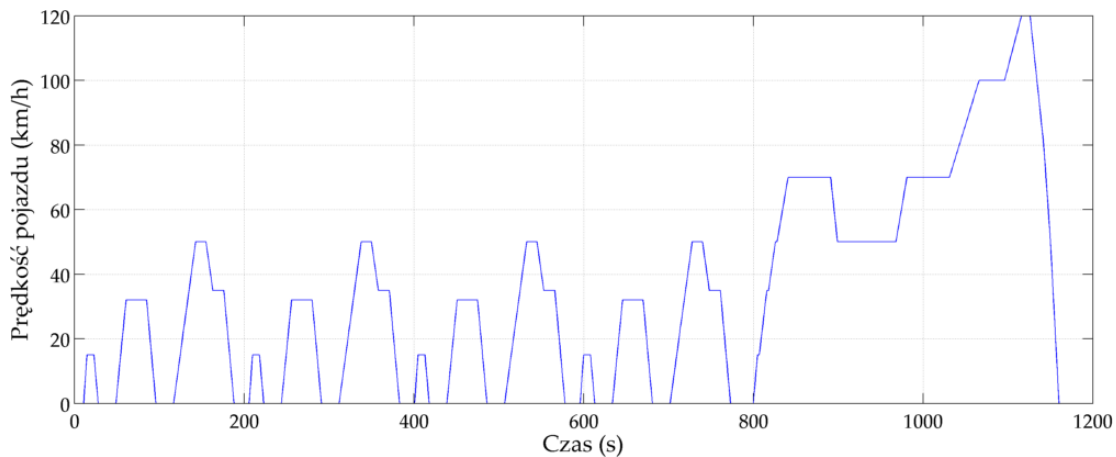
Rysunek 93. Mapy sprawności uzyskane w wyniku pomiarów (strategia opt42)



Rysunek 94. Mapy sprawności uzyskane w wyniku pomiarów (strategia opt43)

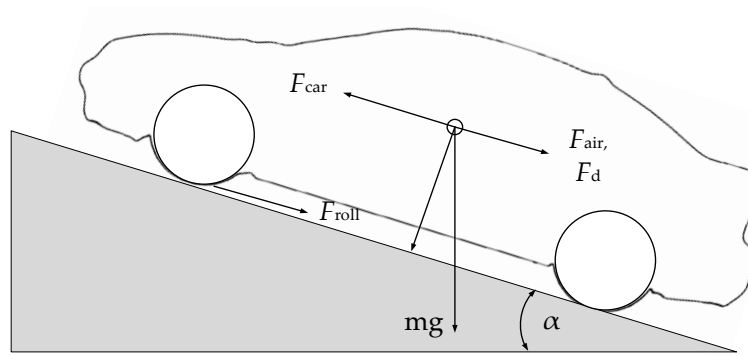
7.2.2 Analiza sprawności w cyklu jezdnym NEDC

Weryfikację wpływu poszczególnych strategii zasilania na sprawność układu napędowego w przykładowym pojeździe samochodowym dokonano poprzez symulację znormalizowanego cyklu jazdy. Wykorzystano cykl jazdy NEDC (ang. *New European Driving Cycle*) będący jednym z wielu standardowych cykli służących m. in. do oceny emisji spalin i zużycia paliwa przez samochody z silnikiem spalinowym. Używany jest także do oceny osiązków samochodów hybrydowych i elektrycznych [100]. Cykl NEDC w pierwszych 780s zawiera 4 cykle miejskie – UDC (ang. *Urban Driving Cycle*), następnie w czasie trwania pozostałego przedziału (780–1180s) przeprowadzany jest jeden cykl pozamiejski – EUDC (ang. *Extra Urban Driving Cycle*). Symuluje się w ten sposób typowe warunki jazdy samochodem w Europie. Przebieg cyklu NEDC przedstawia rysunek 95.



Rysunek 95. Schemat cyklu NEDC

Podczas opracowywania modelu dynamiki pojazdu przyjęto założenia upraszczające, zakładające oddziaływanie podstawowych sił na bryłę pojazdu. Do tychże zaliczyć można siły spowodowane oporem powietrza, oporem toczenia oraz bezwładnością samochodu. Pominięte zostały takie zjawiska jak: wpływ układu zawieszenia, wiatru, nierówności terenu, odkształcenia opon itd. Rozkład podstawowych sił działających na poruszający się pojazd oznaczono na rysunku 96.



Rysunek 96. Siły działające na poruszający się pojazd

Siłę oporu toczenia kół wyznaczono jako:

$$F_{roll} = mgC_{rf}V \quad (7.1)$$

C_{rf} – współczynnik oporu toczenia, V – prędkość pojazdu

Siła oporu aerodynamicznego wynosi:

$$F_{air} = \frac{1}{2} \rho A_f C_d V^2 \quad (7.2)$$

ρ – gęstość powietrza, A_f – powierzchnia przodu pojazdu, C_d – współczynnik oporu aerodynamicznego

Siła dynamiczna wynosi:

$$F_d = m \frac{dV}{dt} \quad (7.3)$$

Suma składników (siła napędowa):

$$F_{car} = F_{roll} + F_{air} + F_d \quad (7.4)$$

Wypadkowa wymagana moc przy danej prędkości wynosi:

$$P_{car} = F_{car} V \quad (7.5)$$

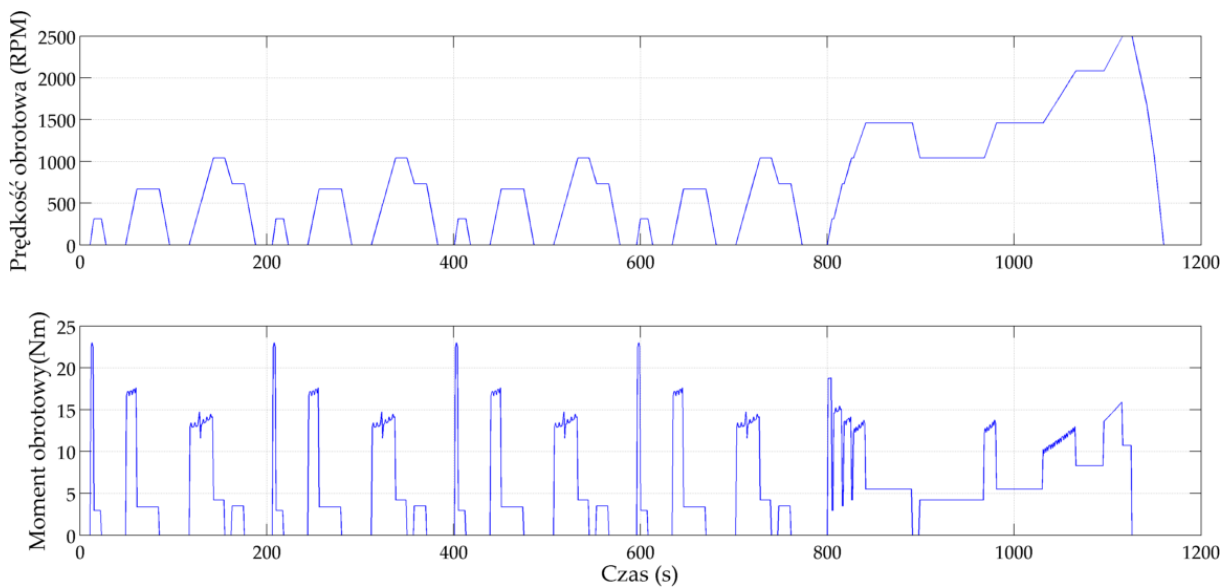
Parametry pracy maszyny w danym punkcie cyklu jezdnego wyznaczono wykorzystując przedstawiony model pojazdu. Przyjęto, że prędkość maksymalna w cyklu (120km/h) odpowiadać będzie prędkości maszyny na poziomie $n_{max} = 2500 \text{ obr./min}$.

Z powodu ograniczeń konstrukcyjnych stanowiska pomiarowego oraz prototypu maszyny hybrydowej, parametry zakładanego pojazdu zostały dobrane w taki sposób, aby możliwe było porównanie działania poszczególnych strategii. Ponadto nie uwzględniono możliwości odzysku energii podczas hamowania.

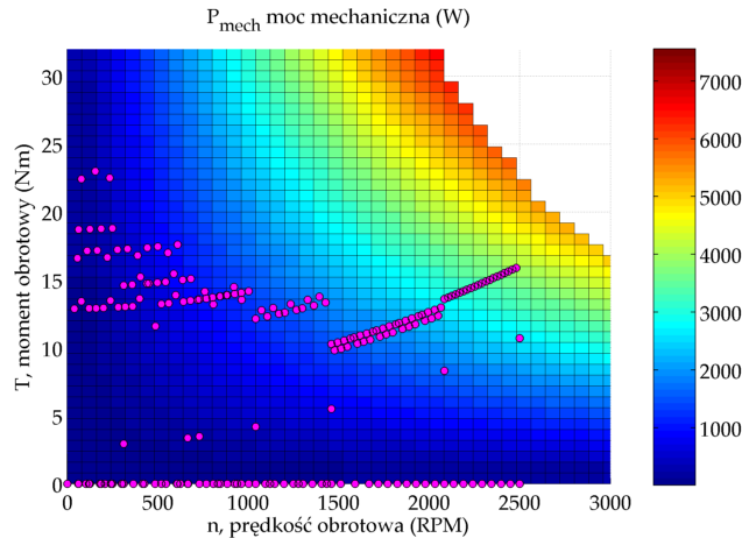
Tabela 6. Parametry zakładanego pojazdu

Parametr	Oznaczenie	Wartość
Masa pojazdu (kg)	m	150
Aktywna powierzchnia przednia (m ²)	A	0,5
Współczynnik tarcia tocznego	CRF	0,015
Współczynnik oporu powietrza	C_d	0,19
Przyspieszenie ziemskie (m/s ²)	g	9,81
Gęstość powietrza (kg/m ³)	ρ	1,177

Przebieg wartości prędkości i momentu obrotowego dla założonych parametrów w funkcji czasu widoczny jest na rysunku 97, natomiast rozkład wartości prędkości i momentu obrotowego zaznaczono w formie punktów na rysunku 98.

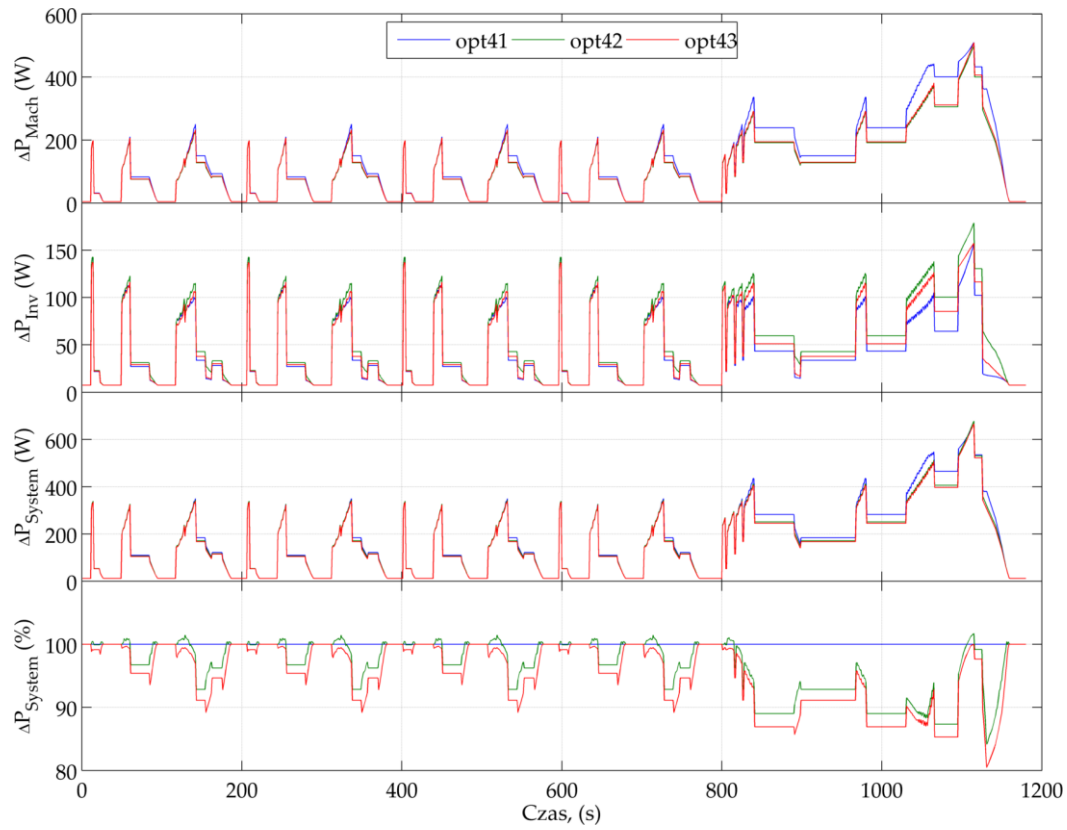


Rysunek 97. Przebieg chwilowych wartości prędkości i momentu obrotowego maszyny w cyklu NEDC w zakładanym pojeździe

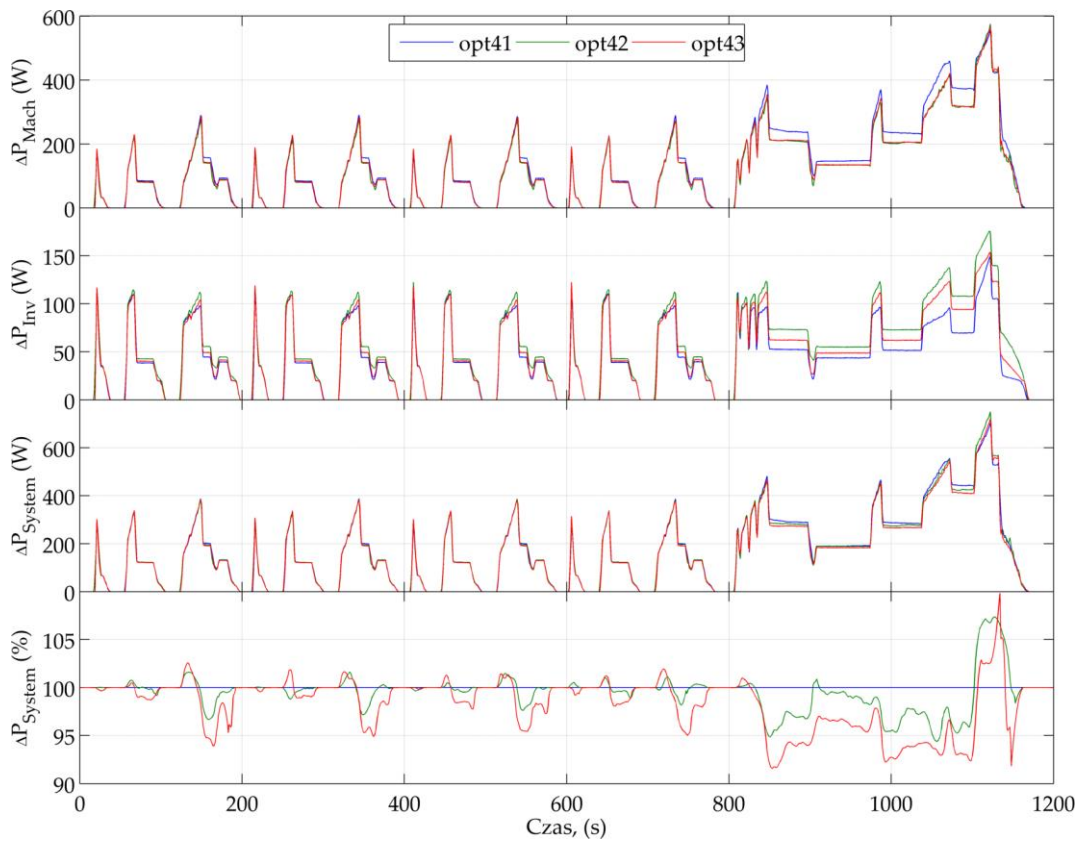


Rysunek 98. Punkty pracy w testowym cyklu NEDC

Wyniki symulacji oraz pomiarów strat w cyklu NEDC (kolejno rysunek 99 i rysunek 100) potwierdzają przeprowadzone wcześniej analizy sprawności. W celu porównania wyników działania poszczególnych strategii jako wartość referencyjną założono poziom strat uzyskanych w strategii opt41. Różnice między symulacją a przeprowadzonymi pomiarami wynikają z niedokładnego odwzorowania parametrów poszczególnych modeli matematycznych oraz z niedokładności pomiarowych.

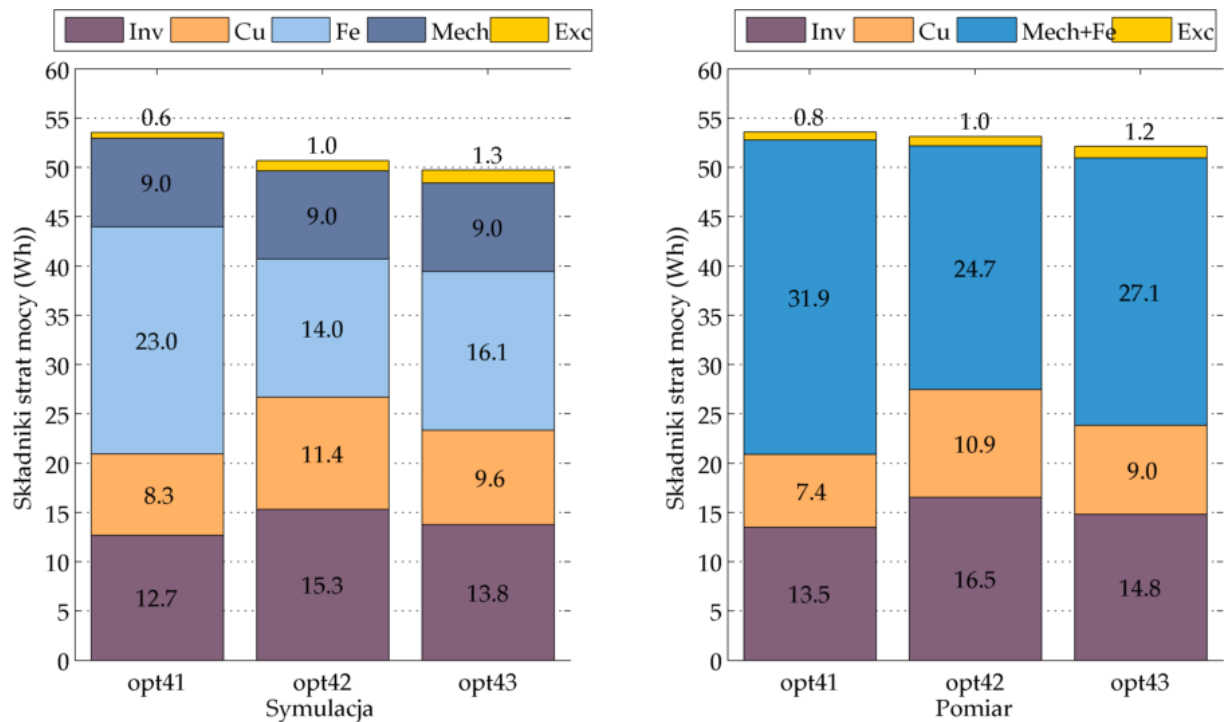


Rysunek 99. Symulacja strat w cyklu NEDC



Rysunek 100. Pomiar strat w cyklu NEDC

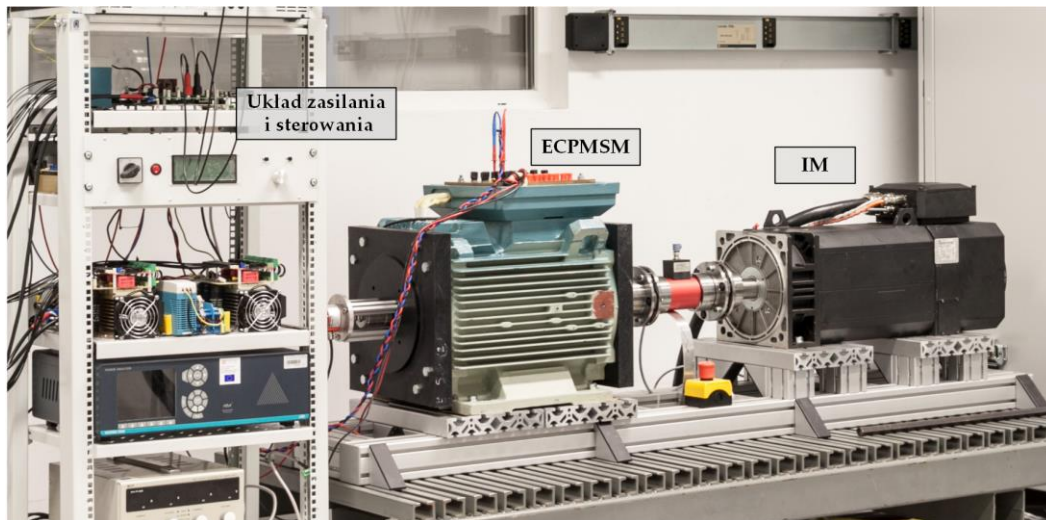
Ostateczny bilans wydzielonych strat (w postaci skumulowanych składników) przedstawiono na rysunku 101. Uwzględnienie kolejnych źródeł strat (obwodu magnetycznego i falownika) w procesie wyznaczania optymalnych wartości prądów poprawia sprawność układu napędowego. Redukcja energii wydzielonej w postaci strat jest stosunkowo niewielka, należy jednak zaznaczyć, że możliwe staje się pewne balansowanie mocą strat między elementami maszyny a falownikiem. Właściwość ta może być użyteczna z punktu widzenia układu chłodzenia poszczególnych składników układu napędowego.



Rysunek 101. Skumulowane składniki strat w cyklu NEDC

7.3 Badania układu przy wyższych prędkościach obrotowych

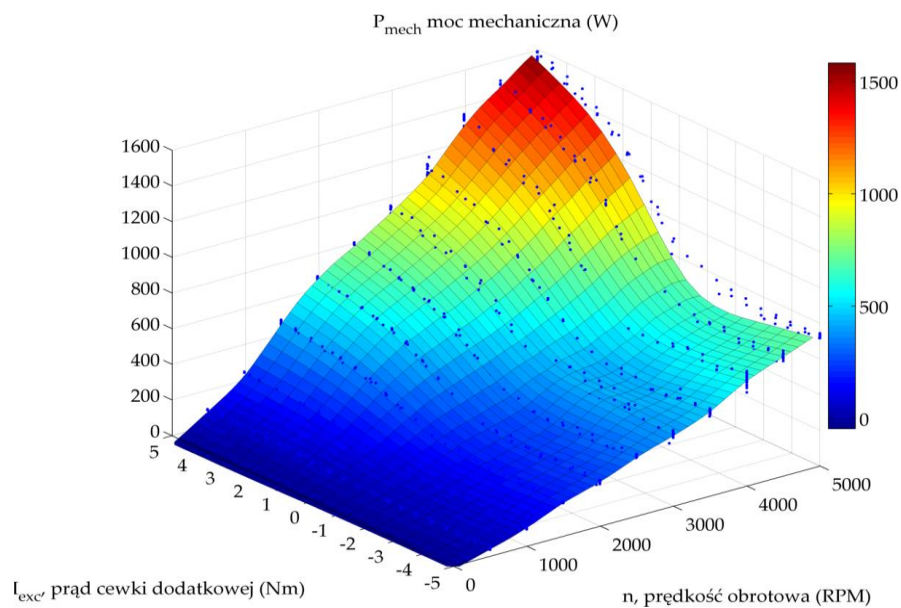
Badania eksperymentalne całego systemu przy wyższych prędkościach obrotowych przeprowadzone zostały z wykorzystaniem napędu pomocniczego dużej mocy (silnik asynchroniczny ABB serii CM57 o mocy znamionowej 54,3kW i prędkości maksymalnej 8000obr./min., zasilany przemysłowym falownikiem ABB serii ACS800). Widok stanowiska pomiarowego przedstawia rysunek 102.



Rysunek 102. Widok stanowiska testowego z silnikiem wysokoobrotowym

Przeprowadzone badania przy wyższych prędkościach obrotowych potwierdziły słuszność przedstawionych wcześniej analiz, zarówno strategii zasilania, sterowania oraz sprawności układu napędowego.

Rysunek 103 przedstawia przykładowe wyniki pomiaru dostarczonej mocy mechanicznej do prototypowej maszyny hybrydowej w zakresie prędkości obrotowej 0÷5000obr./min. oraz w zakresie zmiany prądu cewki dodatkowej I_{exc} od -5 do 5A. Porównanie wyników z rysunkiem 29 (punkt 4.2.3) pozwala na wyciągnięcie identycznych, jak poprzednio, wniosków dotyczących strat maszyny.



Rysunek 103. Wynik pomiaru dostarczonej mocy mechanicznej w funkcji prędkości obrotowej i wartości prądu cewki dodatkowej I_{exc}

8 Wnioski i uwagi końcowe

Rozprawa dotyczy problematyki wykorzystania nowoczesnych układów napędowych przeznaczonych do napędu pojazdów. Wykazano, że możliwe jest zbudowanie układu napędowego wykorzystującego nowy typ maszyny elektrycznej, którego właściwości są szczególnie przydatne w zastosowaniach motoryzacyjnych.

W pracy dokonano przeglądu i klasyfikacji znanych w literaturze rozwiązań konstrukcyjnych maszyn wzbudzanych hybrydowo. Badania właściwości jednego z typów maszyn z możliwością regulacji strumienia wzbudzenia przeprowadzono na modelu prototypowym opracowanym i wykonanym przez zespół projektowy Katedry Elektroenergetyki i Napędów Elektrycznych Wydziału Elektrycznego Zachodniopomorskiego Uniwersytetu Technologicznego w Szczecinie.

Opracowano modele matematyczne maszyny hybrydowej oraz energoelektronicznych przekształtników układu zasilania, w których opisano nieliniowy charakter zachodzących w nich zjawisk, a także uwzględniono występowanie głównych źródeł strat. Zaproponowano szybki algorytm wyznaczania strat łączeniowych oraz statycznych przyrządów energoelektronicznych, co umożliwiło sporządzenie map strat dla wszystkich kombinacji napięć i prądów układu. Przedstawiono kompleksowe metody wyznaczania istotnych parametrów maszyn wzbudzanych hybrydowo oraz sposób ich odzwierciedlenia w modelu matematycznym.

Przedstawiona iteracyjna metoda poszukiwania a-priori optymalnych parametrów zasilania uwzględnia nieliniowy charakter zjawisk występujących w układzie napędowym, a także występowanie strat w maszynie oraz w układzie zasilania (przekształtniku energoelektronicznym DC/AC). Zmaksymalizowano przez to zakres pracy maszyny hybrydowej z możliwie najwyższą sprawnością w każdym możliwym do osiągnięcia punkcie pracy. Dodatkową zaletą przedstawionej metody jest możliwość implementacji w układach sterujących o ograniczonych możliwościach obliczeniowych.

Wykazano, symulacyjnie oraz eksperymentalnie, że odpowiednio kontrolując prąd (charakterystycznej dla maszyny wzbudzanej hybrydowo) cewki pomocniczej oraz prąd stojana możliwe jest wykorzystanie szczególnych cech maszyny hybrydowej w zakresie uzyska-

nego momentu obrotowego oraz prędkości obrotowej. Badania uzupełniono obliczeniami rozkładu strat i energii ruchu dla znormalizowanego cyklu jazdy pojazdu przy wykorzystaniu różnych strategii sterowania.

Z przeprowadzonych badań można wyciągnąć następujące wnioski:

- maszyny hybrydowe posiadają dodatkowy stopień swobody w obwodzie regulacji strumienia wzbudzenia, co ma korzystny wpływ na parametry i sprawność układów napędowych wykorzystujących tego typu maszyny,
- wykorzystane, parametryzowane modele matematyczne i symulacyjne dokładnie odzwierciedlają główne zjawiska zachodzące w układach energoelektronicznych i napędowych,
- różne strategie sterowania wymuszają różne rozkłady poszczególnych składowych prądów stojana, co ma istotny wpływ na wynikowy rozkład strat,
- pomijanie strat układów energoelektronicznych prowadzić może do niewłaściwej oceny strategii z punktu widzenia minimalizacji strat całości układu napędowego,
- w celu kontroli przyrostu temperatur poszczególnych składników układu napędowego można, w trakcie eksploatacji, zmieniać poszczególne strategie balansując stratami między maszyną a układem energoelektronicznym,
- możliwa jest minimalizacja strat układu napędowego jako całości przy wyborze optymalnych wartości prądów stojana i cewki dodatkowej.

8.1 Osiągnięcia własne autora

- opracowanie modelu maszyny z regulowanym wzbudzeniem,
- opracowanie metody wyznaczenia strat elementów układu napędowego,
- sporządzenie dokładnych modeli strat przekształtników energoelektronicznych,
- propozycja autorskiej metody strategii sterowania maszyn hybrydowych,
- projekt i wykonanie dedykowanego stanowiska badawczego,
- implementacja opracowanej metody w cyfrowym układzie sterującym,
- przeprowadzenie kompletu badań symulacyjnych oraz laboratoryjnych opracowanych strategii sterowania.

Literatura

- [1] E. Degórska, *Zanieczyszczenie powietrza w Polsce w 2009 roku na tle wielolecia*. Warszawa: Inspekcja Ochrony środowiska, 2011.
- [2] G. Berent-Kowalska, "Efektywność wykorzystania energii w latach 1999-2009," *Główny Urząd Statystyczny - Informacje i opracowania statystyczne*, 2011.
- [3] European Environment Agency, "The contribution of transport to air quality," 2012.
- [4] European Environment Agency, "A closer look at urban transport," 2013.
- [5] G. Jastrzębska, *Odnawialne źródła energii i pojazdy proekologiczne*. WNT, 2009.
- [6] M. Ehsani, Y. Gao, and A. Emadi, *Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles: Fundamentals, Theory, and Design, Second Edition (Power Electronics and Applications Series)*. CRC Press, 2009.
- [7] [Http://France-mobilite-electrique.org](http://France-mobilite-electrique.org), "Un mois historique pour les immatriculations de véhicules électriques!," 2014.
- [8] [Http://insideevs.com](http://insideevs.com), "September 2014 Plug-In Electric Vehicle Sales Report Card."
- [9] [Http://samochodyelektryczne.org](http://samochodyelektryczne.org), "Co piąte auto sprzedawane w Norwegii to EV."
- [10] [Http://www.nportal.no/](http://www.nportal.no/), "Samochody Elektryczne w Norwegii Sprzedają Się Najlepiej."
- [11] Electric Drive Transportation Association, "Electric drive vehicle sales figures (U.S. Market) - EV sales."
- [12] [Http://www.hybridcars.com/april-2014-dashboard/](http://www.hybridcars.com/april-2014-dashboard/), "HybridCars Dashboard."
- [13] E. D. Wachsman and K. T. Lee, "Lowering the temperature of solid oxide fuel cells." *Science (New York, N.Y.)*, vol. 334, no. 6058, pp. 935–9, Nov. 2011.
- [14] K. Liang, W. Xuhui, X. Shan, and F. Tao, "The study of bypass hybrid excitation synchronous motors with extended field-weakening capability," in *Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference on*, 2008, pp. 3627–3631.
- [15] K. Chau and C. Chan, "Overview of Permanent-Magnet Brushless Drives for Electric and Hybrid Electric Vehicles," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 6, pp. 2246–2257, Jun. 2008.
- [16] K. Zawirski, *Sterowanie silnikiem synchronicznym o magnesach trwałych*. Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, 2005.
- [17] J. F. Gieras, "PM synchronous generators with hybrid excitation systems and voltage control Capabilities: A review," in *Electrical Machines (ICEM), 2012 XXth International Conference on*, 2012, pp. 2573–2579.
- [18] B. Nedjar, S. Hlioui, M. Lecrivain, Y. Amara, L. Vido, and M. Gabsi, "Study of a new hybrid excitation synchronous machine," in *Electrical Machines (ICEM), 2012 XXth International Conference on*, 2012, pp. 2927–2932.
- [19] D. Fodorean, A. Djerdir, A. Miraoui, and I.-A. Viorel, "FOC and DTC Techniques for Controlling a Double Excited Synchronous Machine," in *Electric Machines Drives Conference, 2007. IEMDC '07. IEEE International*, 2007, vol. 2, pp. 1258–1263.

- [20] H. May, Meins, W. Canders, and R. Pałka, "New permanent magnet excited synchronous machine with extended, stator fixed auxiliary excitation coil," in *ISEF 2009 - XIV International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering*, 2009.
- [21] H. May, R. Palka, P. Paplicki, S. Szkolny, and W.-R. Canders, "Modified concept of permanent magnet excited synchronous machines with improved high-speed features," *Archives of Electrical Engineering*, vol. 60, no. 4, pp. 531–540, Jan. 2011.
- [22] D. Fodorean, A. Djerdir, I.-A. Viorel, and A. Miraoui, "A Double Excited Synchronous Machine for Direct Drive Application—Design and Prototype Tests," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 22, no. 3, pp. 656–665, Sep. 2007.
- [23] R. L. Owen, Z. Q. Zhu, J. B. Wang, D. A. Stone, and I. Urquhart, "Review of Variable-flux Permanent Magnet Machines," in *Journal of International Conference on Electrical Machines and Systems*, Vol.1, No.1, pp.23~31, 2012 23, 2012.
- [24] C. Zhao and Y. Yan, "A review of development of hybrid excitation synchronous machine," in *Industrial Electronics, 2005. ISIE 2005. Proceedings of the IEEE International Symposium on*, 2005, vol. 2, pp. 857–862 vol. 2.
- [25] J. Legranger, G. Friedrich, S. Vivier, and J. C. Mipo, "Design of a Brushless Rotor Supply for a Wound Rotor Synchronous Machine for Integrated Starter Generator," in *2007 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2007, no. figure 2, pp. 236–241.
- [26] M. Ruviaro and F. Runcos, "A brushless doubly fed induction machine with flat plane rotary transformers," in *2012 XXth International Conference on Electrical Machines*, 2012, pp. 23–29.
- [27] F. Leonardi, T. Matsuo, Y. Li, T. A. Lipo, and P. McCleer, "Design considerations and test results for a doubly salient PM motor with flux control," in *Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS '96., Conference Record of the 1996 IEEE*, 1996, vol. 1, pp. 458–463 vol.1.
- [28] Y. Amara, S. Hlioui, R. Belfkira, G. Barakat, and M. Gabsi, "Comparison of Open Circuit Flux Control Capability of a Series Double Excitation Machine and a Parallel Double Excitation Machine," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 60, no. 9, pp. 4194–4207, 2011.
- [29] X. Luo and T. A. Lipo, "A synchronous/permanent magnet hybrid AC machine," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 15, no. 2, pp. 203–210, 2000.
- [30] A. D. Akemakou and S. K. Phounsombat, "Electrical machine with double excitation, especially a motor vehicle alternator," no. US6147429 A. 2000.
- [31] Takayuki Mizuno, "Hybrid excitation type permanent magnet synchronous motor," US Patent 5,682,073 /1997.
- [32] Y. Amara, L. Vido, M. Gabsi, E. Hoang, A. Hamid Ben Ahmed, and M. Lecrivain, "Hybrid Excitation Synchronous Machines: Energy-Efficient Solution for Vehicles Propulsion," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 58, no. 5, pp. 2137–2149, 2009.

- [33] J. A. Tapia, F. Leonardi, and T. A. Lipo, "A design procedure for a PM machine with extended field weakening capability," in *Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the*, 2002, vol. 3, pp. 1928–1935 vol.3.
- [34] J. A. Tapia, F. Leonardi, and T. A. Lipo, "Consequent-pole permanent-magnet machine with extended field-weakening capability," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 39, no. 6, pp. 1704–1709, 2003.
- [35] N. Patin, L. Vido, E. Monmasson, J.-P. Louis, M. Gabsi, and M. Lecrivain, "Control of a Hybrid Excitation Synchronous Generator for Aircraft Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 10, pp. 3772–3783, Oct. 2008.
- [36] K. Liang, W. Xuhui, and F. Tao, "A new method to plan the optimal field excitation current trajectory in a hybrid excitation machine," *2011 International Conference on Electrical Machines and Systems*, pp. 1–5, Aug. 2011.
- [37] M. Gabsi, G. Salloum, E. Monmasson, R. Mbayed, and L. Vido, "Control of a hybrid excitation synchronous generator connected to a diode bridge rectifier supplying a DC bus in embedded applications," *IET Electric Power Applications*, vol. 7, no. 1, pp. 68–76, Jan. 2013.
- [38] R. Mbayed, L. Vido, G. Salloum, E. Monmasson, and M. Gabsi, "Effect of iron losses on the model and control of a hybrid excitation synchronous generator," in *2011 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, 2011, pp. 971–976.
- [39] N. Patin, L. Vido, E. Monmasson, and J. -p. Louis, "Control of a DC generator based on a Hybrid Excitation Synchronous Machine connected to a PWM rectifier," in *2006 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2006, vol. 3, pp. 2229–2234.
- [40] Z. Zhang, "Maximum torque control of hybrid excitation synchronous machine drives based on field current self-optimizing method," in *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2013, pp. 2977–2982.
- [41] R. Mbayed, G. Salloum, L. Vido, E. Monmasson, and M. Gabsi, "Optimal control of the hybrid excitation synchronous machine for electric propulsion in electric vehicle," in *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, 2013, pp. 1–10.
- [42] M. Huang, H. Lin, H. Yunkai, P. Jin, and Y. Guo, "Fuzzy Control for Flux Weakening of Hybrid Exciting Synchronous Motor Based on Particle Swarm Optimization Algorithm," *IEEE Transactions on Magnetism*, vol. 48, no. 11, pp. 2989–2992, Nov. 2012.
- [43] G. Slemon and R. Bonert, "Modeling of iron losses of permanent-magnet synchronous motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 3, pp. 734–742, May 2003.
- [44] R. Mbayed, G. Salloum, L. Vido, E. Monmasson, and M. Gabsi, "Hybrid excitation synchronous motor control in electric vehicle with copper and iron losses minimization," in *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2012, pp. 4886–4891.
- [45] G. R. Slemon and X. Liu, "Core losses in permanent magnet motors," *IEEE Transactions on Magnetism*, vol. 26, no. 5, pp. 1653–1655, 1990.

- [46] J. Takacs, G. Kovacs, and L. K. Varga, "Modeling the Steinmetz's law for soft steel," *The European Physical Journal Applied Physics*, vol. 51, no. 2, p. 20801, Jul. 2010.
- [47] F. Deng, "An improved iron loss estimation for permanent magnet brushless machines," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 14, no. 4, pp. 0–4, 1999.
- [48] P. Pillay and R. Krishnan, "Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives. I. The permanent-magnet synchronous motor drive," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 25, no. 2, pp. 265–273, 1989.
- [49] W. Hassan, "Efficiency optimization of PMSM based drive system," in *Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference*, 2012, vol. 2, pp. 1027–1033.
- [50] N. Urasaki, T. Senjyu, and K. Uezato, "Influence of all losses on permanent magnet synchronous motor drives," in *2000 26th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. IECON 2000. 2000 IEEE International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation. 21st Century Technologies and Industrial Opportunities (Cat. No.00CH37141)*, 2000, vol. 2, pp. 1371–1376.
- [51] R. S. Colby and D. W. Novotny, "Efficient Operation of Surface-Mounted PM Synchronous Motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-23, no. 6, pp. 1048–1054, Nov. 1987.
- [52] A. Rabiei, T. Thiringer, and J. Lindberg, "Maximizing the energy efficiency of a PMSM for vehicular applications using an iron loss accounting optimization based on nonlinear programming," *2012 XXth International Conference on Electrical Machines*, no. 3, pp. 1001–1007, Sep. 2012.
- [53] N. Urasaki, T. Senjyu, and K. Uezato, "A novel calculation method for iron loss resistance suitable in modeling permanent-magnet synchronous motors," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 18, no. 1, pp. 41–47, Mar. 2003.
- [54] C. Mademlis, I. Kioskeridis, and N. Margaris, "Optimal Efficiency Control Strategy for Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 19, no. 4, pp. 715–723, Dec. 2004.
- [55] M. Bonisławski, R. Pałka, P. Paplicki, and M. Wardach, "Badania eksperymentalne maszyny elektrycznej z magnesami trwałymi o regulowanym wzbudzeniu," *Przegląd Elektrotechniczny*, no. 10, pp. 6–10, 2014.
- [56] M. Bonisławski and R. Pałka, "Analiza pracy maszyny synchronicznej wzбудzanej hybrydowo w obszarze osłabionego strumienia," *Maszyny Elektryczne: Zeszyty problemowe*, vol. 2014, no. 3, pp. 167–172, 2014.
- [57] M. Bonisławski, R. Pałka, P. Paplicki, and M. Wardach, "Analiza pracy maszyny elektrycznej z magnesami trwałymi o regulowanym wzbudzeniu," *Maszyny Elektryczne: Zeszyty problemowe*, vol. 100, no. 3, pp. 155–160, 2013.
- [58] R. Pałka, P. Paplicki, R. Piotuch, and M. Wardach, "Maszyna z magnesami o regulowanym wzbudzeniu - wybrane wyniki prac projektowych," in *Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej*, 2012.

- [59] M. Bonisławski, R. Pałka, P. Paplicki, and M. Wardach, "Electric controlled permanent magnet synchronous machine—selected experimental results," *Maszyny Elektryczne: Zeszyty problemowe*, vol. 2014, no. 3, pp. 157–160, 2014.
- [60] P. Putek, P. Paplicki, and R. Palka, "Low Cogging Torque Design of Permanent Magnet Machine Using Modified Multi-Level Set Method With Total Variation Regularization," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 50, no. 2, pp. 657–660, Feb. 2014.
- [61] P. Paplicki, "Maszyna ECPMSM-wybrane wyniki badań symulacyjnych i prac projektowych," *Maszyny Elektryczne: Zeszyty problemowe*, vol. 2014, no. 3, pp. 109–114, 2014.
- [62] R. Palka, P. Paplicki, and M. Wardach, "Design and Analysis of Electric Controlled Permanent Magnet Excited Synchronous Machine," *mht.bme.hu*.
- [63] H. May, R. Palka, P. Paplicki, S. Szkolny, M. Wardach, and M. Hardo, "Comparative research of different structures of a permanent-magnet excited synchronous machine for electric vehicles," *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. 88, no. 12a, pp. 53–55, 2012.
- [64] R. Pałka, P. Paplicki, and M. Wardach, "Wpływ klinów magnetycznych na parametry maszyny elektrycznej z magnesami i regulacją strumienia," *Maszyny Elektryczne: Zeszyty problemowe*, vol. 100, cz. pp. 77–82, 2013.
- [65] F. C. Trutt, E. A. Erdelyi, and R. F. Jackson, "The Non-Linear Potential Equation and Its Numerical Solution for Highly Saturated Electrical Machines," *IEEE Transactions on Aerospace*, vol. 1, no. 2, pp. 430–440, 1963.
- [66] V. Sandeep, S. S. Murthy, and B. Singh, "A comparative study on approaches to curve fitting of magnetization characteristics for induction generators," in *2012 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, 2012, pp. 1–6.
- [67] M. P. Kaźmierkowski and J. Matysik, *Wprowadzenie do elektroniki i energoelektroniki*. Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, 2005.
- [68] H. Tunia and R. Barlik, *Teoria przekształtników*. Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, 2003.
- [69] J. Łuszcz and K. Iwan, "Conducted EMI propagation in inverter-fed ac motor," *Electrical Power Quality and Utilisation*, vol. II, no. 1, pp. 47–51, 2006.
- [70] Y. Son and S. Sul, "Conducted EMI in PWM inverter for household electric appliance," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 00, no. C, 2002.
- [71] J. Holtz, "Pulsewidth modulation-a survey," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 049, no. 202, 1992.
- [72] S. K. Orłowska-Kowalska, Teresa, Dybkowski, Mateusz, "Analiza pracy modulatora wektorowego z trajektoriami ograniczającymi," *Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej*, no. 64, 2010.
- [73] M. Bonisławski and M. Hołub, "Effects of space vector modulation strategy on hybrid (Si-SiC) inverter losses," *Archives of Electrical Engineering*, vol. 61, no. 1, pp. 69–75, 2012.

- [74] Keliang Zhou and Danwei Wang, "Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based PWM: a comprehensive analysis [three-phase inverters]," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 1, pp. 186–196, 2002.
- [75] L. Schwager, A. Tuysuz, C. Zwyssig, and J. W. Kolar, "Modeling and Comparison of Machine and Converter Losses for PWM and PAM in High-Speed Drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 2, pp. 995–1006, Mar. 2014.
- [76] J. Pou, D. Osorno, J. Zaragoza, C. Jaen, and S. Ceballos, "Power losses calculation methodology to evaluate inverter efficiency in electrical vehicles," in *2011 7th International Conference-Workshop Compatibility and Power Electronics (CPE)*, 2011, pp. 404–409.
- [77] Z. Xuhui, "Analysis of voltage source inverter losses model," in *2011 International Conference on Electric Information and Control Engineering*, 2011, pp. 5704–5707.
- [78] K. Zawirski, J. Deskur, and T. Kaczmarek, *Automatyka napędu elektrycznego*. Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, 2012.
- [79] M. P. Kaźmierkowski, R. Krishnan, F. Blaabjerg, and J. D. Irwin, *Control in Power Electronics: Selected Problems*. Elsevier Science, 2002.
- [80] D. Casadei, F. Profumo, G. Serra, and A. Tani, "FOC and DTC: two viable schemes for induction motors torque control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 5, pp. 779–787, 2002.
- [81] X. Garcia and B. Zigmund, "Comparison between FOC and DTC Strategies for Permanent Magnet Synchronous Motors," *Advances in Electrical and Electronic Engineering*, 2011.
- [82] M. Bonisławski, R. Pajdzik, and K. Pietruszewicz, "Szybkie prototypowanie algorytmów sterowania napędami zespołów posuwowych stolika X–Y frezarki z silnikami synchronicznymi prądu zmiennego ze wzbudzeniem od magnesów trwałych," *Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej. Studia i Materiały*, 2012.
- [83] K. Pietruszewicz, M. Bonisławski, and R. Pajdzik, "Open architecture digital servodrive for PMSM/PMLM-based machine-tool table feed-drives," *Archives of Electrical Engineering*, vol. 62, no. 2, pp. 289–305, Jan. 2013.
- [84] R. Krishnan, *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*. Taylor & Francis, 2010.
- [85] P.-Y. Lin and Y.-S. Lai, "Novel Voltage Trajectory Control for Flux Weakening Operation of Surface Mounted PMSM Drives," in *Industry Applications Society Annual Meeting, 2008. IAS '08. IEEE*, 2008, pp. 1–8.
- [86] T.-S. Kwon and S.-K. Sul, "A novel flux weakening algorithm for surface mounted permanent magnet synchronous machines with infinite constant power speed ratio," in *Electrical Machines and Systems, 2007. ICEMS. International Conference on*, 2007, pp. 440–445.
- [87] J.-H. Song, J.-M. Kim, and S.-K. Sul, "A new robust SPMSM control to parameter variations in flux weakening region," in *Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1996., Proceedings of the 1996 IEEE IECON 22nd International Conference on*, 1996, vol. 2, pp. 1193–1198 vol.2.

- [88] J. Simanek, J. Novak, O. Cerny, and R. Dolecek, "FOC and flux weakening for traction drive with permanent magnet synchronous motor," in *Industrial Electronics, 2008. ISIE 2008. IEEE International Symposium on*, 2008, pp. 753–758.
- [89] N. C. Kar, "A review of flux-weakening control in permanent magnet synchronous machines," in *2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2010, pp. 1–6.
- [90] K. T. Chau, "Efficiency Optimization of a Permanent-Magnet Hybrid Brushless Machine Using DC Field Current Control," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 45, no. 10, pp. 4652–4655, Oct. 2009.
- [91] Y. Jeong, S. Sul, S. Hiti, and K. M. Rahman, "Online Minimum-Copper-Loss Control of an Interior Permanent-Magnet Synchronous Machine for Automotive Applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, no. 5, pp. 1222–1229, Sep. 2006.
- [92] S. Morimoto, Y. Tong, Y. Takeda, and T. Hirasu, "Loss minimization control of permanent magnet synchronous motor drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 41, no. 5, pp. 511–517, 1994.
- [93] C. Cavallaro, A. O. DiTommaso, R. Miceli, A. Raciti, G. R. Galluzzo, and M. Trapanese, "Efficiency Enhancement of Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives by Online Loss Minimization Approaches," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 4, pp. 1153–1160, Aug. 2005.
- [94] S. Shinnaka and T. Sagawa, "New Optimal Current Control Methods for Energy-Efficient and Wide Speed-Range Operation of Hybrid-Field Synchronous Motor," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 5, pp. 2443–2450, Oct. 2007.
- [95] R. Mbayed, G. Salloum, L. Vido, E. Monmasson, and M. Gabsi, "Hybrid excitation synchronous machine control in electric vehicle application with copper losses minimization," in *6th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2012)*, 2012, pp. B22–B22.
- [96] C. Chan, R. Zhang, K. T. Chau, and J. Z. Jiang, "Optimal efficiency control of PM hybrid motor drives for electrical vehicles," in *PESC97. Record 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Formerly Power Conditioning Specialists Conference 1970-71. Power Processing and Electronic Specialists Conference 1972*, 1997, vol. 1, pp. 363–368.
- [97] Z. Zhang, Y. Yan, S. Yang, and Z. Bo, "Principle of Operation and Feature Investigation of a New Topology of Hybrid Excitation Synchronous Machine," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 44, no. 9, pp. 2174–2180, 2008.
- [98] M. Bonisławski and M. Hołub, "Programowalny układ obciążenia dla maszyn prądu stałego," *Maszyny Elektryczne: Zeszyty problemowe*, pp. 159–163, 2010.
- [99] M. Bonisławski, "Sterowane obciążenie energoelektroniczne pomocne przy badaniu napędów elektrycznych," *Prace Instytutu Elektrotechniki*, no. 246, pp. 85–96, 2010.
- [100] E. Hoang, M. Lecrivain, S. Hlioui, and M. Gabsi, "Hybrid excitation synchronous permanent magnets synchronous machines optimally designed for hybrid and full electrical vehicle," in *8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia*, 2011, pp. 153–160.

