



**SZKOŁA
DOKTORSKA**
POLITECHNIKI RZESZOWSKIEJ

mgr inż. Mateusz Daraż

Ograniczenie tętnień prądu zasilania maszyny
reluktancyjnej przełączalnej

ROZPRAWA DOKTORSKA

w dziedzinie nauk inżynieryjno-technicznych
w dyscyplinie automatyka, elektronika, elektrotechnika
i technologie kosmiczne

Promotor:

dr hab. inż. Piotr Bogusz, prof. PRz

Promotor pomocniczy:

dr inż. Dariusz Sobczyński

Rzeszów, 2026

SPIS TREŚCI

WYKAZ WAŻNIEJSZYCH OZNACZEŃ I SKRÓTÓW	5
1. WSTĘP.....	10
1.1. Wprowadzenie	10
1.2. Teza rozprawy.....	11
1.3. Zawartość pracy	12
2. MASZYNY RELUKTANCYJNE PRZELĄCZALNE.....	13
2.1. Budowa i zasada działania maszyn reluktancyjnych przełączalnych	13
2.2. Problem tętnień prądu źródła napędu z maszyną reluktancyjną przełączalną.....	16
2.3. Potencjalne zyski z ograniczenia wartości skutecznej prądu źródła.....	19
3. MODEL MATEMATYCZNY I SYMULACYJNY MASZYN RELUKTANCYJNEJ PRZELĄCZALNEJ.....	24
3.1. Model matematyczny maszyny reluktancyjnej przełączalnej	24
3.2. Estymacja momentu w maszynie reluktancyjnej przełączalnej.....	24
3.3. Model symulacyjny maszyny reluktancyjnej przełączalnej dla analizy stanów dynamicznych	26
4. SPOSOBY MINIMALIZACJI TĘTNIEŃ PRĄDU ŹRÓDŁA NAPĘDU Z MASZYNĄ RELUKTANCYJNĄ PRZELĄCZALNĄ.....	30
4.1. Filtry pasywne.....	30
4.2. Filtry aktywne	32
4.3. Podsumowanie i wybór topologii filtra prądu źródła dla napędu SRM	36
5. PROPONOWANA METODA STEROWANIA FILTREM AKTYWNYM SKOJARZONYM Z NAPĘDEM RELUKTANCYJNYM PRZELĄCZALNYM ..	37
5.1. Proponowana metoda synchronizacji pracy przetwornicy prądu stałego z napędem reluktancyjnym przełączalnym	37
5.2. Zabezpieczenie elektroniki omawianego napędu, przed niekontrolowanym wzrostem napięcia obwodu pośredniczącego w stanach dynamicznych	42
5.3. Model symulacyjny napędu SRM z proponowanym systemem filtracji prądu źródła zasilania.....	43
6. WYNIKI BADAŃ SYMULACYJNYCH.....	52
6.1. Wyniki badań symulacyjnych proponowanej metody synchronizacji pracy przetwornicy prądu stałego z silnikiem reluktancyjnym przełączalnym przy sterowaniu jednopulsowym	52
6.2. Wyniki badań symulacyjnych proponowanej metody synchronizacji pracy przetwornicy prądu stałego z silnikiem reluktancyjnym przełączalnym przy ograniczonym prądzie fazowym.....	64

6.3. Wnioski i propozycja korekty proponowanej metody synchronizacji pracy przetwornicy prądu stałego z silnikiem reluktancyjnym przełączalnym	81
7. WYNIKI BADAŃ LABORATORYJNYCH	87
7.1. Topologia eksperymentalnego układu zasilania napędu SRM z proponowaną filtracją aktywną.....	87
7.2. Eksperymentalne wyniki badań proponowanej metody synchronizacji pracy przetwornicy prądu stałego z napędem reluktancyjnym przełączalnym przy sterowaniu jednopulsowym	88
7.3. Eksperymentalne wyniki badań proponowanej metody synchronizacji pracy przetwornicy prądu stałego z napędem reluktancyjnym przełączalnym przy ograniczonym prądzie fazowym	97
7.4. Eksperymentalne wyniki badań skorygowanej proponowanej metody synchronizacji pracy przetwornicy prądu stałego z napędem reluktancyjnym przełączalnym.....	105
7.5. Bilans strat filtra aktywnego pracującego z proponowaną metodą sterowania	108
7.6. Wnioski.....	122
8. PODSUMOWANIE.....	124
8.1. Badania.....	124
8.2. Najważniejsze osiągnięcia własne	124
LITERATURA.....	126
DODATEK A.....	130
STRESZCZENIE	138

WYKAZ WAŻNIEJSZYCH OZNACZEŃ I SKRÓTÓW

$diag()$	– macierz diagonalna
$[]^T$	– transpozycja macierzy
$(\cdot)_{\text{first}}^{\wedge}$	– detekcja pierwszego zbocza narastającego w danym okresie
u_s, u_{source}	– wartość chwilowa napięcia na źródle zasilania
i_s, i_{source}	– wartość chwilowa prądu źródła zasilania
U_{s0}	– składowa stała napięcia źródła
E_s	– siła elektromotoryczna, napięcie źródła zasilania
R_s	– wewnętrzna rezystancja źródła zasilania
R_{ls}	– rezystancja obwodu zasilania bez rezystancji źródła
Z_{ls}	– impedancja obwodu zasilania bez rezystancji źródła
u_{dc}	– wartość chwilowa napięcia obwodu pośredniczącego
i_{dc}	– wartość chwilowa prądu obwodu pośredniczącego
$I_{s\text{av}}$	– wartość średnia prądu źródła
$I_{s\text{RMS}}$	– wartość skuteczna prądu źródła
I_{s0}	– składowa stała prądu źródła
$I_{s\text{av}(\text{rel})}$	– relatywna wartość średnia prądu źródła
$I_{s\text{RMS}(\text{rel})}$	– relatywna wartość skuteczna prądu źródła
θ	– położenie katowe wirnika względem faz maszyny SRM
θ_r	– położenie katowe wirnika względem stojana
θ_{dwell}	– szerokość przedziału zasilania faz maszyny SRM
θ_{on}	– kąt załączenia faz
$\theta_{\text{on}(\text{cor})}$	– kąt opóźnienia załączenia faz
θ_{off}	– kąt wyłączenia faz
$L_{\text{ph}}(\theta)$	– indukcyjność własna uzwojenia fazy maszyny SRM
L_{min}	– indukcyjność własna uzwojenia fazy w położeniu niewspółosiowym
L_{max}	– indukcyjność własna uzwojenia fazy w położeniu współosiowym
i_{ph}	– wartość chwilowa prądu fazowego maszyny SRM
i_{sph}	– wartość chwilowa prądu pobieranego ze źródła przez fazę maszyny
I_{phav}	– wartość średnia prądu fazy
I_{phpp}	– wartość międzyszczytowa prądu fazy
$I_{\text{ph}(\text{max})}$	– maksymalna wartość prądu fazy przy pracy bez ograniczenia prądu faz

$I_{\text{SRM(ref)}}$	– referencyjny prąd faz
Δi	– delta referencyjnego prądu faz
f_{rSRM}	– częstotliwość tętnień prądu pobieranego przez falownik maszyny SRM
N_{ph}	– liczba faz
N_{r}	– liczba zębów wirnika
N_{s}	– liczba biegunów stojana
β_{r}	– szerokość zęba wirnika
β_{s}	– szerokość bieguna stojana
n	– prędkość obrotowa
n_{ref}	– referencyjna prędkość obrotowa
ω	– prędkość kątowna
ω_{ref}	– referencyjna prędkość kątowna
ω_{min}	– minimalna prędkość kątowna umożliwiającą pracę filtra aktywnego
ω_{PI}	– prędkość kątowna przejścia członu całkującego regulatora referencyjnego prądu źródła w stałe wzmocnienie
$\mathbf{u}$	– wektor napięć zasilających uzwojenia fazowe
$\mathbf{i}$	– wektor prądów fazowych
$\mathbf{R}$	– macierz rezystancji uzwojeń fazowych
$\Psi(\theta, \mathbf{i})$	– macierz charakterystyk strumieniowych faz
$\mathbf{T}_{\text{e}}(\theta, \mathbf{i})$	– macierz charakterystyk momentowych faz
W^*	– koenergia magnetyczna
ψ	– strumień magnetyczny
T_{e}	– moment elektromagnetyczny
T_{e_0}	– składowa stała momentu elektromagnetycznego
$T_{\text{e}_{\text{av}}}$	– wartość średnia momentu elektromagnetycznego
T_{L}	– moment obciążenia
J	– moment bezwładności
D	– współczynnik tarcia lepkiego
u_{sync}	– diagnostyczne napięcie synchronizacji
u_{trigger}	– impulsy synchronizacji filtra aktywnego z maszyną SRM
$u_{\text{trigger}_{\text{COR}}}$	– impulsy skorygowanej metody synchronizacji filtra aktywnego z maszyną SRM

u_{dcmin}	– zatrzaśnięte napięcie obwodu pośredniczącego z chwili ostatniego wystąpienia kąta wyłączenia którejkolwiek z faz
u'_{dcmin}	– zatrzaśnięte napięcie obwodu pośredniczącego z chwili ostatniego osiągnięcia przez prąd którejkolwiek z faz prądu referencyjnego po raz pierwszy w danym okresie elektrycznym
$u_{dcmin(COR)}$	– napięcie wyznaczone według skorygowanej metody stanowiące sprzężenie zwrotne dla regulatora referencyjnego prądu źródła
$U_{dcmin(real)}$	– rzeczywiste minimalne napięcie obwodu pośredniczącego w danym okresie
U_{dcmax}	– maksymalne dopuszczalne napięcie obwodu pośredniczącego
$i_{s(ref)}, i_{source(ref)}$	– referencyjny prąd źródła
$i_{s(ref)sec}, i_{source(ref)sec}$	– referencyjny prąd źródła objęty zabezpieczeniem nadnapięciowym obwodu pośredniczącego
$I_{s(ref)secav}$	– wartość średnia referencyjnego prądu źródła objętego zabezpieczeniem nadnapięciowym obwodu pośredniczącego
D_{sec}	– współczynnik odblokowania zabezpieczenia nadnapięciowego
T_{dc}	– główny łącznik półprzewodnikowy obwodu mocy filtra aktywnego
$DCDC_{on}$	– filtracja aktywna obecna
$DCDC_{onCOR}$	– filtracja aktywna działająca według skorygowanej metody
$DCDC_{off}$	– brak filtracji aktywnej
$DCDC_{offZW}$	– brak filtracji aktywnej przy zastosowaniu zwory ZW
HT_e	– współczynnik zawartości wyższych harmonicznym w momencie elektromagnetycznym
HI_s	– współczynnik zawartości wyższych harmonicznym w prądzie źródła
HU_s	– współczynnik zawartości wyższych harmonicznym w napięciu źródła
FF	– współczynnik kształtu

EF	– współczynnik błędu
PI	– regulator proporcjonalno–całkujący
$U_{PI}(z)$	– transformata Z napięcia wyjściowego regulatora PI
$E(z)$	– transformata Z uchybu regulatora PI
T_s	– okres próbkowania cyfrowej części systemu
P_{PI}	– wzmacnienie członu proporcjonalnego regulatora PI
I_{PI}	– wzmacnienie członu całkującego regulatora PI
$I_{PI(max)}$	– wzmacnienie członu całkującego regulatora referencyjnego prądu źródła po przełączeniu w tryb stałego wzmacnienia
A_{PI}	– współczynnik kwadratowy dla wzmacnienia członu całkującego regulatora referencyjnego prądu źródła
B_{PI}	– współczynnik liniowy dla wzmacnienia członu całkującego regulatora referencyjnego prądu źródła
D_{PI}	– wyraz wolny wzmacnienia członu całkującego regulatora referencyjnego prądu źródła
$S_{PIreset}$	– sygnał resetujący człon całkujący regulatora PI
R_c	– rezystor obwodu komutacyjnego przetwornicy prądu stałego
C_c	– kondensator obwodu komutacyjnego przetwornicy prądu stałego
L_{dc}	– dławik przetwornicy prądu stałego
C_{dc}	– kondensator przetwornicy prądu stałego
C_{inv}	– kondensator falownika
L_{pas}	– dławik filtra pasywnego
C_{pas}	– kondensator filtra pasywnego
ph	– uzwojenie fazowe maszyny SRM
S_{bp}	– łącznik deaktywujący filtrację aktywną
ZW	– zwora nie wprowadzająca dodatkowej rezystancji
ΔP_{ls}	– straty mocy na rezystancji obwodu zasilania
$\Delta P_{ls(rel)}$	– relatywne straty mocy na rezystancji obwodu zasilania
P_s	– moc pobierana z źródła zasilania
P_{dc}	– moc pobierana przez falownik
P_{mech}	– moc mechaniczna maszyny SRM
$APPR$	– wynik aproksymacji
η_{con}	– sprawność przetwornicy filtracyjnej
η_{ls}	– sprawność obwodu zasilającego falownik

- η_{SRM} – sprawność maszyny SRM z falownikiem
- η_{total} – sprawność napędu z uwzględnieniem strat na wszystkich elementach obwodu zasilającego

Skróty:

- SRM – *Switched Reluctance Machine*
- PWM – *Pulse Width Modulation*
- rpm – *revolutions per minute*

1. WSTĘP

1.1. Wprowadzenie

Maszyna reluktancyjna przełączalna została wynaleziona w XIX wieku, jednak jej aplikacja zaczęła rozpowszechniać się dopiero w drugiej połowie XX wieku. Opóźnienie to spowodowane było brakiem przełączników elektronicznych o dostatecznej efektywności [1]. Budowa i zasada działania maszyny SRM jest prosta, polega na przyciąganiu ferromagnetycznego wirnika w położenie kątowe największej indukcyjności obwodu danej fazy stojana [2]. Maszyna reluktancyjna może pracować jako silnik lub jako generator. Przy pracy silnikowej praca maszyny polega na zsynchronizowanym z położeniem kątowym wirnika zasilaniu kolejnych faz stojana [3], natomiast przy pracy generatorowej należy zgodnie z położeniem kątowym wirnika zasilac krótkimi impulsami kolejne uzwojenia stojana, w celu namagnesowania wirnika, który przy zmianie swojego położenia wyindukuje napięcie w uzwojeniu wzbudzonej fazy [4]. Przy pracy silnikowej, maszyna SRM ma charakterystykę mechaniczną zbliżoną do szeregowego silnika prądu stałego [5,6]. W wyniku braku uzwojeń wirnika, prędkość obrotowa maszyny SRM może być duża, jednak bez odpowiednio przystosowanego inwertera sprawność dla dużych prędkości obrotowych jest niska [7,8]. Wirnik maszyny SRM dzięki niezłożonej budowie może pracować w dużych temperaturach, a jego wyżarzenie poprawia gęstość momentu maszyny [9]. Cechy powyżej przedstawione czynią SRM zdatnym przy zachowaniu właściwej konfiguracji napędu do wspomagania pracy turbosprężarek silników spalinowych i napędzania wrzecion wysokoobrotowych [10]. Napęd SRM może skutecznie kontynuować długotrwałą pracę przy uszkodzeniu, co stanowi dobrą cechę dla napędów krytycznych, wykorzystywanych między innymi w lotnictwie [11, 12]. Gęstość mocy maszyny SRM jest konkurencyjna, po uwzględnieniu kosztów produkcji, do maszyn PMSM [13]. Regulacja prędkości maszyny SRM, może odbywać się na kilka sposobów. Prędkość można regulować za pomocą zmiany napięcia zasilającego maszynę, czasu zasilania poszczególnych faz stojana, ograniczenia prądów płynących w fazach stojana poprzez regulatory [14, 15]. Maszyny SRM przy właściwej konfiguracji cechuje dobra sprawność, ale posiadają kilka cech które są niekorzystne [16]. Pierwszą niekorzystną cechą jest konieczność śledzenia położenia kąowego wirnika, z dokładnością która pozwoli dostatecznie precyzyjnie sterować fazami stojana [17]. Istnieją metody szacowania położenia kąowego wirnika, które pozwalają

na rezygnację z czujnika położenia kąтового wirnika kosztem zwiększenia zaawansowania algorytmu sterowania napędu SRM [18, 19]. Drugą cechą jest pulsacyjny charakter generowanego momentu, który przyczynia się do powstawania hałasu. Istnieje kilka metod sterowania ograniczających pulsacje momentu maszyny SRM, jednak metody te ograniczają maksymalny moment maszyny, lub komplikują budowę wirnika, co wpływa negatywnie na koszty produkcji [20, 21, 22]. Niekorzystną cechą jest również wymóg precyzyjnego wykonania zespołu wirnika i stojana, ponieważ powiększenie szczeliny powietrznej lub wprowadzenie mimośrodowości, skutkuje zauważalnym ubytkiem efektywności napędu [23, 24]. Napędy SRM powodują również duże tętnienia prądu pobieranego ze źródła zasilania, czym wprowadzają zakłócenia do systemów równolegle zasilanych z tego źródła i powodują wzrost strat mocy na rezystancji obwodu zasilania, przez wzrost wartości skutecznej prądu źródła [51, 52, 66, 67, 68]. Kolejną niekorzystną cechą jest niestandardowy inwerter, którego budowa odbiega od konstrukcji standardowych falowników i wymaga filtracji prądu źródła zasilania [25]. W celu ograniczenia tętnień prądu źródła napędu SRM i tym samym jego wartości skutecznej należy zastosować filtr pasywny lub aktywny. Filtracja pasywna wymaga dużej pojemności filtra i nie zapewnia zadowalającego obniżenia wartości skutecznej prądu źródła w szerokim zakresie pracy napędu SRM. Ten sposób filtracji jest szczególnie mało skuteczny przy niskich prędkościach obrotowych napędu [26, 27]. Filtracja aktywna może zostać wykonana na co najmniej dwa sposoby. Filtr aktywny może zostać podłączony równolegle z napędem SRM lub zasilacַ napęd w sposób szeregowy. Zarówno pierwszy jak i drugi przypadek filtracji aktywnej obniża sprawność całego układu i nie zapewnia skutecznej filtracji prądu źródła przy niskich prędkościach obrotowych napędu [28, 29, 30, 52, 61]. Zmniejszenie wartości skutecznej prądu źródła jest szczególnie istotne przy zasilaniu bateryjnym, ponieważ ograniczenie tego prądu o rząd kilkudziesięciu procent zmniejszy temperaturę baterii oraz wpłynie pozytywnie na jej żywotność [31, 53].

1.2. Teza rozprawy

Zastosowanie w torze zasilania napędu SRM aktywnego filtra prądu źródła zsynchronizowanego z algorytmem zasilania uzwojeń maszyny SRM, zapewni ciągły i pozbawiony tętnień przebieg tego prądu w bardzo szerokim zakresie pracy napędu.

Celem udowodnienia przedstawionej tezy, autor posłużył się metodami analizy i symulacji komputerowej oraz badaniami eksperymentalnymi.

W pracy przyjęto następujące założenia:

- łączniki półprzewodnikowe zastosowane w części symulacyjnej są idealne,
- obwód łączący filtr aktywny z falownikiem silnika posiada dzieloną pojemność, pomiędzy częściami której znajduje się linia o niepomijalnej indukcyjności i rezystancji,
- obwód magnetyczny filtra aktywnego nie pracuje w nasyceniu,
- silnik reluktancyjny przełączalny posiada symetryczną budowę,
- obwód magnetyczny silnika może pracować w nasyceniu,
- prądy wirowe w rdzeniu stojana, wirnika i indukcyjności przetwornicy są pomijalne,
- źródło zasilania o stałej sile elektromotorycznej posiada niepomijalną rezystancję.

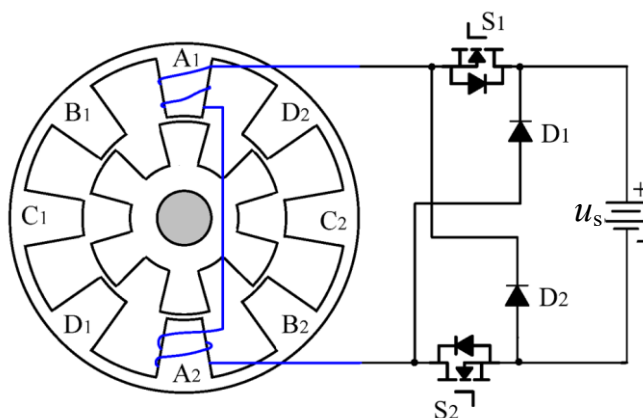
1.3. Zawartość pracy

Niniejsza rozprawa zawiera osiem rozdziałów. Pierwszy rozdział zawiera wstęp. Drugi przedstawia podstawowe informacje na temat budowy i działania maszyn reluktancyjnych przełączalnych, sposobu ich zasilania i problemów jakie stwarza tego typu napęd od strony źródła zasilania. Rozdział trzeci zawiera model matematyczny napędu maszyny reluktancyjnej przełączalnej oraz jego realizację w oprogramowaniu symulacyjnym. Czwarty rozdział przedstawia metody filtracji prądu źródła zasilania dla omawianego napędu i analizę topologii przetwornic prądu stałego, ze względu na możliwość zastosowania ich do filtracji prądu źródła zasilania napędu z maszyną reluktancyjną przełączalną. Rozdział piąty prezentuje proponowaną przez autora metodę synchronizacji filtra aktywnego w postaci przetwornicy prądu stałego z omawianym napędem. Rozdział szósty przedstawia wyniki symulacji komputerowej i ich analizę oraz propozycje współczynników do oceny jakości filtracji prądu pobieranego ze źródła zasilania. Siódmy rozdział przedstawia wyniki badań eksperymentalnych, oraz ich analizę. Ósmy rozdział jest podsumowaniem wszystkich przeprowadzonych badań w ramach tej rozprawy. Na końcu pracy zamieszczono dodatek przedstawiający stanowisko laboratoryjne, które posłużyło do wykonania badań eksperymentalnych.

2. MASZYNY RELUKTANCYJNE PRZELĄCZALNE

2.1. Budowa i zasada działania maszyn reluktancyjnych przełączalnych

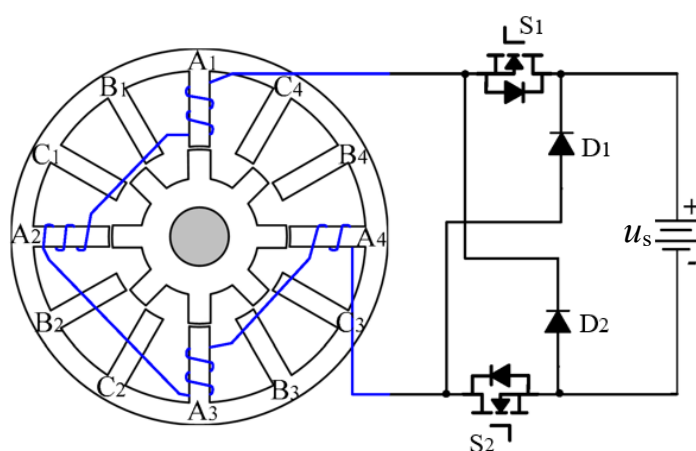
Podstawową zaletą maszyn reluktancyjnych przełączalnych, dalej nazywanych z języka angielskiego maszynami SRM (Switched Reluctance Machine), jest prosta konstrukcja pozbawiona obwodu wzbudzenia w postaci dodatkowego uzwojenia, lub też magnesów trwałych, które stanowią duży koszt. Stojan maszyny SRM może zostać wykonany w takiej samej technologii jak stojany innych maszyn indukcyjnych, przy czym różnicą jest kształt wykrojów składających się na pakiet blach krzemowych dla stojana i dla wirnika. Kolejną różnicą jest inna topologia uzwojeń, która niesie za sobą konsekwencje w postaci innego układu falownika, niekompatybilnego z popularnymi silnikami indukcyjnymi, BLDC czy PMSM [32, 33, 34]. Rysunek 2.1 przedstawia topologie uzwojenia maszyny SRM oraz schemat wymaganego falownika na przykładzie jednej z faz maszyny.



Rys. 2.1. Przekrój czterofazowej maszyny SRM 8/6 z wyszczególnionym obwodem jednej fazy

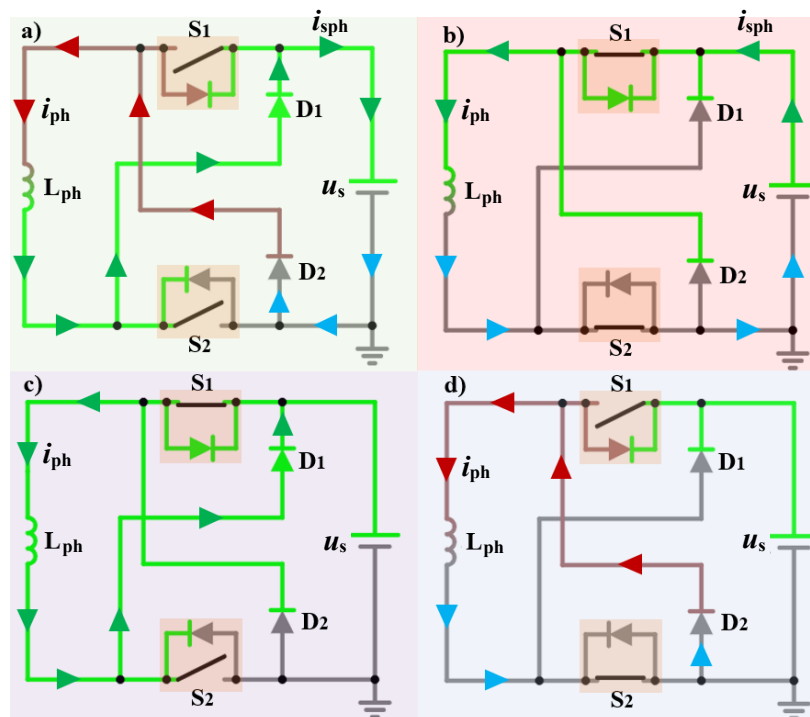
Analizując przekrój maszyny SRM zawarty na rysunku 2.1 przedstawiono kształt przekroju wirnika, który stanowi największą odmienność względem innych przetworników energii elektrycznej na mechaniczną. Wirnik zbudowany jest podobnie jak stojan z pakietu blach krzemowych wyciętych w charakterystyczny kształt zębów. Proces technologiczny wykonania wykrojów blach krzemowych maszyny SRM w celu uzyskania dobrych parametrów gotowego produktu powinien uwzględniać odpowiednią technologię. Materiał nie powinien być przegrzany na krawędziach [35], a szczelina powietrzna między wirnikiem a stojanem powinna być możliwie niewielka. Wraz ze wzrostem szczeliny powietrznej i utratą właściwości magnetycznych blach z których wykonana jest maszyna, zauważalnie

spada maksymalny, możliwy do uzyskania moment obrotowy [36]. Maszyna wykonana według przekroju z rysunku 2.1 posiada negatywną cechę jaką jest duży poziom tętnień momentu obrotowego. Powodem tego zjawiska jest jawnobiegunowa budowa stojana i wirnika maszyny oraz impulsowy charakter zasilania uzwojeń maszyny wskutek czego występują duże naciągi magnetyczne pomiędzy stojanem a wirnikiem [37]. Tętnienia momentu obrotowego można zmniejszyć kilkoma sposobami, w przypadku budowy maszyny może być to większa liczba par biegunów stojana na daną fazę i większa liczba zębów wirnika [38, 39]. Przykład przedstawia rysunek 2.2, gdzie ukazany jest przekrój maszyny SRM o 12 biegunach stojana i 8 zębach wirnika.



Rys. 2.2. Przekrój trójfazowej maszyny SRM 12/8 z wyszczególnionym obwodem jednej fazy

Celem zapewnienia dużej sprawności napędu z maszyną SRM wymagany jest układ zasilania fazy w postaci półmostka o topologii przedstawionej na rysunku 2.2. Pozwala on na dostarczenie energii do obwodu przez magnetyzację fazy, zamknięcie prądu płynącego przez fazę w jej zapętlonym obwodzie elektrycznym, odebranie energii z obwodu fazy przez przekierowanie jej do źródła zasilania. Stany te pozwalająysterować maszynę SRM zarówno do pracy generatorowej jak i silnikowej [40]. Rysunek 2.3 przedstawia możliwe stany pracy przedstawionego półmostka.



Rys. 2.3. Stany pracy półmostka zasilającego fazę maszyny SRM
a) zwrotu energii, b) zasilania, c) i d) zerowego napięcia

Przepływ prądu przedstawiony na rysunku 2.3 w każdym z czterech przypadków stanu pracy układu zasilania fazy maszyny oznaczony został za pomocą koloru, gdzie kolorem zielonym oznaczono prąd płynący przez obwód o potencjale dodatnim względem bieguna ujemnego źródła zasilania, kolorem niebieskim oznaczono potencjał bieguna ujemnego źródła zasilania, natomiast kolorem czerwonym oznaczono potencjał niższy od ujemnego bieguna źródła zasilania.

Napęd z maszyną SRM, jak już wspomniano we wstępie posiada charakterystykę mechaniczną zbliżoną do silnika szeregowego prądu stałego, w związku z tym, aby utrzymać stabilną prędkość obrotową napędu konieczna jest regulacja momentu obrotowego generowanego przez maszynę. Celem zapewnienia możliwości regulacji momentu napędowego, można zasiląć fazy maszyny w sposób ciągły dla ich przedziału załączenia, wykorzystując pełne napięcie źródła zasilania o regulowanej wartości – praca jednopulsowa. Jeśli źródło nie posiada regulowanego napięcia, lub regulacja ta nie zapewnia dostatecznej dynamiki bądź elastyczności, można regulować napięcie zasilające daną fazę za pomocą modulacji szerokości impulsu – PWM (ang. Pulse Width Modulation). Modulację tą można wykonać za pomocą dolnego lub górnego klucza półprzewodnikowego mostka zasilającego daną fazę. Rozwiązanie to pozwala ograniczyć napięcie zasilania uzwojenia do żądanego poziomu oraz opcjonalnie kształtować moment elektromagnetyczny

w celu ograniczenia tętnień momentu napędowego i generowanego hałasu [41, 42, 43, 44, 45].

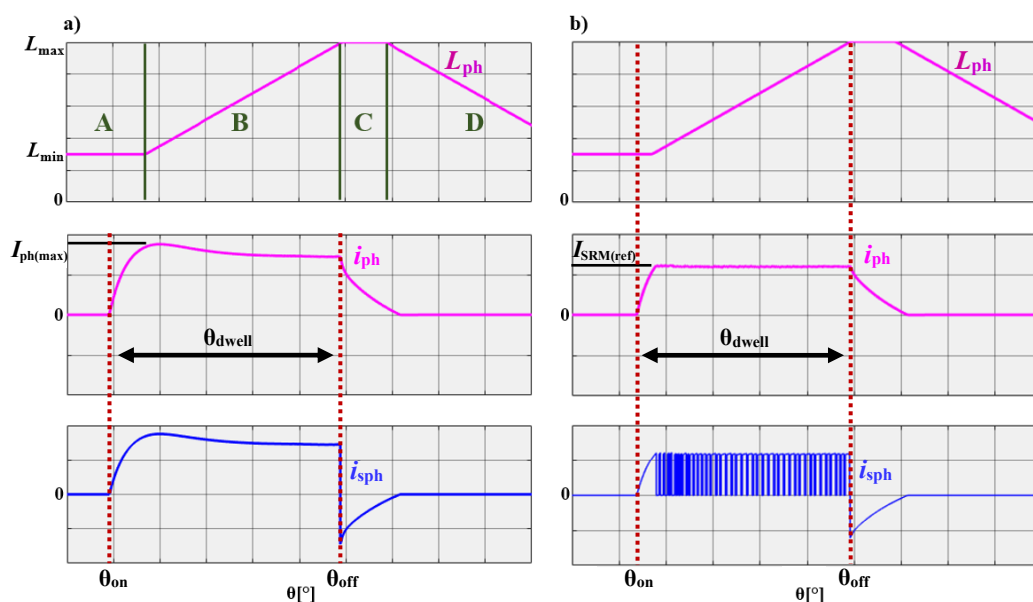
2.2. Problem tętnień prądu źródła napędu z maszyną reluktancyjną przełączalną

Wadą maszyn SRM jest wysoka wartość skuteczna prądu źródła w stosunku do wartości średniej tego prądu. Powodem tego zjawiska jest pulsacyjny charakter zasilania uzwojeń kolejnych faz maszyny, których przedział załączenia powinien na siebie zachodzić i wymóg demagnetyzacji faz, przez zwrot energii zgromadzonej w ich indukcyjności do źródła zasilania, celem uzyskania dobrych parametrów napędu [46]. Wzór 2.1 określa częstotliwość tętnień prądu pobieranego ze źródła zasilania przez napęd z maszyną SRM,

$$f_{\text{rSRM}} = \frac{N_{\text{ph}} N_{\text{r}}}{60} \cdot n, \quad (2.1)$$

gdzie n jest prędkością obrotową maszyny SRM, N_{ph} liczbą faz maszyny, N_{r} liczbą zębów wirnika.

Rysunek 2.4 przedstawia analizę jednej z faz maszyny – ukazuje przedział zasilania θ_{dwell} rozpatrywanej fazy rozpoczynany na kącie załączenia θ_{on} i zakończony kątem wyłączenia θ_{off} na oscylogramach, które przedstawiają przebieg indukcyjności uzwojenia fazowego L_{ph} , jego prądu i_{ph} oraz prądu pobieranego przez to uzwojenie ze źródła zasilania i_{sph} w funkcji kąta położenia wirnika.

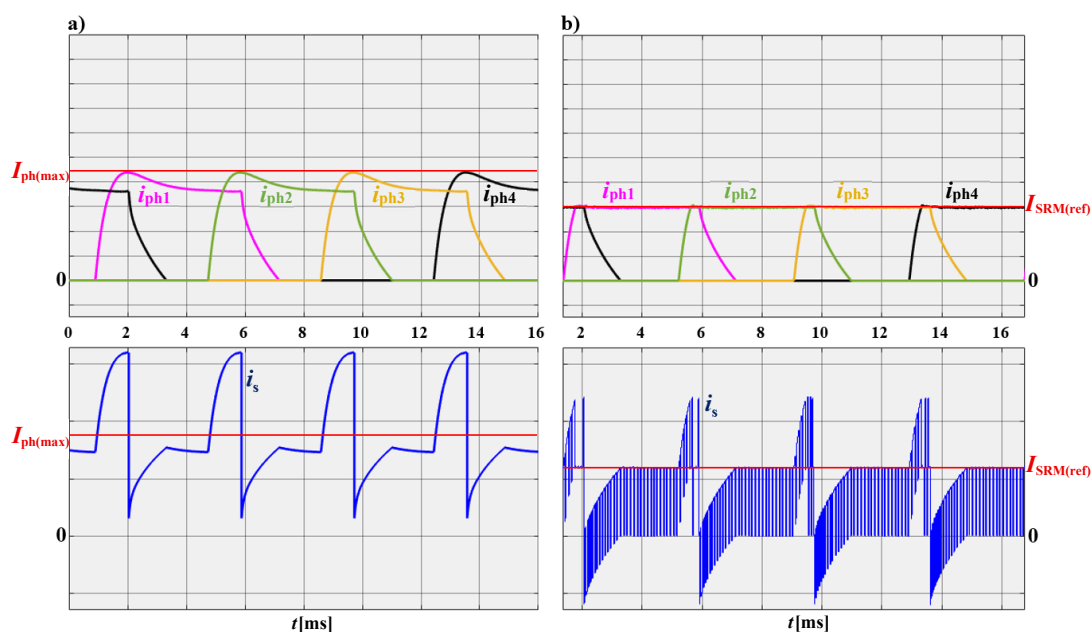


Rys. 2.4. Przebiegi indukcyjności uzwojenia fazowego L_{ph} , prądu fazowego i_{ph} i prądu pobieranego przez uzwojenie fazowe z źródła zasilania i_{sph} dla
a) pracy jednopulsowej, b) pracy z ograniczeniem prądu fazowego

Przedział oznaczony literą A na rysunku 2.4, dotyczy sytuacji gdzie indukcyjność fazy jest najmniejsza, zęby wirnika na tym etapie nie zachodzą na siebie w żadnym stopniu na bieguny stojana danej fazy. Wraz z płynnym ruchem obrotowym wirnika dana faza maszyny przechodzi do przedziału (kąta położenia wirnika) oznaczonego literą B. W tej części zęby wirnika w coraz większym stopniu pokrywają się z biegunami stojana danej fazy, aż do momentu całkowitego pokrycia zębów z biegunami co następuje w części C (położenie współosiowe wirnika). Na tym etapie dana faza maszyny ma maksymalną indukcyjność i stan ten trwa, do momentu aż zęby wraz z dalszym ruchem obrotowym wirnika wyjdą z pełnego pokrycia biegunów stojana. Stan wyjścia pokrycia zębów wirnika z biegunami stojana danej fazy przedstawia część oznaczona literą D. Po zakończeniu części oznaczonej literą D cykl powtarza się wracając do części A.

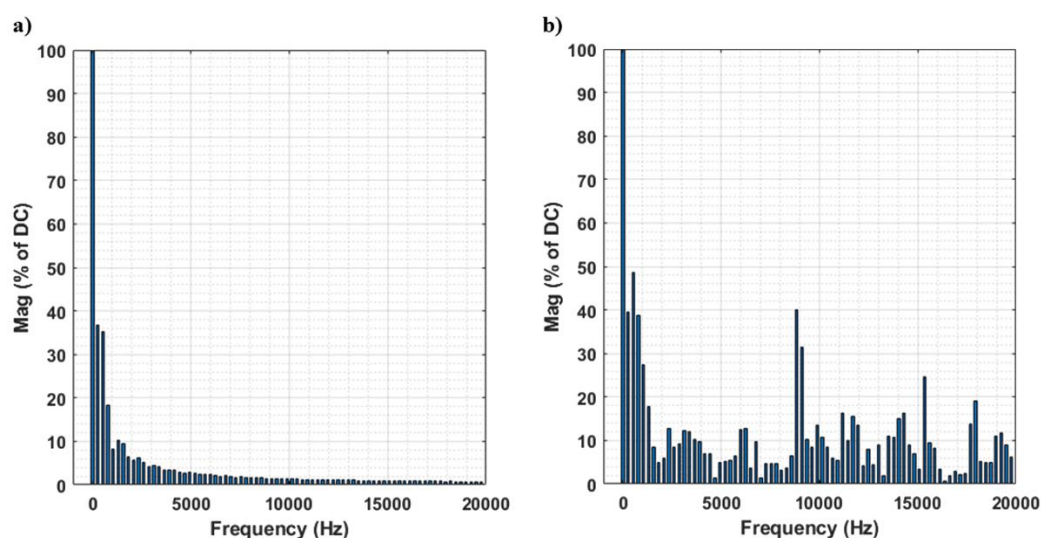
Dla pracy z sterowaniem jednopulsowym prąd fazowy nie jest ograniczony przez regulator prądu i wynika z parametrów przedziału załączenia fazy, parametrów obwodu fazy, oraz napięcia źródła zasilania. Natomiast przy pracy z ograniczeniem prądu fazowego do wartości referencyjnej, wykorzystuje się regulator typu delta utrzymujący w sposób nadążny żadaną wartość prądu fazy. Regulator ten powoduje przełączanie łącznika z dużą częstotliwością, co wpływa na powstanie zakłóceń o zmiennej częstotliwości. Dla pracy jednopulsowej zakłócenia o dużej częstotliwości w prądzie źródła, są znacznie ograniczone. Gdy przedział zasilania danej fazy dobiega końca, rozpoczyna się demagnetyzacja fazy i zwrot energii do źródła. Ten stan wprowadza kolejne zakłócenia do obwodu zasilania systemu.

Prąd źródła jest sumą prądów pobieranych przez poszczególne fazy przy uwzględnieniu kierunku ich przepływów zgodnie z rysunkiem 2.3. Prądy poszczególnych faz podczas normalnej pracy maszyny SRM różnią się jedynie przesunięciem fazowym, wynikającym z budowy danej maszyny. Przypadek przedstawiony na rysunku 2.5 dotyczy czterofazowej maszyny SRM 8/6, w której szerokość zęba wirnika jest różna od szerokości bieguna stojana, pracującej jako silnik z ograniczeniem momentu obrotowego. Ograniczenie momentu jest realizowane poprzez regulację wartości maksymalnych prądów fazowych za pomocą regulatorów typu delta. Natomiast w przypadku pracy jednopulsowej moment maszyny zwiększa się w skutek wyższego prądu faz, zależnego od napięcia zasilania maszyny oraz kąta załączenia θ_{on} .



Rys. 2.5. Przebiegi prądów fazowych i prądu źródła maszyny SRM 8/6 dla
a) pracy jednopulsowej b) pracy z regulatorem prądu fazowego

Na podstawie przebiegów z rysunku 2.5 można stwierdzić że prąd źródła jest obciążony składową zmienną o dużej dynamice, zwłaszcza w przypadku pracy z ograniczeniem prądu faz, gdzie regulatory typu delta wprowadzają wysoką częstotliwość przełączania obwodów fazowych maszyny. Rysunek 2.6 przedstawia widmo prądu źródła zasilana napędu SRM dla przypadków przedstawionych na rysunku 2.5.



Rys. 2.6. Rozkład harmoniczných prądu źródła zasilania maszyny SRM 8/6 dla
a) pracy jednopulsowej b) pracy z ograniczeniem prądu fazowego

Dzięki rozkładowi harmoniczných można zauważyć dużą zawartość wyższych harmoniczných względem składowanej stałej, szczególnie dla przypadku pracy

z ograniczeniem prądu fazowego. Harmoniczne te wpływają negatywnie na pozostałe systemy zasilane z tego źródła, ze względu na zakłócenia powstałe w wyniku działania tych harmoniczných. Dla przedstawionej sytuacji nawet niewielka indukcyjność linii zasilającej napęd może doprowadzić do znaczących zakłóceń na napięciu zasilania systemów równolegle podłączonych do tej linii. Aby zabezpieczyć się przed tym zjawiskiem, należy stosować baterię kondensatorów o dużej pojemności przy falowniku maszyny SRM [47]. Jednak nie eliminuje to problemu dużej wartości skutecznej prądu źródła, która jest szczególnie uwydatniona przy pracy z nakładką przedziału zasilania poszczególnych faz maszyny. Dzieje się tak dlatego, że w czasie zasilania dwóch faz jednocześnie ich prąd pobierany z źródła sumuje się i w konsekwencji przepływ prądu przez obwód zasilania wynosi dwukrotność wartości prądu fazowego.

2.3. Potencjalne zyski z ograniczenia wartości skutecznej prądu źródła

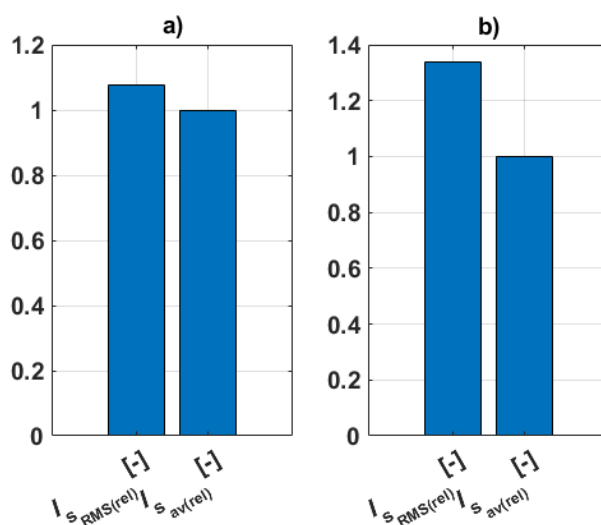
Prąd płynący przez odbiornik rezystancyjny powoduje wydzielenie się mocy czynnej w postaci ciepła o mocy uzależnionej od wielkości rezystancji i kwadratu wartości skutecznej prądu płynącego przez ten odbiornik.

$$\Delta P_{ls} = R_{ls} \cdot I_{SRMS}^2 \quad (2.2)$$

Dla systemów w których celem jest przetwarzanie energii elektrycznej na mechaniczną wytwarzanie ciepła nie jest korzystne, dlatego moc wydzielana na rezystancji obwodu zasilania napędu elektrycznego R_{ls} jest stratą. Ograniczenie wartości skutecznej prądu płynącego w systemie zasilania napędu elektrycznego korzystnie wpływa na ilość strat energii [48]. Szczególnie istotne jest to w układach zasilanych za pomocą źródła elektrochemicznego, gdzie dodatkowo do rezystancji obwodu zasilania dochodzi rezystancja źródła zasilana. Ograniczenie wartości skutecznej prądu źródła zmniejsza ilość ciepła wydzielanego w źródle, co pozwala uzyskać wyższą moc bez ryzyka przegrzania, lub przy zachowaniu tej samej mocy napędu wydłużyć czas pracy na jednym ładowaniu i żywotność akumulatora [49, 50]. Dodatkowo przewody głównej linii zasilania napędu mogą mieć mniejszy przekrój poprzeczny, co zmniejsza masę i koszt obwodu zasilania.

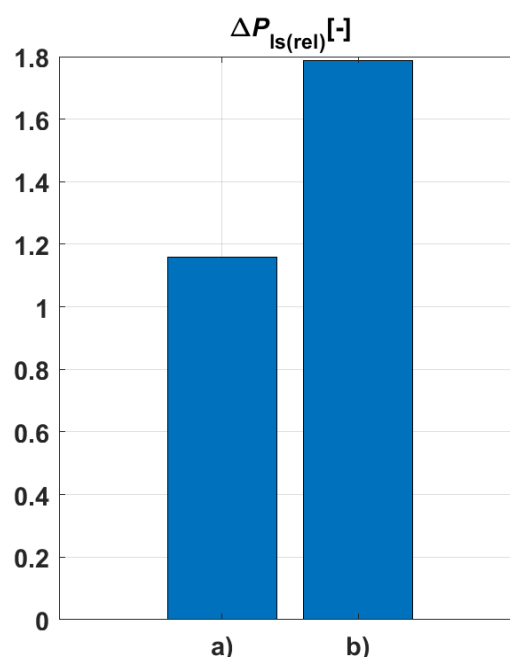
Wykresy z rysunku 2.7 przedstawiają skalę problemu wartości skutecznej w stosunku do wartości średniej prądu zasilającego napęd SRM, na przykładzie

porównania względnej wartości skutecznej i średniej prądu źródła na przypadkach przedstawionych w punkcie 2.2 tej pracy.



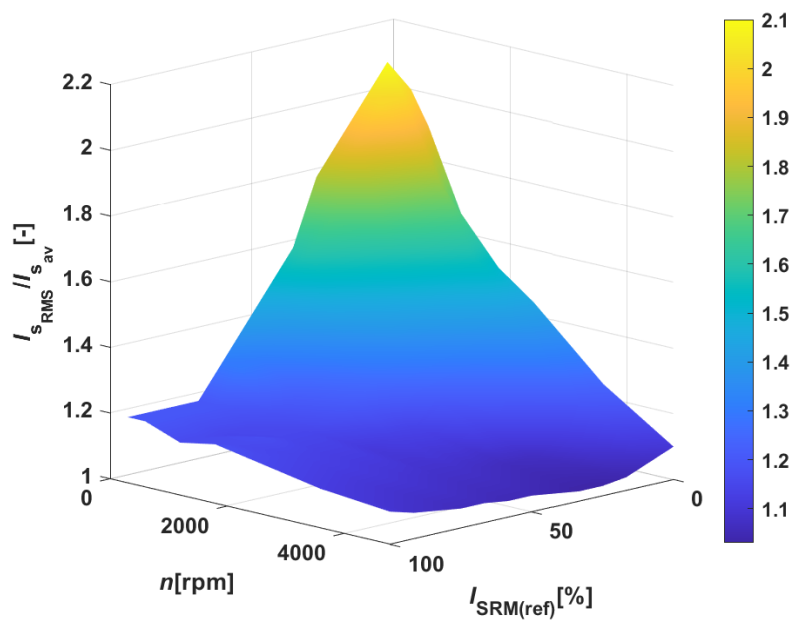
Rys. 2.7. Porównanie względnej wartości skutecznej i średniej prądu źródła maszyny SRM 8/6 dla a) pracy jednopulsowej b) pracy z ograniczeniem prądu fazowego

Przedstawiony przykład jest poglądowy, wykonany symulacyjnie w oprogramowaniu MATLAB Simulink za pomocą modelu przedstawionego w dalszej części tej pracy i odnosi się jedynie dla wybranego punktu pracy napędu, przy sumie rezystancji obwodu zasilania ze stałą rezystancją źródła. Przykład ten pozwala dostrzec niekorzystny wpływ napędu SRM z ograniczeniem prądu faz za pomocą regulatorów typu delta na prąd źródła. Jednak problem ten występuje w szerokim zakresie pracy napędu SRM i ma istotny wpływ na zwiększenie strat w rezystancji źródła i układu zasilania. Moc strat zwiększa się wraz z kwadratem prądu, więc dla przedstawionych przykładów straty wydzielone na rezystancji obwodu zasilania zwiększą się w stosunku do sytuacji, gdy wartość skuteczna jest równa wartości średniej. Porównanie względnej wartości start mocy na rezystancji obwodu zasilania dla omawianych przypadków, ukazany jest na rysunku 2.8.

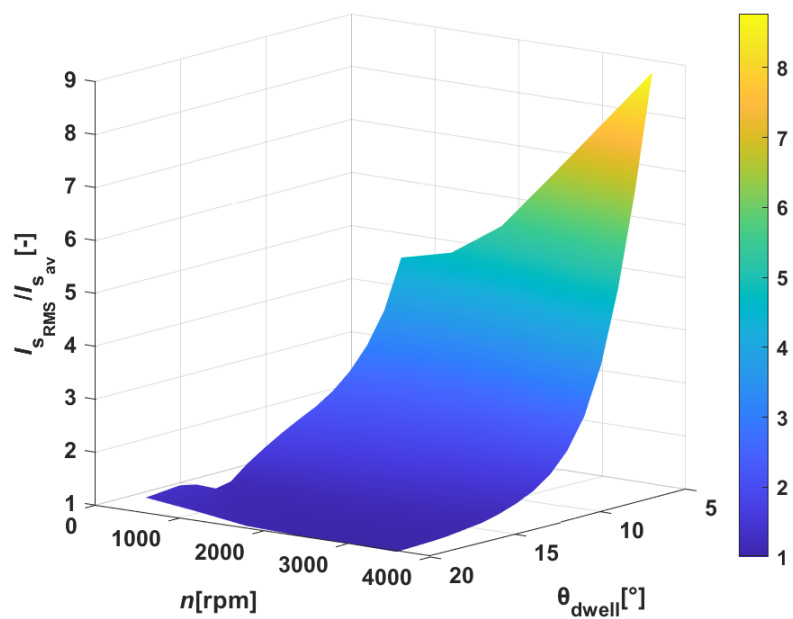


Rys. 2.8. Porównanie względnej wartości start mocy na rezystancji obwodu zasilania napędu SRM 8/6 dla a) pracy jednopulsowej b) pracy z ograniczeniem prądu fazowego

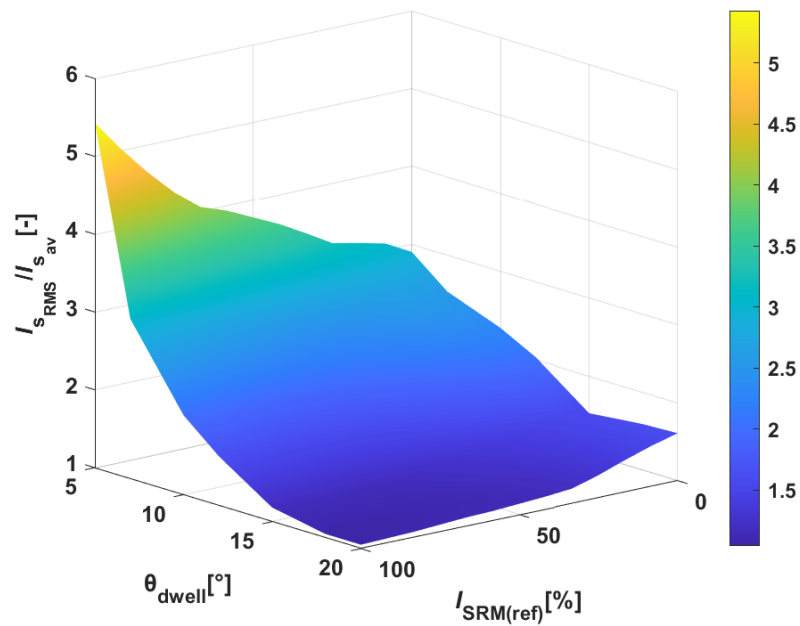
Rysunki 2.9, 2.10, 2.11, przedstawiają wyniki symulacji ukazujące szersze spektrum tego problemu, na przykładzie modelu czterofazowego silnika SRM pracującego z ograniczeniem prądu faz. Charakterystyka na rysunku 2.9 przedstawia zależność stosunku wartości skutecznej prądu źródła do wartości średniej tego prądu, w funkcji prędkości obrotowej napędu i względnej wielkości prądu referencyjnego faz maszyny SRM. Parametrem dla tej charakterystyki jest przedział zasilania faz θ_{dwell} , który dobrano tak, aby kąt położenia wirnika dla wyłączenia fazy pierwszej był jednocześnie kątem załączenia dla fazy kolejnej. Takie sterowanie prądami fazowymi wpływa korzystnie na omawiany stosunek wartości skutecznej do wartości średniej prądu źródła przy niskich prędkościach obrotowych napędu, co przedstawia charakterystyka na rysunku 2.10, gdzie przedstawiono opisany stosunek prądu źródła w funkcji prędkości obrotowej i przedziału zasilania faz maszyny. Trend ten jest również zauważalny na charakterystyce z rysunku 2.11, gdzie dla stałej prędkości obrotowej opisany stosunek prądu źródła jest korzystny dla przedziału zasilania faz wynoszącego 15° przy niskim prądzie referencyjnym faz maszyny. Jednak takie sterowanie fazami maszyny, nie jest korzystne z punktu efektywności napędu, ponieważ zmniejsza kulturę pracy napędu, poprzez zwiększenie tętnień momentu elektromagnetycznego i tym samym ogranicza maksymalny moment obrotowy możliwy do uzyskania przez napęd SRM.



Rys. 2.9. Stosunek wartości skutecznej do wartości średniej prądu źródła maszyny SRM 8/6 w funkcji prędkości obrotowej i względnego prądu referencyjnego faz dla przedziału zasilania 15°



Rys. 2.10. Stosunek wartości skutecznej do wartości średniej prądu źródła maszyny SRM 8/6 w funkcji prędkości obrotowej i szerokości przedziału zasilania dla względnego prądu referencyjnego faz wynoszącego 100%



Rys. 2.11. Stosunek wartości skutecznej do wartości średniej prądu źródła maszyny SRM 8/6 w funkcji szerokości przedziału zasilania i względnego prądu referencyjnego faz dla prędkości obrotowej 1800 obr/min

Na podstawie przedstawionych symulacji można stwierdzić, że na I_{sRMS}/I_{sav} wpływają niekorzystnie niskie wartości prądu referencyjnego faz i wąskie przedziały zasilania faz. Te zależności sprawiają, że regulacja prędkości poprzez zmianę przedziału zasilania faz jest niewłaściwa, a przedział ten powinien być dobrany tak, aby uzyskać zadowalającą kulturę pracy napędu.

3. MODEL MATEMATYCZNY I SYMULACYJNY MASZyny RELUKTANCYJNEJ PRZELĄCZALNEJ

3.1. Model matematyczny maszyny reluktancyjnej przelączalnej

Do wykonania testów symulacyjnych w oprogramowaniu MATLAB Simulink użyto model strumieniowy maszyny reluktancyjnej, nieuwzględniający sprzężeń magnetycznych pomiędzy uzwojeniami faz i nieuwzględniający strat w rdzeniu magnetycznym maszyny [54, 55]. Model przedstawiono za pomocą równań: napięciowego (3.1), momentowego (3.2), prędkości kątovej (3.3) oraz momentu elektromagnetycznego (3.4).

$$\mathbf{u} = \mathbf{R}\mathbf{i} + \frac{d}{dt} [\boldsymbol{\Psi}(\theta, \mathbf{i})], \quad (3.1)$$

$$J \frac{d\omega}{dt} + D\omega + T_L = T_e, \quad (3.2)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega, \quad (3.3)$$

$$T_e = \frac{\partial W^*(\theta, \mathbf{i})}{\partial \theta}, \quad (3.4)$$

$$W^*(\theta, \mathbf{i}) = \sum_{k=1}^K \int_0^{i_{phk}} \psi_k(\theta, i_{phk}) di_{phk}, \quad (3.5)$$

gdzie poszczególne macierze są definiowane jako:

$$\mathbf{R} = \text{diag}(R_{ph1}, \dots, R_{phK}), \quad \mathbf{u} = [u_{ph1}, \dots, u_{phK}]^T, \quad \mathbf{i} = [i_{ph1}, \dots, i_{phK}]^T, \\ \boldsymbol{\Psi}(\theta, \mathbf{i}) = [\psi_1(\theta, i_{ph1}), \dots, \psi_K(\theta, i_{phK})]^T.$$

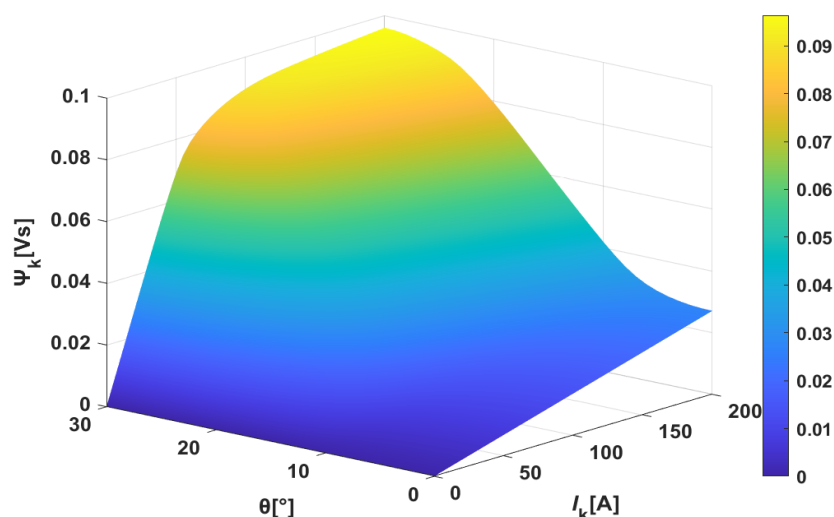
3.2. Estymacja momentu w maszynie reluktancyjnej przelączalnej

Model użyty w tej pracy wymaga charakterystyk statycznych strumienia i momentu elektromagnetycznego w funkcji prądu i kąta położenia wirnika modelowanej maszyny. Na podstawie tych danych można obliczyć moment elektromagnetyczny w stanach dynamicznych. Wyznaczenie charakterystyk strumieniowych $\boldsymbol{\Psi}(\theta, \mathbf{i})$ oraz momentowych $\mathbf{T}_e(\theta, \mathbf{i})$ maszyny może być również przydatne w rzeczywistym układzie do estymacji momentu generowanego przez maszynę oraz do bezczujnikowego określania położenia kątovej wirnika. Aby wyznaczyć te charakterystyki, można przeprowadzić pomiary pośrednie lub bezpośrednie maszyny SRM albo skorzystać z metod numerycznych, takich jak obliczenia polowe z wykorzystaniem metody elementów skończonych, przy znanej geometrii maszyny, parametrach blach elektrotechnicznych oraz danych

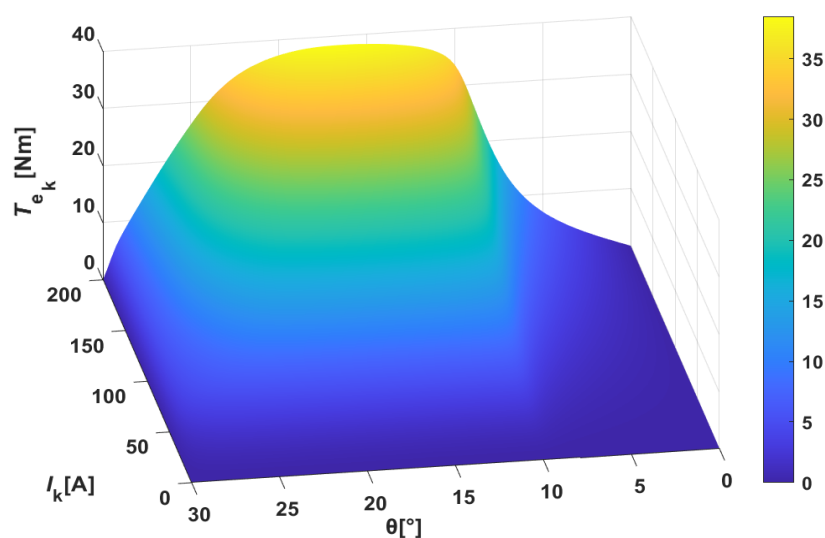
nawojowych. Dla modelu symulacyjnego użytego w tej pracy wykorzystano obliczenia polowe, na podstawie których – przy użyciu parametrów rzeczywistej maszyny zastosowanej w badaniach eksperymentalnych – wyznaczono charakterystyki przedstawione na rysunkach 3.1 i 3.2. Charakterystyki te, wyznaczono za pomocą obliczeń FEM [55]. Tabela 3.1 przedstawia parametry geometryczne użytej maszyny SRM.

Tabela 3.1. Podstawowe parametry geometryczne użytej maszyny SRM 8/6

Liczba faz N	4
Liczba biegunów stojana N_s	8
Liczba zębów wirnika N_r	6
Średnica zewnętrzna stojana d_{se} [mm]	169
Grubość szczeliny powietrznej δ [mm]	0.5
Kąt bieguna stojana β_s [°]	20
Kąt zęba wirnika β_r [°]	20.5



Rys. 3.1. Charakterystyka statyczna strumienia w funkcji prądu i kąta położenia wirnika



Rys. 3.2. Charakterystyka statyczna momentu elektromagnetycznego w funkcji prądu i kąta położenia wirnika

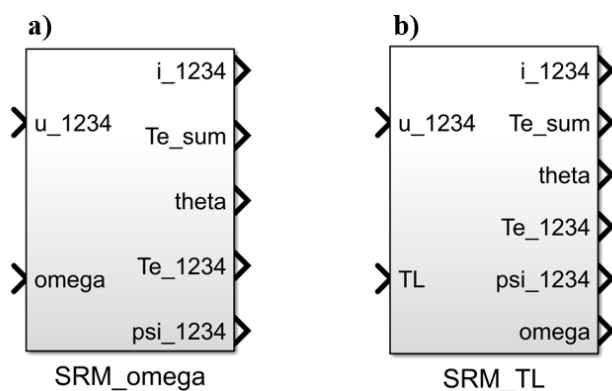
3.3. Model symulacyjny maszyny reluktancyjnej przełączalnej dla analizy stanów dynamicznych

Do budowy modelu służącego symulacji stanów dynamicznych maszyny SRM użyto równania przedstawione w podrozdziale 3.1 oraz charakterystyki przedstawione na rysunkach 3.1 i 3.2. Pozostałe parametry takie jak rezystancja faz zostały zbadane eksperymentalnie. Tabela 3.2 przedstawia podstawowe parametry maszyny użytej w badaniach.

Tabela 3.2. Podstawowe parametry użytej maszyny

Typ maszyny	SRM
Liczba faz	4
Liczba biegunów stojana/wirnika	8/6
Znamionowe napięcie zasilające U_N [V]	48
Moc maksymalna $P_{\max}$ [kW]	3.3
Prędkość znamionowa n_N [obr/min]	4500
Rezystancja uzwojenia R_{ph} [mΩ]	14
Minimalna indukcyjność uzwojenia $L_{\min}$ [μH]	157.64

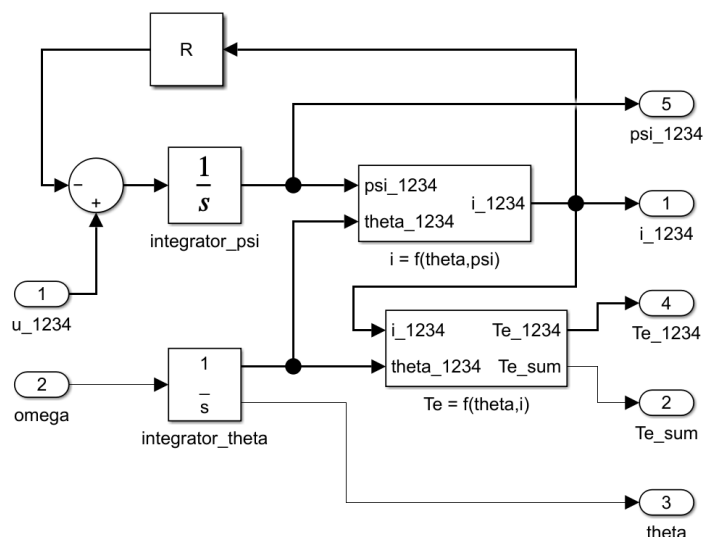
Model zbudowano w postaci kompaktowego bloku w oprogramowaniu MATLAB Simulink dla dwóch przypadków. Pierwszy dotyczy pracy maszyny z stałą prędkością obrotową, drugi z stałym momentem obciążenia. Podczas symulacji w obu przypadkach można wymusić zmianę tych nastaw.



Rys. 3.3. Blok modelu maszyny SRM dla pracy z wymuszeniem
a) prędkości (statyczny – przy stałej prędkości) b) momentu obciążenia (dynamiczny)

Blok modelu maszyny SRM dla pracy z wymuszeniem prędkości przedstawia rysunek 3.3 w części a). Posiada on dwa wejścia, wektora napięć zasilających u_{1234} i wymuszonej prędkości kątowej ω . Efekty obliczeń prowadzonych w bloku przekazane są na jego pięć wyjść. Pierwszym wyjściem jest wektor prądów fazowych symulowanej maszyny i_{1234} , drugim całkowity moment elektromagnetyczny generowany przez maszynę Te_{sum} , trzecim wyjściem jest kąt położenia wirnika

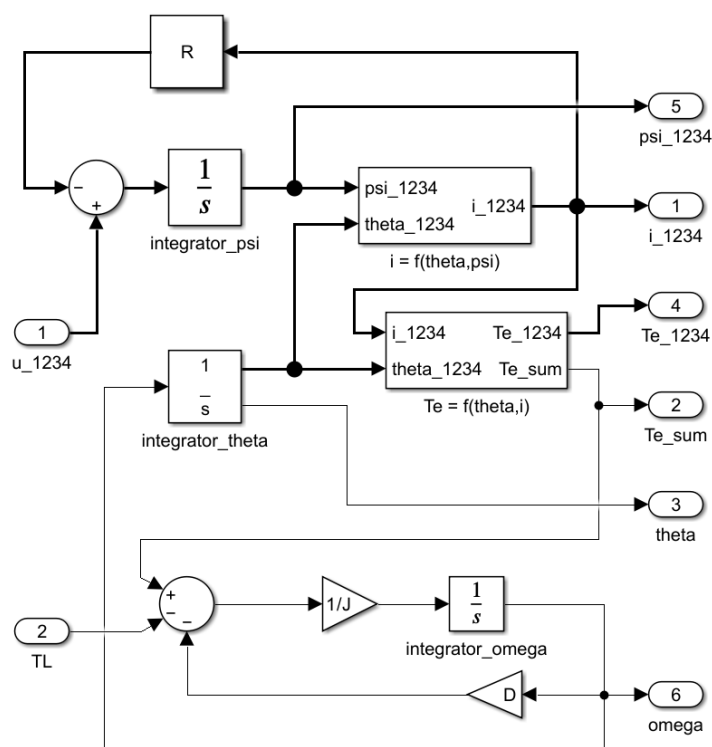
θ , kolejnym wyjściem jest wektor generowanego momentu elektromagnetycznego przez kolejne fazy maszyny T_{e_1234} , ostatnim wyjściem jest wektor strumienia magnetycznego ψ_{1234} . Drugi blok przedstawiony na rysunku 3.3 w części b) reprezentuje model maszyny SRM dla pracy z wymuszeniem momentu obciążenia. W odróżnieniu od bloku z części a), posiada on zamiast wejścia wymuszonej prędkości kątowej, wejście momentu obciążenia T_L oraz wyjście prędkości kątowej ω .



Rys. 3.4. Struktura bloku modelu strumieniowego maszyny SRM dla pracy z wymuszeniem prędkości

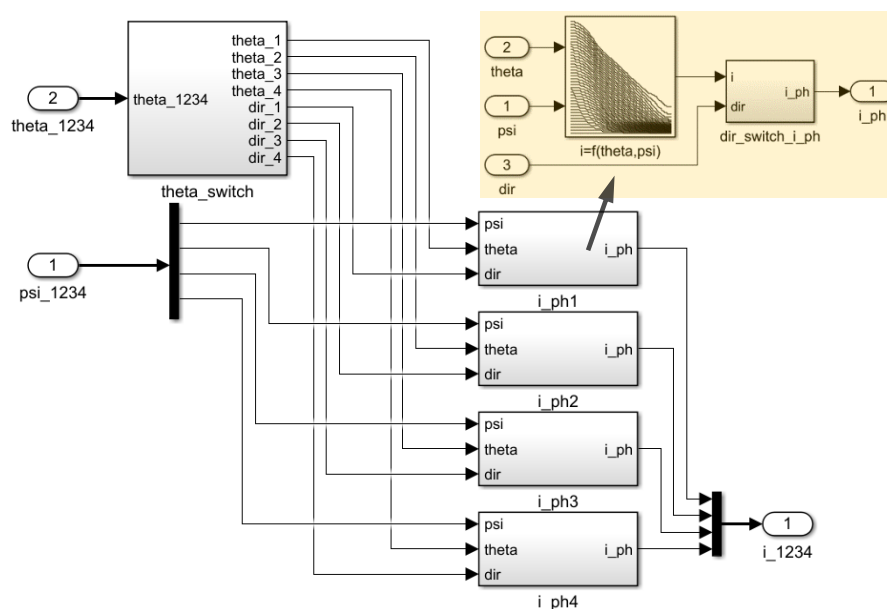
Rysunek 3.4 przedstawia strukturę bloku modelu strumieniowego do analizy stanów ustalonych czterofazowej maszyny SRM dla pracy przy stałej prędkości kątowej. Model zbudowany na podstawie równań (3.1), (3.3) i (3.4) składa się z bloku R stanowiącego macierz rezystancji obwodów fazowych, bloków będących tablicami dla wyznaczenia prądów fazowych $i=f(\theta, \psi)$ oraz momentu elektromagnetycznego $T_e=f(\theta, i)$. Blok całkujący $integrator_theta$, w wyniku którego otrzymuje się położenie kątowe wirnika posiada dwa wyjścia. Pierwsze, o pogrubionej linii połączeniowej, jest wektorem zawierającym położenie kątowe wirnika względem kolejnych faz maszyny, drugie odpowiada położeniu kątowemu wirnika względem pierwszej fazy maszyny.

Rysunek 3.5 przedstawia model z uwzględnieniem równania (3.2), dzięki czemu możliwa jest analiza z uwzględnieniem dynamiki zmian prędkości kątowej maszyny SRM.

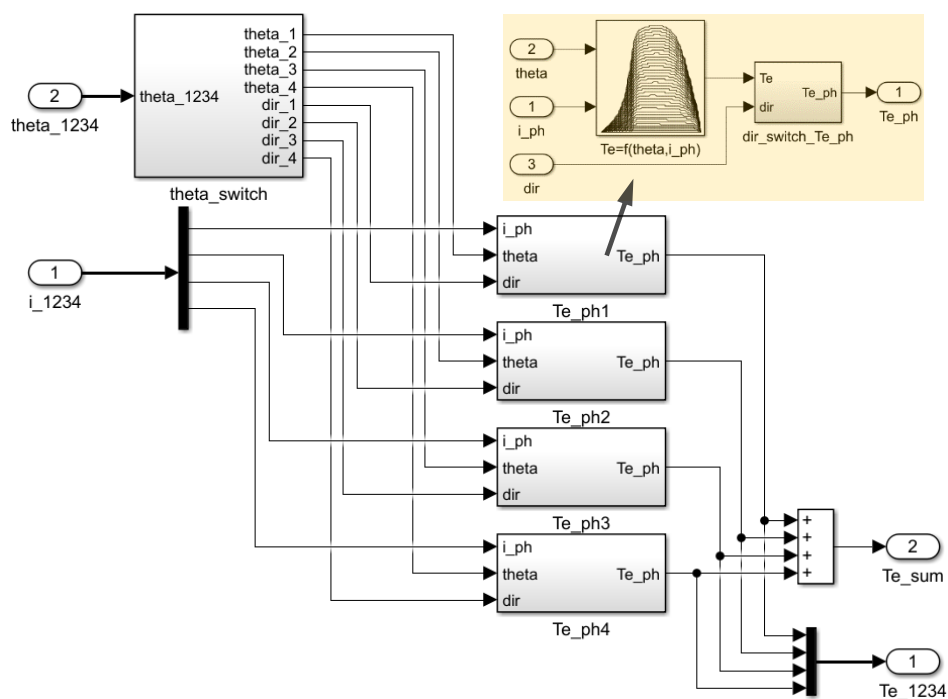


Rys. 3.5. Struktura bloku modelu strumieniowego maszyny SRM dla pracy z wymuszeniem momentu obciążenia

Rysunek 3.6 prezentuje budowę bloku $i=f(\theta,\psi)$ służącego wyznaczaniu prądów fazowych w funkcji położenia wirnika względem danej fazy i odpowiadającego jej strumienia magnetycznego na podstawie tablicy danych. Aby uzyskać charakterystyki $i_k = f(\theta, \psi_k)$ należy odpowiednio przekształcić tablicę danych charakterystyki strumieniowo-prądowo-kątowej przedstawionej na rysunku 3.1 oraz za pomocą bloków *theta_switch* i *dir_switch_i_ph* wybrać odpowiednie współrzędne danych. Podobny mechanizm zaimplementowano dla wyznaczania przebiegu momentu elektromagnetycznego w celu poprawnego odtworzenia go, dla całego zakresu kąta położenia wirnika maszyny. Strukturę bloku wyznaczającego moment elektromagnetyczny przedstawia rysunek 3.7. Tablicę danych dla wyznaczania momentu elektromagnetycznego zbudowano w oparciu o charakterystykę momentowo-prądowo-kątową zaprezentowaną na rysunku 3.2.



Rys. 3.6. Struktura bloku obliczającego prądy poszczególnych faz maszyny SRM

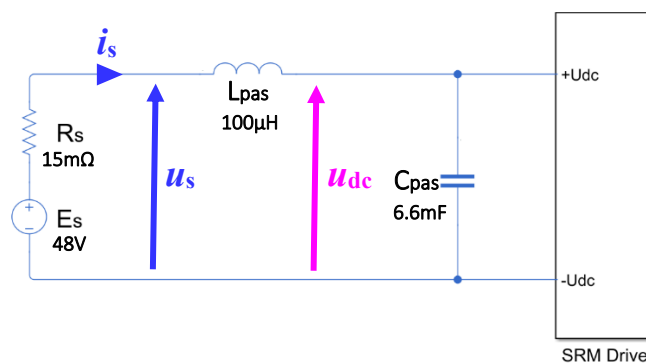


Rys. 3.7. Struktura bloku obliczającego moment elektromagnetyczny poszczególnych faz maszyny SRM

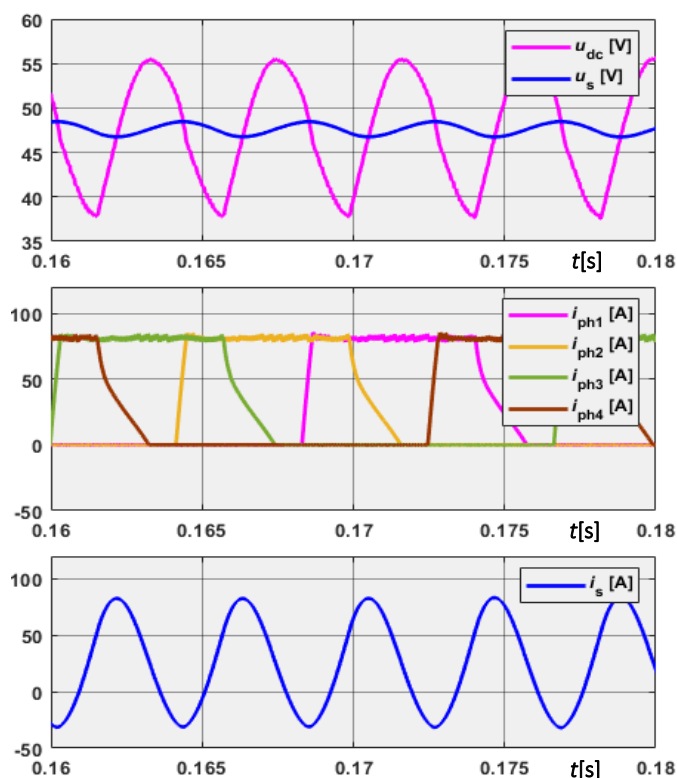
4. SPOSOBY MINIMALIZACJI TĘTNIEN PRĄDU ŹRÓDŁA NAPĘDU Z MASZYNĄ RELUKTANCYJNĄ PRZEŁĄCZALNĄ

4.1. Filtry pasywne

Najprostszym pod względem technologicznym sposobem filtracji sygnałów elektrycznych jak i prądu źródła jest wykorzystanie pasywnych elementów indukcyjnych oraz pojemnościowych. Jednak to rozwiązanie niesie z sobą szereg wad, z których część odgrywają szczególną rolę w przypadku filtrowania dużych prądów. Filtry pasywne wymagają dużych zasobów materiałowych, tym większych im większe prądy mają obsługiwać. Należy też pamiętać o maksymalnym napięciu jakie może wystąpić w obwodzie filtra pasywnego, aby nie doprowadzić do przebicia jego izolacji, szczególnie w części pojemnościowej, ale i izolacji między zwojowej części indukcyjnej, zwłaszcza przy dużej częstotliwości filtrowanej harmonicznej [56, 57]. Kolejną istotną wadą jest fakt, że filtr pasywny nie adaptuje się do nie znamionowego punktu pracy, działa poprawnie jedynie w założonym na etapie projektu obrębie częstotliwości. W związku z nieelastycznością punktu pracy filtrów pasywnych, często stosuje się kaskady filtrów, z których każdy odpowiada za jedną harmoniczną [58]. Jednak rozwiązanie powielające już i tak materiałochłonne, ciężkie i duże elementy nie jest ekonomicznie uzasadnione, szczególnie w przypadku filtrowania dużych prądów. Napęd z maszyną SRM może zostać wyposażony w filtr pasywny, ale ze względu na zmienną częstotliwość prądu źródła, nie będzie skutecznie działał w szerokim zakresie prędkości obrotowej. Dodatkową sprawą wynikającą z pracy filtra w nie znamionowym punkcie pracy jest możliwość wprowadzenia prądu źródła w niebezpieczne oscylacje rezonansowe, które mogą doprowadzić do uszkodzenia obwodu zasilania. Rysunek 4.1. przedstawia schemat obwodu mocy zawierający filtr pasywny LC, natomiast rysunek 4.2. przedstawia przebiegi symulacyjne prądu i napięcia źródła przy uwzględnieniu jego rezystancji wewnętrznej, napięcia obwodu pośredniczącego na falowniku napędu SRM i prądy fazowe maszyny, która pracuje w nie znamionowym punkcie pracy dla filtra pasywnego LC. Szczegółowy model maszyny użytej w tym badaniu symulacyjnym został przedstawiony w poprzednim, trzecim punkcie tego opracowania.

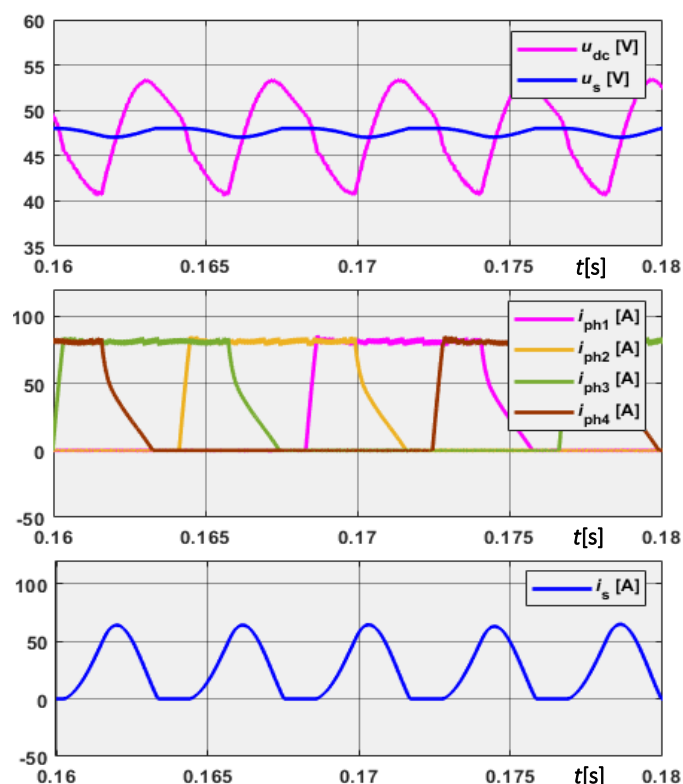


Rys. 4.1. Schemat obwodu mocy napędu SRM z filtrem pasywnym LC



Rys. 4.2. Przebieg napięcia na wejściu falownika maszyny SRM u_{dc} , napięcia źródła u_s , prądów fazowych maszyny SRM i_{ph1} , i_{ph2} , i_{ph3} , i_{ph4} , prądu źródła i_s w funkcji czasu, dla napędu z filtrem pasywnym LC przy prędkości obrotowej 600 obr/min

Aby uniknąć potencjalnie niebezpiecznej sytuacji należy dodać do filtra pasywnego diodę półprzewodnikową uniemożliwiającą zwrot energii z filtra do źródła zasilania. Po zastosowaniu diody przebieg prądu jest ograniczony o najwyższe harmoniczne, ale nadal jest obciążony dużą pulsacją w szerokim zakresie pracy napędu, a co za tym idzie, wartość skuteczna prądu źródła w stosunku do wartości średniej będzie zauważalnie wyższa, co skutkuje dodatkowymi stratami na rezystancji obwodu mocy, oraz rezystancji źródła zasilania. Rysunek 4.2. przedstawia przebiegi dla napędu z filtrem pasywnym i diodą półprzewodnikową blokującą zwrot energii do źródła.



Rys. 4.3. Przebieg czasowe napięć i prądów napędu SRM z filtrem pasywnym LC i diodą blokującą zwrot energii do źródła przy prędkości obrotowej 600 obr/min

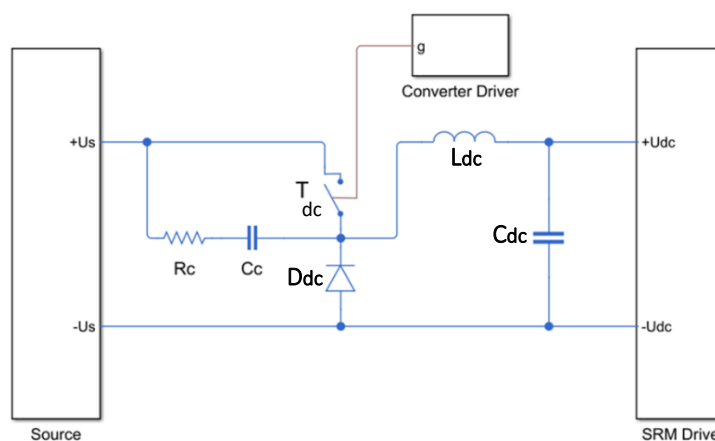
Podsumowując filtry pasywne są rozwiązaniem nieekonomicznym i nieelastycznym, ponieważ spełniają swoje zadanie tylko w wybranym punkcie pracy napędu SRM, oraz wymagają dużych ilości kosztownych i ciężkich materiałów, takich jak miedź lub srebro i spieki ferromagnetyczne – ze względu na konieczność ograniczenia strat w rdzeniu elementu indukcyjnego filtra, które wynikają z dużych częstotliwości indukowanych prądów wirowych [59].

4.2. Filtry aktywne

Filtry aktywne można podzielić na dwie grupy, filtry dołączane do obwodu równolegle i włączane w obwód szeregowo. Filtry aktywne dołączane równolegle z odbiornikiem działają poprzez zapewnianie przeciw harmonicznych równoważących zniekształcenia wprowadzane przez odbiornik. Takie rozwiązanie wymaga przewidzenia zniekształceń z wyprzedzeniem, aby dostosować do nich pracę filtra, rozsynchronizowanie może spowodować zauważalną utratę skuteczności filtracji, lub wprowadzić dodatkowe zniekształcenia [60]. Odbiornik jakim jest napęd SRM jest trudnym obiektem do implementacji tego typu filtracji, ze względu na dużą dynamikę zmian prądu źródła. Dynamika ta wynika nie tylko z budowy maszyny, ale także z wielu parametrów zmieniających się podczas pracy napędu, takich jak prędkość obrotowa która wpływa na zmianę częstotliwości generowanych

zniekształceń [61]. Kolejnym sprawą mającą istotny wpływ na zniekształcenia, są metody sterowania prądami faz, które mogą przybrać prostą postać regulatorów typu delta, lub bardziej zaawansowaną, w której stawia się na ograniczenie tętnień momentu obrotowego poprzez odpowiednie kształtowanie prądów faz [51]. Implementacje filtrów równoległych można rozwiązać poprzez zarządzanie energią zgromadzoną w pojemności elektrycznej, którą można przekazać w dowolnej chwili do obwodu mocy napędu, lub z obwodu mocy do pojemności. Do realizacji tego filtra niezbędny jest złożony układ energoelektroniczny pozwalający na w pełni sterowalne i w razie potrzeby gwałtowne dwukierunkowe przekazanie energii. Tego rodzaju filtr z założenia może operować tylko do określonej na etapie projektu amplitudy przeciw harmonicznym, oraz dla napędów o dużej mocy wymaga dużej pojemności bufora którego energią będzie zarządzał. W związku z zaawansowanym układem energoelektronicznym, sprawność elektryczna takiego rozwiązania ma istotny wpływ na sprawność całego napędu.

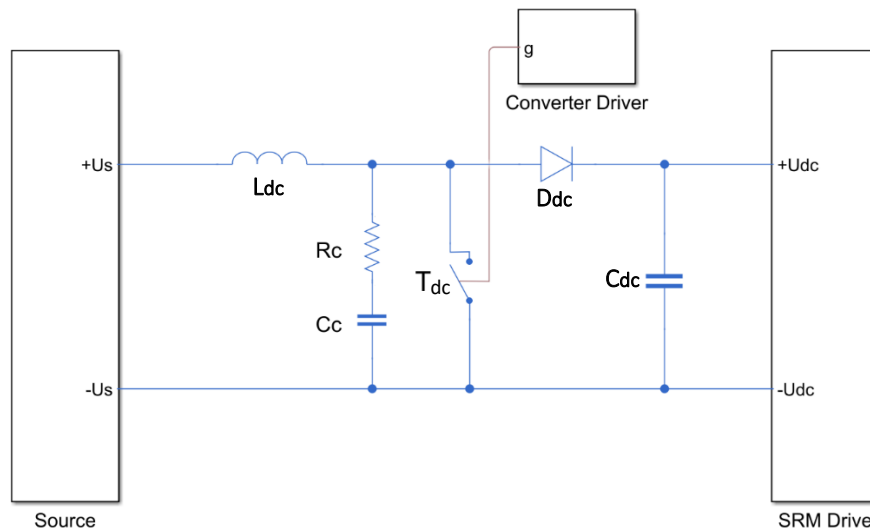
Alternatywą dla filtrów włączonych równolegle, są filtry włączone szeregowo w obwód mocy napędu SRM. Można wyróżnić kilka topologii dla takiego rozwiązania – filtr w postaci przetwornicy obniżającej napięcie, podwyższającej napięcie lub przetwornicy o topologii pozwalającej na regulację napięcia wyjściowego w pełnym zakresie dozwolonych napięć dla napędu. Rysunek 4.4 przedstawia topologię przetwornicy obniżającej napięcie, która posiada dodatkowy obwód RC składający się z kondensatora C_c i rezystora R_c . Obwód ten włączony jest równolegle z łącznikiem półprzewodnikowym i zabezpiecza łącznik przed zniszczeniem, które może nastąpić w skutek oscylacji napięcia na jego wyprowadzeniach spowodowanych komutacją elementów półprzewodnikowych układu [62].



Rys. 4.4. Schemat filtra aktywnego opartego na przetwornicy obniżającej napięcie, włączonej w obwód mocy napędu SRM

Przetwornica obniżająca napięcie w roli filtra aktywnego jest korzystna z dwóch powodów. Pierwszym powodem jest bezpieczeństwo zasilanego napędu, ponieważ nie ma możliwości na niebezpieczne przekroczenie napięcia w obwodzie pośredniczącym. Drugim jest wysoka sprawność elektryczna ze względu na niewielką ilość dodatkowych elementów w obwodzie mocy. Jednak należy zauważyć, że nie jest to idealne rozwiązanie, ponieważ nie zapewnia ciągłego prądu źródła – w chwili wyłączenia łącznika półprzewodnikowego T_{dc} źródło zostaje odłączone od obciążenia. Jednak można ten niekorzystny efekt zmniejszyć, poprzez dodanie filtra pasywnego LC między źródłem a przetwornicą obniżającą napięcie. Dodanie filtra w tym rozwiązaniu jest ekonomicznie akceptowalne, ponieważ filtr pasywny w tym przypadku filtruje jedynie prąd przetwornicy, który przy sterowaniu zmianą współczynnika wypełnienia ma stałą i wysoką częstotliwość, wynikającą z założeń projektu. W wielu aplikacjach, jako indukcyjność tego filtra pasywnego można założyć indukcyjność przewodów łączących źródło zasilania z filtrem aktywnym.

Kolejną opcją filtra aktywnego dla napędu SRM jest przetwornica podwyższająca napięcie, której topologie przedstawia rysunek 4.5.

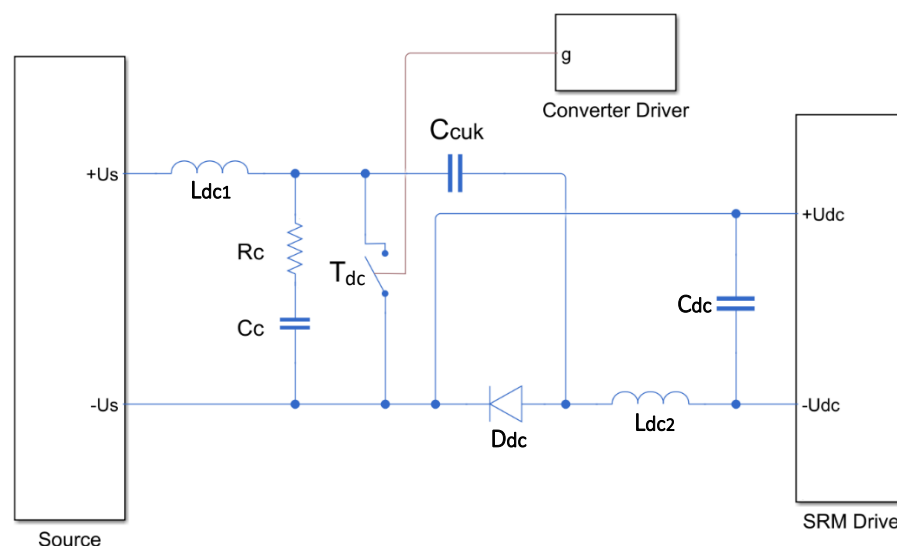


Rys. 4.5. Schemat filtra aktywnego opartego na przetwornicy podwyższającej napięcie, włączonej w obwód mocy napędu SRM

Przetwornica podwyższająca napięcie w roli filtra aktywnego umożliwia dodatkową możliwość zwiększenia napięcia w obwodzie pośredniczącym, co jest korzystne w przypadku źródeł elektrochemicznych, których napięcie zmniejsza się wraz z rozładowywaniem [53]. Taki filtr pozwala na utrzymanie znamionowego napięcia na napędzie SRM, a co za tym idzie jego mocy znamionowej w pełnym

zakresie pracy źródła elektrochemicznego. Dodatkową zaletą w stosunku do filtra opartego na przetwornicy obniżającej napięcie jest zachowanie ciągłości prądu źródła, dzięki czemu prąd ten może być pozbawiony zakłóceń bez dodatkowych elementów. Jednak zastosowanie przetwornicy podwyższającej napięcie wiąże się z ryzykiem niebezpiecznego wzrostu napięcia w obwodzie pośredniczącym przy skokowych zmianach obciążenia, oraz w przypadku awarii układu sterowania. Celem zachowania bezpieczeństwa falownika napędu należy przewidzieć możliwość wystąpienia przypadków przepięć i zabezpieczyć układ na poziomie układu sterowania, ale też sprzętowo poprzez zastosowanie bezpieczników i warystorów.

Kolejną topologią filtra aktywnego dla napędu SRM jaką można wziąć pod uwagę jest przetwornica Ćuk, której topologię przedstawia rysunek 4.6.



Rys. 4.6. Schemat filtra aktywnego opartego na przetwornicy Ćuk, włączonej w obwód mocy napędu SRM

Przetwornica Ćuk, której nazwa pochodzi od nazwiska jej wynalazcy jest dobrym wyborem dla filtra aktywnego pod względem elastyczności regulacji napięcia wyjściowego w pełnym dozwolonym zakresie dla napędu, co pozwala regulować moc poprzez zmianę napięcia bez konieczności stosowania regulatorów prądów fazowych maszyny SRM. Jednak aplikacja pozbawiona możliwości kształtowania prądów faz maszyny SRM spowoduje niepomijalne tętnienia momentu obrotowego [51, 63]. Mając na uwadze konieczność ograniczenia tętnień momentu i dużą złożoność przetwornicy Ćuk, która wymaga dwóch dławików i kondensatora C_{cuk} przewodzącego główny prąd obwodu, sprawność tego rozwiązania jest niższa od wcześniej opisanych rozwiązań [64]. Przy stosowaniu przetwornicy Ćuk należy

również zauważyć, że odwraca ona polaryzację względem źródła zasilania, co w niektórych aplikacjach może stanowić problem.

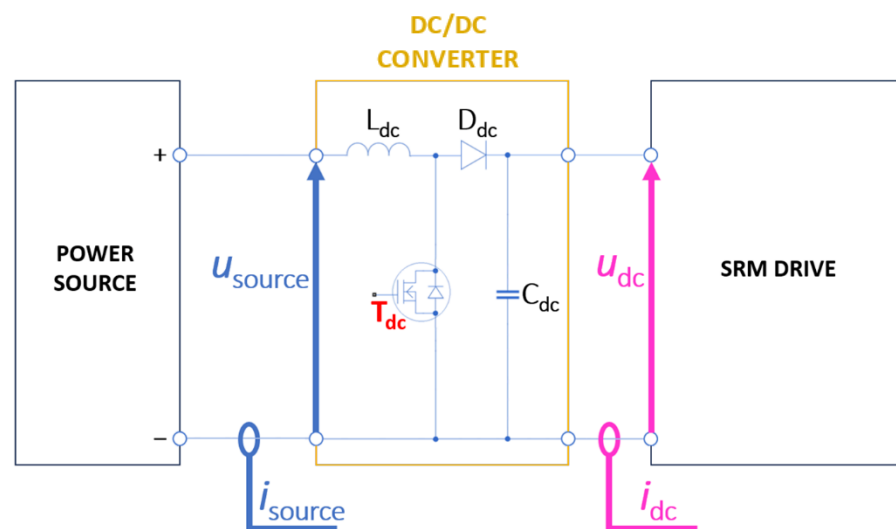
4.3. Podsumowanie i wybór topologii filtra prądu źródła dla napędu SRM

Przy wyborze topologii filtra aktywnego dla napędu SRM autor na pierwszym miejscu postawił założenie jak najlepszej sprawności elektrycznej systemu zasilania, przy możliwie niskim koszcie wdrożenia. Założenie to eliminuje rozwiązania złożone, które ze względu na dużą ilość elementów przewodzących prąd obwodu mocy nie są w stanie w szerokim zakresie pracy osiągnąć sprawności bliskiej stu procent. Najkorzystniejszym wyborem pod tym względem jest filtr oparty na przetwornicy obniżającej napięcie, jednak wymaga dodatkowego filtra pasywnego między źródłem a przetwornicą filtracyjną. Dodatkowo filtr oparty na przetwornicy obniżającej napięcie stanowi ograniczenie dla maksymalnej mocy napędu, ponieważ uniemożliwia wykorzystanie pełnego napięcia źródła – średnie napięcie obwodu pośredniczącego będzie zawsze niższe o kilka woltów potrzebnych na skompensowanie tętnień napięcia obwodu pośredniczącego, ponieważ ideą proponowanego filtra aktywnego jest zamienienie tętnień prądu źródła na tętnienia napięcia obwodu pośredniczącego. Mając na uwadze przedstawione ograniczenie autor zdecydował się na topologię opartą na przetwornicy podwyższającej napięcie. Wybrane rozwiązanie jest korzystne ze względu na prostotę implementacji – wymaga tylko jednego dodatkowego łącznika półprzewodnikowego i jest podobne w budowie do szeroko stosowanych układów poprawy współczynnika mocy w zasilaczach impulsowych, spotykanych zarówno w przemyśle, jak i elektronice użytkowej [65]. Różnicą jest to, że zaproponowane przez autora rozwiązanie utrzymuje przetwornicę w punkcie pracy o możliwie najwyższej sprawności dla danego punktu pracy napędu SRM.

5. PROPONOWANA METODA STEROWANIA FILTREM AKTYWNYM SKOJARZONYM Z NAPĘDEM RELUKTANCYJNYM PRZELĄCZALNYM

5.1. Proponowana metoda synchronizacji pracy przetwornicy prądu stałego z napędem reluktancyjnym przelączalnym

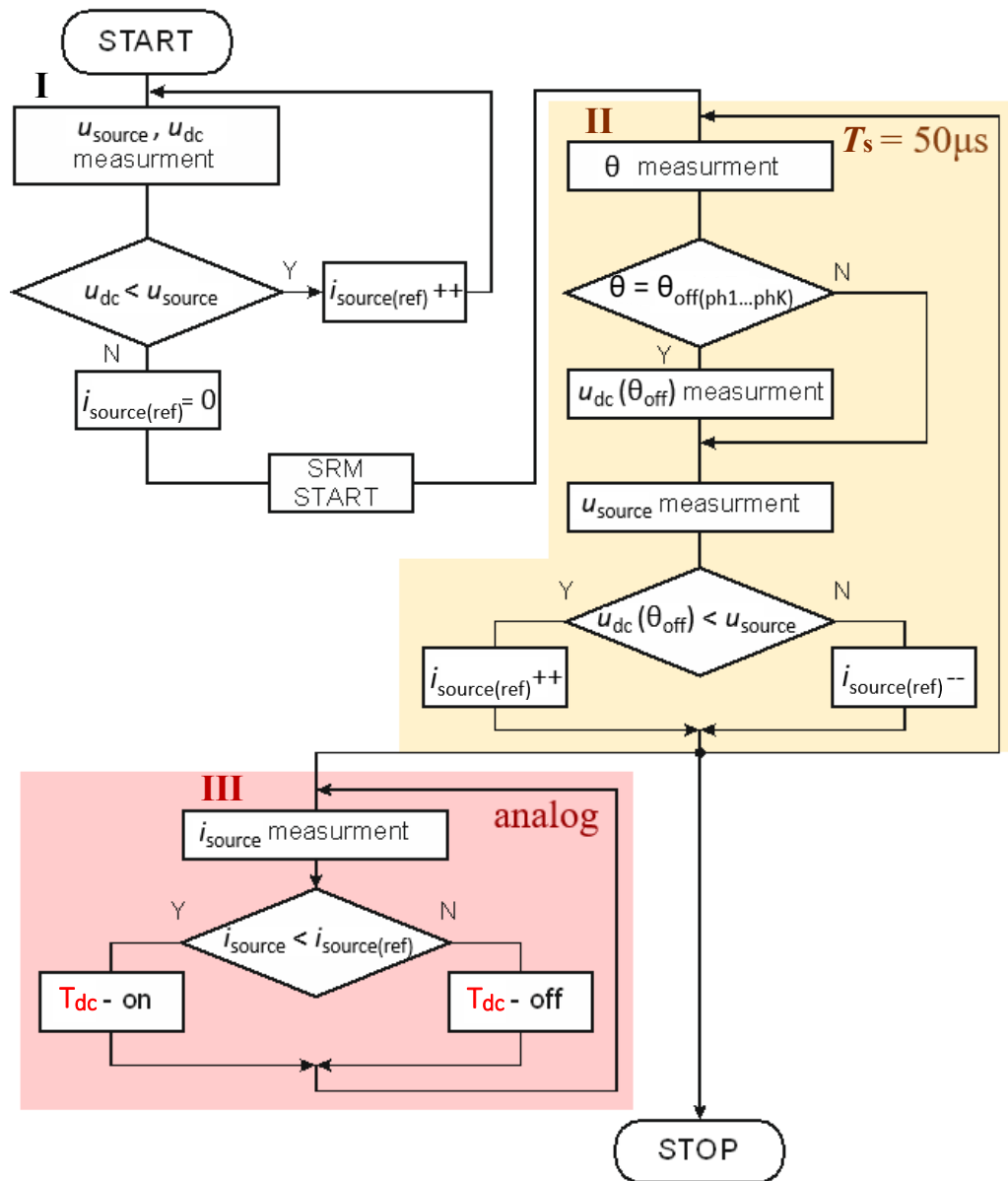
Chcąc zachować ciągły i niepulsujący prąd źródła mając na uwadze dużą dynamikę zmian prądu pobieranego przez napęd SRM potrzeba bardzo szybkiego regulatora prądu przetwornicy stanowiącej filtr aktywny, która dostarczy energię z źródła zasilania do obwodu pośredniczącego, z którego zasilany jest napęd SRM zgodnie z schematem przedstawionym na rysunku 5.1.



Rys. 5.1. Schemat przedstawiający obwód mocy napędu SRM

Jeśli regulator prądu przetwornicy nie będzie dostatecznie szybki, filtracja prądu źródła *POWER SOURCE* (Rys. 5.1) będzie nieskuteczna. Celem zapewnienia możliwie najmniejszego opóźnienia autor tej pracy zastosował nadążny regulator prądu oparty o technikę analogową. Takie rozwiązanie jest proste w realizacji, ponieważ opiera się na komparatorze z pętlą histerezy porównującym dwie wielkości – mierzoną z referencyjną. Jeśli prąd mierzony jest niższy od referencyjnego załączany jest tranzystor mocy T_{dc} w przetwornicy prądu stałego do momentu wzrostu prądu źródła i_{source} do wartości pożądanej z uwzględnieniem pętli histerezy. Częstotliwość przełączania tranzystora filtra aktywnego zależy głównie od szerokości pętli histerezy komparatora, indukcyjności dławika przetwornicy L_{dc} i napięcia na źródle zasilania U_{source} . Posiadając dostatecznie szybki regulator prądu dostarczanego przez filtr aktywny do obwodu pośredniczącego i_{dc} ze źródła zasilania, spotyka się problem sprzężenia zwrotnego, na podstawie którego, ustalany będzie

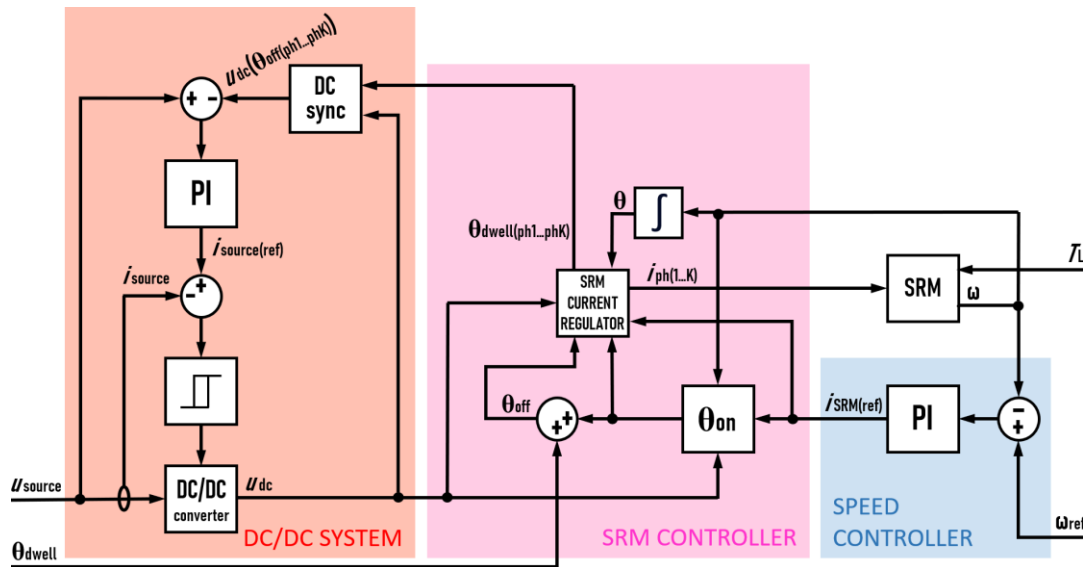
referencyjny prąd przetwornicy, który dla przedstawionej konfiguracji jest referencyjnym prądem źródła. Zastosowanie sprzężenia wprost z napięcia obwodu pośredniczącego u_{dc} spowoduje nieskuteczną filtrację prądu źródła, ze względu na dążenie regulatora prądu filtra do utrzymania stałej wartości napięcia tego obwodu. Aby filtr działał skutecznie można wykorzystać jako sprzężenie dla regulatora prądu przetwornicy uśrednione napięcie obwodu pośredniczącego. Aby to rozwiązanie było skuteczne w szerokim zakresie pracy napędu należy dodać stosowną korektę w funkcji momentu obciążenia i prędkości obrotowej maszyny. Korekta musi wyeliminować sytuację, w której wartość chwilowa napięcia obwodu pośredniczącego będzie niższa od napięcia źródła, oraz nie zawyżyć składowej stałej napięcia obwodu pośredniczącego, ponieważ obniża to sprawność przetwornicy filtracyjnej. Dla takiego przypadku uśrednianie napięcia obwodu pośredniczącego można zrealizować na dwa sposoby, ciągły i za okres wynikający z częstotliwości tętnień prądu pobieranego przez napęd. Sposób ciągły jest prostszy do realizacji, ponieważ nie wymaga dodatkowych zasobów, ale wprowadza oscylację do prądu źródła. Uśrednianie za okres zapewnia stabilny prąd źródła w szerokim zakresie pracy napędu. Podstawową wadą opisanego rozwiązania jest konieczność stosowania korekty od której zależy skuteczność filtracji i sprawność układu. W celu wyeliminowania tej korekty, autor proponuje opracowany przez siebie algorytm synchronizacji filtra aktywnego przedstawiony na rysunku 5.2.



Rys. 5.2. Proponowany algorytm sterowania aktywnym filtrem prądu źródła zasilania napędu z maszyną SRM

Proponowany algorytm składa się z trzech części. Pierwsza (I) przedstawia procedurę miękkiego rozruchu napędu, gdzie w pierwszej kolejności załącza się napięcie źródła u_{source} do obwodu pośredniczącego u_{dc} poprzez klucz półprzewodnikowy wymuszający przepływ stałego prądu o wartości odpowiadającej prądowi referencyjnemu $i_{source(ref)}$, a następnie uruchamia się maszynę SRM. Część druga (II) algorytmu realizuje synchronizację sprzężenia zwrotnego napięcia obwodu pośredniczącego dla regulatora prądu referencyjnego źródła z pracą napędu. Część ta wykonywana jest przez system cyfrowy z czasem próbkowania $50\mu s$. Trzecia część (III) proponowanego algorytmu realizuje nadążną regulację prądu źródła i_{source} przez układ analogowy, który zapewnia natychmiastową odpowiedź systemu. Proponowany regulator analogowy pracuje z pętlą histerezy i załącza klucz

półprzewodnikowy T_{dc} gdy prąd źródła jest niższy od prądu referencyjnego. Prezentowany algorytm wykorzystuje zjawisko będące cechą napędów SRM, które to generują tętnienia napięcia źródła zasilania związane z rezystancją wewnętrzną źródła oraz parametrami pozostałej części obwodu zasilającego. Częstotliwość tych tętnień jest funkcją prędkości kątowej wirnika θ i parametrów konstrukcyjnych maszyny – wzór (2.1). Proponowany algorytm synchronizuje pracę sprzężenia zwrotnego z napięcia obwodu pośredniczącego u_{dc} dla regulatora prądu referencyjnego źródła $i_{source(ref)}$. Synchronizacja polega na zatrzaskiwaniu wartości zmierzonej napięcia obwodu pośredniczącego w chwili, gdy to napięcie osiąga wartość najniższą dla danego okresu tętnienia. Przebieg tętnienia napięcia obwodu pośredniczącego odpowiada położeniu kątowemu wirnika, a liczba okresów tętnienia napięcia obwodu pośredniczącego na pełny obrót wirnika zależy od budowy maszyny. W szerokim zakresie pracy napędu najniższe napięcie obwodu pośredniczącego występuje w chwili osiągnięcia kąta wyłączenia dla danej fazy. Rysunek 5.3 przedstawia schemat blokowy realizujący logikę przedstawioną w algorytmie z rysunku 5.2.



Rys. 5.3. Schemat blokowy realizujący logikę proponowanego algorytmu sterowania aktywnym filtrem prądu źródła zasilania napędu z maszyną SRM

Na rysunku 5.3 wyróżnione zostały trzy części, pierwsza nazwana *DC/DC SYSTEM* przedstawia logikę pracy filtra aktywnego pracującego w oparciu o proponowany algorytm. Zawiera on blok synchronizacji *DC sync*, który na podstawie przedziałów załączenia poszczególnych faz maszyny SRM $\theta_{dwell}(ph1...phK)$ zatrzaskuje pomiar napięcia obwodu pośredniczącego u_{dc} w czasie

wystąpienia końca załączenia poszczególnych faz maszyny. Wzór (5.1) definiuje opisaną funkcję $u_{dc}(\theta_{off(ph1...phK)})$.

$$u_{dc}(\theta_{off(ph1...phK)}) = u_{dc_{min}} = \begin{cases} u_{dc} & \text{if}(\theta = \theta_{off(ph1...phK)}) \\ u_{dc_{min}} & \text{else} \end{cases} \quad (5.1)$$

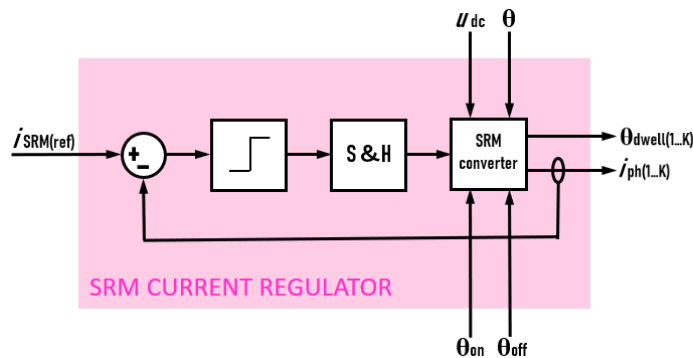
Druga wyróżniona część *SRM CONTROLLER* zawiera schemat kontrolera zarządzającego pracą maszyny SRM. Na podstawie parametrów geometrycznych i elektrycznych danej maszyny SRM, sprzężenia z prędkości kątovej ω , napięcia zasilania regulatora prądów fazowych u_{dc} , prądu referencyjnego regulatora prądów fazowych $i_{SRM(ref)}$, oraz zadanego kąta przedziału zasilania faz θ_{dwell} obliczany jest kąt załączenia θ_{on} i wyłączenia θ_{off} według wzorów (5.2) i (5.3). Tak obliczony kąt załączenia pozwala na pracę napędu z stałą mocą mechaniczną w szerokim przedziale dużych prędkości obrotowych – gdy maszyna SRM przejdzie w tryb sterowania jednopulsowego [55].

$$\theta_{on} = \frac{\pi}{N_r} - \frac{\beta_s + \beta_r}{2} - \frac{L_{min} \cdot i_{SRM(ref)}}{u_{dc}} \cdot \omega \quad (5.2)$$

$$\theta_{off} = \theta_{on} + \theta_{dwell} \quad (5.3)$$

Blok *SRM CURRENT REGULATOR* realizuje kontrolę prądów fazowych $i_{ph(1...K)}$ maszyny SRM poprzez ich pomiar oraz utrzymanie na żądanym poziomie $i_{SRM(ref)}$ za pomocą regulatorów typu delta, które załączają napięcie obwodu pośredniczącego u_{dc} dla przedziałów zasilania kolejnych faz określanych na podstawie sprzężenia z położenia kątovej wirnika θ , kąta załączenia θ_{on} i wyłączenia θ_{off} . Rysunek 5.4 przedstawia schemat omawianego bloku.

Trzecia część *SPEED CONTROLLER* zawiera proporcjonalno całkujący regulator referencyjnego prądu faz maszyny SRM $i_{SRM(ref)}$, który wyznaczany jest na podstawie uchybu prędkości kątovej ω .



Rys. 5.4. Schemat blokowy regulatora prądów fazowych typu delta maszyny SRM

5.2. Zabezpieczenie elektroniki omawianego napędu, przed niekontrolowanym wzrostem napięcia obwodu pośredniczącego w stanach dynamicznych

Wykorzystanie jako filtr aktywny topologii przetwornicy podwyższającej napięcie niesie z sobą niebezpieczeństwo uszkodzenia zasilanych układów poprzez nadmierny wzrost napięcia w obwodzie pośredniczącym. Stan ten może zostać spowodowany awarią systemu filtra aktywnego, lub nagłym stanem dynamicznym jak duże skokowe zmniejszenie momentu obciążenia. Wzrost napięcia występuje w chwili skokowego zmniejszenia momentu obciążenia napędu, czego skutkiem jest wysoka początkowa wartość prądu referencyjnego źródła, który jest wyznaczany przez regulator PI wprowadzający opóźnienie ze względu na człon całkujący. Aby wyeliminować niebezpieczeństwo powstające w wyniku nagłych zmian mocy napędu, autor proponuje zresetować człon całkujący regulatora prądu referencyjnego źródła w przypadku przekroczenia maksymalnego dopuszczalnego napięcia obwodu pośredniczącego i zablokować jego pracę do czasu obniżenia napięcia w obwodzie pośrednim do wartości bliskiej napięciu źródła zasilania. Dodatkowo aby zapewnić stabilność pracy systemu przy bardzo niskiej prędkości kątowej napędu, autor zaproponował zablokować pracę regulatora do czasu osiągnięcia prędkości kątowej pozwalającej na stabilną pracę układu filtracyjnego. Wzory (5.4), (5.5), (5.6) i (5.7) przedstawiają logikę omawianego zabezpieczenia.

$$S_{PI_{reset}}(t + 1) = B \vee (S_{PI_{reset}}(t) \cdot \bar{A}), \quad (5.4)$$

$$A = (u_{dc} < u_{source} \cdot D_{sec}) \vee |\omega| > \omega_{min}, \quad (5.5)$$

$$B = u_{dc} > U_{dc(max)} \vee |\omega| < \omega_{min}, \quad (5.6)$$

$$i_{source(ref)sec} = \begin{cases} 0 & \text{if}(S_{PI_{reset}} = 1) \\ i_{source(ref)} & \text{if}(S_{PI_{reset}} = 0) \end{cases}, \quad (5.7)$$

gdzie współczynnik D_{sec} w wzorze (5.5) odpowiada za określenie względnej wartości napięcia obwodu pośredniczącego względem napięcia źródła, przy której regulator referencyjnego prądu źródła zostaje odblokowany – o ile wcześniej był zablokowany. Wzór (5.8) przedstawia omawiany współczynnik.

$$D_{sec} = 1 + \frac{1}{u_{source}} \quad (5.8)$$

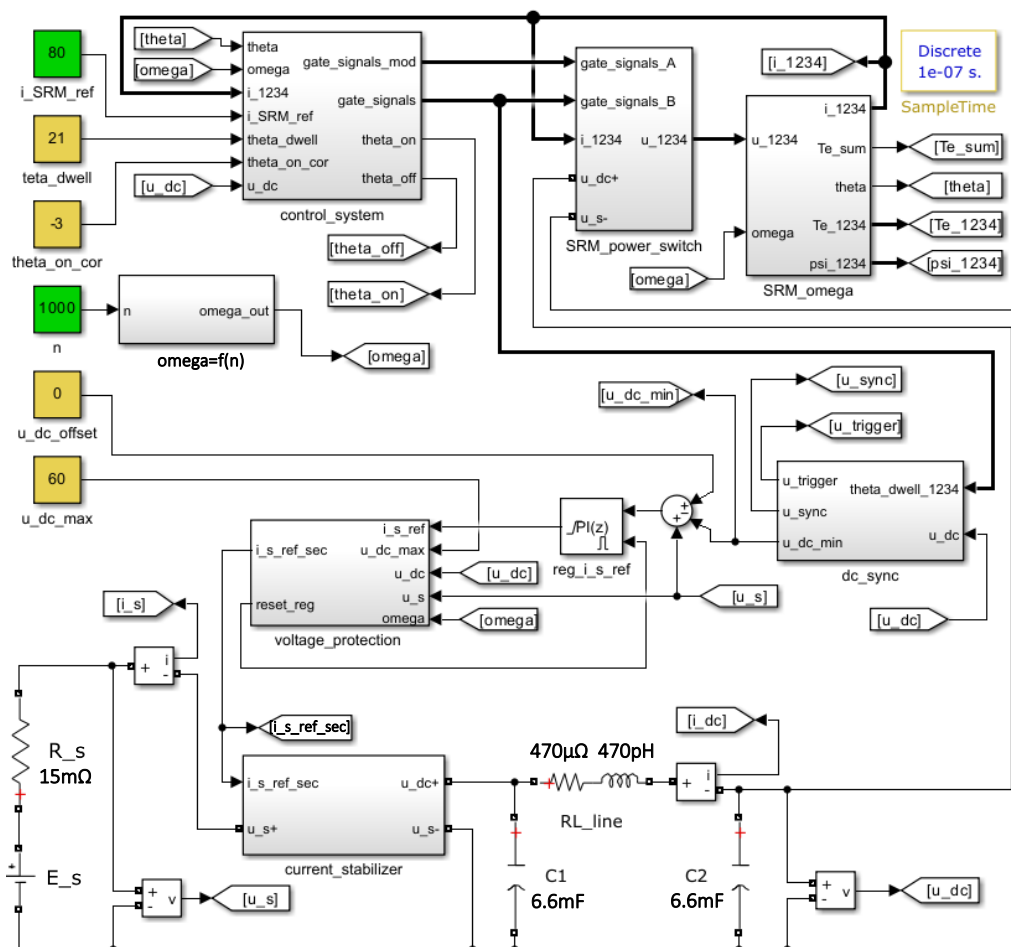
Tak więc warunek A przedstawiony w wzorze (5.5) odpowiada za wyłączenie blokady działania omawianego regulatora, natomiast warunek B ukazany w wzorze (5.6) za jej włączenie. Minimalna prędkość kątowa przy której regulator

może rozpocząć pracę to $\omega_{\min}$, natomiast maksymalne dopuszczalne napięcie w obwodzie pośrednim wynikające z parametrów zastosowanych podzespołów w układzie mocy to $U_{dc(max)}$.

5.3. Model symulacyjny napędu SRM z proponowanym systemem filtracji prądu źródła zasilania

Celem przeprowadzenia testów napędu SRM z proponowanym rozwiązaniem filtra aktywnego prądu źródła w postaci przetwornicy podwyższającej napięcie szeregowo włączonej w obwód zasilania autor zbudował modele symulacyjne zbudowane w systemie MATLAB Simulink dla dwóch przypadków. Pierwszy przedstawiony na rysunku 5.5 wykorzystuje model maszyny SRM pracujący z wymuszeniem prędkości obrotowej – przy stałej prędkości wirowania, który może pracować również w trybie sterowania jednopulsowego. Drugi przypadek modelu, ukazany na rysunku 5.6 pracuje z wymuszeniem momentu obciążenia. Modele te mają wiele tożsamyh bloków podsystemów, jak blok *control_system* będący układem sterowania dla modelu maszyny SRM, gdzie generowane są impulsy bramkowe dla falownika mocy znajdującego się w bloku *SRM_power_switch*. Również bloki systemu zasilania, realizujące prezentowany filtr aktywny są tożsame w obu przypadkach. Blok *current_stabilizer* zawiera przetwornicę podwyższającą napięcie źródła, na które składa się siła elektromotoryczna E_s i rezystancja R_s , w celu przekazywania energii do obwodu pośredniczącego przez filtr pasywny składający się z dzielonej pojemności w proporcji $\frac{1}{2}$ połączonej blokiem *RL_line* stanowiącym symulację połączenia rzeczywistych modułów falownika SRM i filtra aktywnego, które zbudowano jako niezależne moduły dla przeprowadzenia badań. Obwody mocy modeli symulacyjnych wyposażone zostały w bloki pomiarowe napięć i prądów, do których przyłączone zostały etykiety z nazwami mierzonych wielkości. Elementy pasywne jak źródło napięciowe i impedancje zostały zaimplementowane z biblioteki *SimPowerSystems* wykorzystanego oprogramowania. W centrum omawianych modeli znajduje się regulator proporcjonalno całkujący *reg_i_s_ref*, który na podstawie uchybu zmierzonej wartości prądu źródła zasilania, napięcia synchronizacji $u_{dc_{min}}$ opisanego jako *u_dc_min* oraz opcjonalnej składowej stałej *u_dc_offset* wyznacza prąd referencyjny źródła zasilania *i_s_ref*. Drugie wejście omawianego regulatora służy do resetowania i utrzymywania w stanie blokady jego członu całkującego. Blok *voltage_protection* realizuje proponowaną przez autora logikę zabezpieczenia napędu przed nadmiernym wzrostem napięcia w układzie

pośrednim. Ostatnim blokiem, który nie różni się w omawianych modelach jest blok synchronizacji napędu SRM z filtrem aktywnym *dc_sync*.



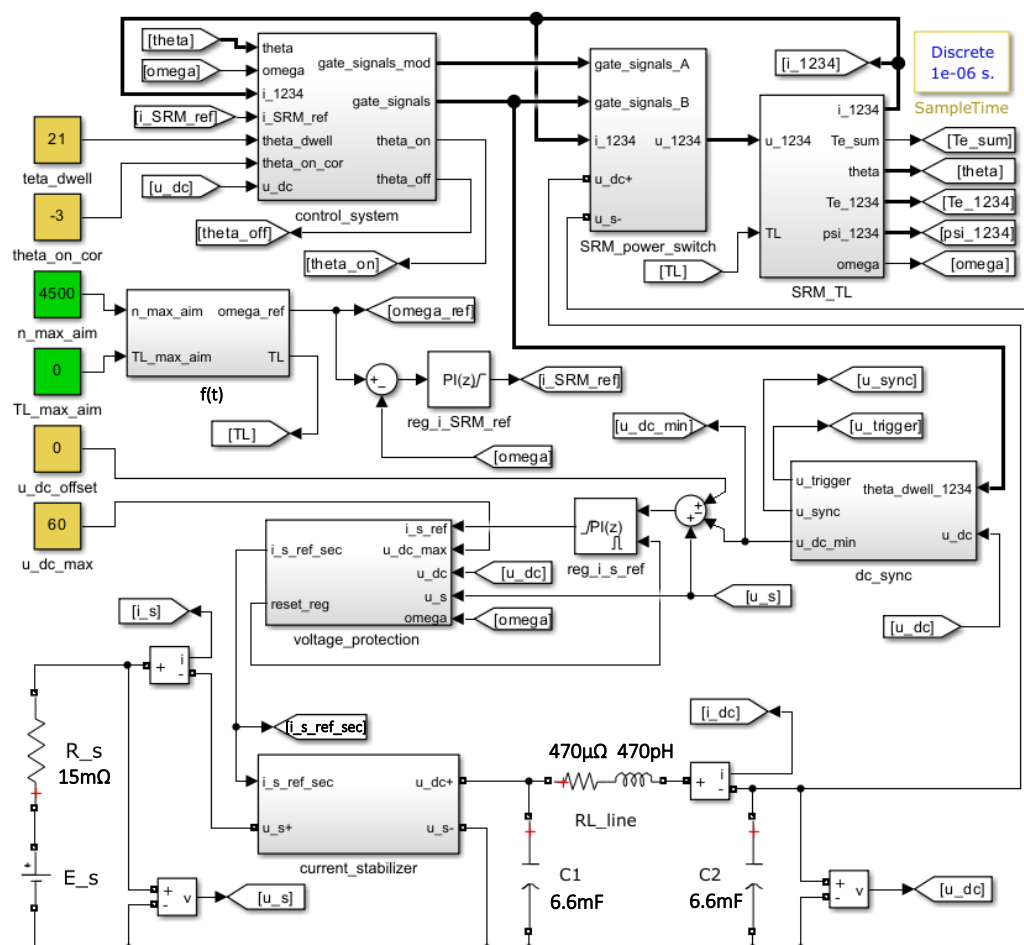
Rys. 5.5. Struktura modelu napędu SRM z aktywną filtracją prądu źródła dla pracy z wymuszeniem prędkości obrotowej

Omawiany model napędu z wymuszeniem prędkości obrotowej przedstawiony na rysunku 5.5 posiada blok $\omega = f(n)$, gdzie realizowana jest funkcja przeliczająca prędkość obrotową na prędkość kątową według wzoru (5.9).

$$\omega = \frac{2\pi}{60} \cdot n \quad (5.9)$$

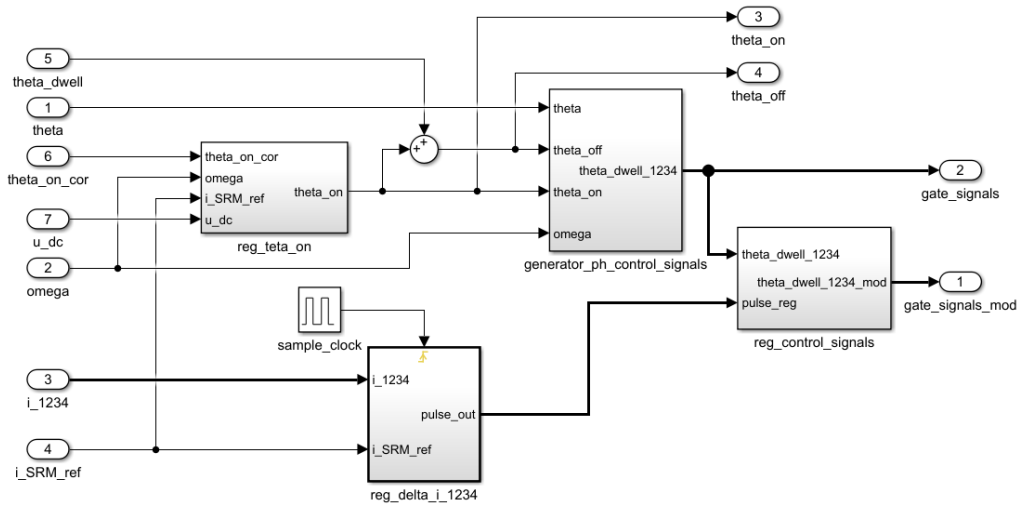
Natomiast w modelu z wymuszeniem momentu obciążenia przedstawionym na rysunku 5.6 dodano blok $f(t)$ realizujący funkcje zadawania referencyjnej prędkości kątowej oraz momentu obciążenia dla napędu w funkcji czasu. Jego podstawowe działanie polega na zwiększaniu referencyjnej prędkości kątowej napędu ω_{ref} do momentu osiągnięcia odpowiadającej jej zadanej prędkości obrotowej n_{max_aim} według zadeklarowanej w nim funkcji. Omawiany blok działa analogicznie w przypadku zadawania momentu obciążenia TL . Dodatkowo w modelu z wymuszeniem momentu obciążenia dodano regulator proporcjonalno całkujący

referencyjnego prądu faz maszyny *SRM* $reg_i_SRM_ref$, który wyznacza ten prąd na podstawie uchybu z prędkości kątowej.



Rys. 5.6. Struktura modelu napędu SRM z aktywną filtracją prądu źródła dla pracy z wymuszeniem momentu obciążenia

Celem ukazania działania bloku synchronizacyjnego *dc_sync* przedstawiono ścieżkę kształtowania i wykorzystania sygnałów bramkowych *gate_signals* oraz *gate_signals_mod*, które mają swój początek w bloku podsystemu *control_system*, którego struktura przedstawiona została na rysunku 5.7.

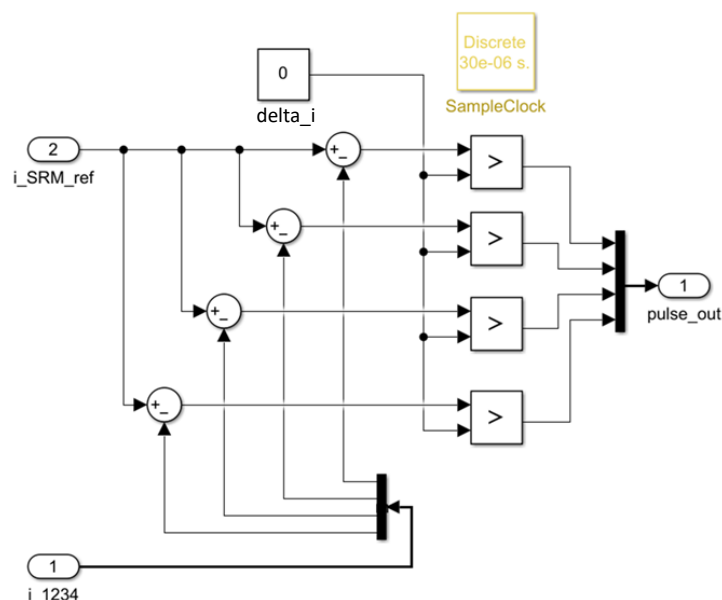


Rys. 5.7. Struktura bloku podsystemu control_system generatora sygnałów sterujących dla napędu SRM

Blok *generator_ph_control_signals* będący częścią bloku podsystemu *control_system* posiada wyjście *theta_dwell_1234*, które stanowi wektor zawierający sygnały aktywacji stanu załączenia dla poszczególnych faz maszyny. Sygnały aktywacji dla kolejnych faz określone są przez omawiany blok na podstawie kąta położenia wirnika opisanego jako *theta*, prędkości kątowej opisanego jako *omega*, która pozwala zidentyfikować kierunek wirowania wirnika, kąta załączenia obliczanego na podstawie wzoru (5.10) w bloku *reg_teta_on* i kąta wyłączenia obliczanego na podstawie wzoru (5.3),

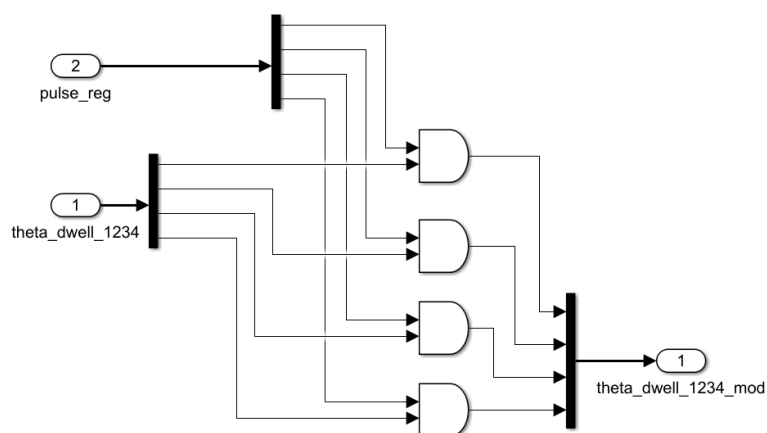
$$\theta_{on} = \theta_{on(cor)} + \frac{\pi}{N_r} - \frac{\beta_s + \beta_r}{2} - \frac{L_{min} \cdot i_{SRM(ref)}}{u_{dc}} \cdot \omega, \quad (5.10)$$

gdzie $\theta_{on(cor)}$, na rysunku 5.7 opisany jako *theta_on_cor* stanowi opcjonalny kąt korekcji kąta załączenia. Sygnały aktywacji kolejnych faz przekazywane są na wyjście *gate_signals* omawianego podsystemu *control_system*, oraz do bloku *reg_control_signals*, który moduluje te sygnały przebiegiem z bloku *reg_delta_i_1234*. Blok *reg_delta_i_1234* tworzy sygnał modulujący za pomocą regulatorów typu delta, które porównują chwilowe wartości prądów poszczególnych faz zawartych w wektorze *i_1234* do wartości referencyjnej *i_SRM_ref* z uwzględnieniem delty i narzuconym czasem próbkowania określonym przez blok *sample_clock*, wynoszącym $30\mu s$ dla prezentowanego modelu. Rysunek 5.8 przedstawia strukturę bloku *reg_delta_i_1234*.



Rys. 5.8. Struktura bloku `reg_delta_i_1234` regulatora prądów fazowych maszyny SRM

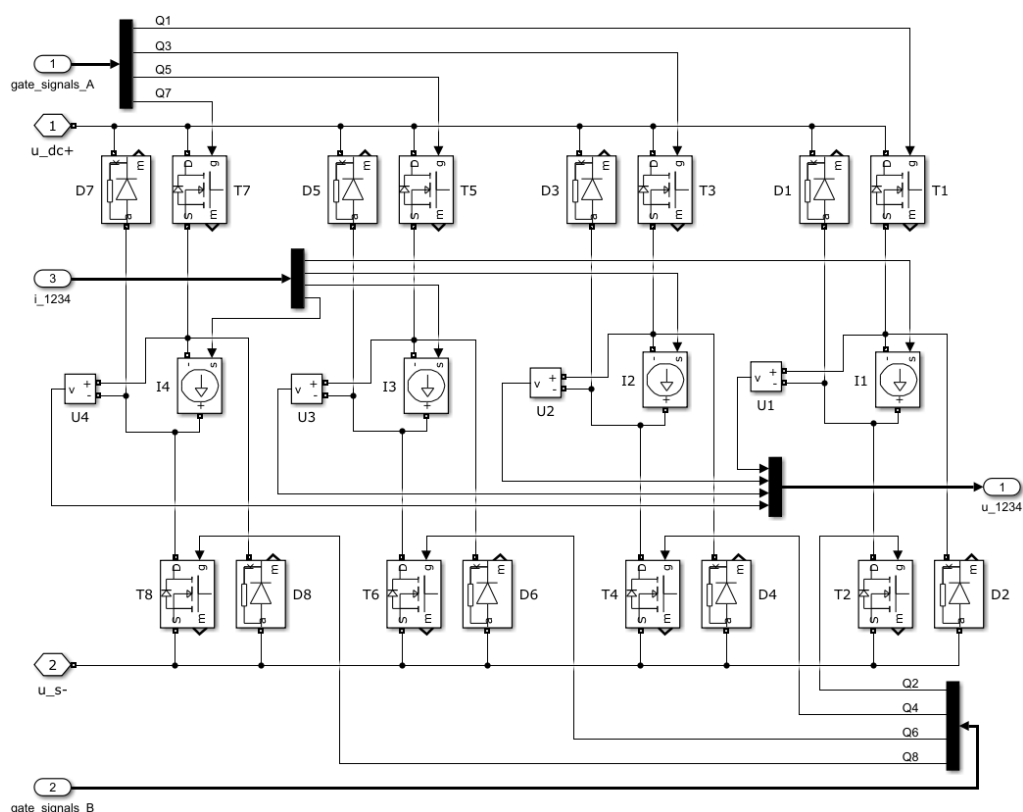
Rysunek 5.9 przedstawia strukturę bloku modulującego sygnały aktywacji stanu załączenia faz `reg_control_signals` sygnałem uzyskanym w wyniku działania regulatorów typu delta z bloku regulatora prądów fazowych `reg_delta_i_1234`. W wyniku działania omawianego bloku powstaje zmodulowany sygnał aktywacji stanu załączenia faz `theta_dwell_1234_mod` przekazywany na wyjście `gate_signals_mod` omawianego podsystemu `control_system`. Zmodulowany sygnał aktywacji stanu załączenia faz podczas trwania przedziału zasilania danej fazy i przekroczenia prądu referencyjnego z uwzględnieniem opcjonalnej delty powoduje przerwanie obwodu zasilania, ale ze względu na trwający przedział zasilania nie powoduje to zwrotu energii do obwodu pośredniczącego, a zamykają ją w obwodzie danej fazy.



Rys. 5.9. Struktura bloku `reg_control_signal` modulacji sygnałów sterujących napędem SRM pulsami regulatora prądów fazowych

Dodatkowymi wyjściami podsystemu *control_system* są kąty załączenia *theta_on* i wyłączenia *theta_off*. Wyjścia te służą jako wskaźniki stanu pracy napędu.

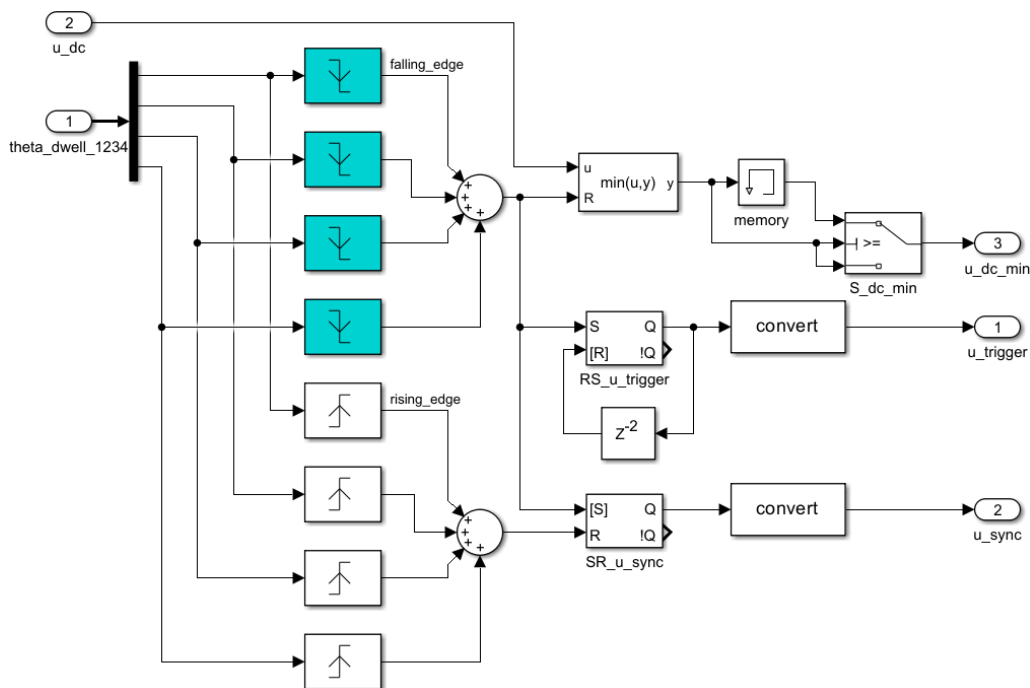
SRM_power_switch jest kolejnym blokiem podsystemu omawianych modeli, który w wersji z wymuszeniem prędkości obrotowej jest taki sam jak w wersji z wymuszeniem momentu obciążenia. Podsystem ten zawiera falownik napędu SRM, którego struktura przedstawiona na rysunku 5.10 zawiera gotowe modele elementów półprzewodnikowych i źródeł prądowych z biblioteki SimPowerSystems wykorzystanego oprogramowania. Informacją zwrotną dla modelu maszyny SRM jest wektor napięć fazowych u_{1234} , mierzonych za pomocą bloków pomiarowych opisanych jako *U1*, *U2*, *U3*, *U4*. Łączniki półprzewodnikowe sterowane są za pomocą sygnałów zawartych w dwóch wektorach, *gate_signal_A* dla łączników załączających dodatni biegun zasilania u_{dc+} oraz *gate_signals_B*, sterujący łącznikami załączającymi biegun ujemny u_{s-} na źródła prądowe *I1*, *I2*, *I3*, *I4* pracujące z wektorem prądów fazowych i_{1234} stanowiącym wymuszenie pochodzące z modelu maszyny SRM.



Rys. 5.10. Struktura bloku podsystemu *SRM_power_switch* układu przekształtnika dla maszyny SRM

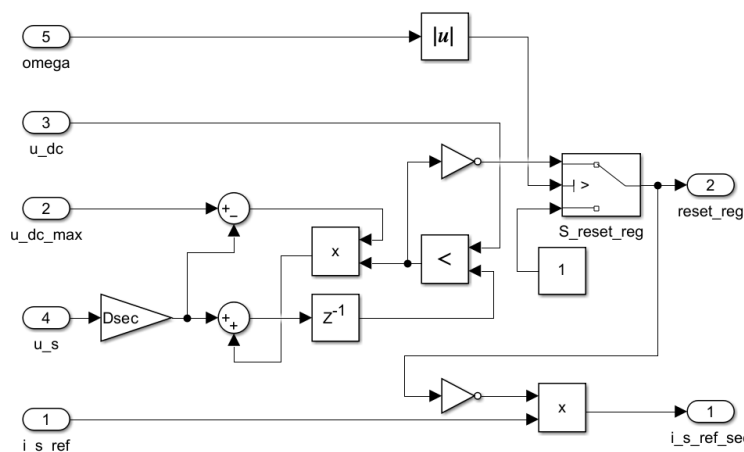
Rysunek 5.11 przedstawia strukturę opracowanego przez autora bloku podsystemu synchronizacji filtra aktywnego *dc_sync*, gdzie na podstawie wektora sygnałów aktywacji kolejnych faz maszyny SRM przychodzących do wejścia

θ_{dwell_1234} i napięcia obwodu pośredniczącego przychodzącego do wejścia u_{dc} wyznaczane jest napięcie synchronizacji $u_{dc_{min}}$ przyłączone do wyjścia u_{dc_min} . Dodatkowo omawiany podsystem wyznacza dwa napięcia $u_{trigger}$ przyłączone do wyjścia $u_{trigger}$, oraz u_{sync} podłączone do wyjścia u_{sync} . Dodatkowe napięcia wykorzystywane są w celach kontrolnodiagnostycznych, napięcie $u_{trigger}$ zawiera impulsy przy których następuje odświeżenie wartości napięcia synchronizacji $u_{dc_{min}}$, natomiast napięcie u_{sync} stanowi przebieg o stanie wysokim wymuszonym wystąpieniem zbocza opadającego któregośkolwiek z sygnałów aktywacji załączenia fazy, a więc wystąpieniem kąta wyłączenia dla kolejnych faz, który odpowiada chwili odświeżenia napięcia synchronizacji $u_{dc_{min}}$. Natomiast stan niski napięcia u_{sync} wywoływany jest wystąpieniem zbocza narastającego któregośkolwiek z sygnałów aktywacji faz, a więc odpowiada chwili wystąpienia kąta załączenia kolejnych faz. Blok $\min(u,y)$ stanowi zatrząsk najniższej wartości sygnału przyłączonego do jego wejścia u i resetowany jest sygnałem podłączonym do jego wejścia R . W chwili wystąpienia resetu, na wyjście u_{dc_min} omawianego podsystemu, podawana jest za pomocą bloku S_{dc_min} wartość sygnału y zapisana w bloku pamięci *memory*. Celem bloku S_{dc_min} jest ominięcie bloku *memory*, gdy blok $\min(u,y)$ nie jest w stanie resetu – podczas trwania resetu wyjście y przyjmuje stałą wartość zadeklarowaną w ustawieniach bloku. Bloki *convert* stanowią konwersję sygnału standardu logicznego do wartości zmiennoprzecinkowej, natomiast blok z^{-2} wykorzystywany jest jako opóźnienie niezbędne do generowania impulsów przez blok przerzutnika RS opisany jako $RS_{u_trigger}$. Szerokość generowanych impulsów przez przerzutnik RS może być regulowana czasem opóźnienia, który w tym przypadku wynosi dwie iteracje symulacji.



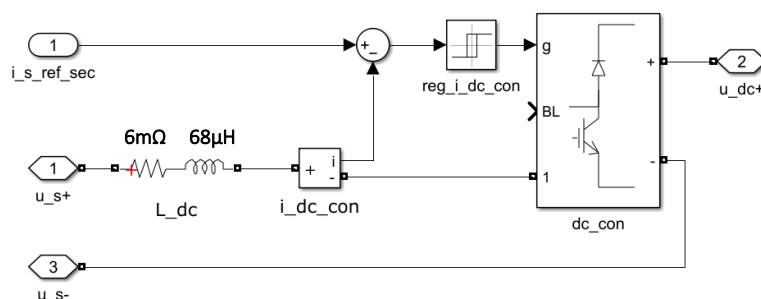
Rys. 5.11. Struktura bloku podsystemu *dc_sync* synchronizacji filtra aktywnego z napędem SRM

Blok podsystemu *voltage_protection*, którego struktura przedstawiona została na rysunku 5.12, jest również tożsamy dla obu przypadków omawianych modeli napędów SRM. Realizuje on logikę proponowanego przez autora zabezpieczenia napędu przed nadmiernym wzrostem napięcia obwodu pośredniczącego u_{dc} , która opisana jest wzorami (5.4) i (5.7), gdzie napięcia zadziałania zabezpieczenia $U_{dc(max)}$ opisano w omawianym modelu jako u_{dc_max} , a napięcie źródła u_{source} jako u_s . Przełącznik S_{reset_reg} porównuje wartość bezwzględną prędkości kątowej napędu do minimalnej prędkości kątowej ω_{min} , przy której odblokowany zostaje regulator referencyjnego prądu źródła $reg_i_s_ref$, który podłączony jest do wyjścia omawianego podsystemu *reset_reg*.



Rys. 5.12. Struktura bloku podsystemu *voltage_protection* zabezpieczającego napęd SRM przed nadmiernym wzrostem napięcia obwodu pośredniczącego

Ostatnim blokiem podsystemu omawianych modeli napędu SRM jest podsystem stanowiący przetwornicę podwyższającą napięcie pracującą w trybie wymuszenia stałego prądu *current_stabilizer*. Rysunek 5.13 przedstawia model proponowanego przez autora rozwiązania przetwornicy będącej głównym elementem mocy proponowanego filtra aktywnego. Model zawiera histerezyowy regulator prądu *reg_i_dc_con*, pracujący w trybie nadążnym na podstawie uchybu z referencyjnego prądu źródła *i_s_ref_sec* i prądu płynącego przez dławik przetwornicy *L_dc*. Prąd płynący przez dławik przetwornicy mierzony jest za pomocą bloku *i_dc_con*. Elementy półprzewodnikowe zastosowane w bloku *dc_con* oraz impedancja dławika *L_dc* pochodzi z gotowych rozwiązań biblioteki SimPowerSystems wykorzystanego oprogramowania.

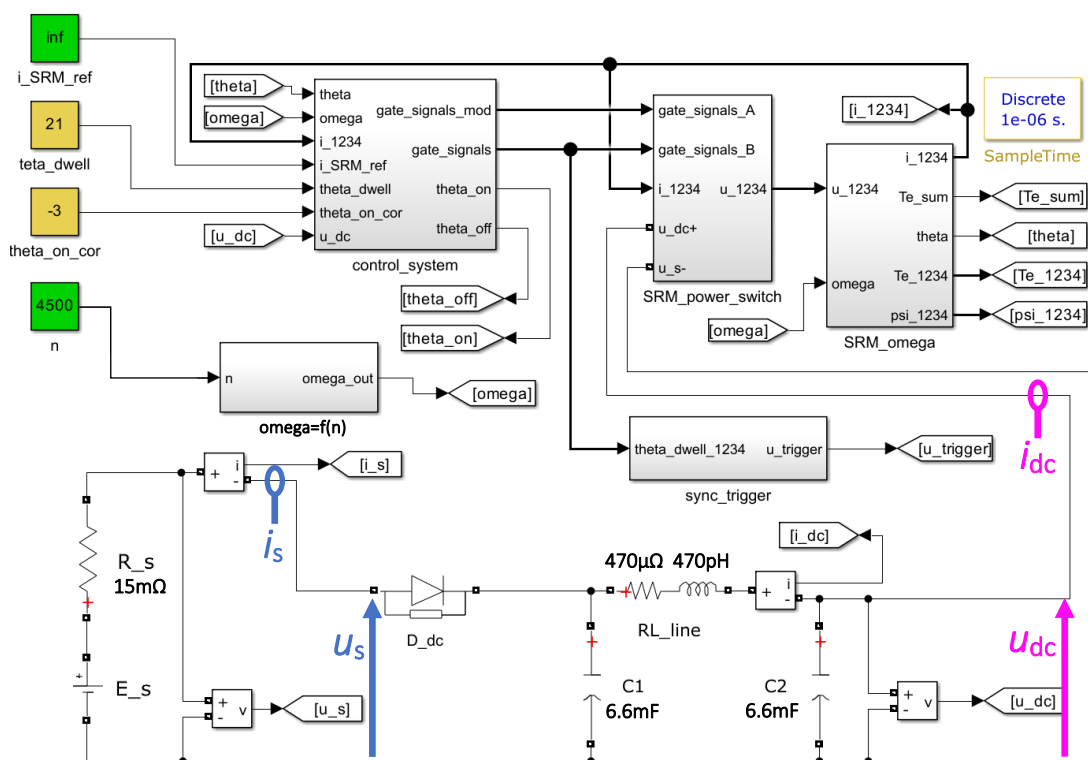


Rys. 5.13. Struktura bloku podsystemu *current_stabilizer* nadążnego stabilizatora prądu, realizującego filtrację prądu źródła napędu SRM

6. WYNIKI BADAŃ SYMULACYJNYCH

6.1. Wyniki badań symulacyjnych proponowanej metody synchronizacji pracy przetwornicy prądu stałego z silnikiem reluktancyjnym przełączalnym przy sterowaniu jednopulsowym

Celem zbadania poprawności działania i wpływu proponowanego systemu filtracji na napęd SRM pracujący w trybie jednopulsowym, autor zbudował dla porównania wyników model oparty na modelu z wymuszeniem stałej prędkości obrotowej pomijając system filtracji aktywnej. W celu zapewnienia poprawnej pracy modeli w trybie sterowania jednopulsowego, referencyjny prąd faz został zadeklarowany jako nieskończoność, natomiast dla poprawnego działania bloku obliczającego kąt załączenia faz maszyny SRM, prąd referencyjny został ograniczony poprzez dodanie górnego limitu, który utrzymuje przedział zasilania faz w położeniu zapewniającym pracę maszyny ze stałą mocą w szerokim przedziale prędkości. Rysunek 6.1 przedstawia topologię omawianego modelu dla pracy napędu SRM z sterowaniem jednopulsowym bez filtracji aktywnej.



Rys. 6.1. Struktura modelu napędu SRM bez filtracji aktywnej dla pracy z wymuszeniem prędkości obrotowej

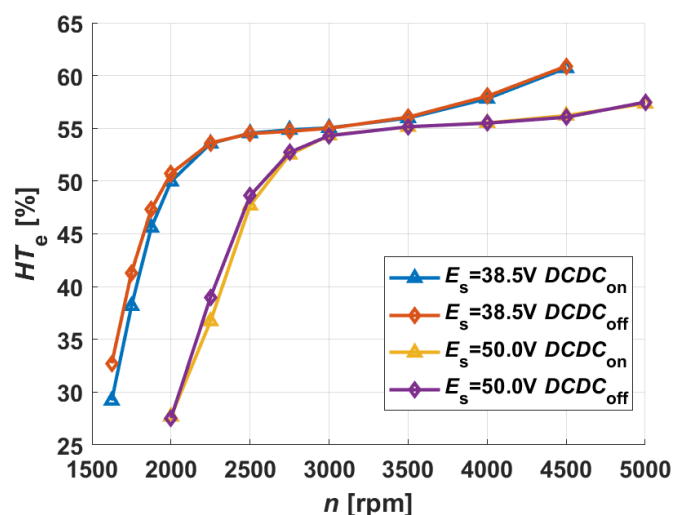
Model symulacyjny przedstawiony na rysunku 6.1 w stosunku do modelu z filtracją aktywną, który został przedstawiony na rysunku 5.5 odróżnia się brakiem bloków powiązanych z systemem proponowanej filtracji aktywnej oraz dodatkowym blokiem

sync_trigger służącym do generowania impulsów w momencie wystąpienia kąta wyłączenia dowolnej fazy. Nowym blokiem jest blok diody półprzewodnikowej *D_dc*, który zastąpił przetwornice podwyższającą napięcie w celu zablokowania zwrotu energii z obwodu pośredniczącego do źródła. Porównanie wyników symulacji z opisywanych modeli przedstawionych na rysunkach 5.5 i 6.1 pozwoliło określić wpływ filtracji aktywnej na przebieg momentu elektromagnetycznego, a co za tym idzie kształt prądów fazowych przy pracy jednopulsowej. Zbadanie wpływu filtracji aktywnej na przebieg generowanego momentu przy pracy jednopulsowej było istotne, ponieważ kształt prądu faz maszyny w tym przedziale pracy jest zależny od napięcia obwodu pośredniczącego, które podczas pracy z filtrem aktywnym jest z założenia odkształcone. W celu zweryfikowania wpływu filtracji aktywnej na moment elektromagnetyczny, autor zaproponował współczynnik zawartości wyższych harmonicznym momentu elektromagnetycznego opisany wzorem (6.1), oraz zdefiniował moment elektromagnetyczny w funkcji czasu za pomocą równania (6.2), gdzie częstotliwość do analizy kolejnych harmonicznym jest częstotliwością tętnień pobieranego przez napęd prądu, które wynikają z właściwości maszyny SRM, co zostało opisane wzorem (2.1).

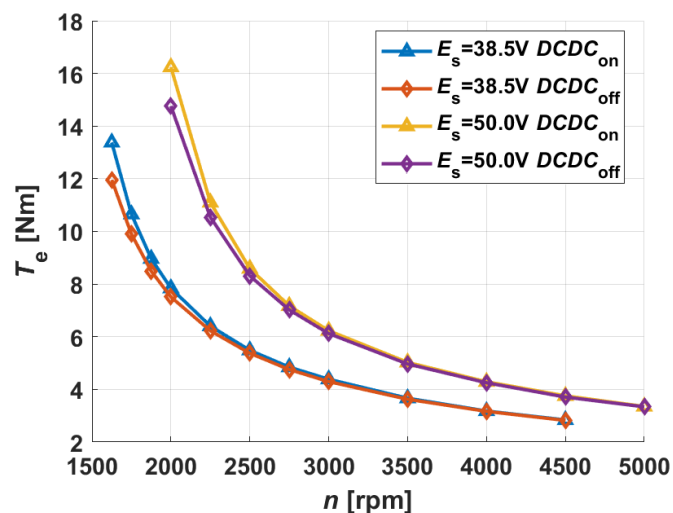
$$HT_e = \frac{\sqrt{T_{e1}^2 + T_{e2}^2 + \dots + T_{eH}^2}}{T_{e0}} \cdot 100\% \quad (6.1)$$

$$T_e(t) = T_{e0} + \sum_{h=1}^H T_{eh} \cdot \cos(2\pi f_{r_{SRM}} ht) \quad (6.2)$$

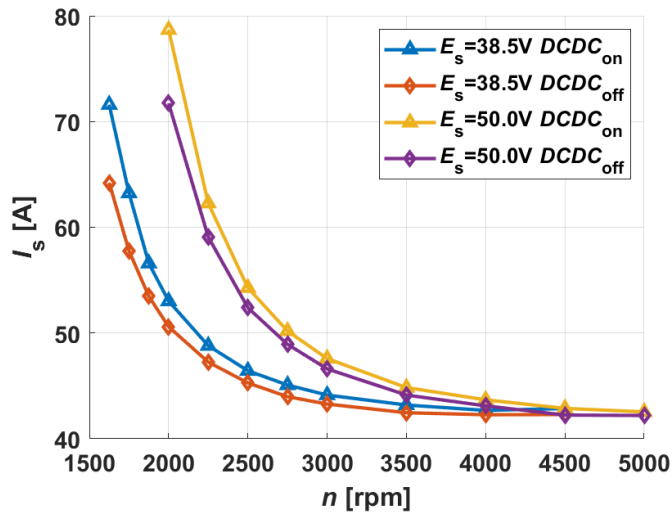
Proponowany współczynnik zawartości wyższych harmonicznym w momencie elektromagnetycznym jest współczynnikiem teoretycznym, ponieważ pomiar wartości chwilowej momentu elektromagnetycznego nie jest wykonalny w rozwiązanych praktycznych z zadowalającą dokładnością. Jednak analiza badań symulacyjnych z wykorzystaniem proponowanego współczynnika pozwoliła zbadać czy filtracja aktywna prądu źródła zmieniła w sposób istotny zniekształcenia momentu elektromagnetycznego. Rysunek 6.2 przedstawia charakterystyki współczynnika zawartości wyższych harmonicznym momentu elektromagnetycznego w funkcji prędkości obrotowej, dla dwóch napięć źródła przy włączonej i nie włączonej filtracji aktywnej do obwodu zasilania. Rysunek 6.3 przedstawia charakterystyki wartości średniej generowanego momentu elektromagnetycznego dla omawianych przypadków, natomiast rysunek 6.4 charakterystyki prądu źródła.



Rys. 6.2. Charakterystyki współczynnika zawartości wyższych harmonicznych w momencie elektromagnetycznym maszyny SRM przy sterowaniu jednopulsowym dla pracy z filtracją aktywną $DCDC_{on}$ i bez filtracji $DCDC_{off}$ w funkcji prędkości obrotowej przy przedziale zasilania faz $\theta_{dwell} = 21^\circ$ i kącie załączenia obliczanym dla poszczególnych punktów za pomocą omówionego modelu symulacyjnego



Rys. 6.3. Charakterystyki momentu elektromagnetycznego maszyny SRM przy sterowaniu jednopulsowym dla pracy z filtracją aktywną $DCDC_{on}$ i bez filtracji $DCDC_{off}$ w funkcji prędkości obrotowej przy przedziale zasilania faz $\theta_{dwell} = 21^\circ$ i kącie załączenia obliczanym dla poszczególnych punktów za pomocą omówionego modelu symulacyjnego



Rys. 6.4. Charakterystyki prądu źródła napędu SRM przy sterowaniu jednopulsowym dla pracy z filtracją aktywną $DCDC_{on}$ i bez filtracji $DCDC_{off}$ w funkcji prędkości obrotowej przy przedziale zasilania faz $\theta_{dwell} = 21^\circ$ i kącie załączenia obliczanym dla poszczególnych punktów za pomocą omówionego modelu symulacyjnego

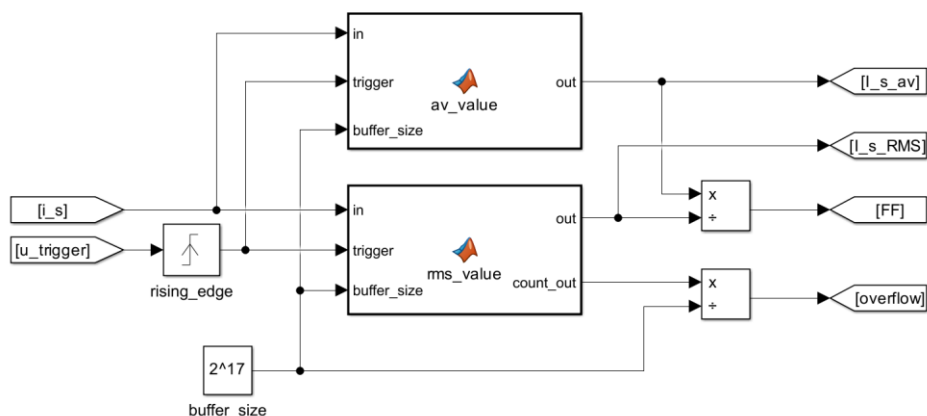
Drugą rzeczą wymagającą weryfikacji jest skuteczność proponowanego rozwiązania filtracji aktywnej. Do tego celu autor zdefiniował współczynnik kształtu – **Form Factor** opisany wzorem (6.3), oraz zawartości wyższych harmoniczych w prądzie źródła opisany wzorem (6.4), gdzie prąd źródła w funkcji czasu definiuje wzorem (6.5).

$$FF = \frac{I_{sav}}{I_{sRMS}} \quad (6.3)$$

$$HI_s = \frac{\sqrt{I_{s1}^2 + I_{s2}^2 + \dots + I_{sH}^2}}{I_{s0}} \cdot 100\% \quad (6.4)$$

$$I_s(t) = I_{s0} + \sum_{h=1}^H I_{sh} \cdot \cos(2\pi f_{rSRM} h t) \quad (6.5)$$

Proponowany współczynnik kształtu jest stosunkiem wartości średniej prądu I_{sav} do wartości skutecznej tego prądu I_{sRMS} za określony okres. Optymalną sytuacją jest, gdy wartość skuteczna prądu jest równa wartości średniej, a więc gdy proponowany współczynnik przyjmuje wartość jeden. Implementacja proponowanego współczynnika do omawianych modeli symulacyjnych wymagała napisania funkcji obliczającej wartość średnią i skuteczną prądu źródła za okres elektryczny maszyny SRM, którego czas trwania zależy od budowy i prędkości wirowania maszyny SRM. Rysunek 6.5 przedstawia schemat blokowy implementacji pomiaru współczynnika kształtu w czasie rzeczywistym – wyniki pomiaru są odświeżane z opóźnieniem jednego okresu elektrycznego maszyny SRM.



Rys. 6.5. Schemat blokowy wyznaczenia proponowanego współczynnika kształtu

Sygnal $u_trigger$ podłączony poprzez blok realizujący funkcję wykrywania zbocza narastającego *rising_edge* do wejść *trigger* bloków *av_value* i *rms_value* znajdujących się na rysunku 6.5, odpowiada za wyznaczenie końca okresu elektrycznego maszyny SRM – odświeżenie obliczanej wartości na wyjściach *out* omawianych bloków. Blok *av_value* oblicza wartość średnią sygnału podłączonego do wejścia *in*, natomiast blok *rms_value* oblicza wartość skuteczną sygnału. Jako sygnał wejściowy *in* do obu bloków podłączony jest sygnał pomiaru prądu źródła i_s . Omawiane bloki operują na skończonej tablicy pamięci, której rozmiar określany jest blokiem *buffer_size*. W celu wykrycia przepełnienia zadeklarowanej pamięci wyprowadzony jest sygnał *overflow*, gdzie osiągnięcie jedności oznacza przepełnienie pamięci. Rysunek 6.6 przedstawia kod funkcji bloku *av_value*, natomiast rysunek 6.7 prezentuje kod funkcji bloku *rms_value*.

```

1 function out = av_value(in, trigger, buffer_size)
2
3 persistent buffer;
4 persistent count;
5 persistent last_av;
6 persistent initialized;
7
8 if isempty(initialized)
9     buffer = zeros(1, buffer_size); % Inicjalizacja bufora z zadeklarowanym rozmiarem
10    count = 0;
11    last_av = nan; % Inicjalizacja wartości początkowej
12    initialized = true;
13 end
14
15 if trigger == 1
16     % Oblicz wartość średnią
17     last_av = mean(buffer(1:count));
18     % Zresetuj bufor i licznik
19     buffer = zeros(1, buffer_size);
20     count = 0;
21 end
22
23 % Dodaj nową wartość do bufora, jeśli nie przekracza maksymalnego rozmiaru
24 if count < buffer_size
25     count = count + 1;
26     buffer(count) = in;
27 end
28
29 % Wyprowadź ostatnią obliczoną wartość średnią
30 out = last_av;

```

Rys. 6.6. Kod funkcji bloku *av_value*

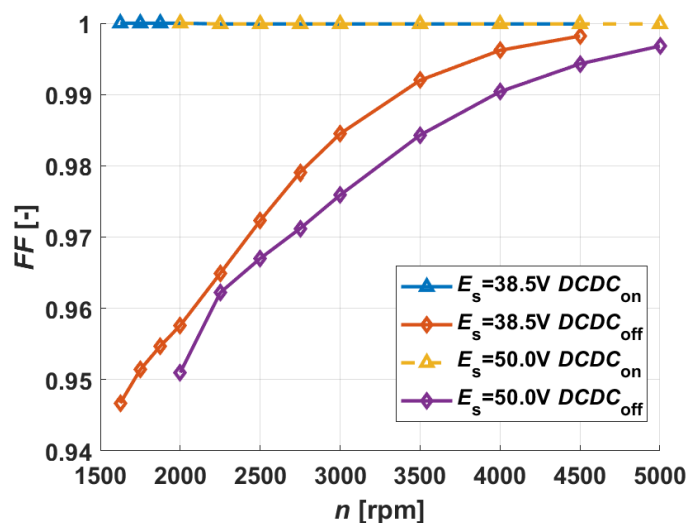
```

1 function [out, count_out] = rms_value(in, trigger, buffer_size)
2
3 persistent buffer;
4 persistent count;
5 persistent last_rms;
6 persistent initialized;
7
8 if isempty(initialized)
9     buffer = zeros(1, buffer_size); % Inicjalizacja bufora z zadeklarowanym rozmiarem
10    count = 0;
11    last_rms = nan; % Inicjalizacja wartości początkowej
12    initialized = true;
13 end
14
15 if trigger == 1
16     % Oblicz RMS
17     last_rms = sqrt(mean(buffer(1:count).^2));
18     % Zresetuj bufor i licznik
19     buffer = zeros(1, buffer_size);
20     count = 0;
21 end
22
23 % Dodaj nową wartość do bufora, jeśli nie przekracza maksymalnego rozmiaru
24 if count < buffer_size
25     count = count + 1;
26     buffer(count) = in;
27 end
28
29 % Wyprowadź ostatnią obliczoną wartość RMS
30 out = last_rms;
31
32 % Wyprowadź wartość licznika
33 count_out = count;

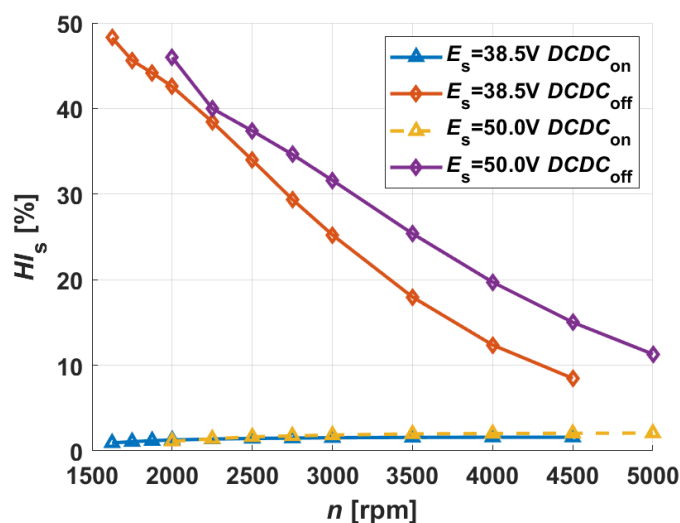
```

Rys. 6.7. Kod funkcji bloku *rms_value*

Rysunek 6.8 przedstawia charakterystyki proponowanego współczynnika kształtu w funkcji prędkości obrotowej, natomiast rysunek 6.9 przedstawia charakterystyki proponowanego współczynnika zawartości wyższych harmoniczných prądu źródła.



Rys. 6.8. Charakterystyki proponowanego współczynnika kształtu przy sterowaniu jednopulsowym dla pracy z filtracją aktywną $DCDC_{on}$ i bez filtracji $DCDC_{off}$ w funkcji prędkości obrotowej przy przedziale zasilania faz $\theta_{dwell} = 21^\circ$



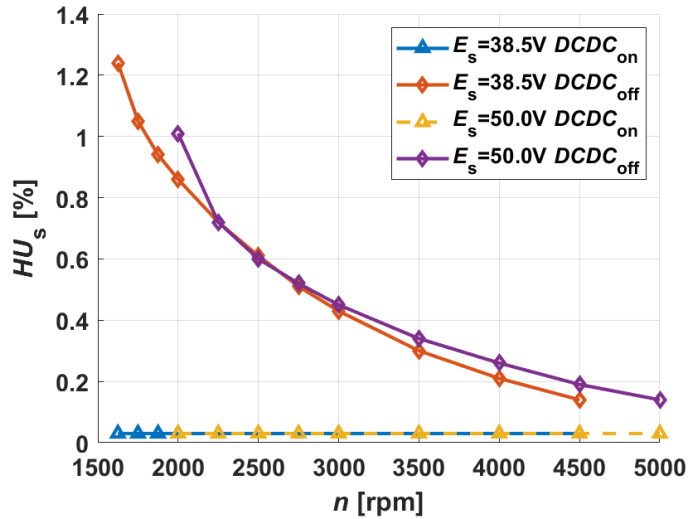
Rys. 6.9. Charakterystyki proponowanego współczynnika zawartości wyższych harmoniczných prądu źródła przy sterowaniu jednopulsowym dla pracy z filtracją aktywną $DCDC_{on}$ i bez filtracji $DCDC_{off}$ w funkcji prędkości obrotowej przy przedziale zasilania faz $\theta_{dwell} = 21^\circ$

Kolejną rzeczą wartą zweryfikowania było napięcie na źródle, które w przypadku pracy bez filtracji aktywnej może zostać zakłócone ze względu na impedancje źródła i dużą zawartość wyższych harmoniczných w prądzie odbiornika. Celem sprawdzenia odkształcenia napięcia na źródle, autor zdefiniował wzorem (6.6) współczynnik zawartości wyższych harmoniczných na napięciu źródła, gdzie napięcie źródła w funkcji czasu zdefiniował wzorem (6.7).

$$HU_s = \frac{\sqrt{U_{s1}^2 + U_{s2}^2 + \dots + U_{sH}^2}}{U_{s0}} \cdot 100\% \quad (6.6)$$

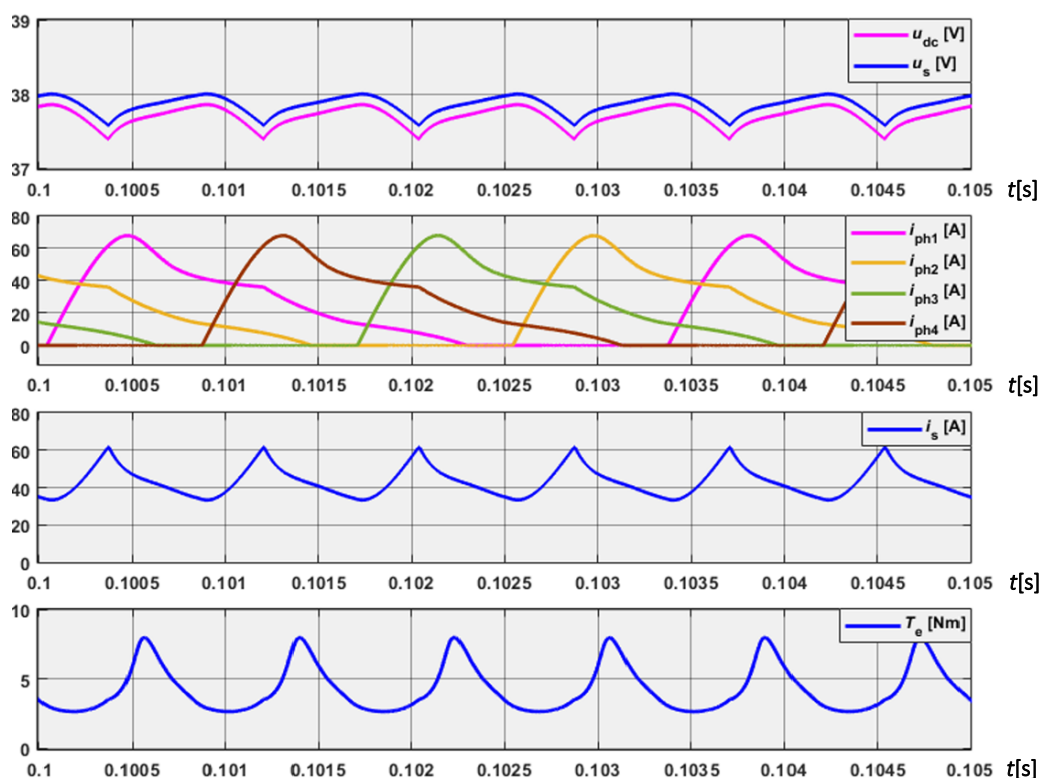
$$U_s(t) = U_{s0} + \sum_{h=1}^H U_{sh} \cdot \cos(2\pi f_{rSRM} h t) \quad (6.7)$$

Rysunek 6.10 przedstawia charakterystyki zawartości wyższych harmoniczných na napięciu źródła, które stanowią zakłócenie o zmiennej częstotliwości zależnej od prędkości obrotowej napędu SRM dla równolegle zasilanych systemów.

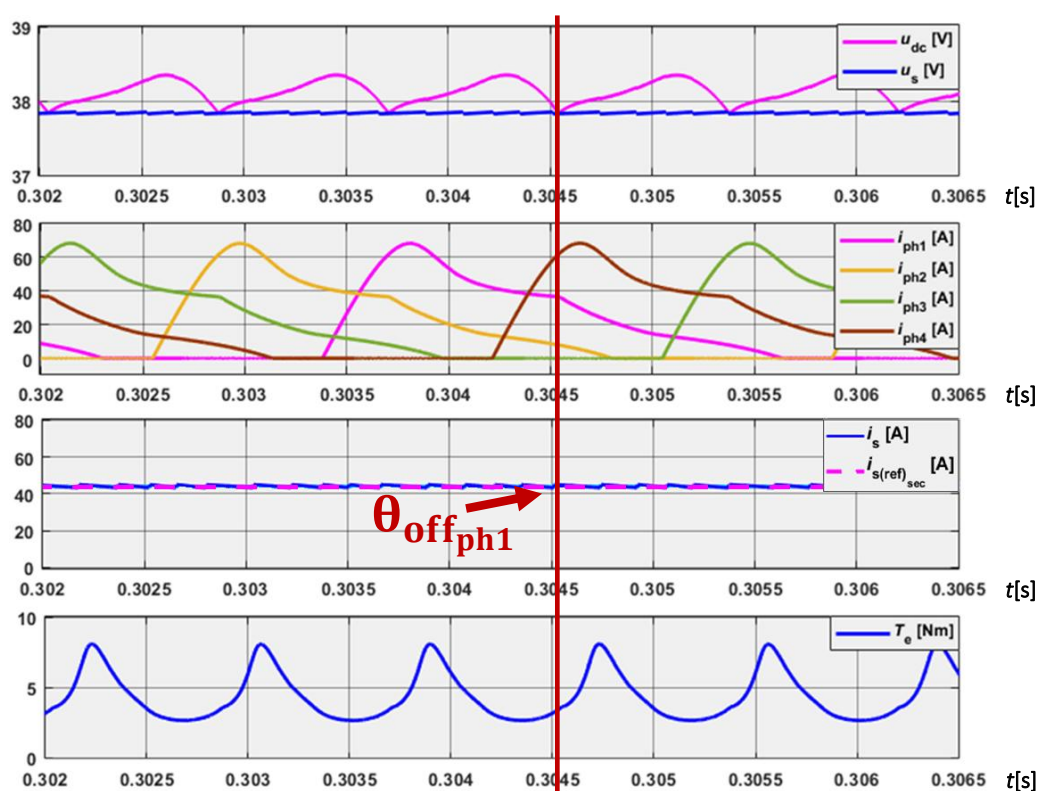


Rys. 6.10. Charakterystyki proponowanego współczynnika zawartości wyższych harmoniczných na napięciu źródła przy sterowaniu jednopulsowym dla pracy z filtracją aktywną $DCDC_{on}$ i bez filtracji $DCDC_{off}$ w funkcji prędkości obrotowej przy przedziale zasilania faz $\theta_{dwell} = 21^\circ$

Celem zobrazowania zniekształceń powstających na napięciu źródła zarejestrowano oscylogramy przedstawiające przebiegi czasowe napięć, prądów i momentu elektromagnetycznego generowanego przez przedstawiony model maszyny SRM, które zostały przedstawione na rysunku 6.11 dla pracy bez filtracji aktywnej i na rysunku 6.12 z proponowaną przez autora filtracją aktywną.



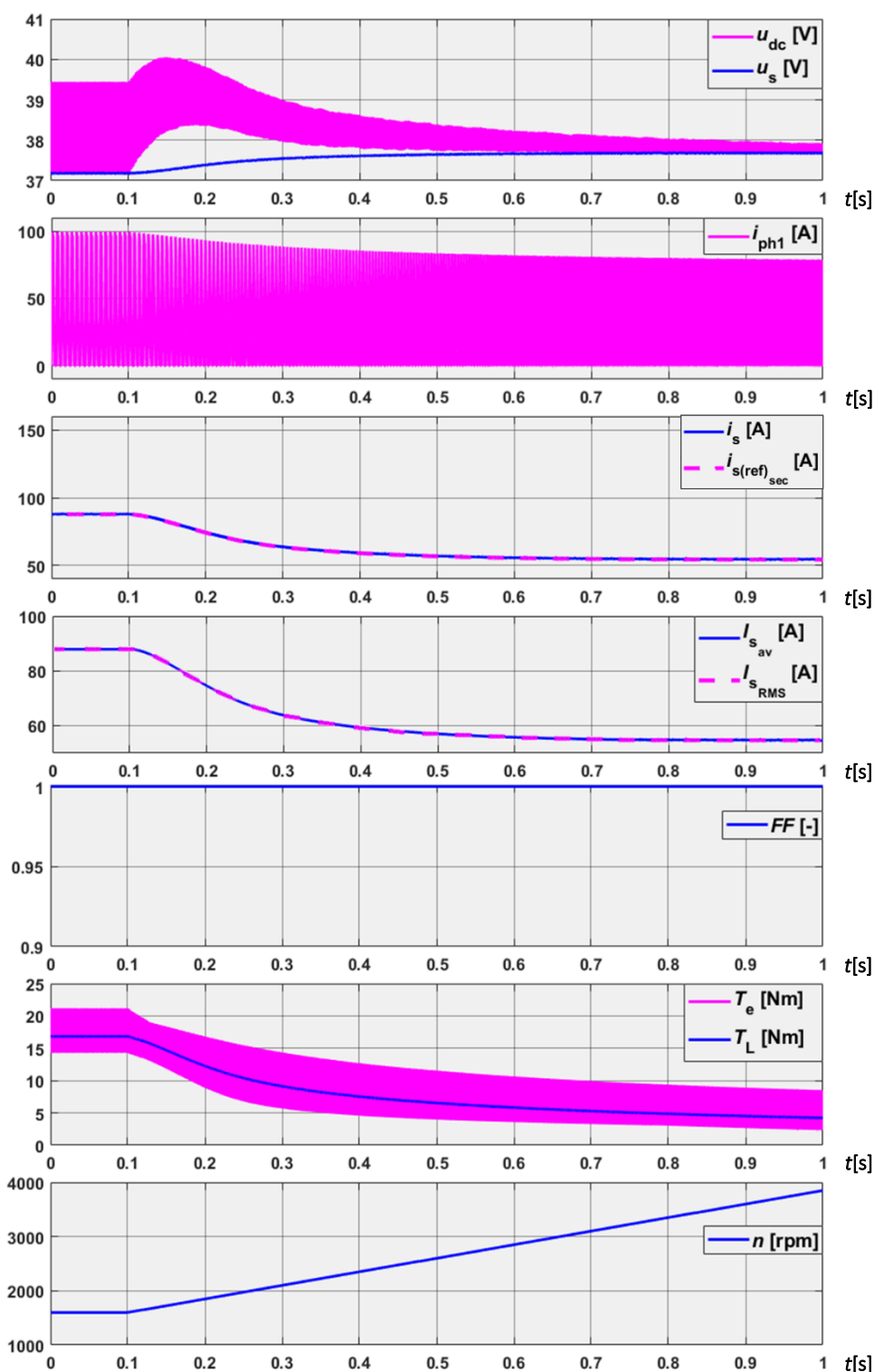
Rys. 6.10. Przebiegi napięć, prądów, oraz momentu elektromagnetycznego napędu SRM, podczas pracy z sterowaniem jednopulsowym bez filtracji aktywnej prądu źródła dla przedziału kąta zasilania $\theta_{dwell} = 21^\circ$ i prędkości obrotowej $n = 3000$ obr/min



Rys. 6.11. Przebiegi napięć, prądów, oraz momentu elektromagnetycznego napędu SRM, podczas pracy z sterowaniem jednopulsowym z proponowaną filtracją aktywną prądu źródła dla przedziału kąta zasilania faz $\theta_{dwell} = 21^\circ$ i prędkości obrotowej $n = 3000$ obr/min

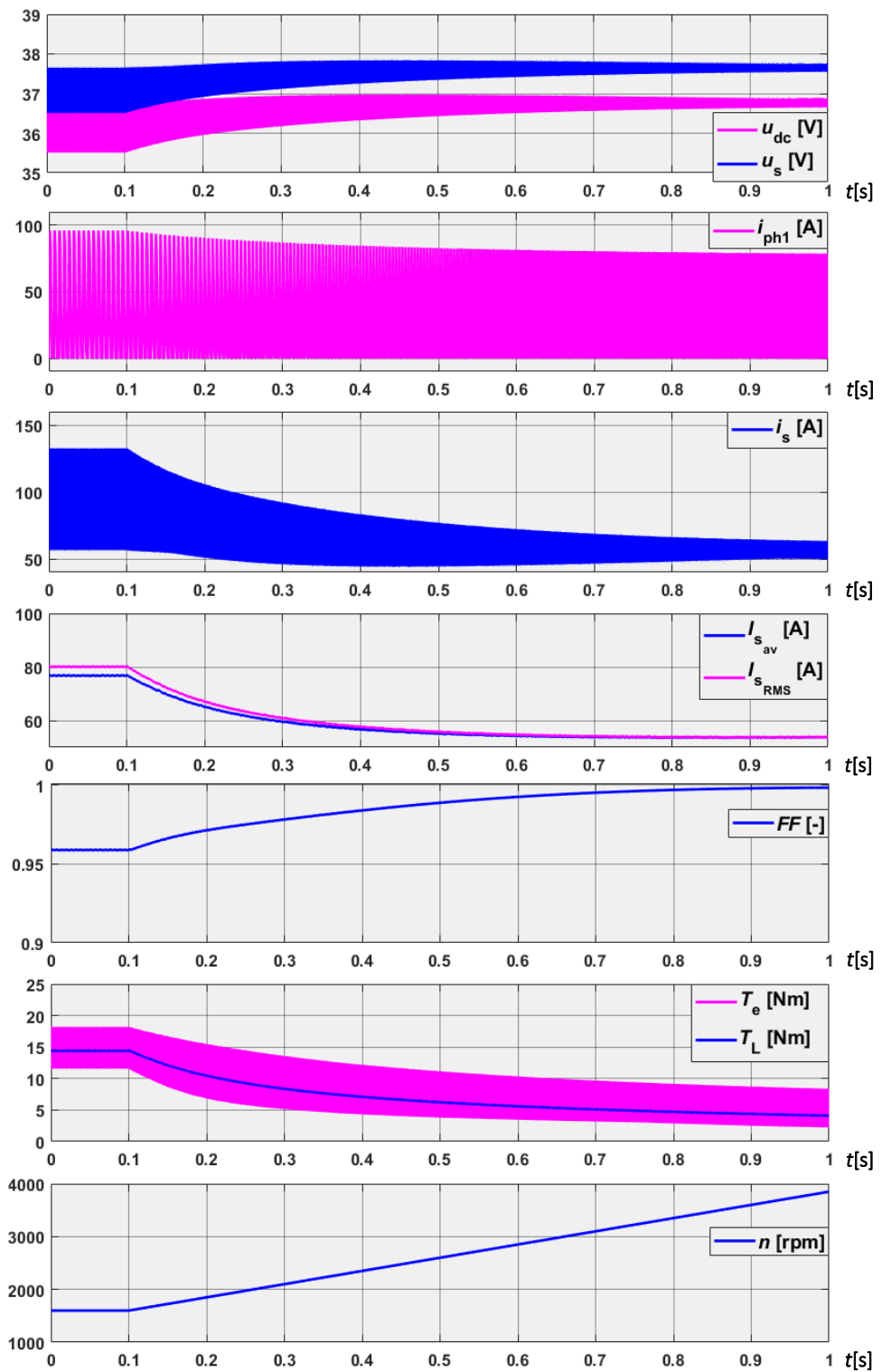
Na rysunku 6.11 zaznaczono czerwoną linią punkt pracy, w którym następuje wyłączenie zasilania fazy pierwszej w danym okresie elektrycznym maszyny SRM, który to okres dla maszyny o budowie 8/6 wynosi 60 stopni obrotu wirnika i dla prędkości 3000 obr/min trwa w przybliżeniu 0.00333 sekundy. W opisywanym punkcie, następuje zgodnie z rozwiązaniem proponowanym przez autora pomiar napięcia w obwodzie pośredniczącym, który po zatrzaśnięciu stanowi sprzężenie zwrotne dla regulatora referencyjnego prądu źródła.

Oscylogramy przedstawione na rysunku 6.12 zostały wykreślone za pomocą modelu z rysunku 5.6 z wymuszeniem momentu obciążenia, w celu przeprowadzenia testu stanu dynamicznego, gdzie prędkość wirowania napędu zwiększa się po ograniczeniu momentu obciążenia w chwili przekroczenia przez czas symulacji wartości 0,1 sekundy. Badanie pozwoliło zaobserwować zmianę współczynnika kształtu wraz z wzrostem prędkości obrotowej przy jednopulsowym sterowaniu napędu.



Rys. 6.12. Przebiegi napięć, prądów, współczynnika kształtu, oraz momentu elektromagnetycznego napędu SRM, przy zwiększającej się prędkości obrotowej podczas pracy z sterowaniem jednopulsowym z filtracją aktywną prądu źródła dla przedziału kąta zasilania $\theta_{dwell} = 21^\circ$

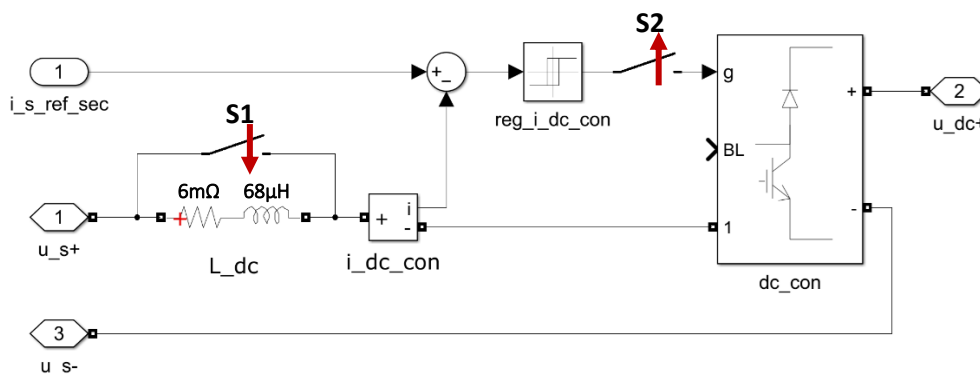
W celu wykonania symulacji stanu dynamicznego z bez filtra aktywnego, autor zaimplementował do modelu przedstawionego na rysunku 5.6 blok diody półprzewodnikowej D_{dc} z modelu przedstawionego na rysunku 6.1. Wyniki testu tak przygotowanego modelu zostały przedstawione na oscylogramach rysunku 6.13.



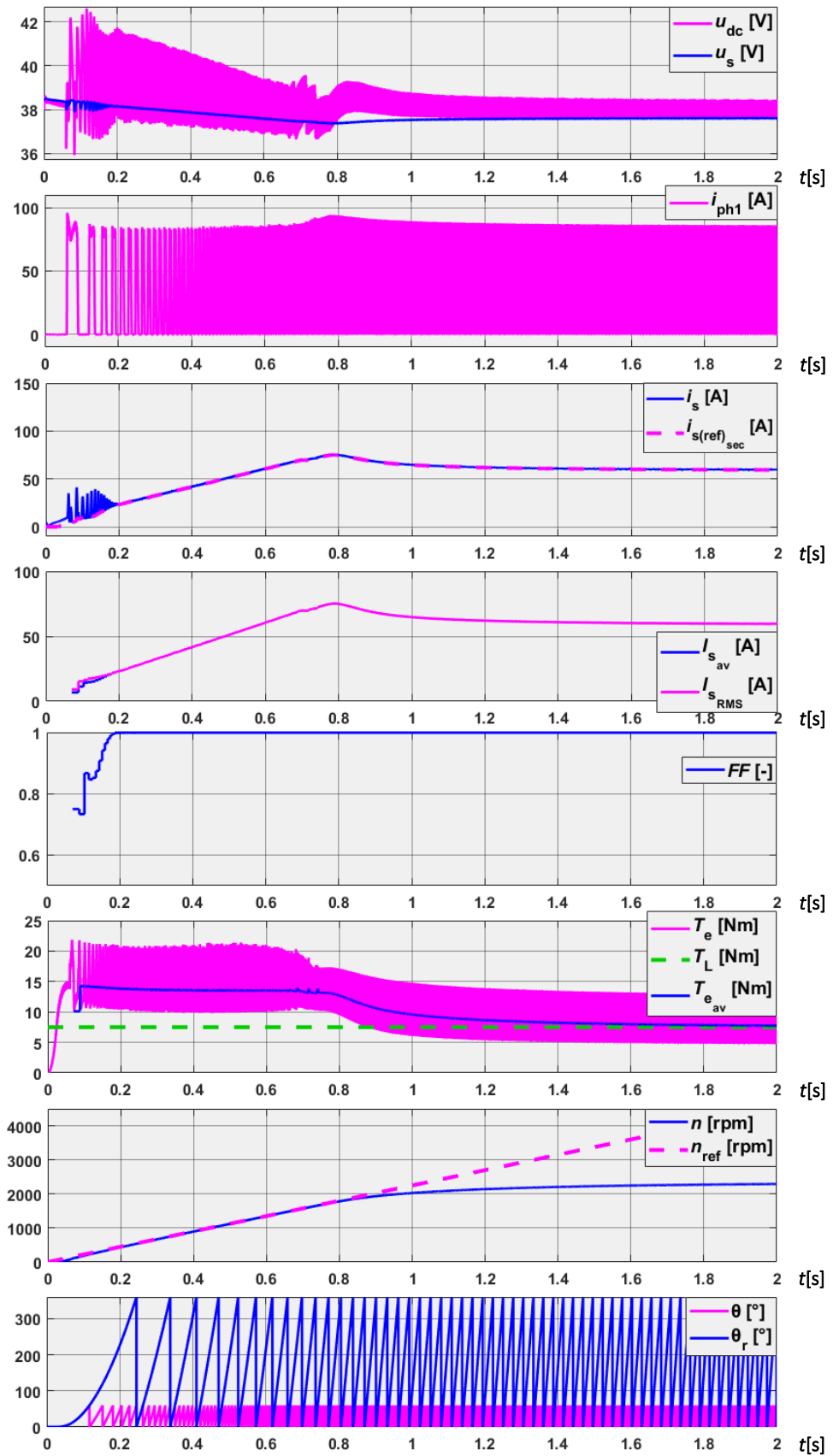
Rys. 6.13. Przebiegi napięć, prądów, współczynnika kształtu, oraz momentu elektromagnetycznego napędu SRM, przy zwiększającej się prędkości obrotowej podczas pracy z sterowaniem jednopulsowym bez filtracji aktywnej prądu źródła dla przedziału kąta zasilania $\theta_{\text{dwell}} = 21^\circ$

6.2. Wyniki badań symulacyjnych proponowanej metody synchronizacji pracy przetwornicy prądu stałego z silnikiem reluktancyjnym przełączalnym przy ograniczonym prądzie fazowym

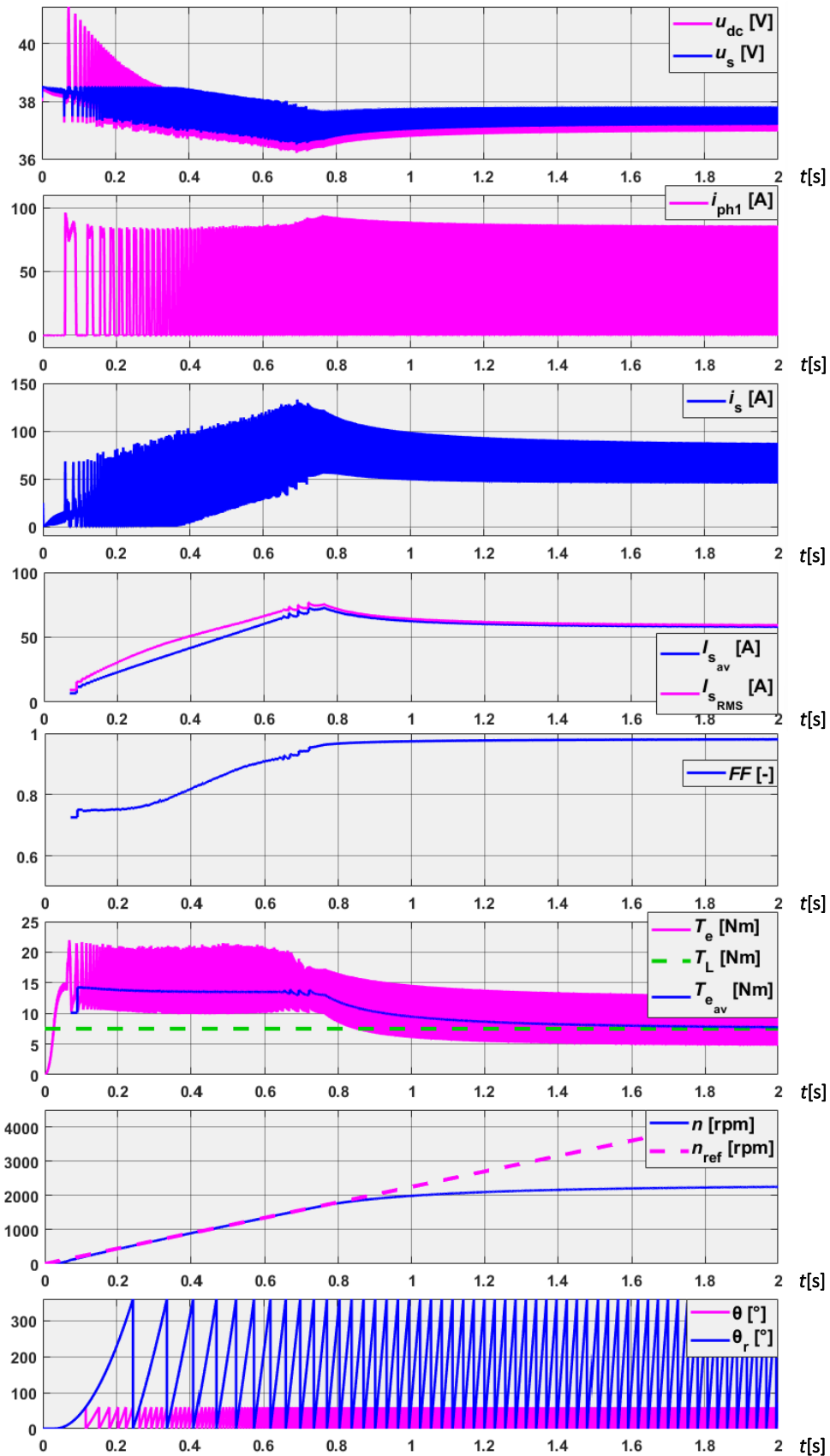
Celem zweryfikowania poprawności działania proponowanego systemu filtracji aktywnej w bardzo szerokim zakresie pracy napędu SRM, autor przeprowadził szereg testów z wykorzystaniem modelu z aktywną filtracją prądu źródła dla pracy z wymuszeniem momentu obciążenia, który został przedstawiony na rysunku 5.6. Wykorzystanie bardziej zaawansowanego modelu stało się na tym etapie konieczne, ze względu na pulsacje prędkości obrotowej, jaka ma miejsce przy niskich prędkościach – ze względu na dużą pulsację momentu elektromagnetycznego. Rysunek 6.15 przedstawia rozruch napędu SRM z proponowaną filtracją i przejście w pracę jednopulsową, po nasyceniu regulatorów prądów fazowych. Natomiast rysunek 6.14 przedstawia modyfikację bloku *current_stabilizer* jaka została dokonana w modelu z rysunku 5.6 celem umożliwienia przeprowadzenia tożsamego badania symulacyjnego z wyłączoną filtracją aktywną po rozłączeniu dodanego łącznika S2 i załączeniu dodanego łącznika S1. Wyniki symulacji bez filtracji aktywnej przedstawia rysunek 6.16, natomiast rysunek 6.17 przedstawia przypadek dla zmniejszonej rezystancji źródła R_s , z przyjętych do wszystkich pozostałych badań symulacyjnych $15\text{m}\Omega$ na $5\text{m}\Omega$. Przypadek dla zmniejszonej rezystancji głównego obwodu mocy posłużył sprawdzeniu wpływu tego parametru na proponowany przez autora współczynnik kształtu FF .



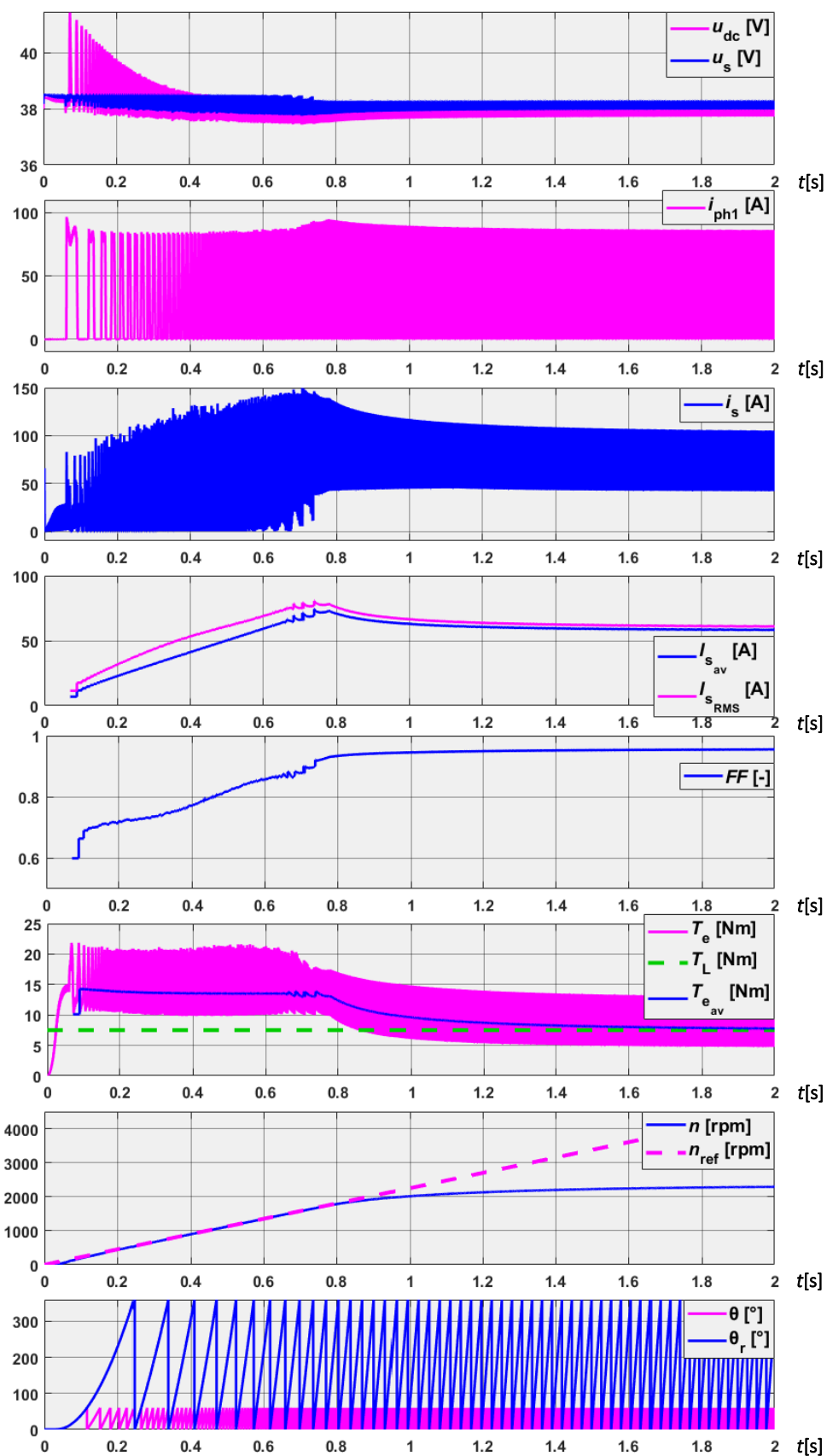
Rys. 6.14. Struktura bloku podsystemu *current_stabilizer* nadążnego stabilizatora prądu, realizującego opcjonalną filtrację prądu źródła napędu SRM po rozłączeniu łącznika S1 i złączeniu łącznika S2



Rys. 6.15. Przebiegi napięć, prądów, współczynnika kształtu FF , położenia kąтового wirnika θ_r , kąta elektrycznego θ , oraz momentu elektromagnetycznego napędu SRM, przy jednostajnym przyroście referencyjnej prędkości obrotowej podczas pracy z proponowanym filtrem aktywnym prądu źródła dla przedziału kąta zasilania $\theta_{dwell} = 21^\circ$



Rys. 6.16. Przebiegi napięć, prądów, współczynnika kształtu FF , położenia kąтового wirnika θ_r , kąta elektrycznego θ , oraz momentu elektromagnetycznego napędu SRM, przy jednostajnym przyroście referencyjnej prędkości obrotowej podczas pracy z obejściem filtracji aktywnej prądu źródła dla przedziału kąta zasilania $\theta_{dwell} = 21^\circ$ i rezystancji źródła $R_s = 15\text{m}\Omega$

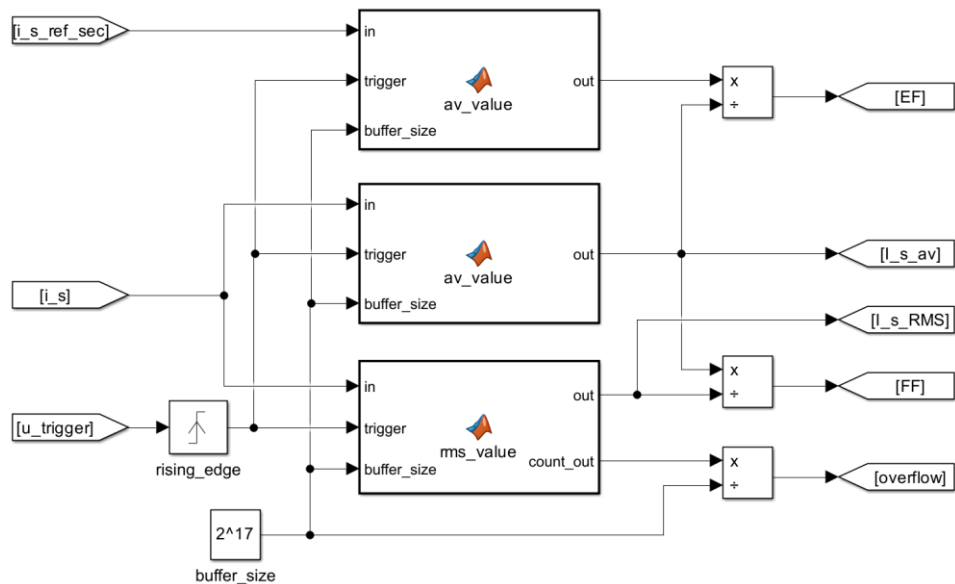


Rys. 6.17. Przebiegi napięć, prądów, współczynnika kształtu FF , położenia kąтового wirnika θ_r , kąta elektrycznego θ , oraz momentu elektromagnetycznego napędu SRM, przy jednostajnym przyroście referencyjnej prędkości obrotowej podczas pracy z obejściem filtracji aktywnej prądu źródła dla przedziału kąta zasilania $\theta_{\text{dwell}} = 21^\circ$ i rezystancji źródła $R_s = 5\text{m}\Omega$

Mając na uwadze odbiegający od jedności współczynnik kształtu, w przedziale niskich prędkości obrotowych przy badaniu symulacyjnym z proponowaną filtracją aktywną, autor zdefiniował drugi współczynnik, który pozwolił przeanalizować przyczyny zaistniałego stanu rzeczy. Proponowany współczynnik błędu **Error Factor** definiuje wzór (6.8).

$$EF = \frac{I_{s(ref)secav}}{I_{sav}} \quad (6.8)$$

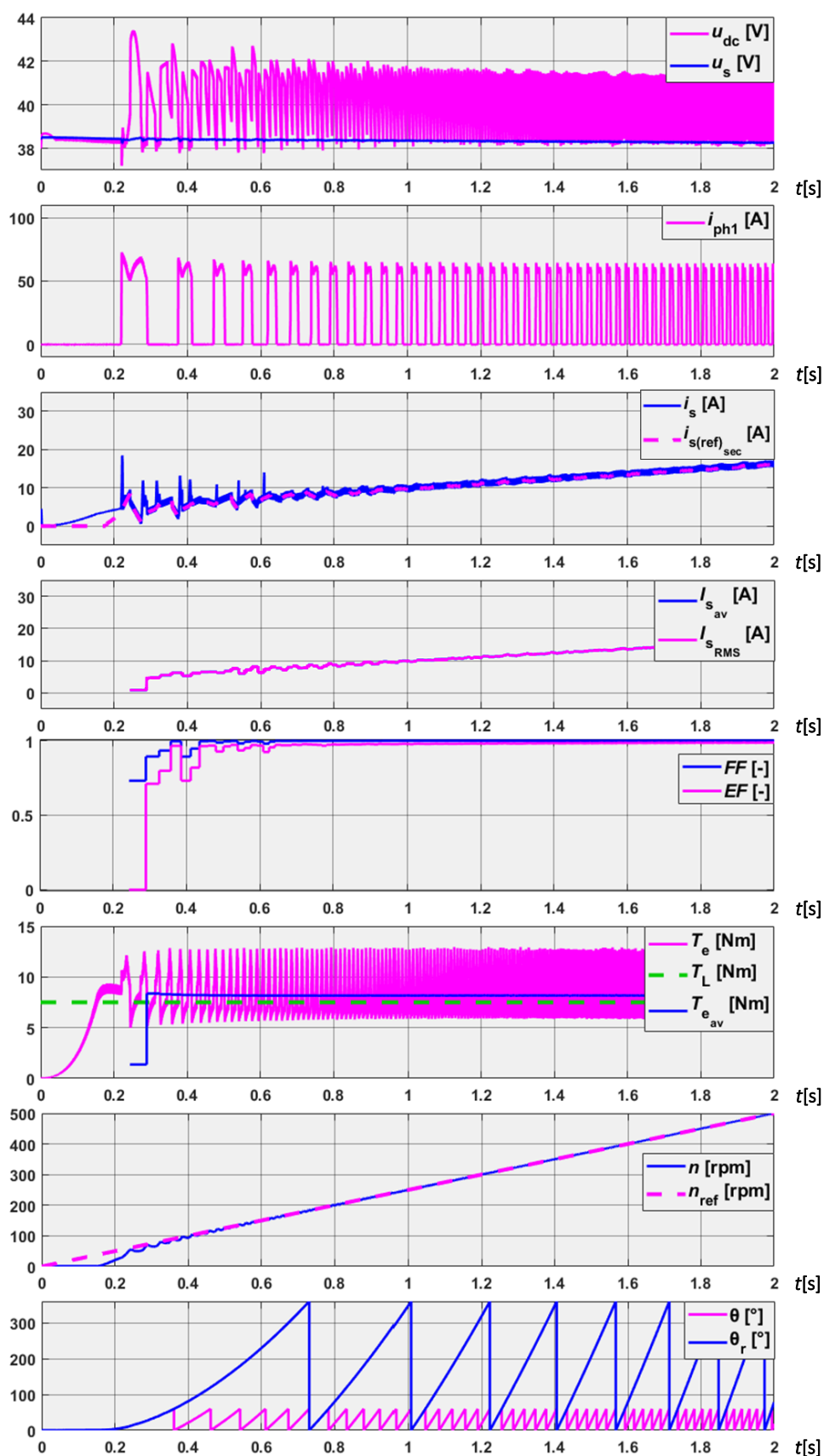
Współczynnik opisany wzorem 6.8, określa czy wartość średnia prądu źródła I_{sav} odbiega od wartości średniej referencyjnego prądu źródła $I_{s(ref)secav}$ za określony okres. Dla napędu SRM, okres ten jest równy okresowi elektrycznemu maszyny SRM, a więc odświeżanie obliczanej wartości współczynnika błędu przy pracy w czasie rzeczywistym, zostanie wyzwalane sygnałem $u_trigger$, podobnie jak w przypadku wcześniej zdefiniowanego wzorem (6.3) współczynnika kształtu. W celu implementacji proponowanego współczynnika błędu do modelu, autor rozszerzył model służący obliczaniu współczynnika kształtu, który został przedstawiony na rysunku 6.5, o funkcje obliczającą wartość średnią referencyjnego prądu źródła według kodu przedstawionego na rysunku 6.6, co przedstawiono na rysunku 6.18.



Rys. 6.18. Schemat blokowy obliczania proponowanych współczynników kształtu FF i błędu EF

Idealną sytuacją jest gdy proponowany współczynnik błędu przyjmie wartość równą jedności. Współczynnik błędu mniejszy od jedności oznacza niedoregulowanie, które spowoduje wzrost zawartości wyższych harmonicznych prądu źródła HI_s

oraz spadek współczynnika kształtu FF . Współczynnik błędu wyższy od jedności oznacza przeregulowanie, które skutkuje zwiększaniem napięcia obwodu pośredniego, aż do momentu zadziałania zaimplementowanego do modelu zabezpieczenia nadnapięciowego określonego wzorem (5.7). Proponowany współczynnik błędu pozwolił zbadać skuteczność synchronizacji zdefiniowanego wzorem (5.1) sprzężenia zwrotnego z napięcia obwodu pośredniego dla regulatora referencyjnego prądu źródła w różnych punktach pracy modelu napędu SRM, a także pomógł dobrać w badaniach stanów dynamicznych rozpatrywanego modelu właściwe nastawy regulatora referencyjnego prądu źródła proponowanego systemu filtracji aktywnej. Rysunek 6.19 przedstawia oscylogramy prezentujące wyniki symulacji rozruchu z zaimplementowanym współczynnikiem błędu EF dla pracy z ograniczeniem prądów fazowych maszyny SRM, w celu zapewnienia kontroli generowanego momentu elektromagnetycznego przy niskich prędkościach obrotowych. Proponowany współczynnik kształtu pozwolił stwierdzić że proponowany system filtracji aktywnej prądu źródła napędu z maszyną SRM nie działa zadowalająco w przedziale bardzo niskich prędkości obrotowych – poniżej prędkości 200 obr/min. Wraz z zwiększeniem prędkości wirowania powyżej opisanego przedziału, proponowany współczynnik błędu nie zmienia zauważalnie swojej wartości i jest bliski jedności co jest zgodne z przedstawioną teorią. Wyniki opisywanego przypadku pozwalają zaobserwować tętnienia prędkości obrotowej, które w przedziale bardzo niskich prędkości wirowania i przy zastosowanych nastawach regulatora referencyjnego prądu faz maszyny SRM są wyraźne.



Rys. 6.19. Przebiegi napięć, prądów, współczynnika kształtu FF , współczynnika błędu EF , położenia kąowego wirnika θ_r , kąta elektrycznego θ , oraz momentu elektromagnetycznego napędu SRM, przy jednostajnym przyroście referencyjnej prędkości obrotowej podczas pracy z proponowanym filtrem aktywnym prądu źródła dla przedziału kąta zasilania $\theta_{dwell} = 21^\circ$

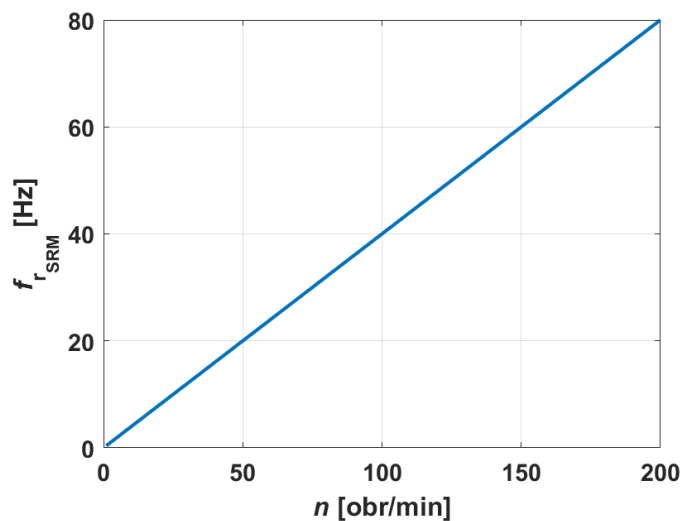
Na tym etapie badań wykonano korekty nastaw proporcjonalno–całkujących regulatorów omawianego modelu symulacyjnego. Regulatory te opisywane są wzorem (6.9), który jest transformatą Z sygnału sterującego $U_{PI}(z)$ wysyłanego do obiektu. Mając na celu zwiększenie responsywności regulatora referencyjnego prądu faz maszyny SRM zwiększono wzmocnienie członu proporcjonalnego tego regulatora. Następnie w celu zmniejszenia oscylacji o charakterze przebiegu trójkątnego w referencyjnym prądzie źródła, które są wyraźnie zauważalne na rysunku 6.19 dla przedziału bardzo niskiej prędkości obrotowej, uzależniono wzmocnienie członu całkującego regulatora tego prądu od częstotliwości tętnień prądu źródła według wzoru (6.10).

$$U_{PI}(z) = P_{PI} \cdot E(z) + I_{PI} \cdot T_s \frac{1}{z-1} \cdot E(z), \quad (6.9)$$

gdzie $E(z)$ jest to uchyb regulacji, T_s okres próbkowania, P_{PI} wzmocnienie proporcjonalne, I_{PI} wzmocnienie całkujące.

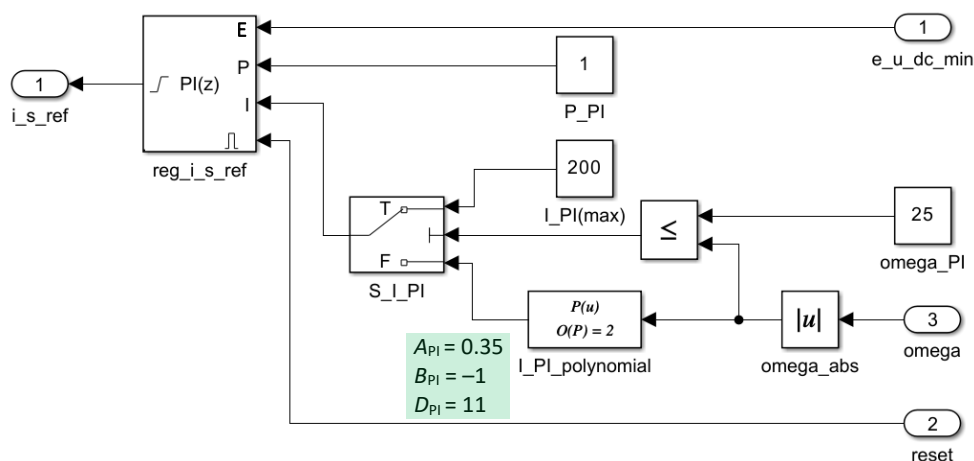
$$I_{PI}(f_{r_{SRM}}) = \begin{cases} I_{PI(max)} & \text{if}(f_{r_{SRM}} \geq f_{PI}) \\ A_{PI} \cdot f_{r_{SRM}}^2 + B_{PI} \cdot f_{r_{SRM}} + D_{PI} & \text{if}(f_{r_{SRM}} < f_{PI}) \end{cases} \quad (6.10)$$

Oscylacje o charakterze przebiegu trójkątnego w referencyjnym prądzie źródła powstały ze względu na niską częstotliwość odświeżania napięcia $u_{dc_{min}}$, która jest równa częstotliwości tętnień prądu źródła $f_{r_{SRM}}$. Funkcje napięcia $u_{dc_{min}}$ przedstawia wzór (5.1), natomiast wzór (2.1) definiuje częstotliwość tętnień prądu źródła dla maszyn SRM. Charakterystykę częstotliwości $f_{r_{SRM}}$ w funkcji prędkości obrotowej napędu przedstawia rysunek 6.20.



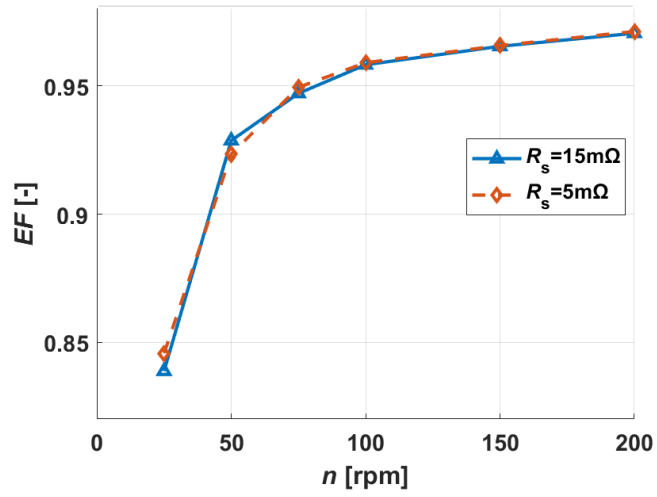
Rys. 6.20. Charakterystyka częstotliwości tętnień prądu źródła w funkcji prędkości obrotowej czterofazowej maszyny SRM 8/6

Mając na uwadze liniową zależność pomiędzy częstotliwością tętnień prądu źródła i prędkością obrotową, a zatem też kątową, autor dla implementacji równania (6.10) do modelu symulacyjnego zastąpił częstotliwość tętnień prądu źródła wartością bezwzględną z prędkości kątowej. Rysunek 6.21 przedstawia implementację modelu nastaw członu całkującego regulatora referencyjnego prądu źródła, która zależy od prędkości kątowej napędu. Na opisywanym rysunku blok *I_PI_polynomial* realizuje funkcje wielomianu drugiego stopnia o współczynnikach zaznaczonych na zielono, które wyznaczono w drodze analizy proponowanych współczynników.

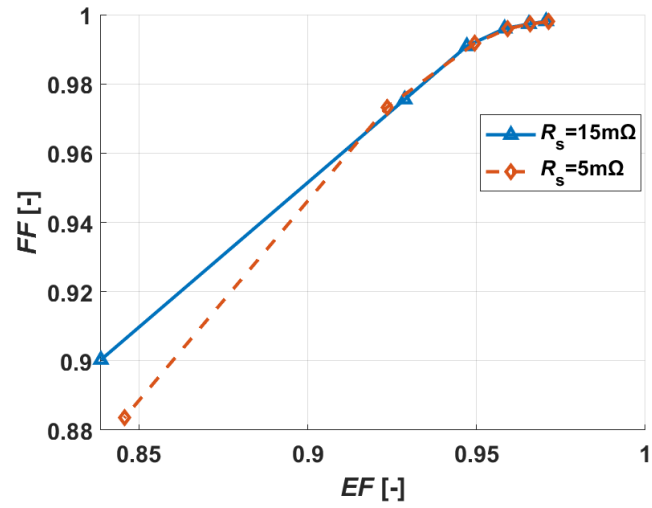


Rys. 6.21. Schemat modelu wyznaczania nastaw dla regulatora referencyjnego prądu źródła proponowanego systemu filtracji aktywnej dla czterofazowej maszyny SRM 8/6

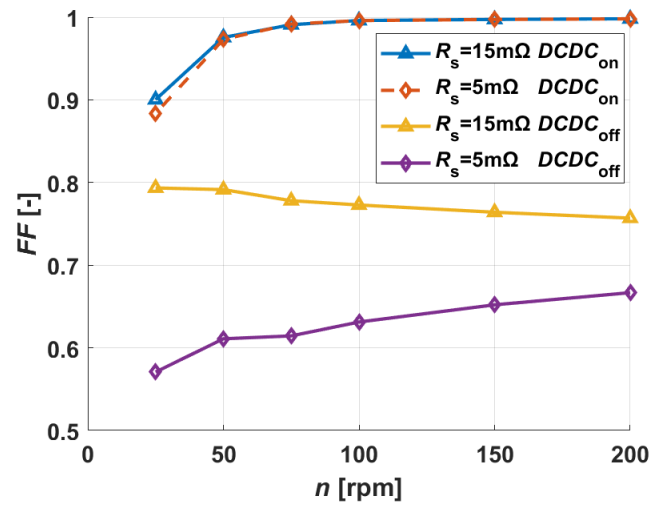
Oscylogramy z rysunku 6.19 pokazały że współczynnik błędu EF jest zaniżony w przedziale bardzo niskich prędkości obrotowych. W celu zbadania przyczyny zaniżonego współczynnika błędu, dokonano szeregu badań symulacyjnych ze stałą prędkością. Przeprowadzone badania symulacyjne pozwoliły na wykreślenie charakterystyki uśrednionego współczynnika błędu w funkcji prędkości obrotowej przy stałym momencie obciążenia za okres wynoszący 0.5 sekundy. Opisywaną charakterystykę przedstawia rysunek 6.22, natomiast rysunek 6.23 przedstawia zależność współczynnika kształtu od współczynnika błędu. Rysunek 6.24 przedstawia zestawienie współczynnika kształtu w funkcji prędkości obrotowej napędu dla różnych rezystancji źródła, przy pracy bez filtracji aktywnej, oraz pracy z proponowaną filtracją aktywną. Rysunki 6.25 i 6.26 przedstawiają oscylogramy, będące wynikiem symulacji dla jednego z punktów opisywanych charakterystyk, przy pracy z filtracją aktywną (Rys.6.25) i bez (Rys.6.26).



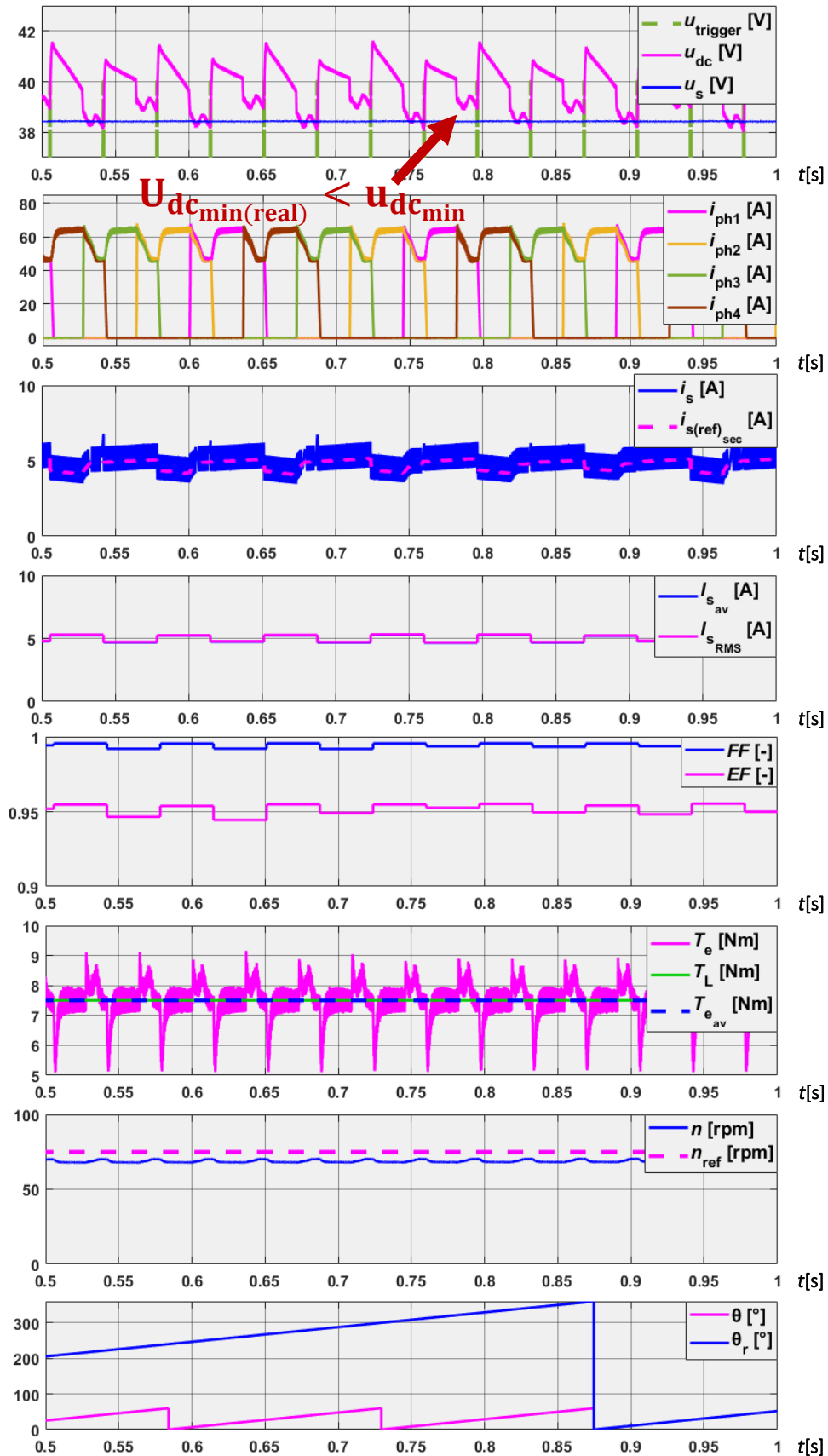
Rys. 6.22. Charakterystyki proponowanego współczynnika błędów w funkcji prędkości obrotowej przy momencie obciążenia $T_L = 7.5\text{Nm}$, przedziale zasilania faz $\theta_{\text{dwell}} = 21^\circ$ oraz napięciu źródła $E_s = 38.5\text{V}$



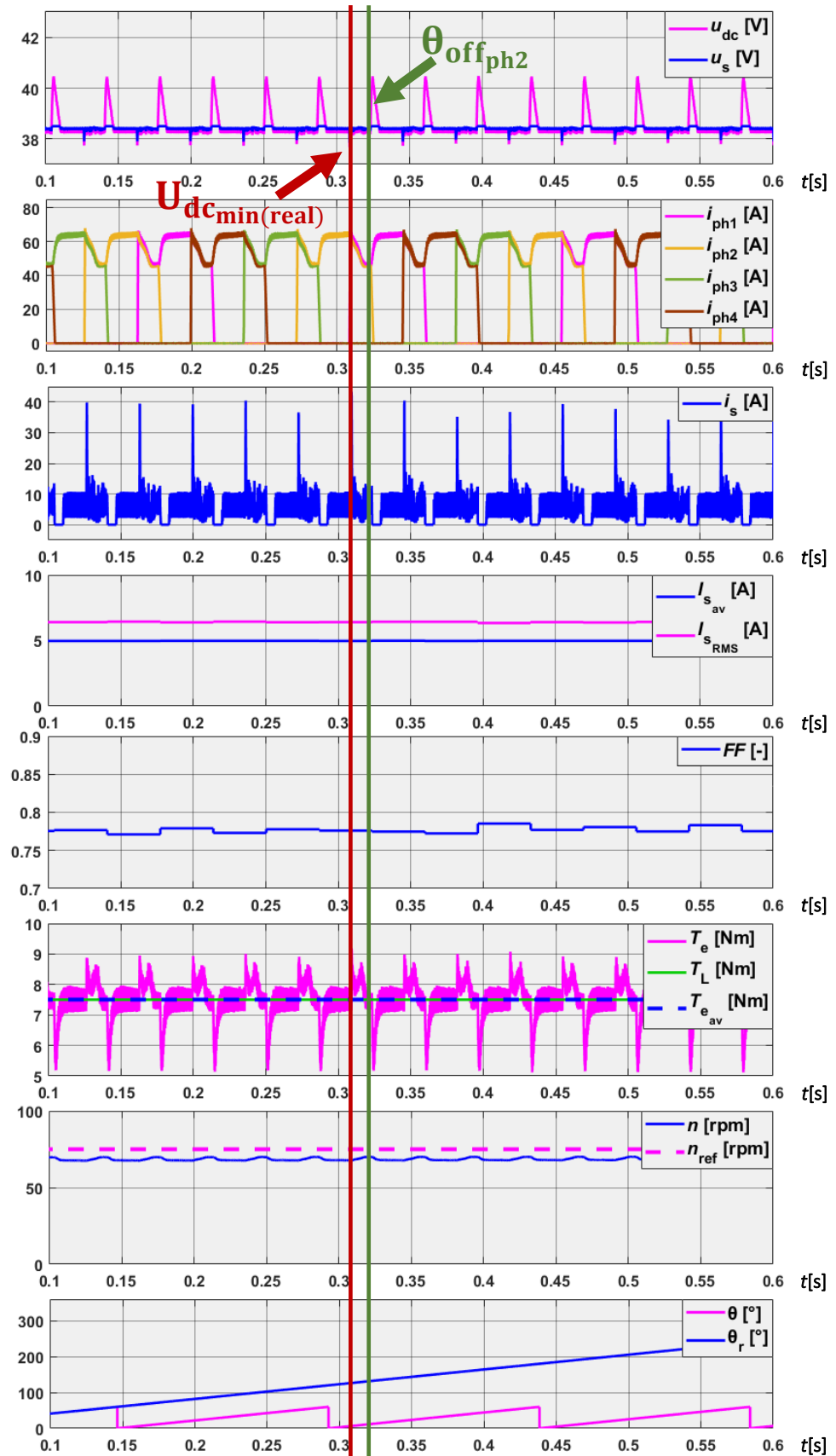
Rys. 6.23. Charakterystyki współczynnika kształtu w funkcji proponowanego współczynnika błędów EF , przy momencie obciążenia $T_L = 7.5\text{Nm}$, przedziale zasilania faz $\theta_{\text{dwell}} = 21^\circ$ oraz napięciu źródła $E_s = 38.5\text{V}$



Rys. 6.24. Charakterystyki współczynnika kształtu, dla pracy z filtracją aktywną $DCDC_{\text{on}}$, oraz bez filtracji $DCDC_{\text{off}}$, w funkcji prędkości obrotowej przy momencie obciążenia $T_L = 7.5\text{Nm}$, przedziale zasilania faz $\theta_{\text{dwell}} = 21^\circ$ i napięciu źródła $E_s = 38.5\text{V}$

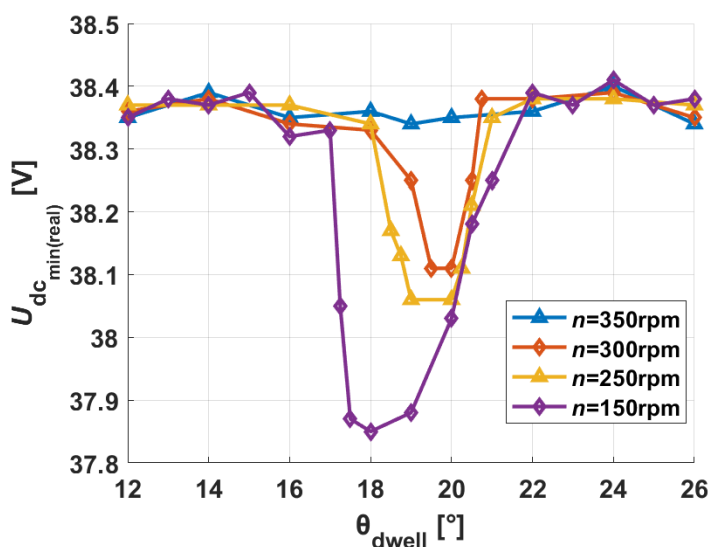


Rys. 6.25. Przebiegi napięć, prądów, współczynnika kształtu FF , współczynnika błędu EF , położenia kąтового wirnika θ_r , kąta elektrycznego θ , momentu elektromagnetycznego oraz prędkości obrotowej napędu SRM, podczas pracy z proponowaną filtracją aktywną prądu źródła, dla przedziału kąta zasilania $\theta_{\text{dwell}} = 21^\circ$ i referencyjnej prędkości obrotowej $n_{\text{ref}} = 75$ obr/min



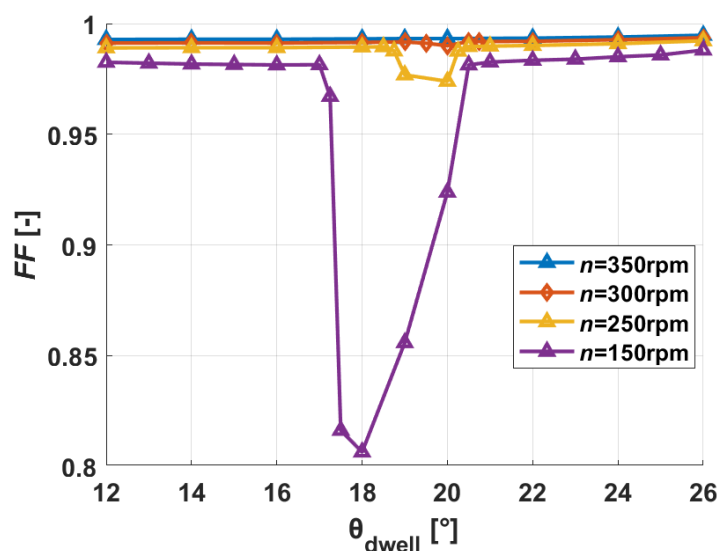
Rys. 6.26. Przebiegi napięć, prądów, współczynnika kształtu FF , położenia kąтового wirnika θ_r , kąta elektrycznego θ , momentu elektromagnetycznego oraz prędkości obrotowej napędu SRM, podczas pracy bez filtracji aktywnego prądu źródła, dla przedziału kąta zasilania $\theta_{dwell} = 21^\circ$ i referencyjnej prędkości obrotowej $n_{ref} = 75$ obr/min

Na rysunku 6.25 zaznaczono strzałką chwilę, w której napięcie obwodu pośredniczącego u_{dc} przyjęło najniższą wartość w rozpatrywanym okresie elektrycznym – $U_{dc\min(\text{real})}$. Najniższe napięcie w obwodzie pośredniczącym nie pokryło się z impulsami sygnału u_{trigger} , które odpowiadają występowaniu kąta wyłączenia θ_{off} każdej kolejnej fazy i służą odświeżaniu napięcia $u_{dc\min}$. Ponadto na rysunku 6.26, gdzie przedstawiono przebieg bez filtracji aktywnej prądu źródła, widoczne jest wyraźne przesunięcie najniższego napięcia obwodu pośredniego w pobliże kąta załączenia kolejnych faz maszyny SRM. Celem zbadania zaistniałej sytuacji przeprowadzono szereg kolejnych badań symulacyjnych w przedziale niskich prędkości obrotowych. Poniższy rysunek 6.27 przedstawia charakterystykę rzeczywistego najniższego napięcia obwodu pośredniego $U_{dc\min(\text{real})}$ jakie wystąpiło w ciągu 0.5 sekundy symulacji modelu z filtracją aktywną w funkcji przedziału kąta zasilania faz θ_{dwell} dla kilku prędkości przy stałym momencie obciążenia.

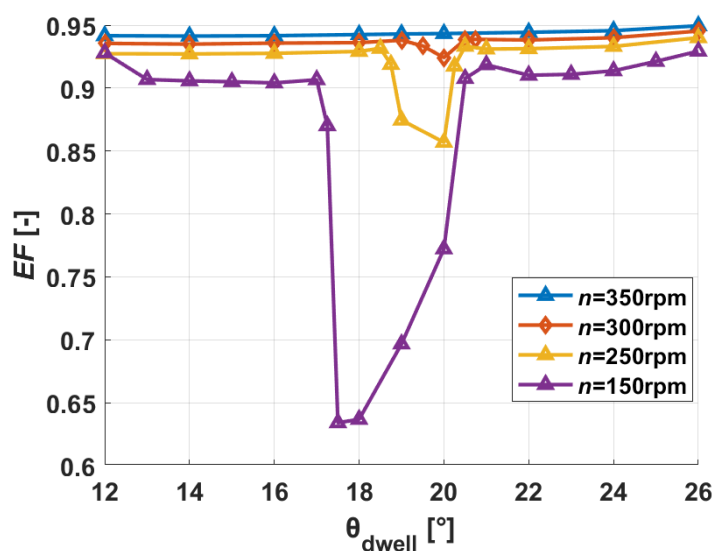


Rys. 6.27. Charakterystyki rzeczywistego najniższego napięcia obwodu pośredniego w funkcji przedziału kąta zasilania faz przy momencie obciążenia $T_L = 2.5\text{Nm}$, napięciu źródła $E_s = 38.5\text{V}$ oraz rezystancji wewnętrznej źródła $R_s = 15\text{m}\Omega$

Rysunki 6.28 i 6.29 przedstawiają kolejno charakterystyki współczynnika kształtu i błędu w funkcji przedziału kąta zasilania faz dla kilku prędkości obrotowych, które odpowiadają punktom pracy przedstawionym na charakterystyce z rysunku 6.27.

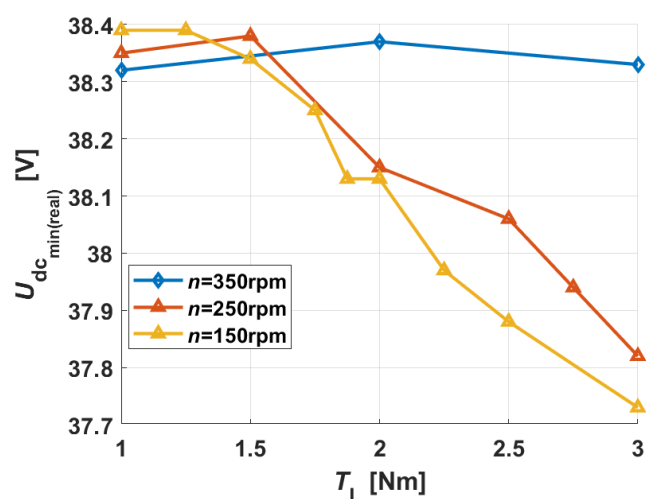


Rys. 6.28. Charakterystyki współczynnika kształtu w funkcji przedziału kąta zasilania faz przy momencie obciążenia $T_L = 2.5\text{Nm}$, napięciu źródła $E_s = 38.5\text{V}$ oraz rezystancji wewnętrznej źródła $R_s = 15\text{m}\Omega$

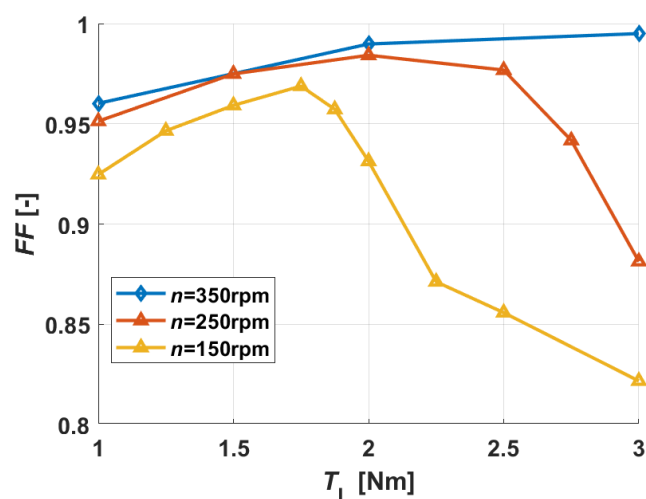


Rys. 6.29. Charakterystyki współczynnika błędu w funkcji przedziału kąta zasilania faz przy momencie obciążenia $T_L = 2.5\text{Nm}$, napięciu źródła $E_s = 38.5\text{V}$ oraz rezystancji wewnętrznej źródła $R_s = 15\text{m}\Omega$

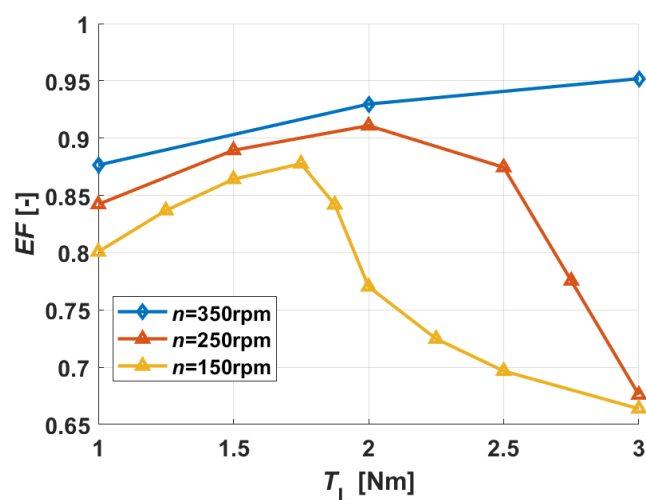
Kolejne badania symulacyjne przeprowadzono celem zbadania wpływu zmiany momentu obciążenia na rzeczywiste najniższe napięcie obwodu pośredniczącego oraz proponowane współczynniki przy stałym przedziale kąta zasilania faz. Do badań dobrano przedział kąta zasilania faz na podstawie charakterystyk przedstawionych na rysunku 6.27, tak aby w szerokim przedziale prędkości obrotowych kąt był niekorzystny. Rysunek 6.30 przedstawia charakterystyki rzeczywistego najniższego napięcia obwodu pośredniego, rysunek 6.31 przedstawia charakterystykę współczynnika kształtu, a rysunek 6.32 charakterystykę współczynnika błędu w funkcji momentu obciążenia.



Rys. 6.30. Charakterystyki rzeczywistego najniższego napięcia obwodu pośredniego w funkcji momentu obciążenia dla przedziału kąta zasilania $\theta_{\text{dwell}} = 19^\circ$, napięciu źródła $E_s = 38.5\text{V}$ oraz rezystancji wewnętrznej źródła $R_s = 15\text{m}\Omega$

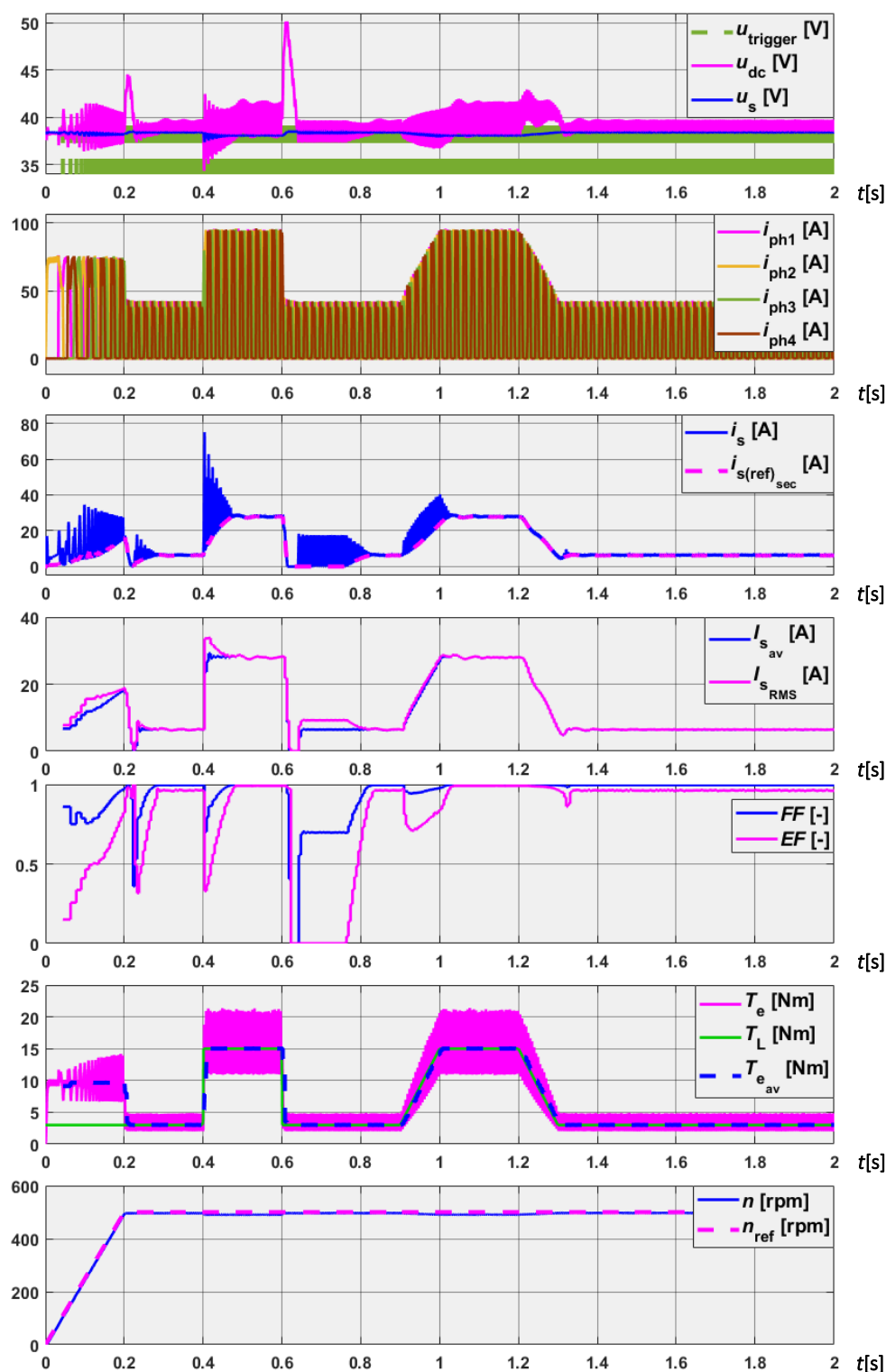


Rys. 6.31. Charakterystyki współczynnika kształtu w funkcji momentu obciążenia dla przedziału kąta zasilania $\theta_{\text{dwell}} = 19^\circ$, napięciu źródła $E_s = 38.5\text{V}$ oraz rezystancji wewnętrznej źródła $R_s = 15\text{m}\Omega$



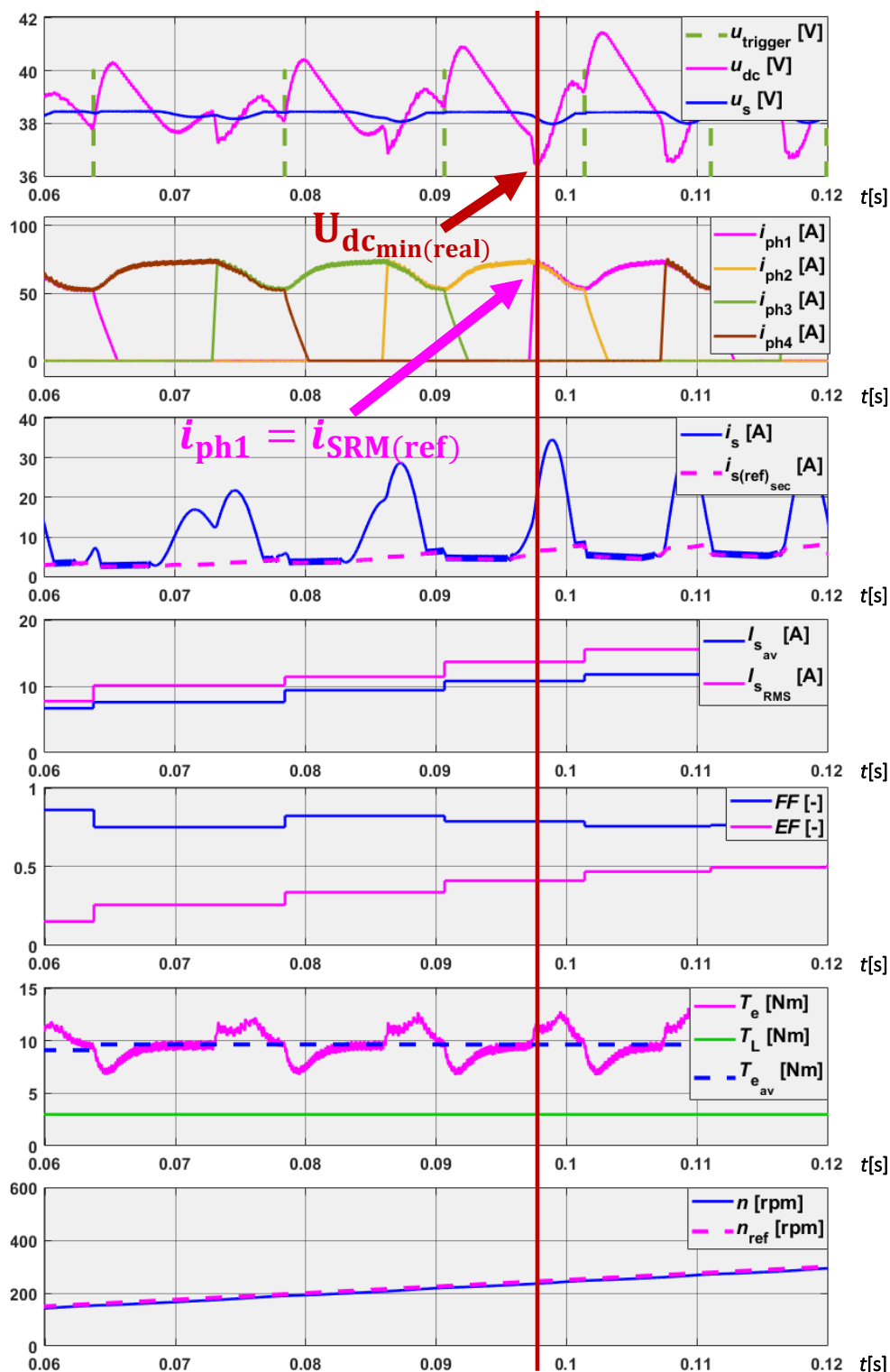
Rys. 6.32. Charakterystyki współczynnika błędu w funkcji momentu obciążenia dla przedziału kąta zasilania $\theta_{\text{dwell}} = 19^\circ$, napięciu źródła $E_s = 38.5\text{V}$ oraz rezystancji wewnętrznej źródła $R_s = 15\text{m}\Omega$

Kolejnym krokiem w badaniu proponowanego modelu filtracji aktywnej został test stanów dynamicznych, przedstawiony na rysunku 6.33 dla standardowej rezystancji źródła wynoszącej $15\text{m}\Omega$, polegający na zmianie momentu obciążenia w czasie symulacji pracy napędu. Test umożliwił przeanalizowanie chwili następującej krótko po wystąpieniu wymuszenia momentu obciążenia.



Rys. 6.33. Przebiegi napięć, prądów, współczynnika kształtu FF , momentu elektromagnetycznego i obciążenia oraz prędkości obrotowej napędu SRM, podczas pracy z filtracją aktywną prądu źródła, dla przedziału kąta zasilania $\theta_{\text{dwell}} = 21^\circ$

Dodatkowo fragment testu przedstawionego na rysunku 6.33 dotyczący rozruchu został powiększony i przedstawiony na odrębnym rysunku 6.34.



Rys. 6.34. Powiększenie przebiegu napięć, prądów, współczynnika kształtu FF , momentu elektromagnetycznego i obciążenia oraz prędkości obrotowej napędu SRM, podczas rozruchu z filtracją aktywną prądu źródła, dla przedziału kąta zasilania $\theta_{\text{dwell}} = 21^\circ$

Na rysunku 6.34 zaznaczono chwilę w której napięcie obwodu pośredniego osiągnęło najniższą wartość chwilową $U_{\text{dcmin}}(\text{real})$ w danym okresie elektrycznym. Zaznaczona

chwila odpowiada osiągnięciu maksymalnej wartości prądu danej fazy, która to wartość jest określana przez referencyjny prąd faz maszyny SRM $i_{\text{SRM(ref)}}$.

6.3. Wnioski i propozycja korekty proponowanej metody synchronizacji pracy przetwornicy prądu stałego z silnikiem reluktancyjnym przełączalnym

Badania symulacyjne przeprowadzone w zakresie pracy z sterowaniem jednopulsowym maszyny SRM wykazały, że model proponowanego system filtracji aktywnej prądu źródła działa zgodnie z założeniami i zachowuje wysoką jakość prądu płynącego przez źródło w całym zbadanym zakresie pracy modelu. Analiza charakterystyk z rysunku 6.8, przedstawiających współczynnik kształtu FF odzwierciedlający jakość prądu płynącego przez źródło, wskazuje na zbliżoną wartość skuteczną prądu źródła do wartości średniej tego prądu również bez filtracji aktywnej w szerokim przedziale pracy napędu SRM z sterowaniem jednopulsowym. Zaistniała sytuacja prowadzi do wniosku, że w tym przedziale pracy filtracja aktywna nie przynosi wymiernych korzyści w postaci zmniejszenia strat na rezystancji źródła i obwodu mocy, ale zmniejsza zakłócenia na napięciu źródła, które wynikają z zawartości wyższych harmoniczných prądu pobieranego przez napęd.

Charakterystyki momentu elektromagnetycznego maszyny T_e i współczynnika zawartości wyższych harmoniczných w momencie elektromagnetycznym HT_e , zdefiniowanego wzorem (6.1), wskazują na brak negatywnego wpływu zwiększonego w wyniku działania filtracji aktywnej tętnienia napięcia obwodu pośredniczącego na generowany moment elektromagnetyczny. Jednak należy zaznaczyć, że ze względu na istotną rezystancję źródła w modelu symulacyjnym, napięcie obwodu pośredniczącego również zostało obciążone tętnieniem, co mogło wpłynąć na wyniki badań. W celu zweryfikowania wpływu rezystancji źródła na zawartość wyższych harmoniczných momentu elektromagnetycznego, należałoby przeprowadzić dodatkowe badania symulacyjne z założeniem braku rezystancji źródła.

Na podstawie przeprowadzonych symulacji z ograniczeniem prądów fazowych maszyny można stwierdzić, że dla przedstawionego modelu maszyny czterofazowej praca systemu proponowanej filtracji jest zauważalnie mniej skuteczna w przedziale bardzo niskich prędkości – do około 200 obrotów na minutę. W celu poprawy pracy układu w przedziale bardzo niskich prędkości obrotowych autor zdefiniował funkcje dla nastawy wzmocnienia członu całkującego regulatora referencyjnego prądu źródła, którą opisuje wzór (6.10). Funkcja ta ograniczyła składową zmienną w postaci

przebiegu trójkątnego w prądzie źródła, ale mimo to proponowany współczynnik błędu EF , odzwierciedlający jakość filtracji aktywnej, pozostawał wyraźnie niższy w rozpatrywanym przedziale prędkości. To skłoniło autora do przeprowadzenia kolejnych badań symulacyjnych, które wykazały że współczynnik błędu jest zależny od szerokości przedziału zasilania faz, co przedstawia charakterystyka z rysunku 6.29. Model proponowanego systemu filtracji aktywnej działa skutecznie w przedziale niskich prędkości z kątem załączenia bliskim chwili kąta wyłączenia poprzedniej fazy. Zaistniała sytuacja przy niskich prędkościach obrotowych i dużym momencie obciążenia jest spowodowana przesunięciem chwili, w której napięcie obwodu pośredniczącego osiąga minimalną wartość w danym okresie elektrycznym maszyny SRM. Najniższa wartość tego napięcia w rozpatrywanym przedziale pracy odpowiada chwili, w której prąd fazowy po załączeniu danej fazy osiąga swoje maksimum, ograniczone referencyjnym prądem faz określanym przez regulator, którego sprzężeniem zwrotnym jest prędkość wirowania napędu. W związku z zaobserwowaną zależnością, autor proponuje dla przedziału pracy z ograniczeniem prądów faz maszyny SRM zastosować uzupełnienie funkcji na sprzężenie zwrotne dla regulatora referencyjnego prądu źródła, która została zdefiniowana wzorem (5.1). Uzupełnienie wspomnianej funkcji uwzględniające przesunięcie punktu najniższego napięcia w obwodzie pośredniczącym autor definiuje wzorami (6.11) i (6.12).

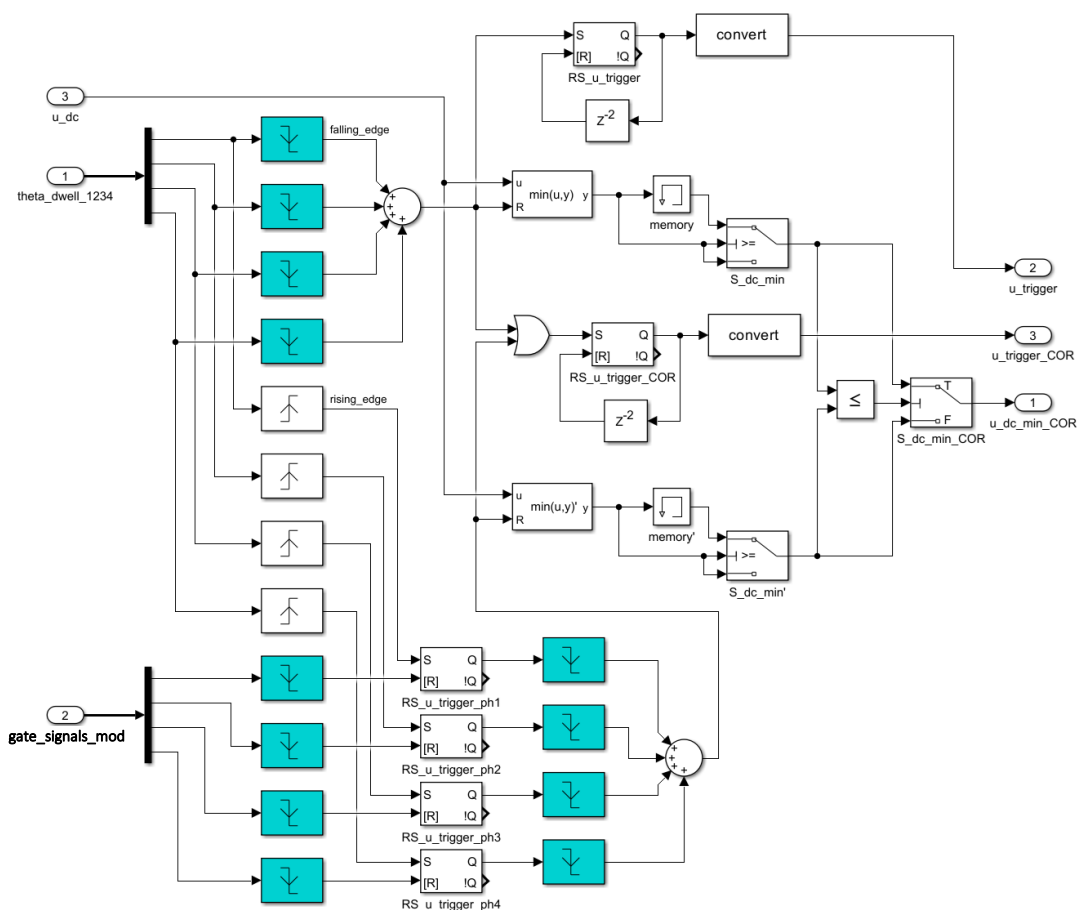
$$u_{dc_{min}(COR)}^{PWM} = \begin{cases} u_{dc_{min}} & \text{if}(u_{dc_{min}} < u'_{dc_{min}}) \\ u'_{dc_{min}} & \text{else} \end{cases} \quad (6.11)$$

$$u_{dc}(i_{ph(1...K)}) = u'_{dc_{min}} = \begin{cases} u_{dc} & \text{if}(i_{ph(1...K)} = i_{SRM(ref)} + \Delta i)_{first}^{\uparrow} \\ u'_{dc_{min}} & \text{else} \end{cases} \quad (6.12)$$

Równanie (6.13) stanowi wariant sprzężenia zwrotnego dla regulatora referencyjnego prądu źródła po przejściu do sterowania jednopulsowego.

$$u_{dc_{min}(COR)}^{1-PULSE} = u_{dc_{min}} \quad (6.13)$$

Rysunek 6.35 przedstawia implementacje do modelu symulacyjnego skorygowanej funkcji na sprzężenie zwrotne dla regulatora referencyjnego prądu źródła z uwzględnieniem równania (6.13). Nowy model realizujący opisywane sprzężenie zwrotne zastępuje wewnątrz bloku dc_sync , którego wcześniejsza wersja została przedstawiona na rysunku 5.11.



Rys. 6.35. Nowa struktura bloku podsystemu *dc_sync* z zaimplementowaną funkcją dla pracy w przedziale niskich prędkości wirowania napędu SRM

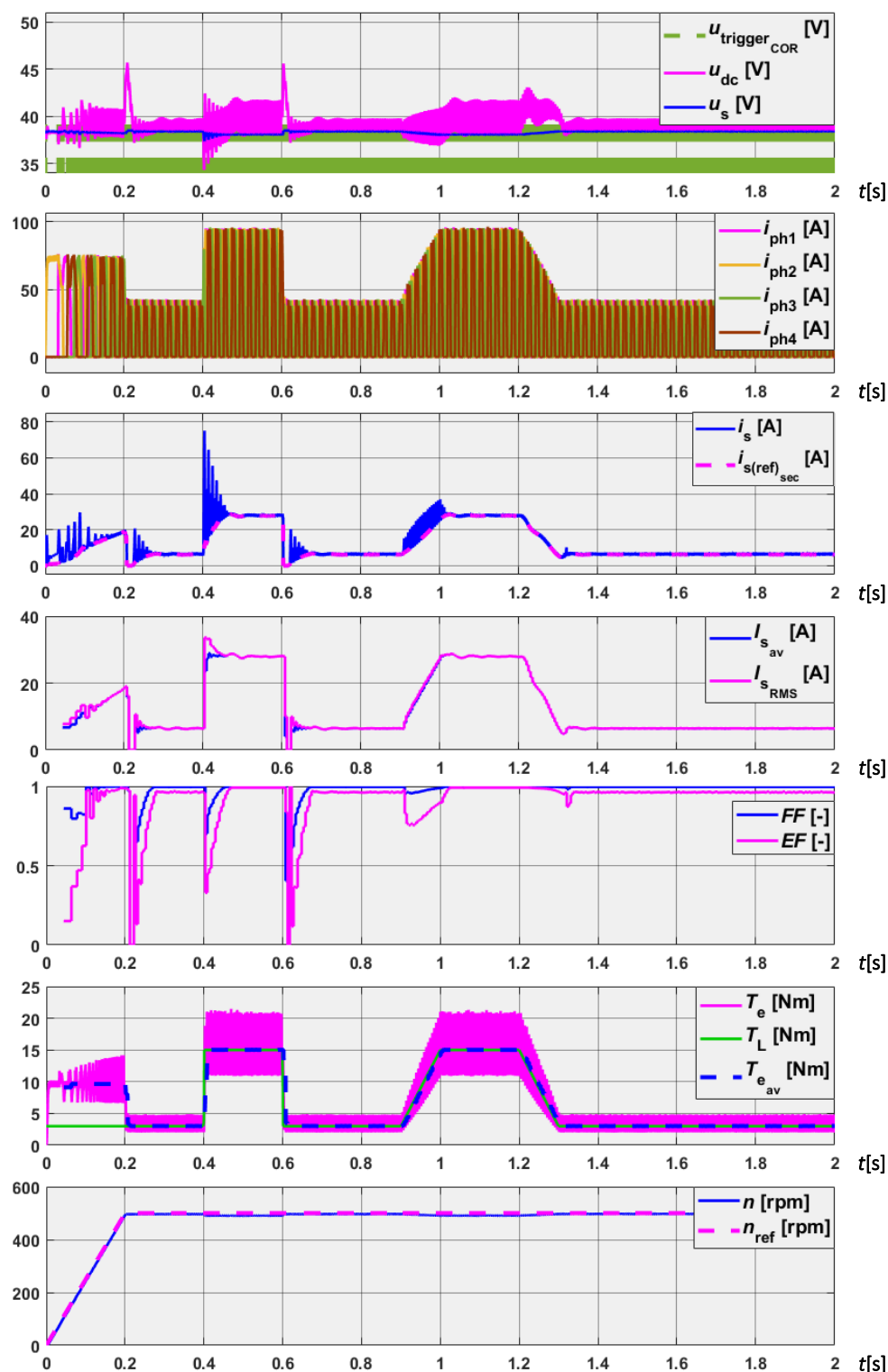
W celu określenia chwili osiągnięcia przez prądy kolejnych faz wartości prądu referencyjnego, wykorzystano w modelu z rysunku 6.35 już istniejące w modelu z rysunku 5.6 regulatory prądów fazowych poprzez podłączenie sygnału wejściowego *gate_signals_mod*. Sygnał ten służy do sterowania tranzystorami falownika napędu SRM, więc przyjmuje wartości logiczne. Wartość wysoką dla danej fazy przyjmuje jeśli jest ona w swoim przedziale kąta zasilania i jednocześnie jej prąd nie osiągnął wartości prądu referencyjnego dla faz maszyny SRM. Jeśli prąd danej fazy nie osiągnie wartości prądu referencyjnego, sygnał sterujący *gate_signals_mod_1234* dla tej fazy utrzyma stan wysoki aż do osiągnięcia kąta jej wyłączenia. Wykorzystanie opisanej zależności pozwoliło spełnić założenia wzoru (6.13), ponieważ gdy prąd fazy nie osiągnie wartości referencyjnej oznacza to pracę jednopulsową. Podczas pracy jednopulsowej bloki przerzutników *RS_u_trigger_ph1...4* zostaną przełączone w stan wysoki kątem załączenia odpowiadającym im faz i zresetowane kątem ich wyłączenia. W efekcie tego sygnał resetujący blok *min(u,y)* będzie taki sam jak dla bloku *min(u,y)*, co skutkuje takim samym napięciem $u'_{dc_{min}}$ jak napięcie $u_{dc_{min}}$ i zgodnie z założeniami

wybraniem jako sprzężenie zwrotne dla regulatora referencyjnego prądu źródła napięcia $u_{dc_{min}}$.

Po zaimplementowaniu do modelu symulacyjnego napędu opisanego modelu funkcji na minimalne napięcie obwodu pośredniczącego, będące sprzężeniem zwrotnym dla regulatora referencyjnego prądu źródła, wykonano ponownie symulacje dla stanów przejściowych przy zmianach momentu obciążenia i prędkości obrotowej w funkcji czasu. W celu poprawy odpowiedzi systemu na skokowe wymuszenia momentu obciążenia zmniejszono maksymalne dopuszczalne napięcie w obwodzie pośredniczącym $U_{dc(max)}$ do 45V z wcześniej ustalonej wartości dobranej na podstawie wytrzymałości elektrycznej elementów wykorzystanych przy budowie rzeczywistego układu. Oscylogramy przedstawione na rysunku 6.36 są efektem symulacji pracy napędu z zastosowaniem opisanych zmian w modelu sterowania proponowanego systemu filtracji aktywnej i stanowią porównanie do przypadku z rysunku 6.33. Dla obu wymienionych przypadków obliczono średni współczynnik błędu EF i kształtu FF za pierwsze 0.2 sekundy symulacji i zestawiono w tabeli 6.1.

Tabela 6.1. Porównanie średniego współczynnika błędu i kształtu za okres 0.2 sekundy obejmujący rozruch napędu SRM do prędkości 500 obr/min dla pracy z starym i skorygowanym systemem synchronizacji proponowanego systemu filtracji aktywnej z napędem SRM przy momencie obciążenia $T_L = 3Nm$, przedziale zasilania faz $\theta_{dwell} = 21^\circ$ oraz sile elektromotorycznej źródła $E_s = 38.5V$ i rezystancji źródła $R_s = 15m\Omega$

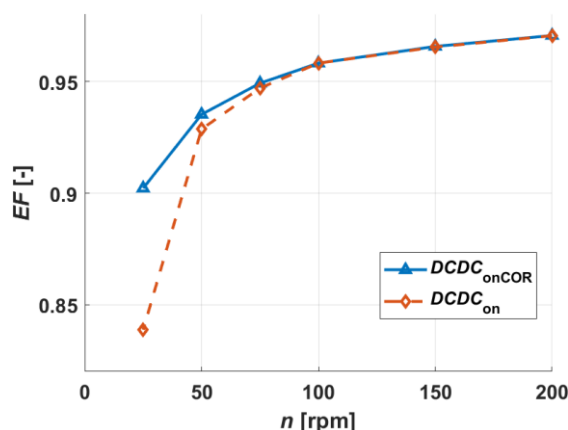
	$DCDC_{on}$	$DCDC_{onCOR}$
EF [-]	0.51	0.77
FF [-]	0.82	0.90



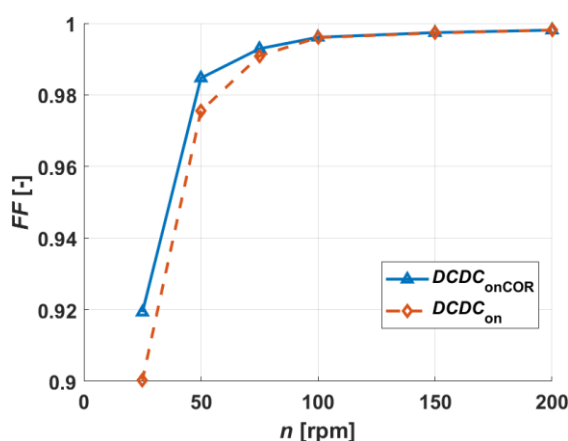
Rys. 6.36. Przebiegi napięć, prądów, współczynnika kształtu FF , momentu elektromagnetycznego i obciążenia oraz prędkości obrotowej napędu SRM, podczas pracy z skorygowanym systemem filtracji aktywnej prądu źródła, dla przedziału kąta zasilania $\theta_{\text{dwell}} = 21^\circ$

W celu weryfikacji skorygowanego systemu synchronizacji proponowanego filtra aktywnego z napędem SRM, wykonano również charakterystyki proponowanych współczynników kształtu i błędów w funkcji prędkości obrotowej dla przedziału bardzo niskich prędkości wirowania maszyny. Rysunek 6.37 przedstawia porównanie

współczynnika błędu, a rysunek 6.38 współczynnika kształtu dla skorygowanego systemu synchronizacji filtra aktywnego z napędem SRM przedstawionego na rysunku 6.35, do wcześniejszego rozwiązania z rysunku 5.11.



Rys. 6.37. Charakterystyki proponowanego współczynnika błędu w funkcji prędkości obrotowej przy momencie obciążenia $T_L = 7.5\text{Nm}$, przedziale zasilania faz $\theta_{\text{dwell}} = 21^\circ$ oraz sile elektromotorycznej źródła $E_s = 38.5\text{V}$ i rezystancji źródła $R_s = 15\text{m}\Omega$ dla starego DCDC_{on} i skorygowanego $\text{DCDC}_{\text{onCOR}}$ systemu filtracji aktywnej



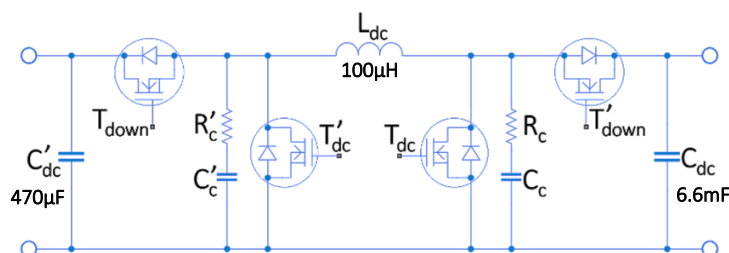
Rys. 6.38. Charakterystyki współczynnika kształtu w funkcji prędkości obrotowej przy momencie obciążenia $T_L = 7.5\text{Nm}$, przedziale zasilania faz $\theta_{\text{dwell}} = 21^\circ$ oraz sile elektromotorycznej źródła $E_s = 38.5\text{V}$ i rezystancji źródła $R_s = 15\text{m}\Omega$ dla starego DCDC_{on} i skorygowanego $\text{DCDC}_{\text{onCOR}}$ systemu filtracji aktywnej

Przeprowadzone badania symulacyjne wskazują na przewagę skorygowanego rozwiązania synchronizacji filtra aktywnego z napędem SRM, nad rozwiązaniem opartym na odświeżaniu sprzężenia zwrotnego dla regulatora referencyjnego prądu źródła jedynie kątem wyłączenia kolejnych faz. Kolejną rzeczą jaką można stwierdzić na podstawie przeprowadzonych badań symulacyjnych jest poprawność działania proponowanego systemu zabezpieczenia nadnapięciowego obwodu pośredniczącego, które przy odpowiednim dobraniu maksymalnego dopuszczalnego napięcia obwodu pośredniczącego do przewidywanego przedziału pracy napędu zauważalnie poprawia odpowiedź systemu filtracji na skokowe wymuszenia momentu obciążenia.

7. WYNIKI BADAŃ LABORATORYJNYCH

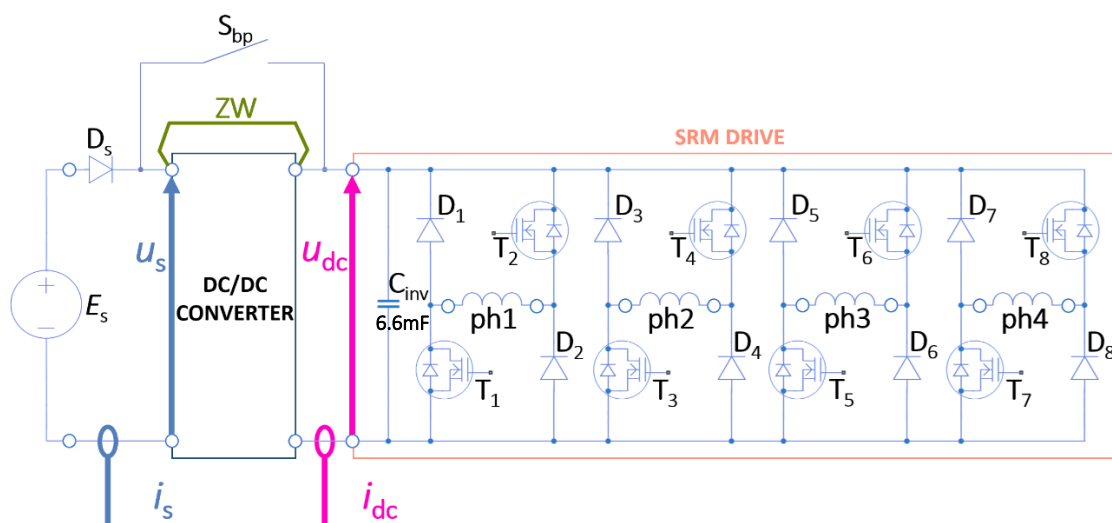
7.1. Topologia eksperymentalnego układu zasilania napędu SRM z proponowaną filtracją aktywną

W celu zweryfikowania badań symulacyjnych autor zaprojektował i wykonał przetwornice prądu stałego o topologii z rysunku 7.1 oraz zbudował stanowisko do badań laboratoryjnych, którego schemat blokowy znajduje się na rysunku A1.1 w dodatku A1.



Rys. 7.1. Topologia zbudowanej dwustronnej obniżająco-podwyższającej przetwornicy prądu stałego

Wykonana przetwornica może pracować dwukierunkowo – rekuperacja energii. W każdym z kierunków przepływu energii zarówno w trybie obniżającym jak i podwyższającym napięcie. Dzięki możliwości płynnego przejścia z trybu obniżającego napięcie do trybu podwyższającego napięcie można dowolnie zarządzać energią, co jest korzystne przy rozruchu systemu – po załączeniu napięcia zasilania układ zapewnia pełną kontrolę prądu podczas ładowania baterii kondensatorów obwodu pośredniczącego za pomocą tranzystora T_{down} , oraz dodatkowo umożliwia szybkie odłączenie źródła zasilania od systemu w przypadku wystąpienia awarii. Rysunek 7.2 przedstawia topologię obwodu zasilania omawianego systemu.



Rys. 7.2. Topologia eksperymentalnego obwodu zasilania napędu z maszyną SRM

W ramach tej pracy zbudowana przetwornica prądu stałego działała jako przetwornica podwyższająca napięcie, w trybie dostarczania energii z źródła zasilania do obwodu pośredniczącego z którego zasilany jest falownik maszyny SRM. Tranzystory T'_{down} i T'_{dc} (Rys.7.1) nie były aktywne, choć dioda wbudowana w strukturę tranzystora T'_{down} brała udział w przewodzeniu prądu głównego obwodu zasilania. Łącznik S_{bp} (Rys.7.2) posłużył załączeniu obejścia, aby umożliwić wykonanie pomiarów dla tego samego punktu pracy napędu bez filtra aktywnego. Jego zamknięciu towarzyszyło zresetowanie i zablokowanie regulatora referencyjnego prądu źródła aż do chwili jego otwarcia. Zaznaczona na zielono zwora ZW (Rys.7.2) została zastosowana w końcowym etapie badań eksperymentalnych, w celu wykonania pomiarów bez wprowadzania dodatkowej rezystancji łącznika S_{bp} do obwodu zasilania. Jako źródło zasilania E_s wykorzystano stabilizowany zasilacz prądu stałego z szeregowo włączoną diodą D_s zapobiegającą zwrotowi energii. Tabela 7.1 przedstawia opisane konfiguracje obwodu zasilania, ich parametry oraz ich nazwy, które zostały użyte do opisanía charakterystyk w dalszej części tego rozdziału.

Tabela 7.1. Parametry i nazwy konfiguracji obwodu zasilania

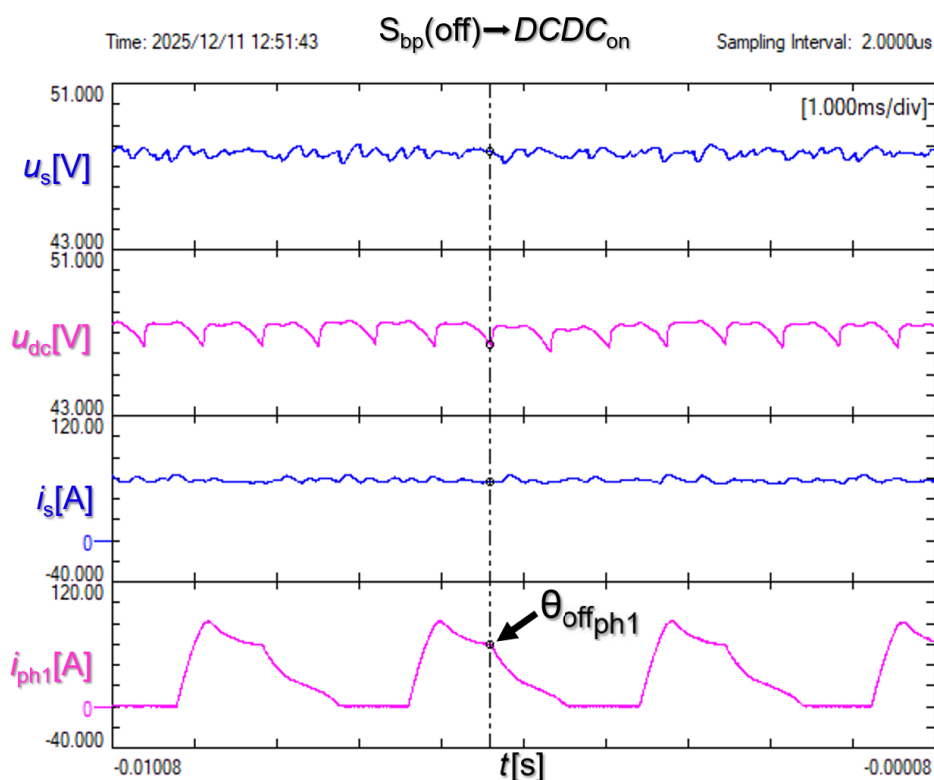
Konfiguracja obwodu zasilania	Parametry obwodu zasilania	Nazwa dla opisu charakterystyk
Filtr aktywny włączony	$R_{\text{ls}} = R_{\text{con}} + 2,55 \text{ m}\Omega$	$DCDC_{\text{on}}$
Łącznik S_{bp} zamknięty	$R_{\text{ls}} = 9,35 \text{ m}\Omega$	$DCDC_{\text{off}}$
Zwora ZW zainstalowana	$R_{\text{ls}} = 2,55 \text{ m}\Omega$	$DCDC_{\text{offZW}}$

Gdzie R_{con} jest rezystancją przetwornicy filtracyjnej.

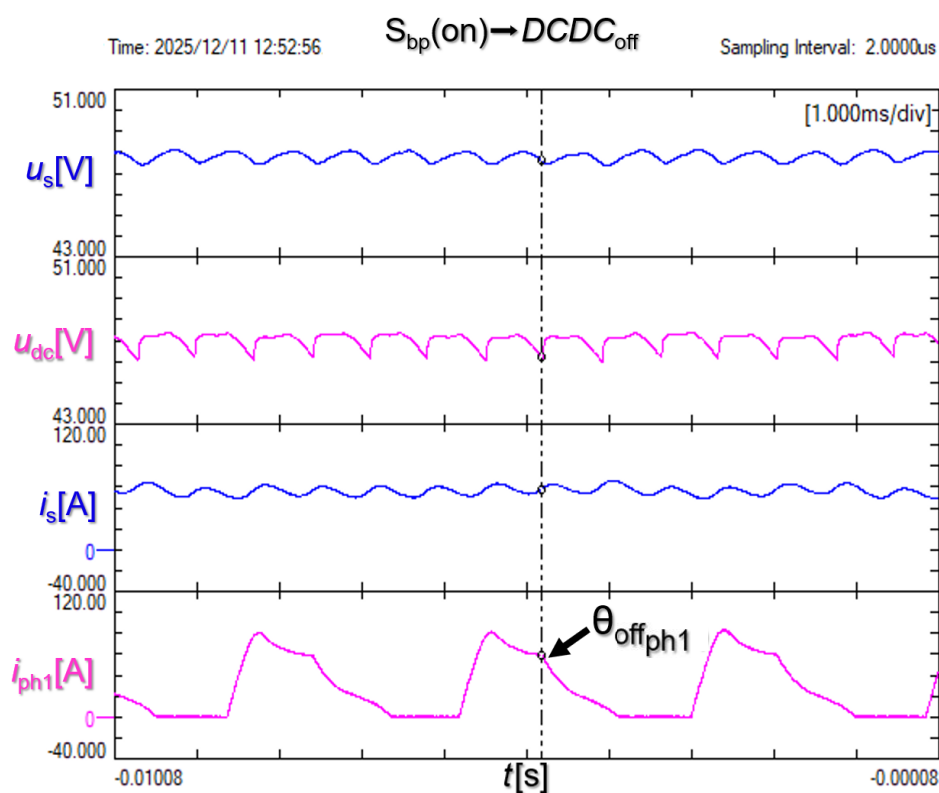
7.2. Eksperymentalne wyniki badań proponowanej metody synchronizacji pracy przetwornicy prądu stałego z napędem reluktancyjnym przełączalnym przy sterowaniu jednopulsowym

W celu zbadania wpływu na napęd i weryfikacji działania proponowanego systemu filtracji aktywnej przy sterowaniu jednopulsowym, wykonano szereg badań eksperymentalnych dla różnych napięć zasilających. Badania posłużyły wyznaczeniu charakterystyk mechanicznych napędu, proponowanego współczynnika kształtu, prądu jednej z faz maszyny, zawartości wyższych harmonicznych w prądzie i napięciu źródła. Pomiarów które posłużyły wykreśleniu w/w charakterystyk zostały wykonane dla zbliżonych punktów pracy napędu z filtracją aktywną i bez niej. Oscylogramy przedstawiające ustabilizowane punkty pracy napędu przy sterowaniu

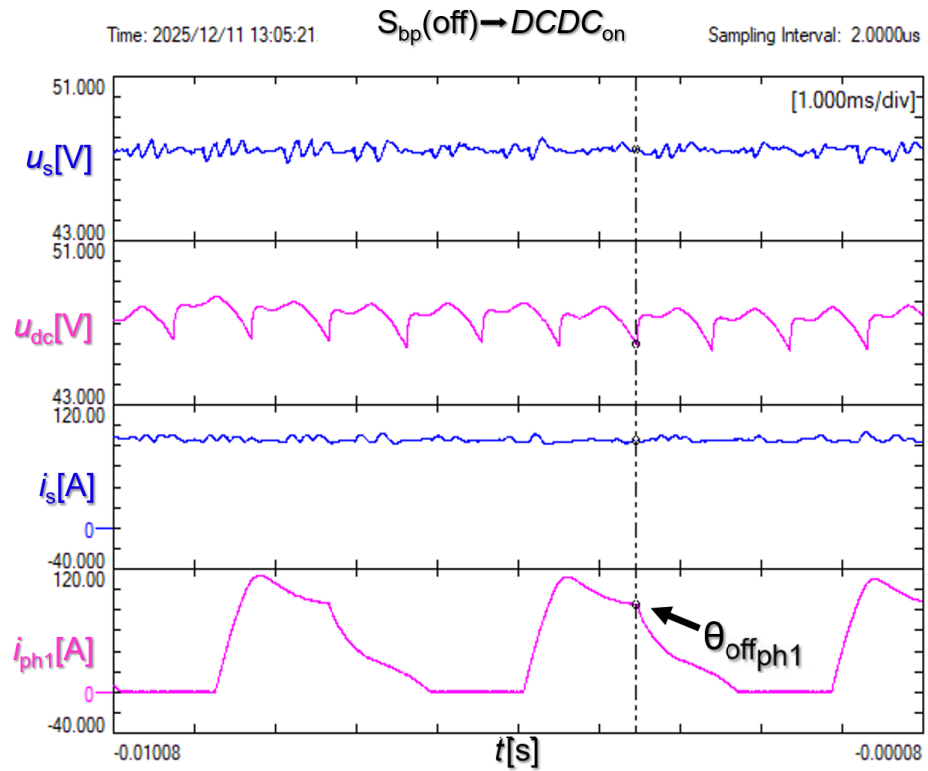
jednopulsowym z włączonym filtrem aktywnym przedstawia rysunek 7.3 dla momentu obciążenia $T_L=5\text{Nm}$ i rysunek 7.4 dla wyłączonej filtracji aktywnej przy takim samym momencie obciążenia. Oscylogramy dla wyższego momentu obciążenia, wynoszącego 10Nm zostały przedstawione na rysunku 7.5 ($DCDC_{\text{on}}$) i rysunku 7.6 ($DCDC_{\text{off}}$).



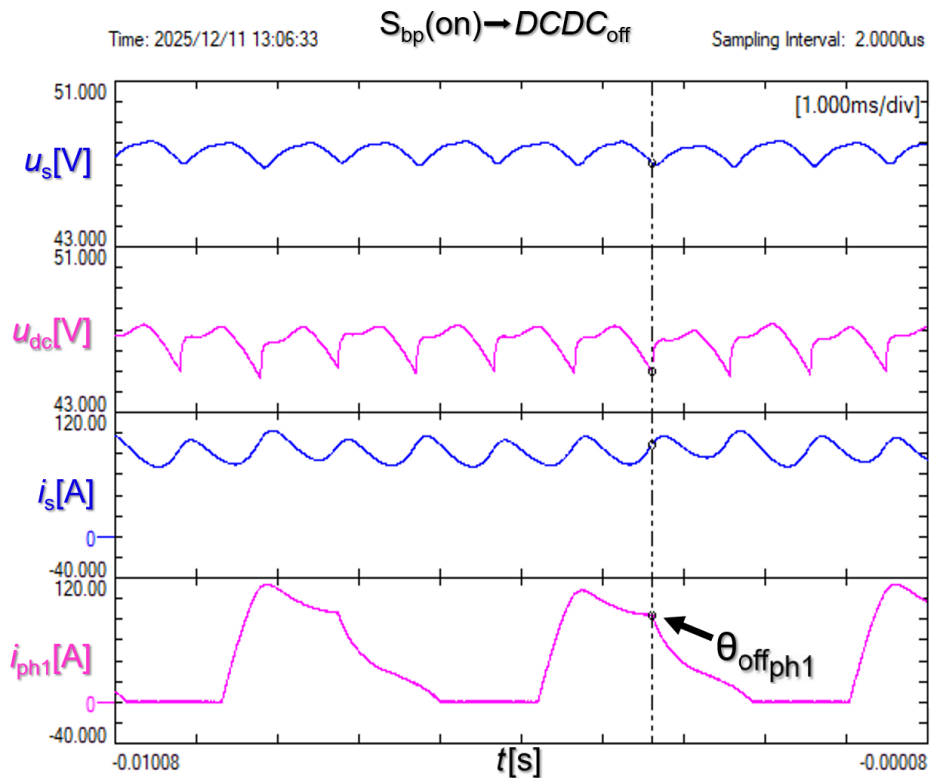
Rys. 7.3. Oscylogramy napięcia na źródle u_s , napięcia obwodu pośredniczącego u_{dc} , prądu źródła i_s i prądu fazy i_{ph1} z włączonym filtrem aktywnym, przedziałem kąta zasilania faz $\theta_{dwell} = 21^\circ$, kącie załączenia obliczanym za pomocą wzoru (5.2), momencie obciążenia $T_L = 5\text{Nm}$ i prędkości obrotowej $n = 3563\text{ obr/min}$ dla pracy z sterowaniem jednopulsowym



Rys. 7.4. Oscylogramy napięcia na źródle u_s , napięcia obwodu pośredniczącego u_{dc} , prądu źródła i_s i prądu fazy i_{ph1} z przedziałem kąta zasilania faz $\theta_{dwell} = 21^\circ$, kącie załączenia obliczanym za pomocą wzoru (5.2), momencie obciążenia $T_L = 5\text{Nm}$ i prędkości obrotowej $n = 3548\text{ obr/min}$ dla pracy z sterowaniem jednopulsowym bez filtracji aktywnej prądu źródła $DCDC_{off}$

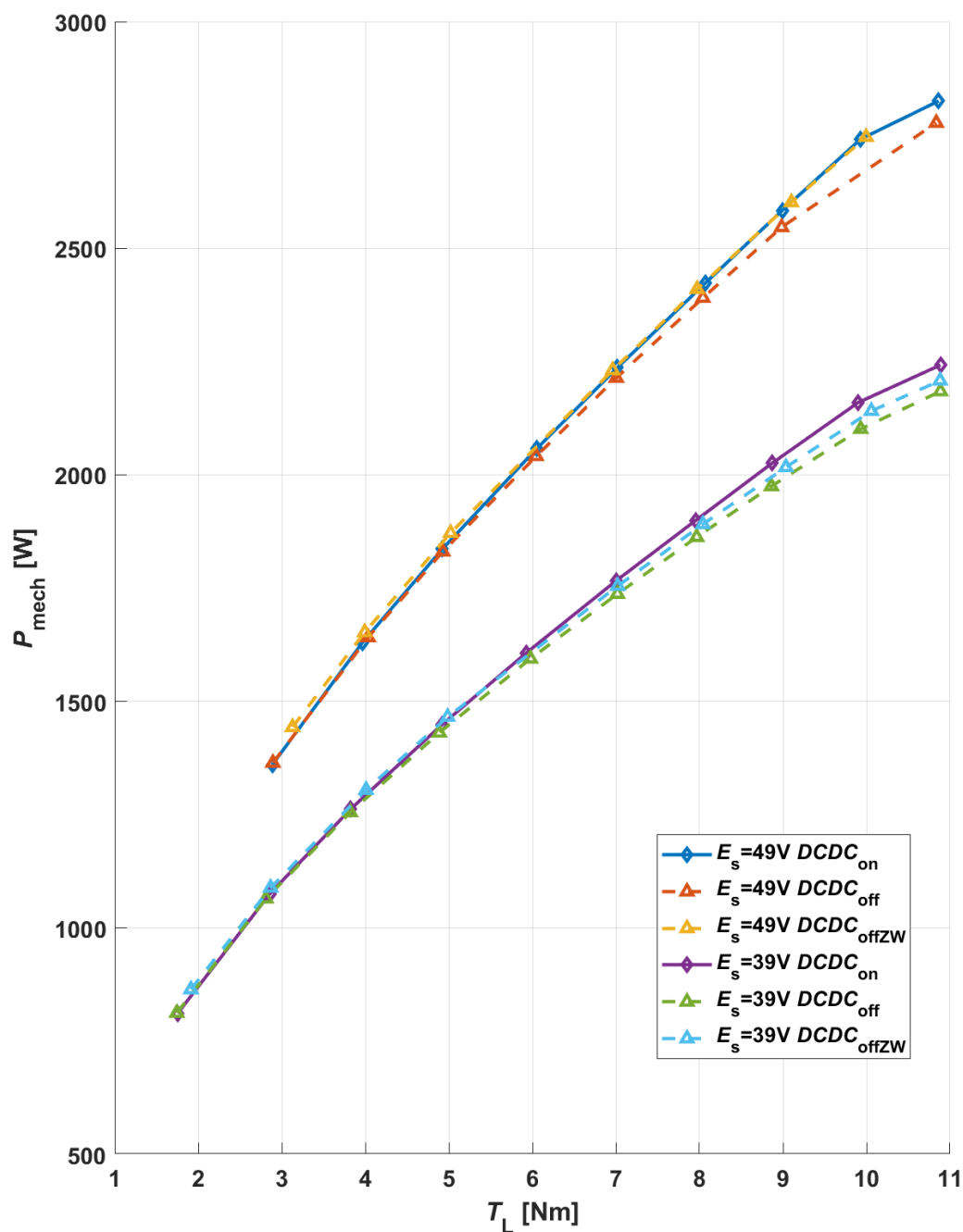


Rys. 7.5. Oscylogramy napięcia na źródle u_s , napięcia obwodu pośredniczącego u_{dc} , prądu źródła i_s i prądu fazy i_{ph1} z włączonym filtrem aktywnym, przedziałem kąta zasilania faz $\theta_{dwell} = 21^\circ$, kącie załączenia obliczanym za pomocą wzoru (5.2), momencie obciążenia $T_L = 10\text{Nm}$ i prędkości obrotowej $n = 2636$ obr/min dla pracy z sterowaniem jednopulsowym



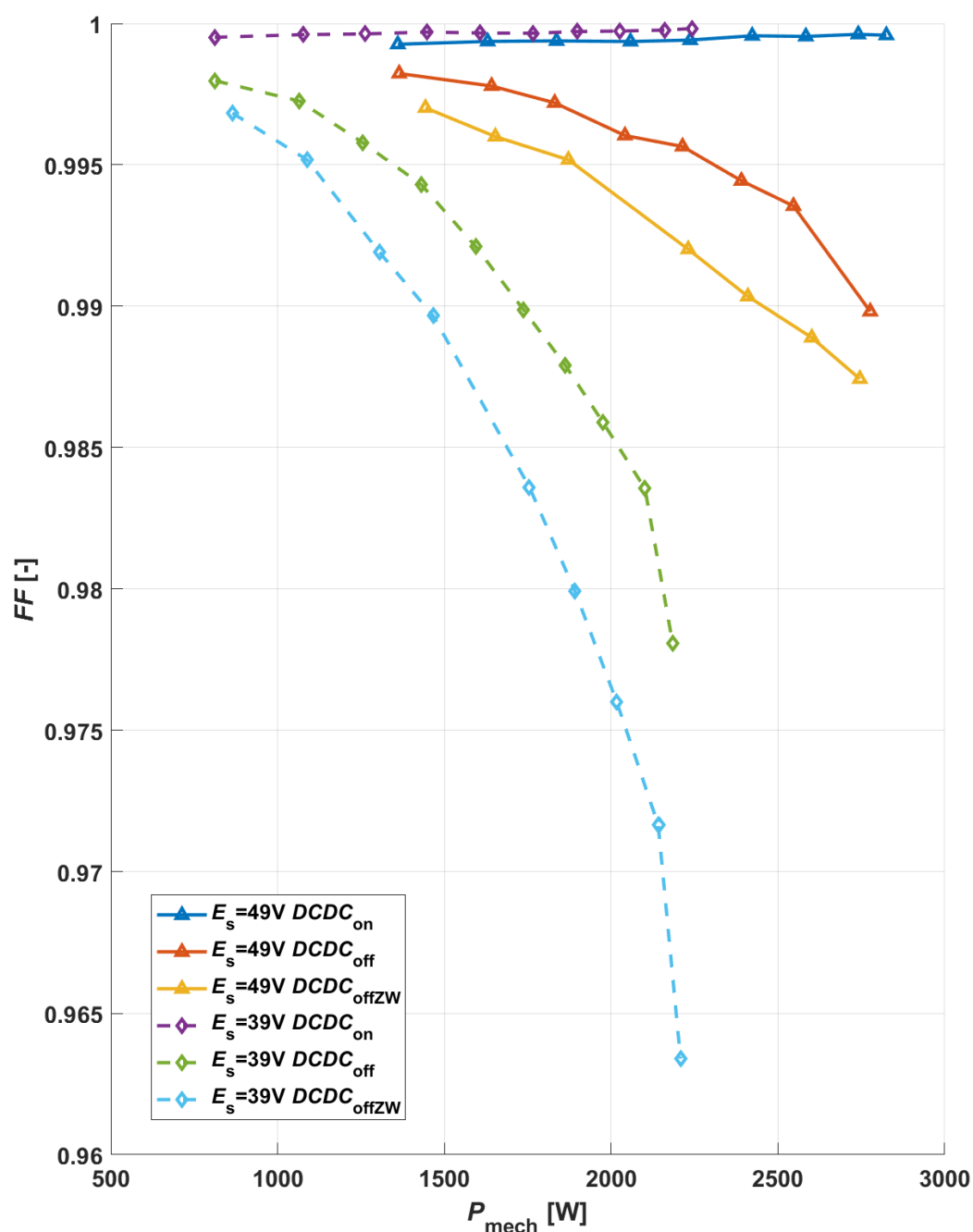
Rys. 7.6. Oscylogramy napięcia na źródle u_s , napięcia obwodu pośredniczącego u_{dc} , prądu źródła i_s i prądu fazy i_{ph1} z przedziałem kąta zasilania faz $\theta_{dwell} = 21^\circ$, kącie załączenia obliczanym za pomocą wzoru (5.2), momencie obciążenia $T_L = 10\text{Nm}$ i prędkości obrotowej $n = 2594$ obr/min dla pracy z sterowaniem jednopulsowym bez filtracji aktywnej prądu źródła $DCDC_{off}$

Rysunek 7.7 przedstawia charakterystyki mocy mechanicznej w funkcji momentu obciążenia analizowanych przypadków.



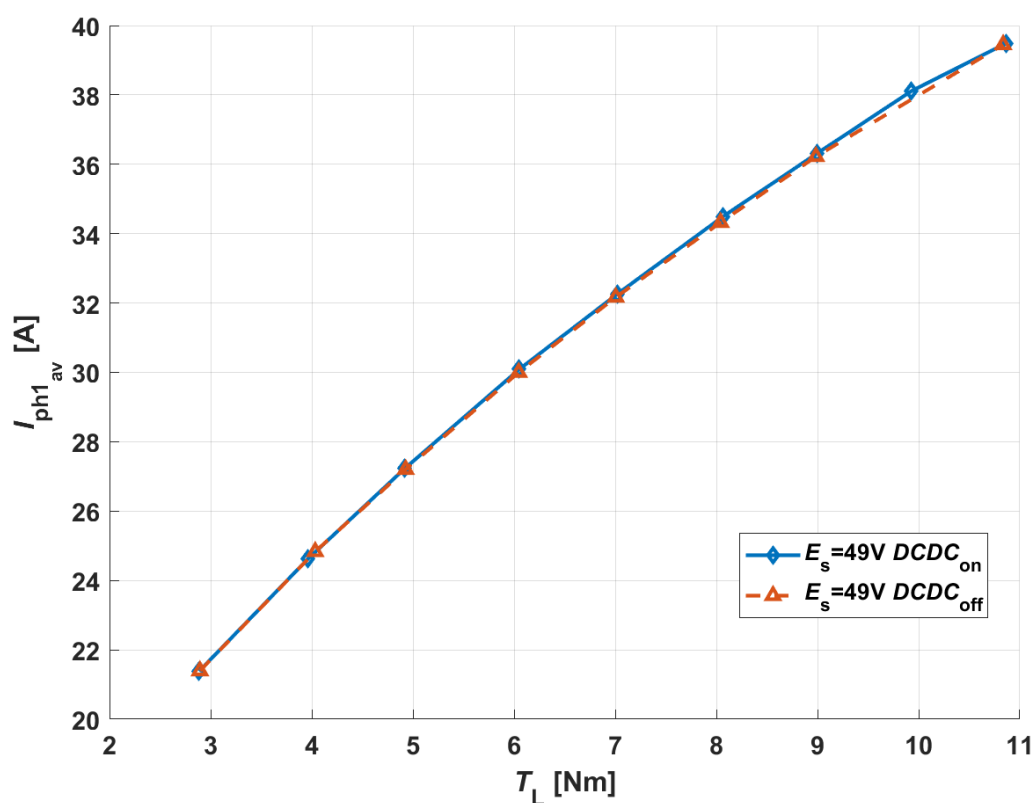
Rys. 7.7. Charakterystyki mocy mechanicznej w funkcji momentu obciążenia przy pracy jednopulsowej, przedziale zasilania faz $\theta_{dwell} = 21^\circ$ i kącie załączenia obliczanym za pomocą wzoru (5.2) dla włączonej filtracji aktywnej – $DCDC_{on}$, wyłączonej poprzez załączenie łącznika S_{bp} – $DCDC_{off}$ oraz wyłączonej poprzez zastosowanie zwory ZW – $DCDC_{offZW}$

Charakterystyki proponowanego współczynnika kształtu dla punktów pracy przedstawionych na rysunku 7.7 przedstawia rysunek 7.8.

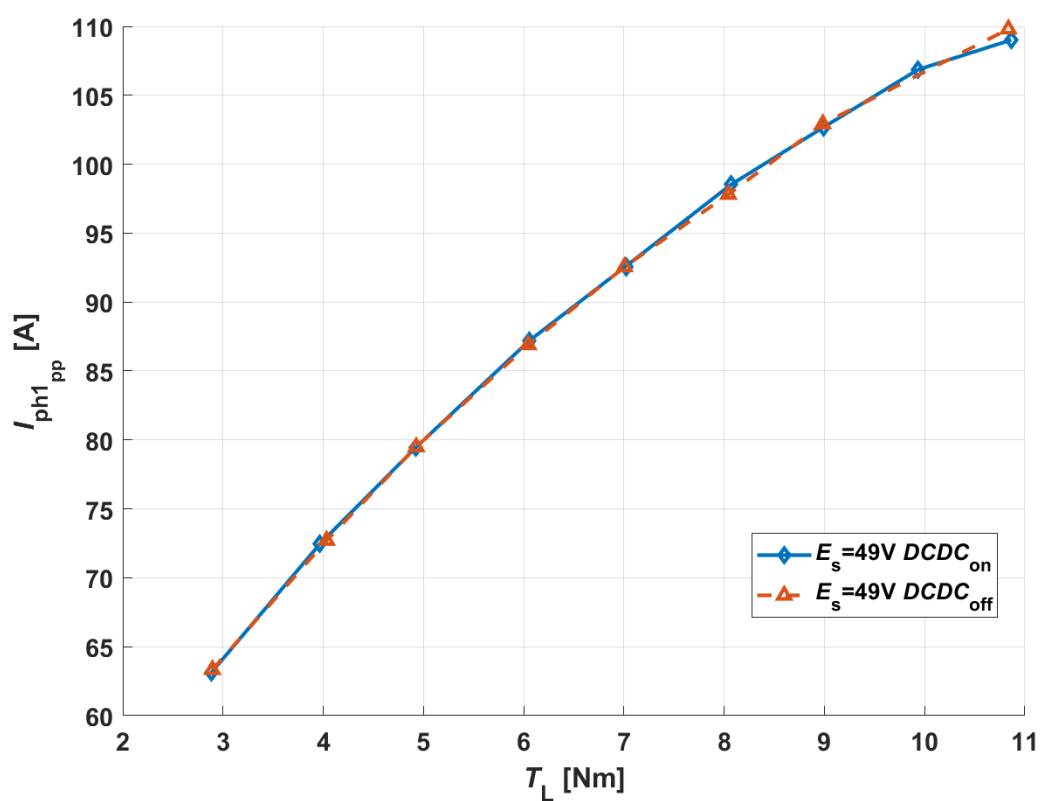


Rys. 7.8. Charakterystyki współczynnika błęd w funkcji momentu obciążenia przy pracy jednopulsowej, przedziale zasilania faz $\theta_{dwell} = 21^\circ$ i kącie załączenia obliczanym za pomocą wzoru (5.2) dla włączonej filtracji aktywnej – $DCDC_{on}$, wyłączonej poprzez załączenie łącznika S_{bp} – $DCDC_{off}$ oraz wyłączonej poprzez zastosowanie zwory ZW – $DCDC_{offZW}$

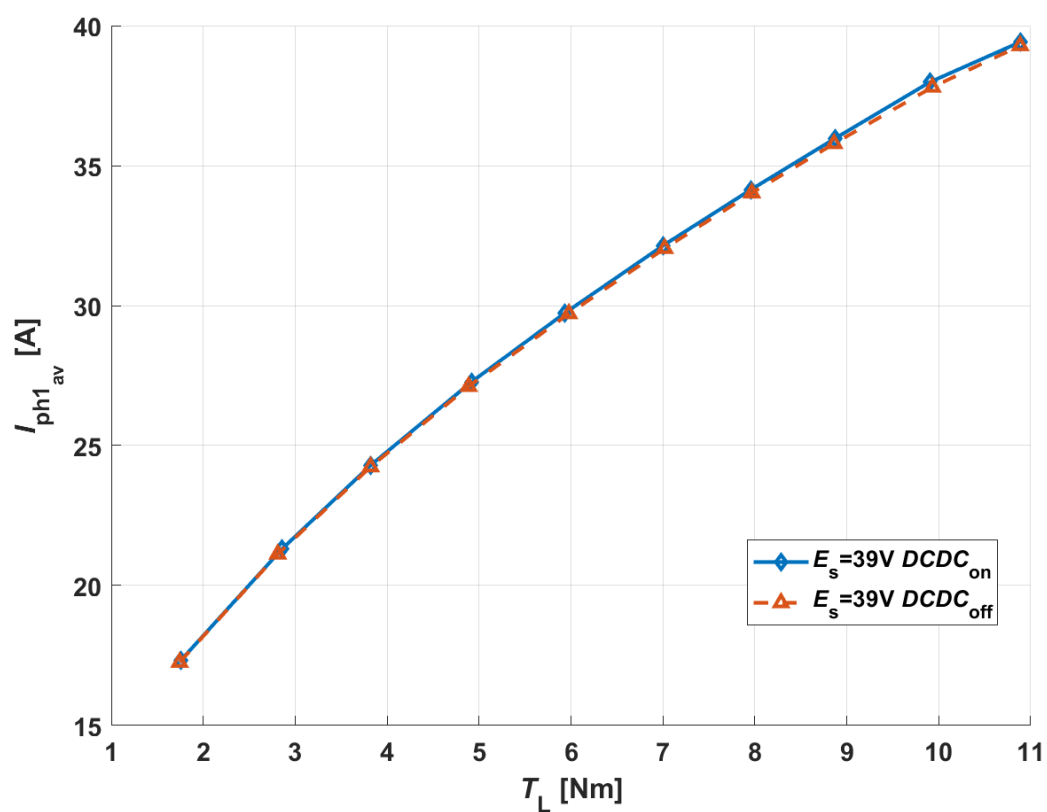
W celu zweryfikowania wpływu filtracji aktywnej na generowany moment elektromagnetyczny zebrano dane pozwalające na wykreślenie charakterystyk średniego prądu jednej z faz maszyny w funkcji momentu obciążenia, oraz charakterystyki amplitudy prądu jednej z faz maszyny w funkcji momentu obciążenia. Rysunki 7.9 i 7.10 przedstawiają wyniki pomiarów dla napięcia zasilania 49V, natomiast rysunki 7.11 i 7.12 dla obniżonego napięcia zasilania wynoszącego 39V.



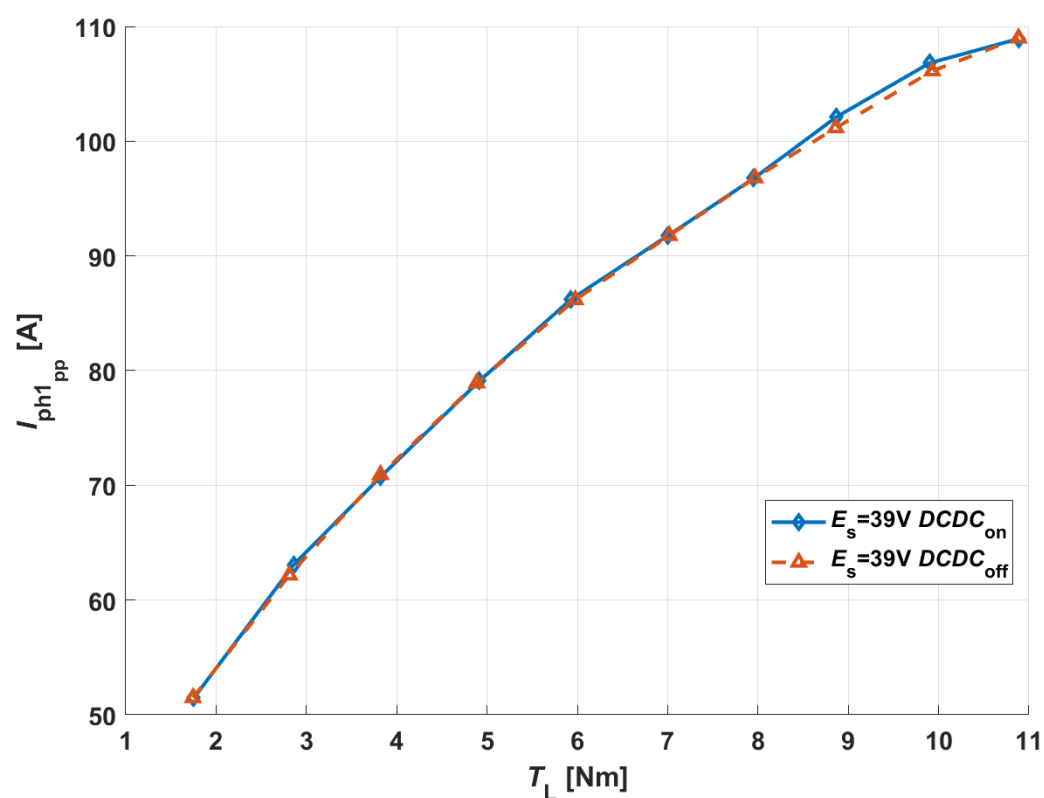
Rys. 7.9. Charakterystyki średniego prądu fazy w funkcji momentu obciążenia przy pracy jednopulsowej, przedziale zasilania faz $\theta_{dwell} = 21^\circ$ i napięciu zasilania $E_s = 49V$



Rys. 7.10. Charakterystyki amplitudy prądu fazy w funkcji momentu obciążenia przy pracy jednopulsowej, przedziale zasilania faz $\theta_{dwell} = 21^\circ$ i napięciu zasilania $E_s = 49V$

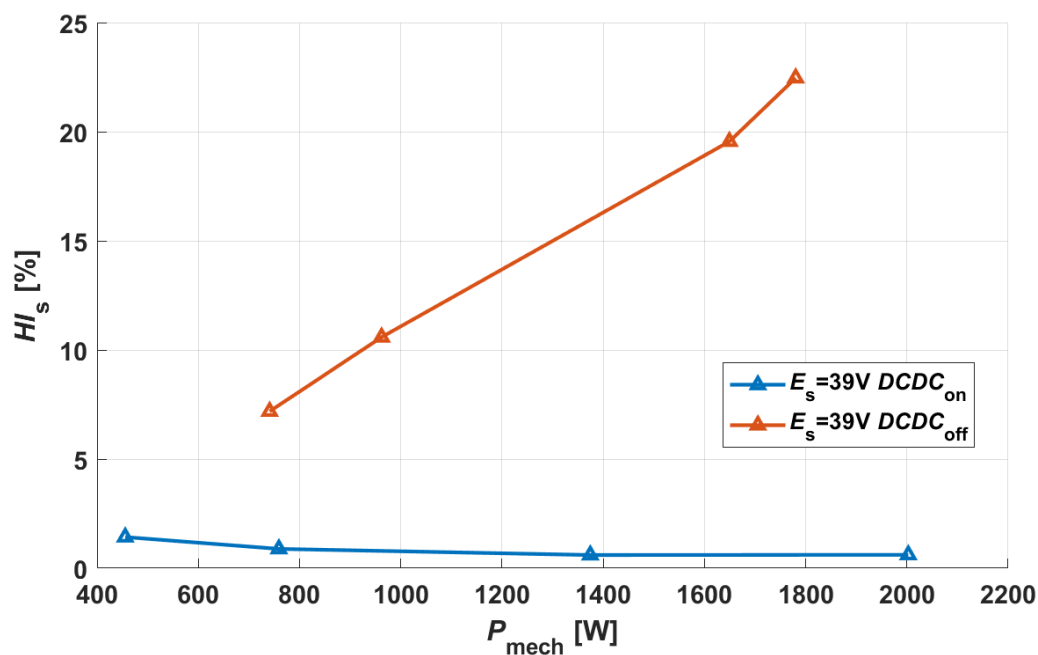


Rys. 7.11. Charakterystyki średniego prądu fazy w funkcji momentu obciążenia przy pracy jednopulsowej, przedziale zasilania faz $\theta_{dwell} = 21^\circ$ i napięciu zasilania $E_s = 39V$

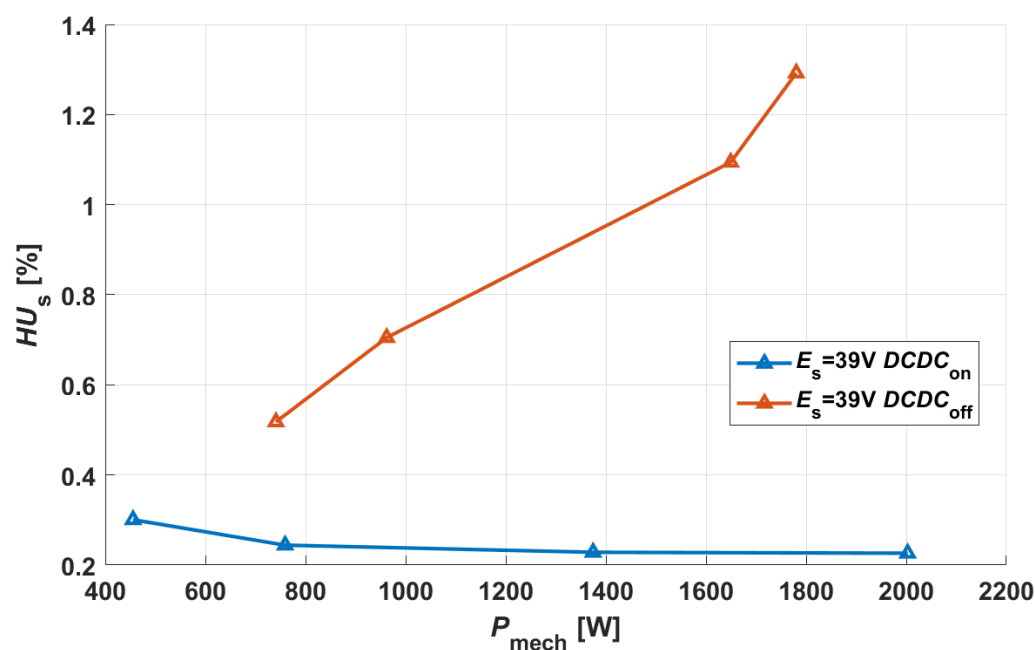


Rys. 7.12. Charakterystyki amplitudy prądu fazy w funkcji momentu obciążenia przy pracy jednopulsowej, przedziale zasilania faz $\theta_{dwell} = 21^\circ$ i napięciu zasilania $E_s = 39V$

Ostatnim elementem podlegającym badaniu przy pracy z sterowaniem jednopulsowym, został pomiar zawartości wyższych harmonicznych w prądzie i na napięciu źródła. Rysunek 7.13 przedstawia charakterystykę proponowanego współczynnika zawartości wyższych harmonicznych prądu źródła w funkcji mocy mechanicznej napędu, a rysunek 7.14 charakterystykę proponowanego współczynnika zawartości wyższych harmonicznych na napięciu źródła.



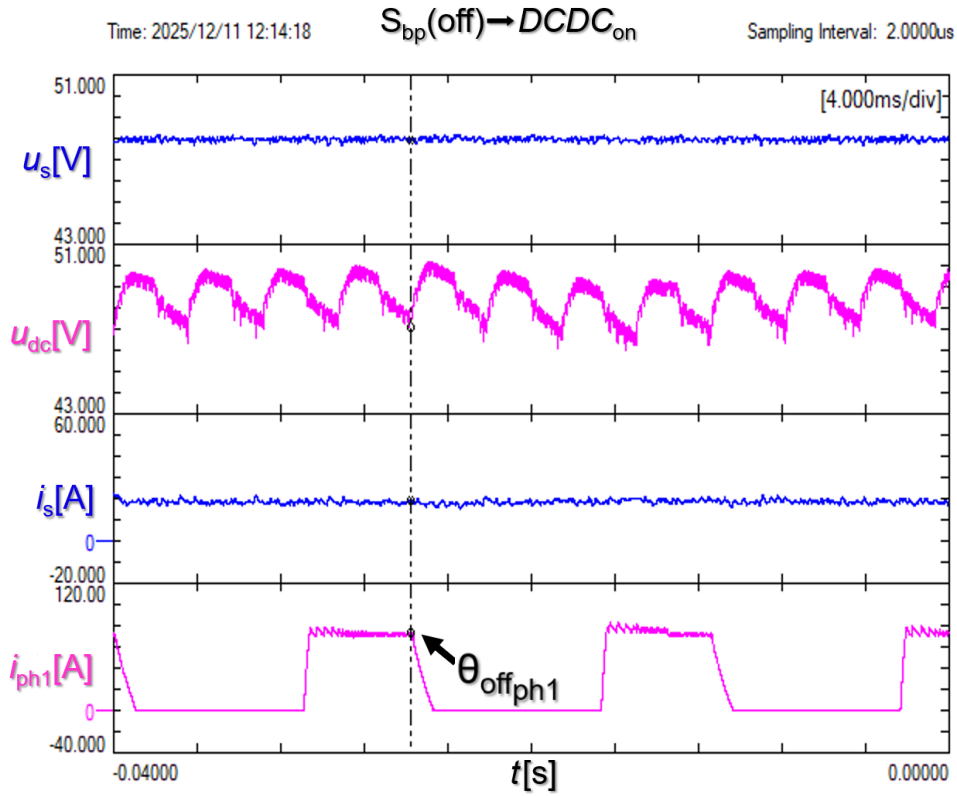
Rys. 7.13. Charakterystyki zawartości wyższych harmonicznych prądu źródła w funkcji mocy mechanicznej przy pracy jednopulsowej, przedziale zasilania faz $\theta_{dwell} = 21^\circ$ i napięciu zasilania $E_s = 39V$



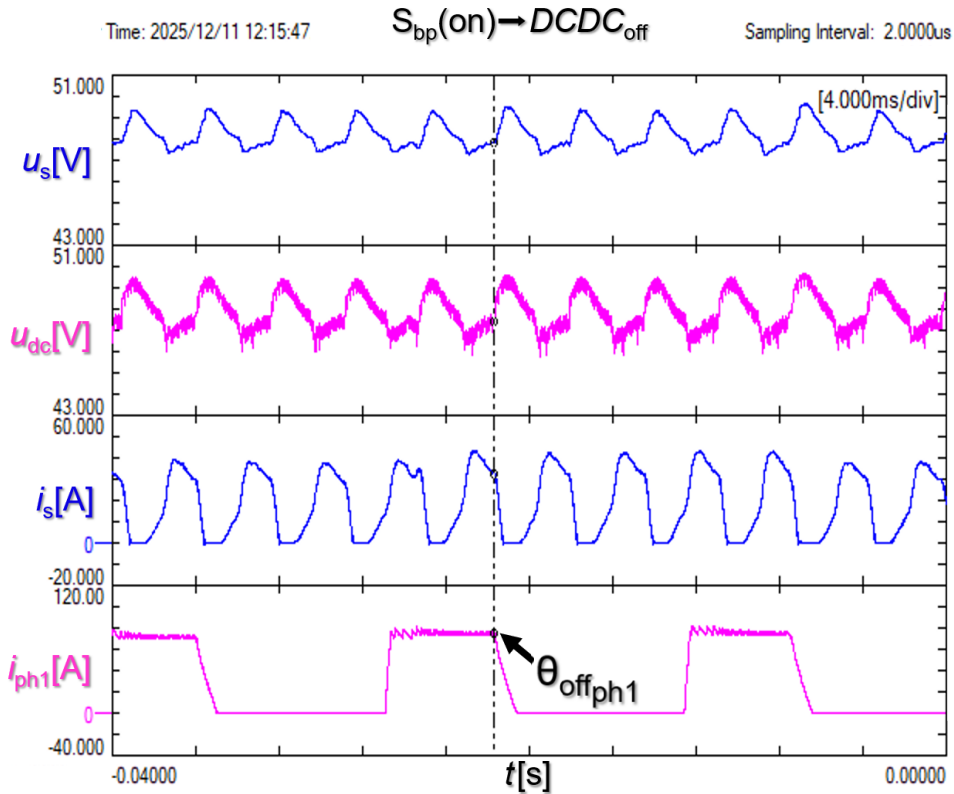
Rys. 7.14. Charakterystyki zawartości wyższych harmonicznych na napięciu źródła w funkcji mocy mechanicznej przy pracy jednopulsowej, przedziale zasilania faz $\theta_{dwell} = 21^\circ$ i napięciu zasilania $E_s = 39V$

7.3. Eksperymentalne wyniki badań proponowanej metody synchronizacji pracy przetwornicy prądu stałego z napędem reluktancyjnym przełączalnym przy ograniczonym prądzie fazowym

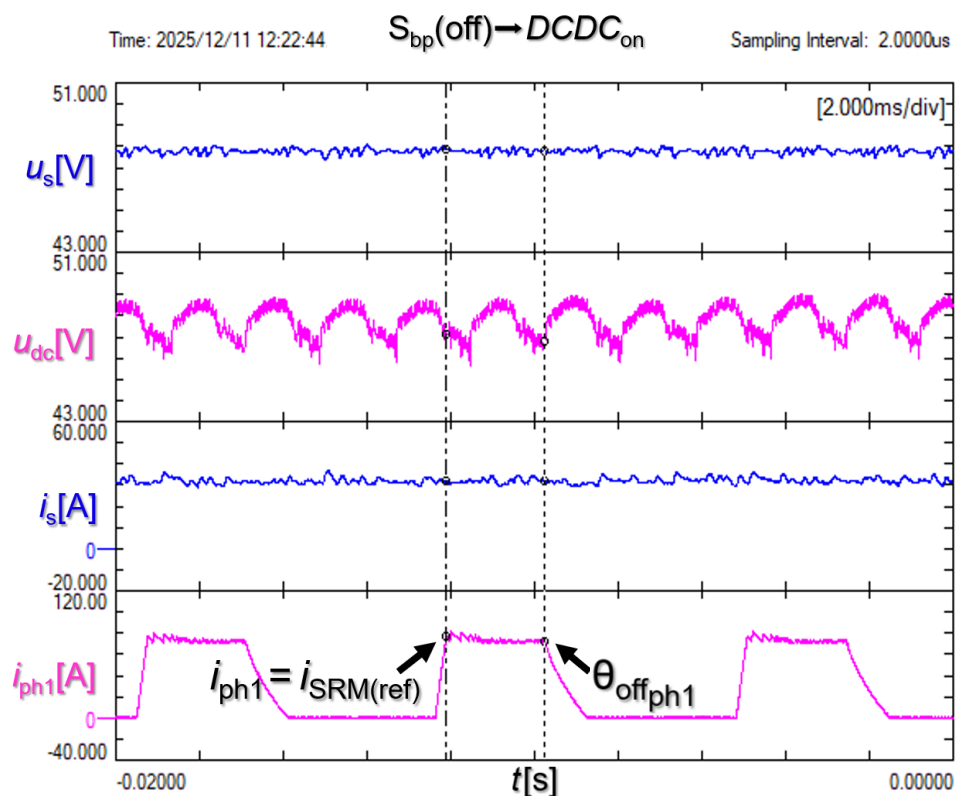
W celu zweryfikowania poprawności działania proponowanego rozwiązania filtracji aktywnej przy sterowaniu z ograniczeniem prądów faz maszyny SRM, autor wykonał szereg badań eksperymentalnych dla różnych napięć zasilających, które pozwoliły na wykreślenie charakterystyk mechanicznych oraz charakterystyk proponowanych współczynników kształtu i błędu w szerokim przedziale prędkości obrotowych dla kilku momentów obciążenia. Oscylogramy dla tych samych punktów pracy napędu przy momencie obciążenia $T_L=6\text{Nm}$ i prędkości obrotowej 700 obr/min dla włączonego filtra aktywnego przedstawia rysunek 7.15, natomiast bez filtracji aktywnej rysunek 7.16. Przypadki dla wyższej prędkości obrotowej, wynoszącej 1400 obr/min przedstawione są na rysunku 7.17 ($DCDC_{\text{on}}$) i rysunku 7.18 ($DCDC_{\text{off}}$).



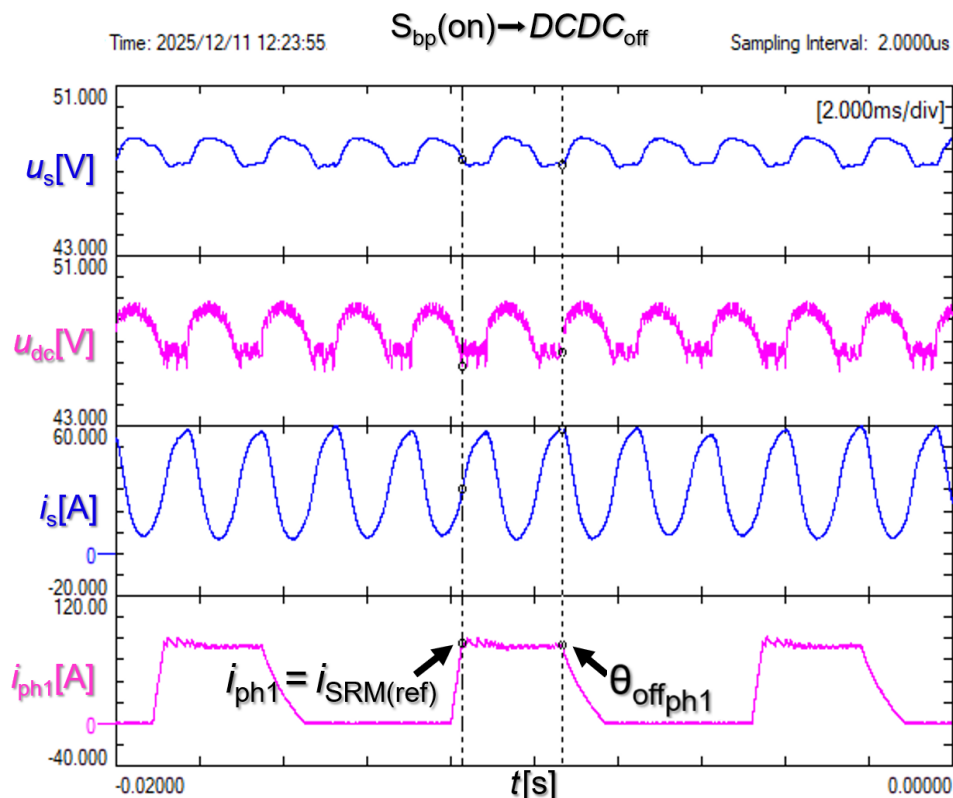
Rys. 7.15. Oscylogramy napięć na źródle u_s , napięć obwodu pośredniczącego u_{dc} , prądu źródła i_s i prądu fazy i_{ph1} z włączonym filtrem aktywnym, przedziałem kąta zasilania faz $\theta_{dwell} = 21^\circ$, kącie załączenia obliczanym za pomocą wzoru (5.2), momencie obciążenia $T_L = 6\text{Nm}$ i prędkości obrotowej $n = 700\text{ obr/min}$ dla pracy z ograniczeniem prądu faz



Rys. 7.16. Oscylogramy napięć na źródle u_s , napięć obwodu pośredniczącego u_{dc} , prądu źródła i_s i prądu fazy i_{ph1} z przedziałem kąta zasilania faz $\theta_{dwell} = 21^\circ$, kącie załączenia obliczanym za pomocą wzoru (5.2), momencie obciążenia $T_L = 6\text{Nm}$ i prędkości obrotowej $n = 700\text{ obr/min}$ dla pracy z ograniczeniem prądu faz bez filtracji aktywnej prądu źródła

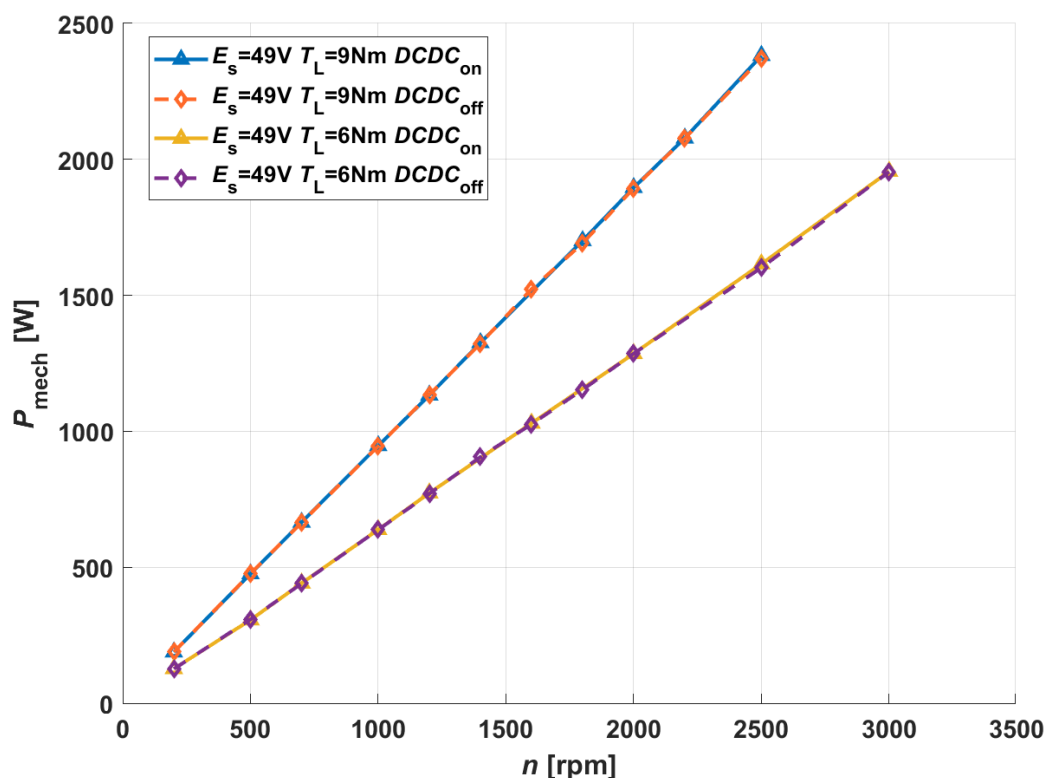


Rys. 7.17. Oscylogramy napięcia na źródle u_s , napięcia obwodu pośredniczącego u_{dc} , prądu źródła i_s i prądu fazy i_{ph1} z włączonym filtrem aktywnym, przedziałem kąta zasilania faz $\theta_{dwell} = 21^\circ$, kącie załączenia obliczanym za pomocą wzoru (5.2), momencie obciążenia $T_L = 6\text{Nm}$ i prędkości obrotowej $n = 1400\text{ obr/min}$ dla pracy z ograniczeniem prądu faz

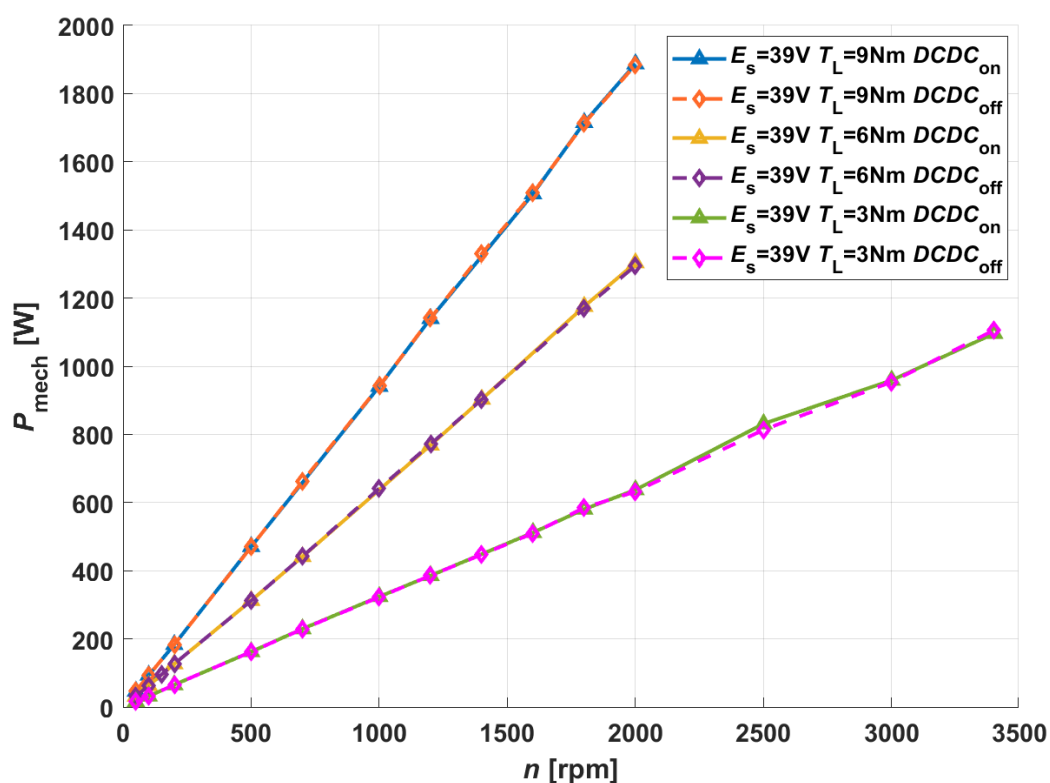


Rys. 7.18. Oscylogramy napięcia na źródle u_s , napięcia obwodu pośredniczącego u_{dc} , prądu źródła i_s i prądu fazy i_{ph1} z przedziałem kąta zasilania faz $\theta_{dwell} = 21^\circ$, kącie załączenia obliczanym za pomocą wzoru (5.2), momencie obciążenia $T_L = 6\text{Nm}$ i prędkości obrotowej $n = 1400\text{ obr/min}$ dla pracy z ograniczeniem prądu faz bez filtracji aktywnej prądu źródła

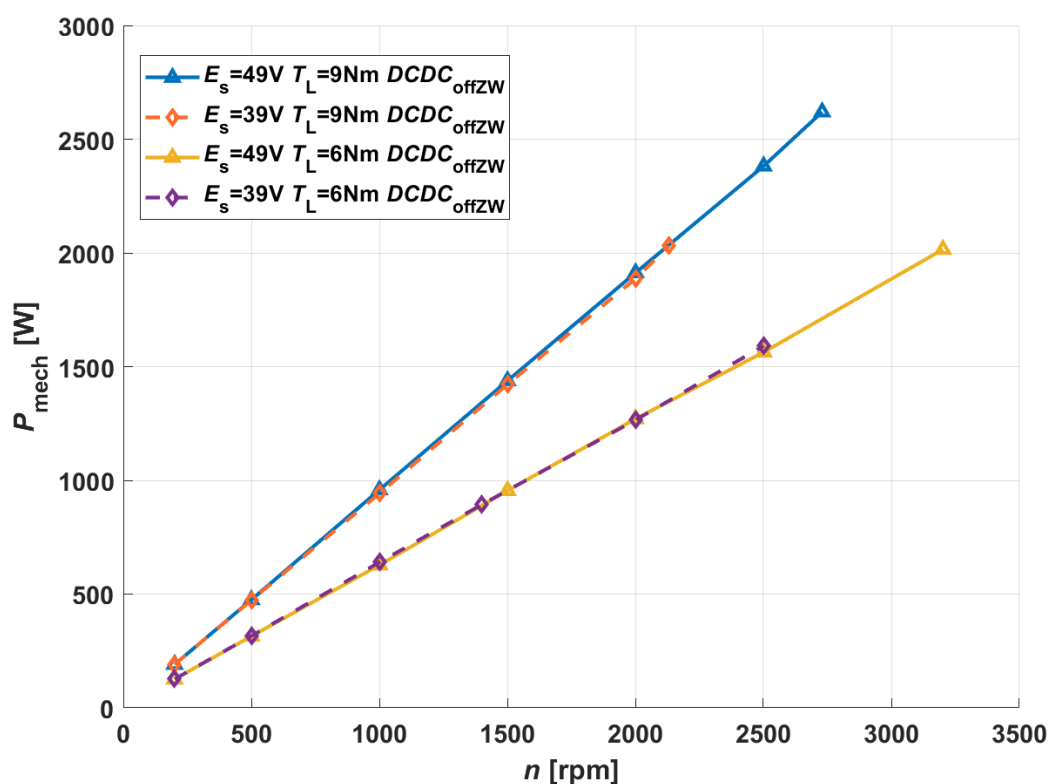
Rysunek 7.19 przedstawia charakterystykę mocy mechanicznej w funkcji prędkości obrotowej analizowanych punktów pracy napędu dla włączonej filtracji aktywnej i wyłączonej za pomocą obejścia poprzez zamknięcie łącznika S_{bp} przy napięciu zasilania 49V, natomiast rysunek 7.20 przedstawia tę charakterystykę przy obniżonym napięciu zasilania do 39V. Wyniki przedstawiające omawianą charakterystykę dla wyłączonej filtracji aktywnej poprzez zastosowanie zwory ZW przedstawia rysunek 7.21.



Rys. 7.19. Charakterystyki mocy mechanicznej w funkcji prędkości obrotowej przy sterowaniu z ograniczeniem prądu faz, przedziale zasilania faz $\theta_{dwell} = 21^\circ$ i napięciu zasilania $E_s = 49V$ dla włączonej filtracji aktywnej – $DCDC_{on}$ i wyłączonej poprzez załączenie łącznika S_{bp} – $DCDC_{off}$

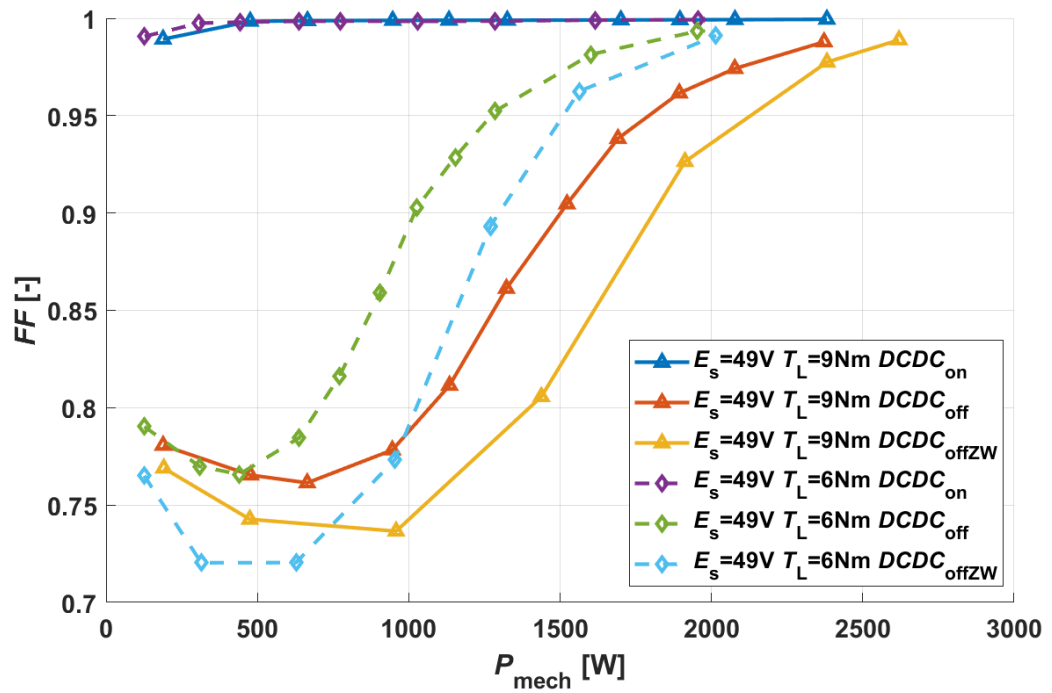


Rys. 7.20. Charakterystyki mocy mechanicznej w funkcji prędkości obrotowej przy sterowaniu z ograniczeniem prądu faz, przedziale zasilania faz $\theta_{\text{dwell}} = 21^\circ$ i napięciu zasilania $E_s = 39V$ dla włączonej filtracji aktywnej – $DCDC_{\text{on}}$ i wyłączonej poprzez załączenie łącznika S_{bp} – $DCDC_{\text{off}}$

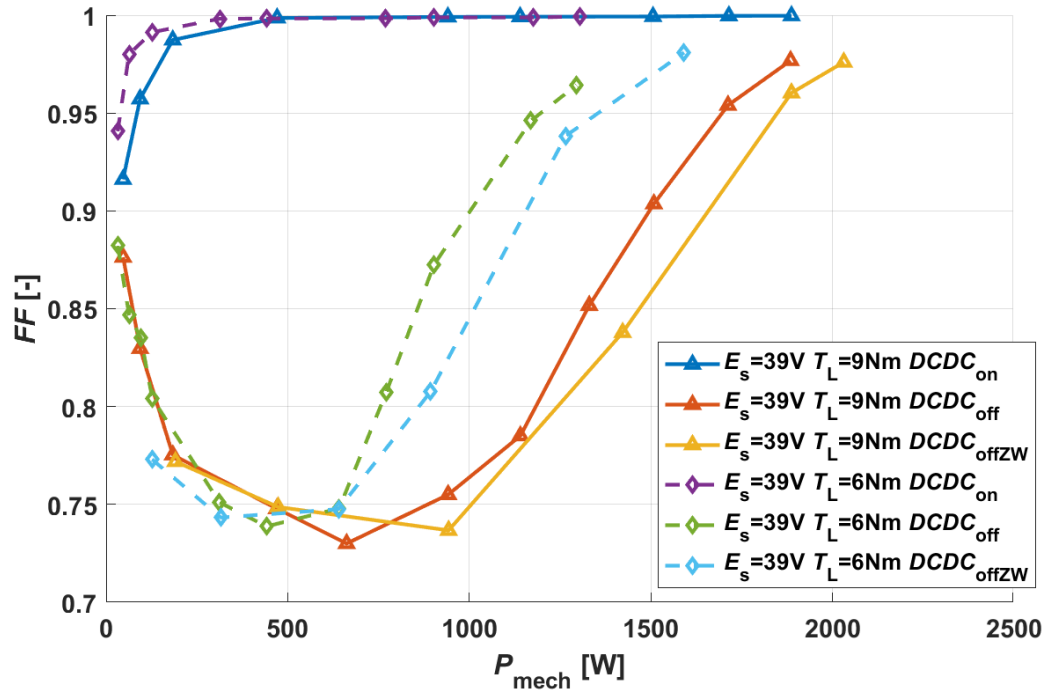


Rys. 7.21. Charakterystyki mocy mechanicznej w funkcji prędkości obrotowej przy sterowaniu z ograniczeniem prądu faz i przedziale zasilania faz $\theta_{\text{dwell}} = 21^\circ$ dla wyłączonej filtracji aktywnej poprzez zastosowanie zwory ZW – $DCDC_{\text{offZW}}$

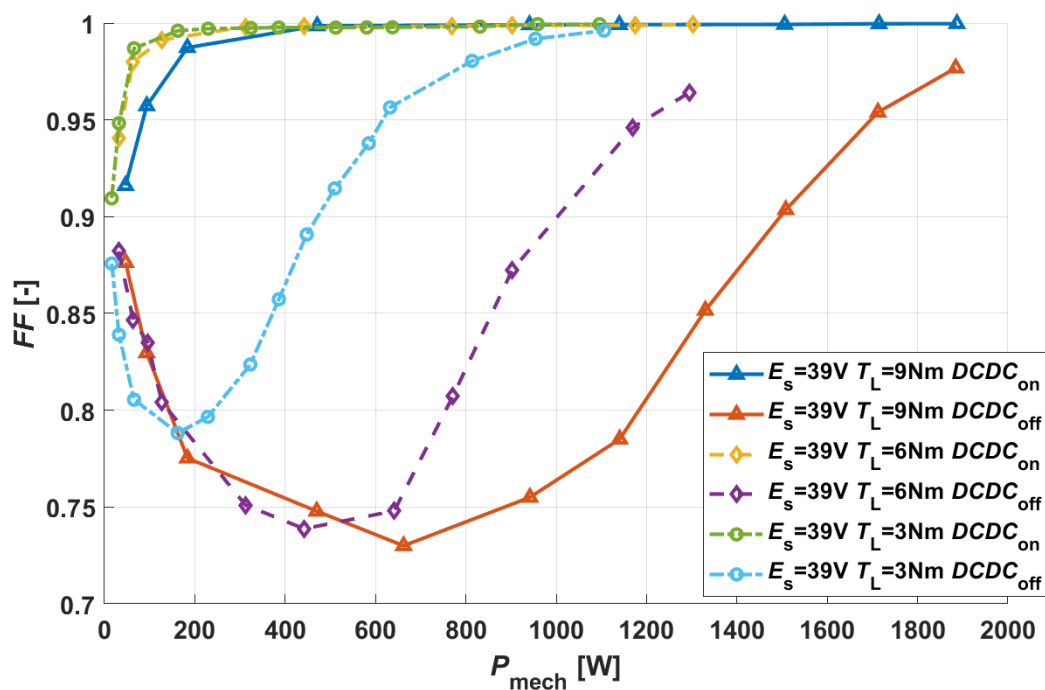
Rysunki 7.22, 7.23 i 7.24 przedstawiają charakterystyki proponowanego współczynnika kształtu w funkcji mocy mechanicznej napędu. Rysunek 7.22 dla napięcia zasilania 49V, natomiast rysunek 7.23 i 7.24 dla napięcia 39V. Rysunki 7.22 i 7.23 zawierają zestawienie wyników dla dwóch różnych rezystancji obwodu zasilania bez filtracji aktywnej i dla pracy z filtracją aktywną przy dwóch różnych momentach obciążenia. Rysunek 7.24 zawiera zestawienie wyników dla trzech momentów obciążenia, wykonanych przy jednej rezystancji obwodu zasilania.



Rys. 7.22. Charakterystyki współczynnika kształtu w funkcji mocy mechanicznej przy pracy z ograniczeniem prądu faz, przedziale zasilania faz $\theta_{\text{dwell}} = 21^\circ$ i napięciu zasilania $E_s = 49\text{V}$ dla włączonej filtracji aktywnej – $DCDC_{\text{on}}$, wyłączonej poprzez załączenie łącznika S_{bp} – $DCDC_{\text{off}}$ oraz wyłączonej poprzez zastosowanie zwory ZW – $DCDC_{\text{offZW}}$

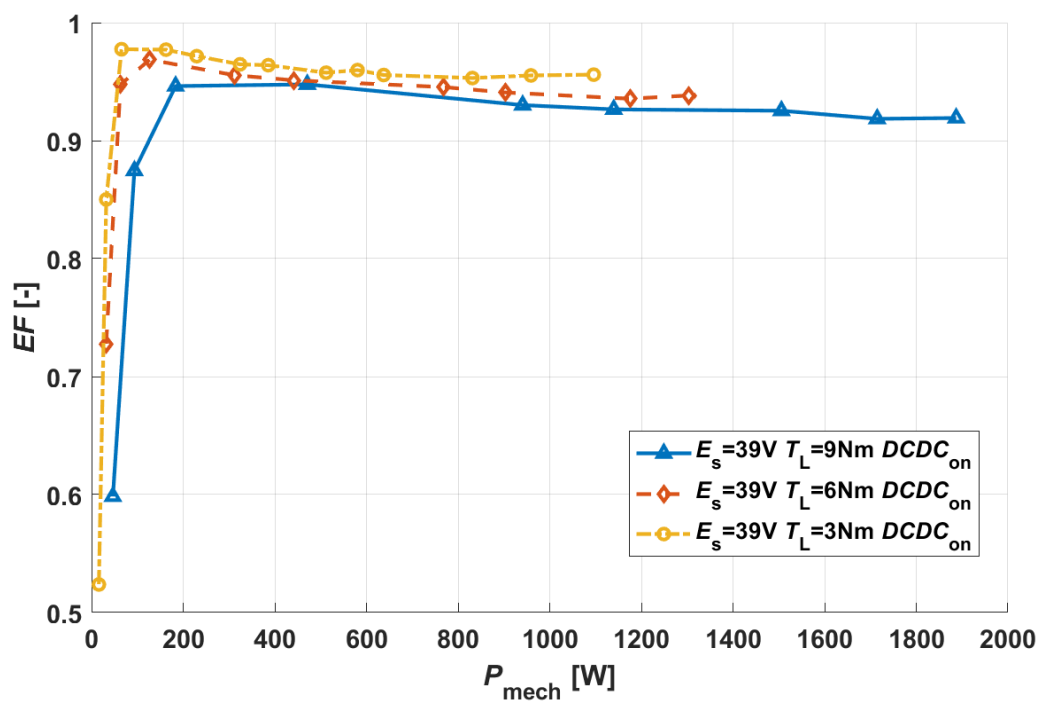


Rys. 7.23. Charakterystyki współczynnika kształtu w funkcji mocy mechanicznej przy pracy z ograniczeniem prądu faz, przedziale zasilania faz $\theta_{\text{dwell}} = 21^\circ$ i napięciu zasilania $E_s = 39\text{V}$ dla włączonej filtracji aktywnej – $DCDC_{\text{on}}$, wyłączonej poprzez załączenie łącznika S_{bp} – $DCDC_{\text{off}}$ oraz wyłączonej poprzez zastosowanie zwory ZW – $DCDC_{\text{offZW}}$



Rys. 7.24. Charakterystyki współczynnika kształtu w funkcji mocy mechanicznej przy pracy z ograniczeniem prądu faz, przedziale zasilania faz $\theta_{dwell} = 21^\circ$ i napięciu zasilania $E_s = 39V$ dla włączonej filtracji aktywnej – $DCDC_{on}$ i wyłączonej poprzez załączenie łącznika S_{bp} – $DCDC_{off}$

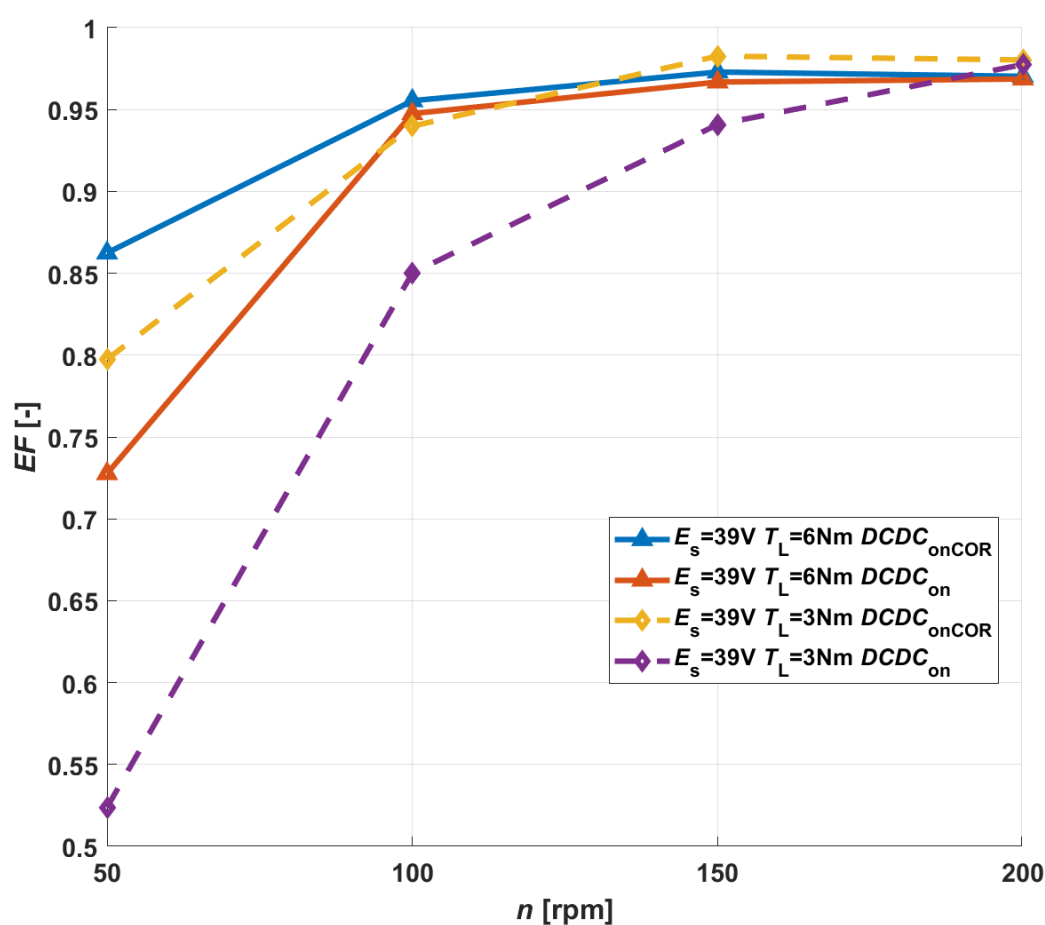
Rysunek 7.25 przedstawia charakterystyki współczynnika błędu w funkcji mocy mechanicznej dla przypadków przedstawionych na rysunku 7.24.



Rys. 7.25. Charakterystyki współczynnika błędów w funkcji mocy mechanicznej przy pracy z ograniczeniem prądu faz, przedziale zasilania faz $\theta_{dwell} = 21^\circ$ i napięciu zasilania $E_s = 39V$

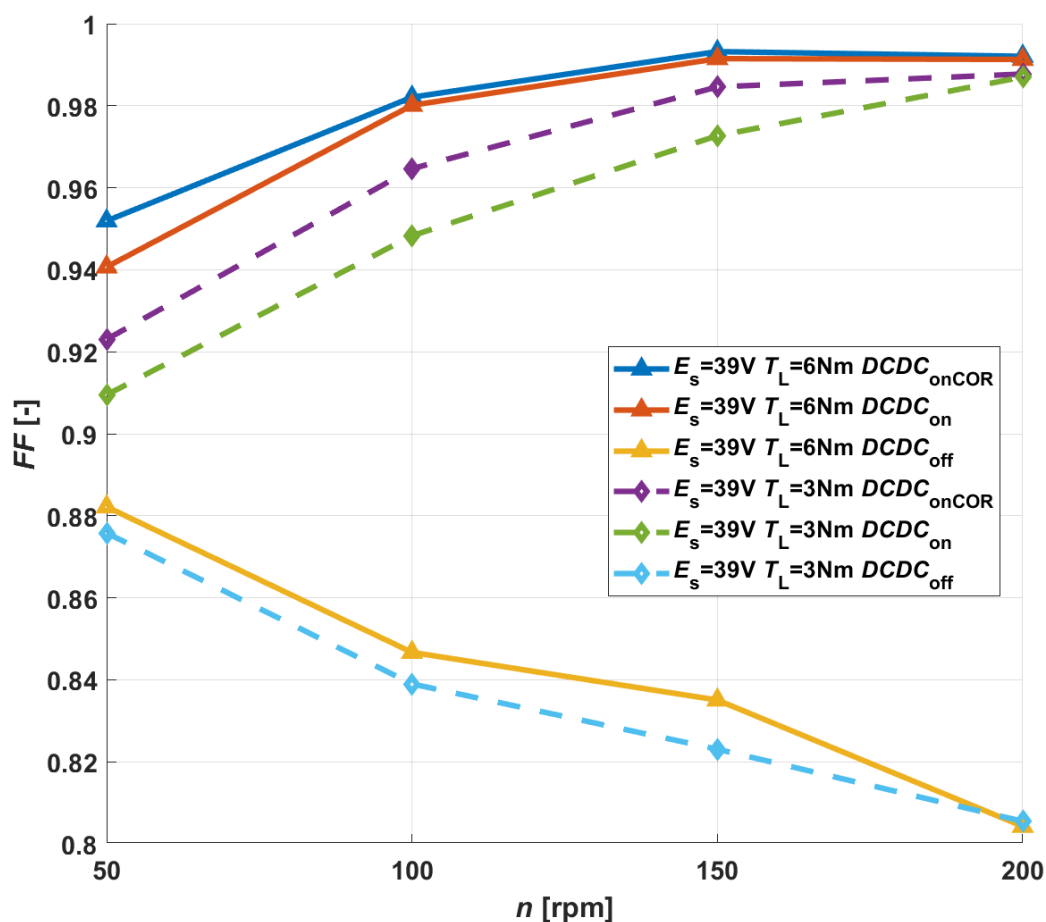
7.4. Eksperymentalne wyniki badań skorygowanej proponowanej metody synchronizacji pracy przetwornicy prądu stałego z napędem reluktancyjnym przełączalnym

W celu weryfikacji propozycji korekcji proponowanej metody filtracji aktywnej dla przedziału bardzo niskich prędkości obrotowych, autor wykonał szereg badań eksperymentalnych, które pozwoliły wykreślić charakterystyki współczynników kształtu i błędu dla kilku momentów obciążenia. Rysunek 7.26 przedstawia porównanie charakterystyk współczynnika błędu dla pracy proponowanego systemu filtracji z starą i skorygowaną metodą synchronizacji sprzężenia zwrotnego dla regulatora referencyjnego prądu źródła.



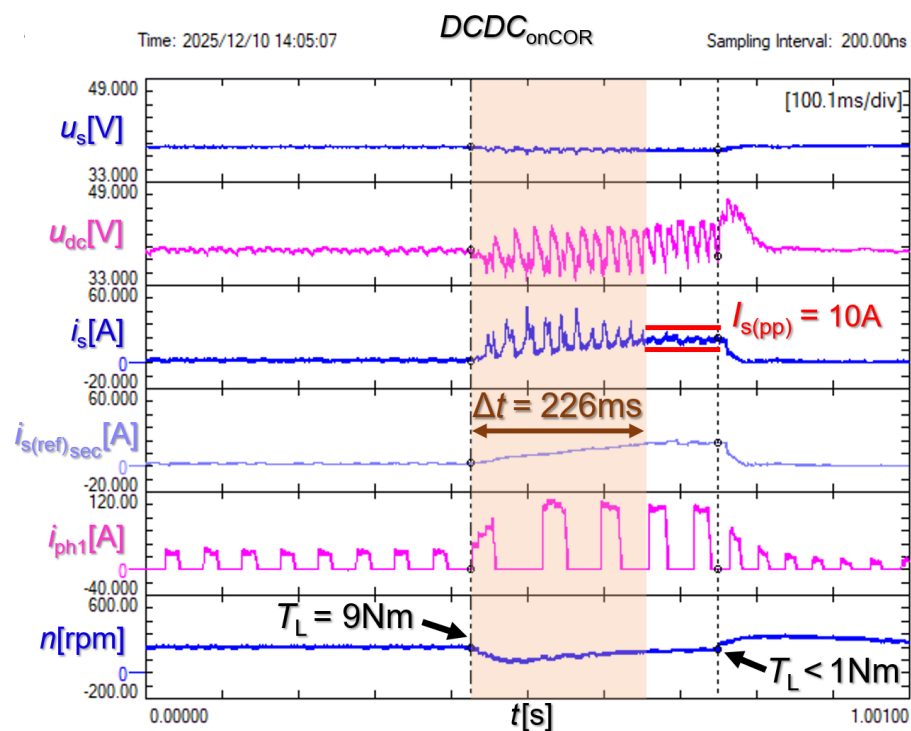
Rys. 7.26. Charakterystyki współczynnika błędu w funkcji prędkości obrotowej przy pracy jednopulsowej i przedziale zasilania faz $\theta_{dwell} = 21^\circ$ dla pierwotnego rozwiązania filtracji aktywnej – $DCDC_{on}$ i skorygowanego rozwiązania – $DCDC_{onCOR}$

Następnymi charakterystykami jakie zostały wykreślone są charakterystyki współczynnika kształtu. Na rysunku 7.27 oprócz odpowiadającym punktom pracy z rysunku 7.26 charakterystyką kształtu, są również odpowiadające im charakterystyki kształtu dla układu zasilania z wyłączoną filtracją aktywną.

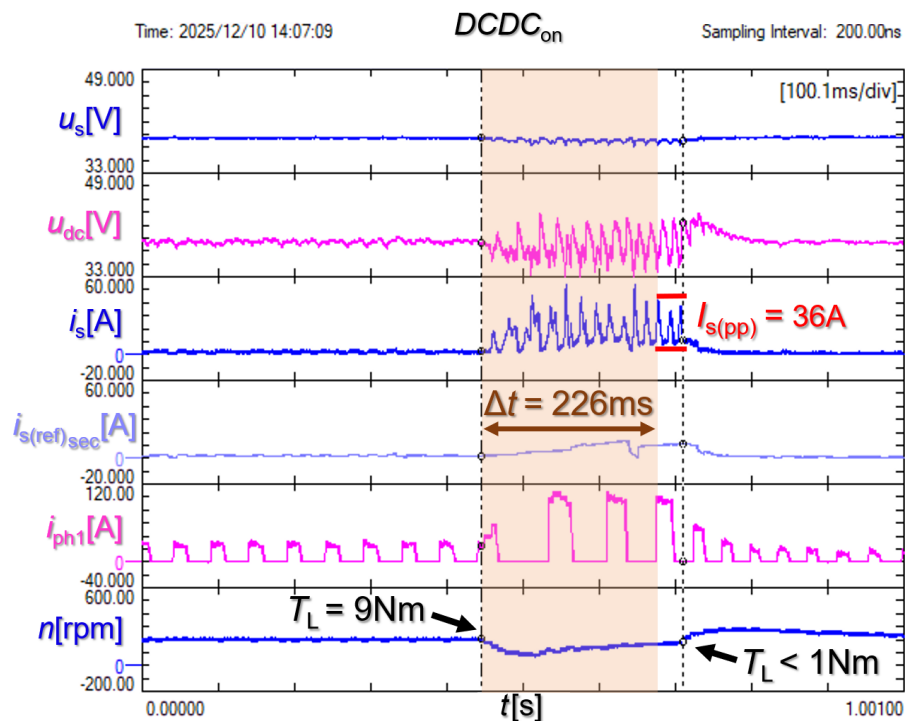


Rys. 7.27. Charakterystyki współczynnika kształtu w funkcji prędkości obrotowej przy pracy jednopulsowej i przedziale zasilania faz $\theta_{dwell} = 21^\circ$ dla pierwotnego rozwiązania filtracji aktywnej – $DCDC_{on}$, skorygowanego rozwiązania – $DCDC_{onCOR}$ i wyłączonej filtracji aktywnej poprzez załączenie łącznika S_{bp} – $DCDC_{off}$

W celu porównania odpowiedzi systemu na stany dynamiczne, zarejestrowano oscylogramy stanu przejściowego, skokowego załączenia momentu obciążenia wynoszącego 9Nm na czas około 0.3 sekundy, dla przypadku skorygowanej metody synchronizacji filtra aktywnego (Rys. 7.28) i dla poprzedniego rozwiązania (Rys. 7.29).



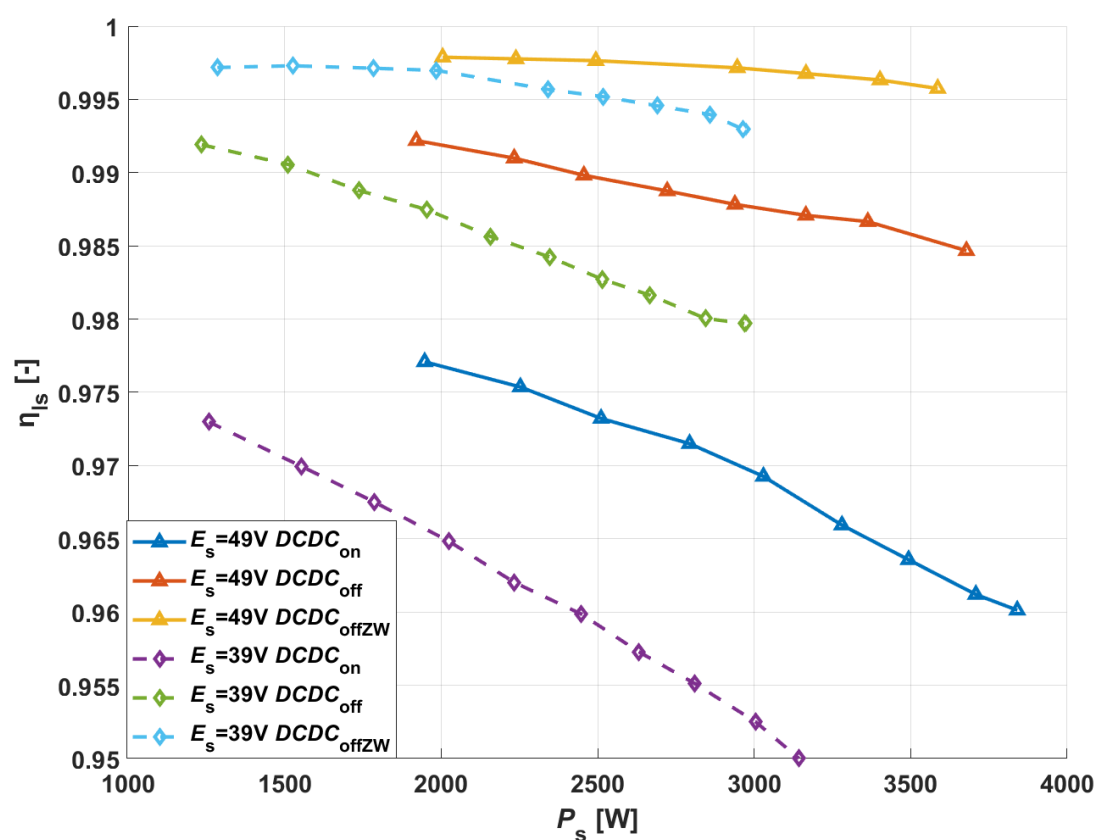
Rys. 7.28. Oscylogramy prędkości obrotowej n , napięcia na źródle u_s , napięcia obwodu pośredniczącego u_{dc} , prądu źródła i_s , referencyjnego prądu źródła $i_{s(ref)sec}$, prądu fazy i_{ph1} napędu pracującego z ograniczeniem prądu faz i filtracją aktywną synchronizowaną według skorygowanej metody, przedziałem kąta zasilania faz $\theta_{dwell} = 21^\circ$, kącie załączenia obliczanym za pomocą wzoru (5.2) i referencyjnej prędkości obrotowej $n_{ref} = 200$ obr/min podczas skokowego załączenia momentu obciążenia T_L wynoszącego 9Nm



Rys. 7.29. Oscylogramy prędkości obrotowej n , napięcia na źródle u_s , napięcia obwodu pośredniczącego u_{dc} , prądu źródła i_s , referencyjnego prądu źródła $i_{s(ref)sec}$, prądu fazy i_{ph1} napędu pracującego z ograniczeniem prądu faz i filtracją aktywną synchronizowaną według starej metody, przedziałem kąta zasilania faz $\theta_{dwell} = 21^\circ$, kącie załączenia obliczanym za pomocą wzoru (5.2) i referencyjnej prędkości obrotowej $n_{ref} = 200$ obr/min podczas skokowego załączenia momentu obciążenia T_L wynoszącego 9Nm

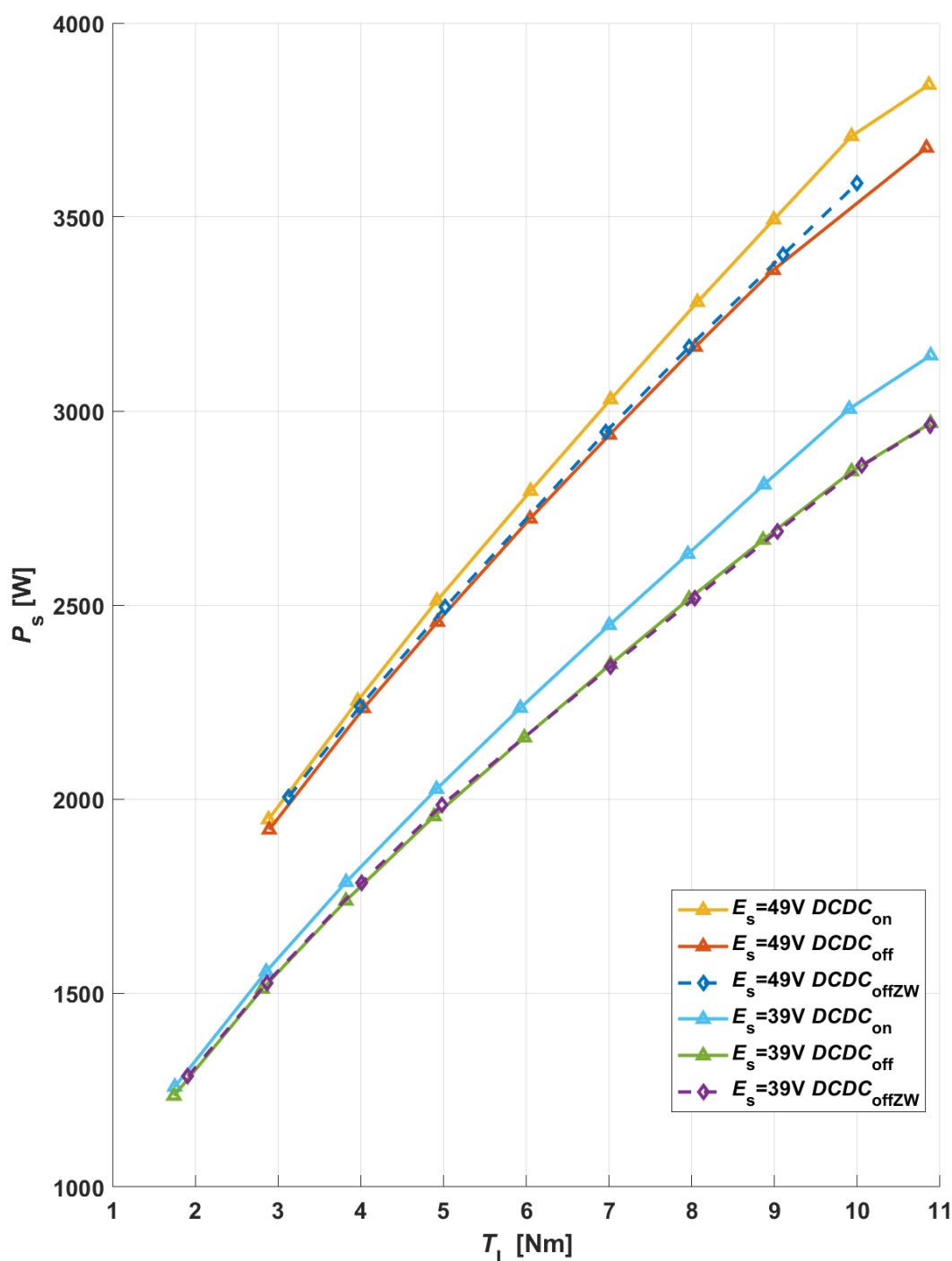
7.5. Bilans strat filtra aktywnego pracującego z proponowaną metodą sterowania

W celu zbadania wpływu proponowanej filtracji aktywnej na sprawność napędu autor wykonał szereg badań eksperymentalnych pozwalających na wykreślenie charakterystyk sprawności całego napędu z filtracją aktywną i bez niej, oraz wykreślenie charakterystyki sprawności zaprojektowanej i zbudowanej przez autora przetwornicy prądu stałego. Dodatkowo autor sprawdził jak na sprawność napędu wpływa dodanie składowanej stałej do napięcia obwodu pośredniczącego. Rysunek 7.30 przedstawia charakterystykę sprawności obwodu zasilającego falownik SRM z włączonym filtrem aktywnym, z pominięciem filtracji aktywnej, oraz z zworą ZW przy pracy napędu z sterowaniem jednopulsowym.



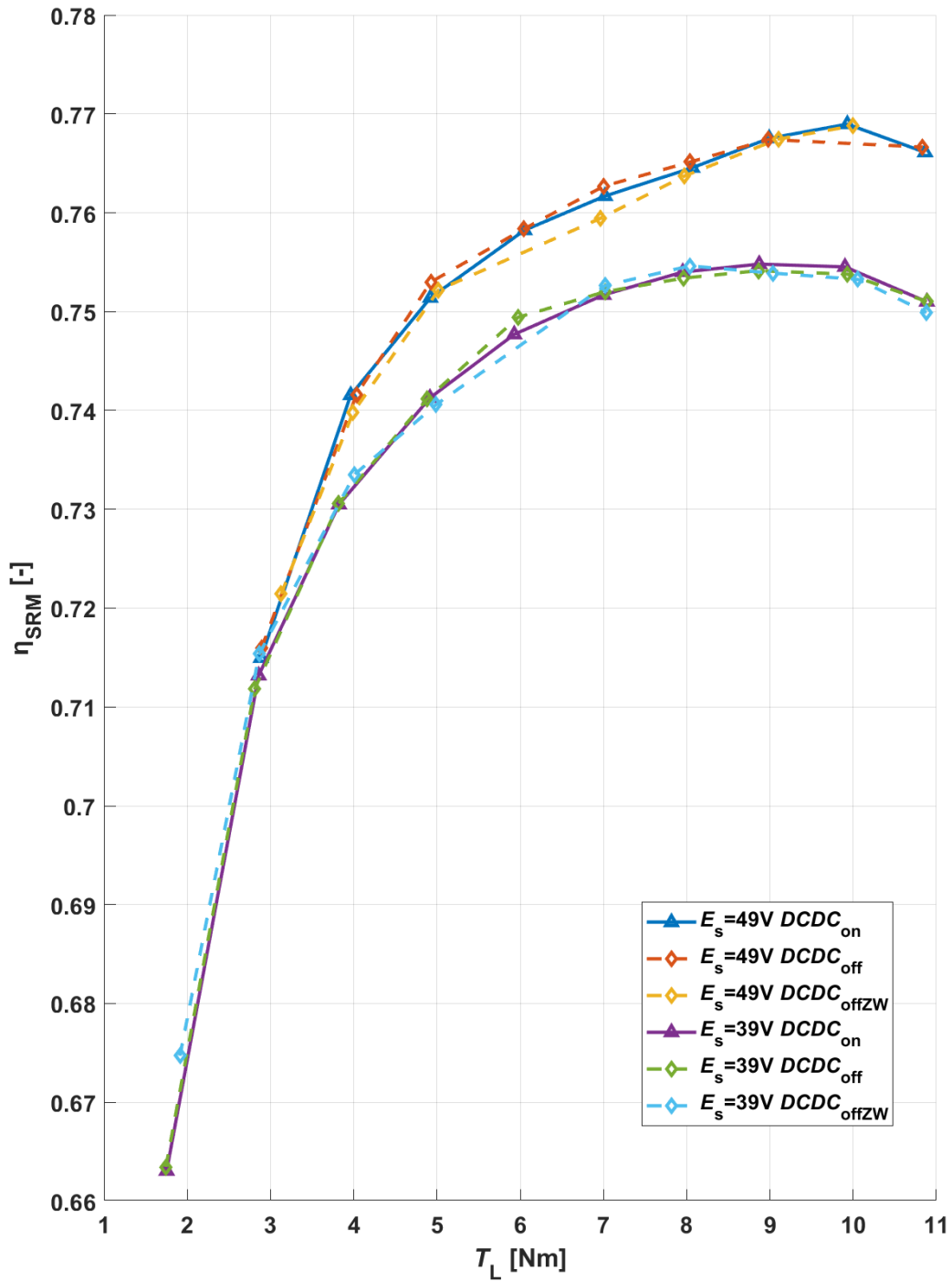
Rys. 7.30. Charakterystyki sprawności obwodu zasilającego w funkcji mocy źródła przy pracy jednopulsowej i przedziale zasilania faz $\theta_{dwell} = 21^\circ$ dla włączonej filtracji aktywnej – $DCDC_{on}$, wyłączonej poprzez załączenie łącznika S_{bp} – $DCDC_{off}$ oraz wyłączonej poprzez zastosowanie zwory ZW – $DCDC_{offZW}$

W celu odniesienia się do przedziału pracy napędu podczas badań eksperymentalnych w wyniku których uzyskano charakterystyki przedstawione na rysunku 7.30, przygotowano charakterystyki mocy źródła w funkcji momentu obciążenia, które przedstawia rysunek 7.31.



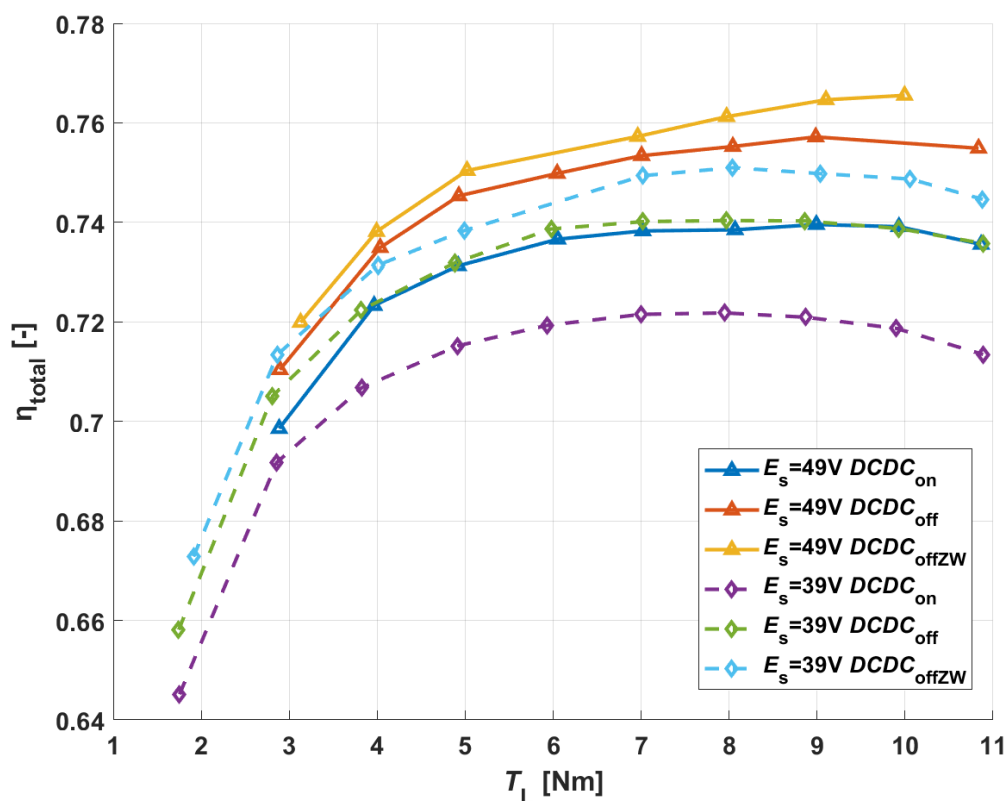
Rys. 7.31. Charakterystyki mocy źródła w funkcji momentu obciążenia przy pracy jednopulsowej i przedziale zasilania faz $\theta_{\text{dwell}} = 21^\circ$ dla włączonej filtracji aktywnej – $DCDC_{\text{on}}$, wyłączonej poprzez załączenie łącznika S_{bp} – $DCDC_{\text{off}}$ oraz wyłączonej poprzez zastosowanie zwory ZW – $DCDC_{\text{offZW}}$

W celu zweryfikowania wpływu filtracji aktywnej na rysunku 7.32 przedstawiono charakterystyki sprawności zespołu maszyny SRM z falownikiem w funkcji momentu obciążenia, które dla wariantów z tym samym napięciem źródła.

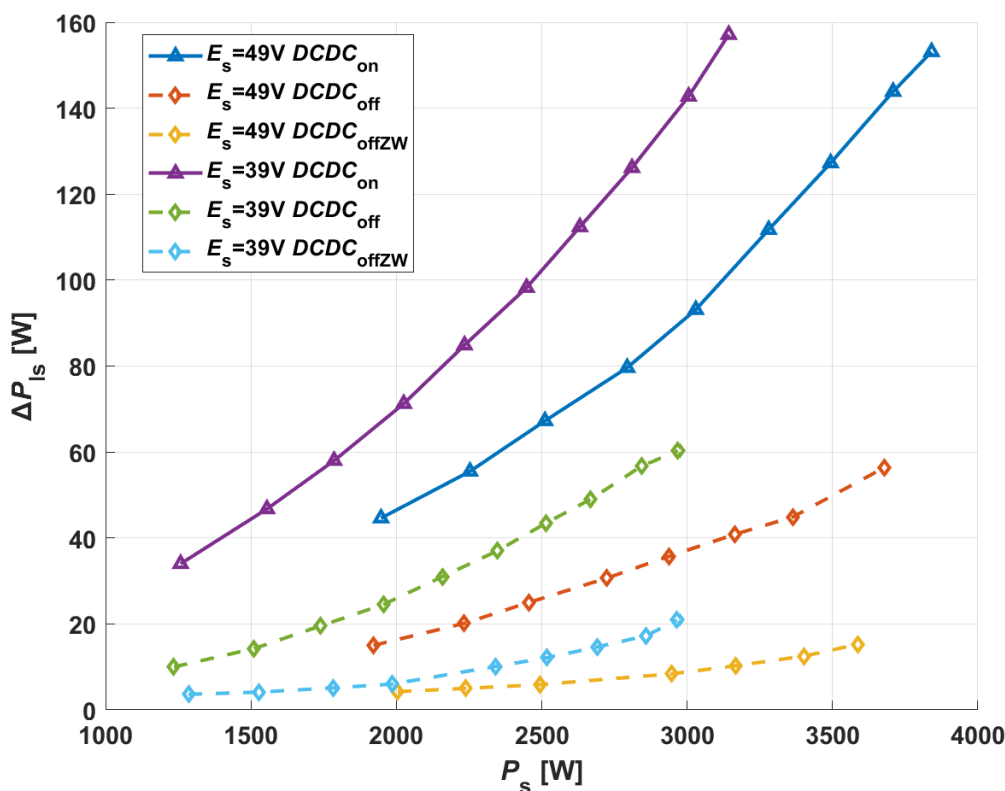


Rys. 7.32. Charakterystyki sprawności zespołu maszyny SRM z falownikiem w funkcji momentu obciążenia przy pracy jednopulsowej i przedziale zasilania faz $\theta_{dwell} = 21^\circ$ dla włączonej filtracji aktywnej – $DCDC_{on}$, wyłączonej poprzez załączenie łącznika S_{bp} – $DCDC_{off}$ oraz wyłączonej poprzez zastosowanie zwory ZW – $DCDC_{offZW}$

Dotąd przedstawione dane pozwoliły na wykreślenie charakterystyk sprawności napędu z uwzględnieniem obwodu zasilającego, co przedstawiono na rysunku 7.33, oraz charakterystyk strat mocy w obwodzie zasilania w funkcji mocy źródła, przedstawionych na rysunku 7.34.



Rys. 7.33. Charakterystyki sprawności napędu z uwzględnieniem obwodu zasilania w funkcji momentu obciążenia przy pracy jednopulsowej i przedziale zasilania faz $\theta_{dwell} = 21^\circ$ dla włączonej filtracji aktywnej – $DCDC_{on}$, wyłączonej poprzez załączenie łącznika S_{bp} – $DCDC_{off}$ oraz wyłączonej poprzez zastosowanie zwory ZW – $DCDC_{offZW}$

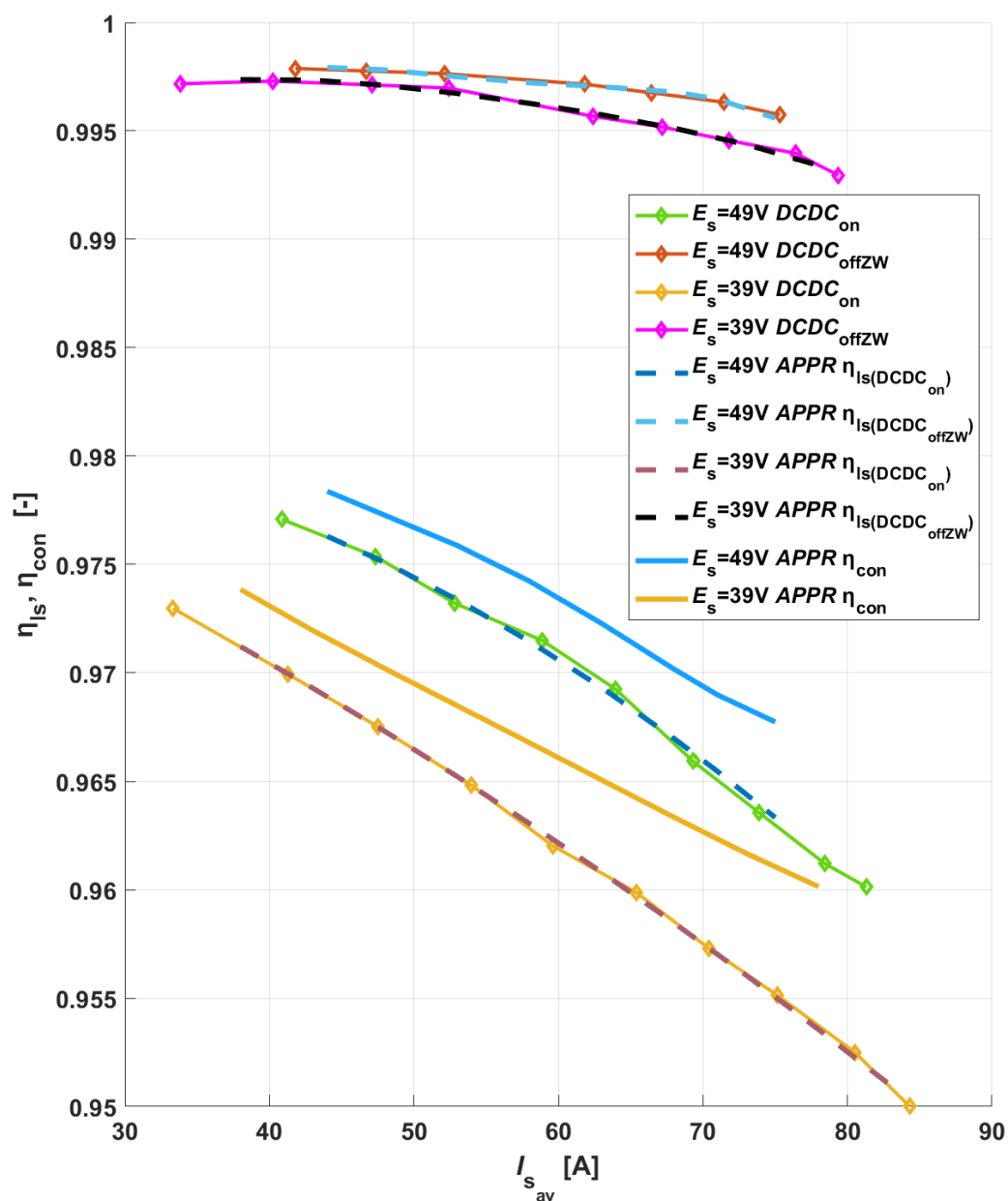


Rys. 7.34. Charakterystyki strat mocy obwodu zasilania w funkcji mocy źródła przy pracy jednopulsowej i przedziale zasilania faz $\theta_{dwell} = 21^\circ$ dla włączonej filtracji aktywnej – $DCDC_{on}$, wyłączonej poprzez załączenie łącznika S_{bp} – $DCDC_{off}$ oraz wyłączonej poprzez zastosowanie zwory ZW – $DCDC_{offZW}$

W kolejnym kroku została określona sprawność zbudowanej przetwornicy filtracyjnej η_{con} . W tym celu autor uwzględnił w sprawności obwodu zasilającego z włączoną filtracją aktywną, ubytek sprawności na rezystancji obwodu z zastosowaną zworą ZW, co zdefiniował wzorem (7.51).

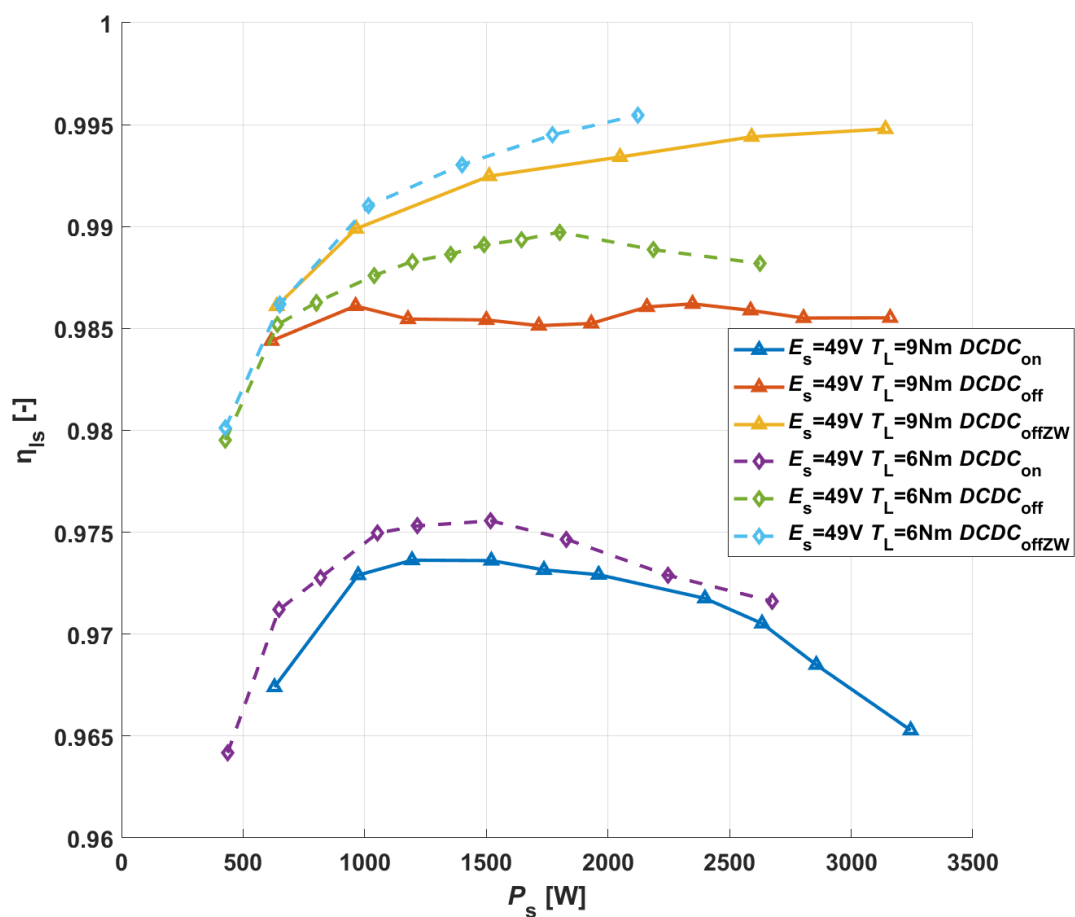
$$\eta_{con} = \eta_{ls(DCDC_{on})} + 1 - \eta_{ls(DCDC_{offZW})} \quad (7.51)$$

Jako że punkty pracy napędu dla charakterystyk z włączoną filtracją aktywną i z zastosowaną zworą ZW nie są takie same, nie można wprost zastosować równania (7.51) na punktach pomiarowych uzyskanych w wyniku eksperymentu. Aby rozwiązać zaistniały problem, autor wykreślił aproksymowane charakterystyki sprawności dla omawianych przypadków, za pomocą narzędzia wielomianowej linii trendu na podstawie punktów pomiarowych pochodzących z eksperymentu. Rysunki 7.35 i 7.36 przedstawiają opisane linie trendu wraz z odpowiadającymi im charakterystykami, oraz wykreślone dzięki nim charakterystyki sprawności przetwornicy filtracyjnej w funkcji prądu źródła.



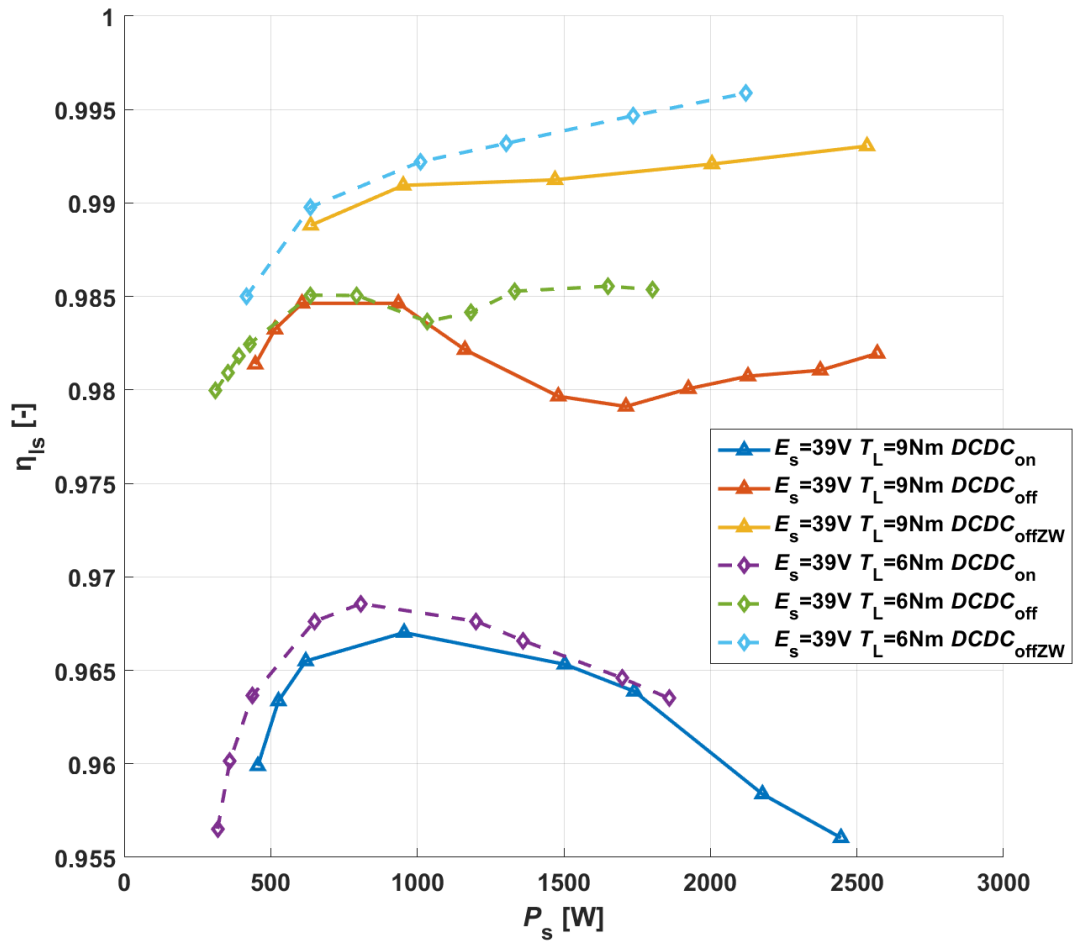
Rys. 7.35. Charakterystyki sprawności obwodu zasilania i aproksymowane charakterystyki sprawności przetwornicy filtracyjnej w funkcji prądu źródła przy pracy jednopulsowej napędu SRM z przedziałem zasilania faz $\theta_{dwell} = 21^\circ$

W kolejnym etapie dokonano analizy eksperymentu z ograniczeniem prądu faz maszyny SRM. Rysunek 7.36 przedstawia charakterystyki sprawności obwodu zasilania w funkcji mocy źródła, dla napięcia $E_s = 49V$ i dwóch momentów obciążenia.



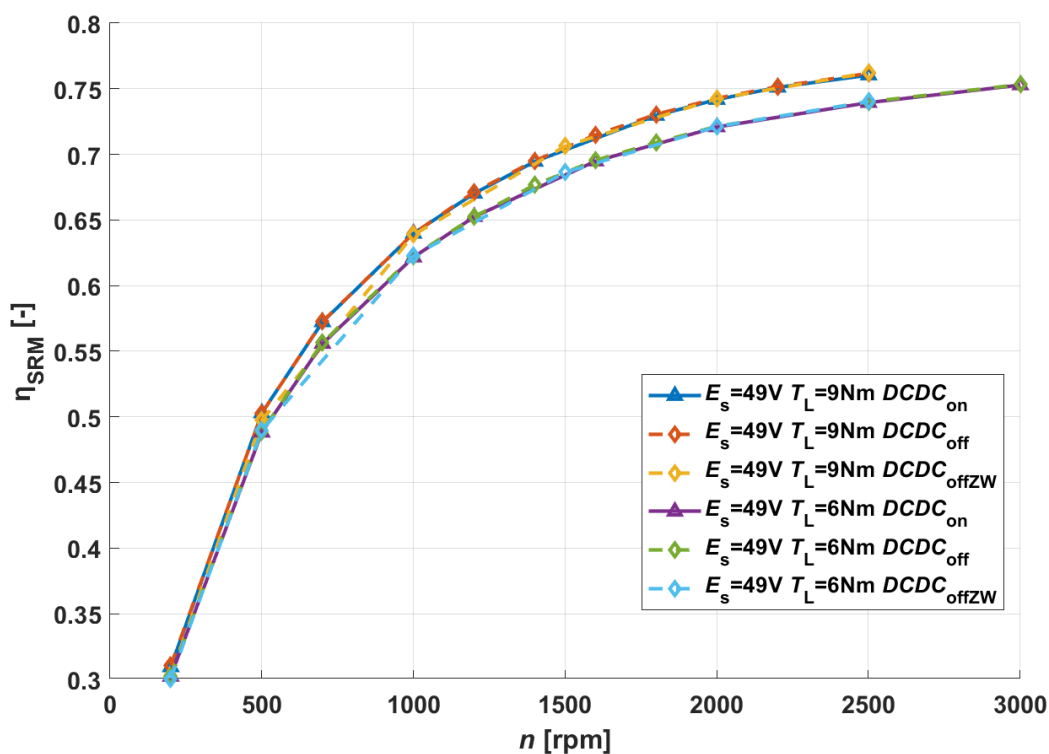
Rys. 7.36. Charakterystyki sprawności obwodu zasilającego w funkcji mocy źródła przy pracy z ograniczeniem prądu faz, przedziale zasilania faz $\theta_{dwell} = 21^\circ$ i napięciu $E_s = 49V$ dla włączonej filtracji aktywnej – $DCDC_{on}$, wyłączonej poprzez załączenie łącznika S_{bp} – $DCDC_{off}$ oraz wyłączonej poprzez zastosowanie zwory ZW – $DCDC_{offZW}$

Następny test który został wykonany, dotyczy bliźniaczych przypadków do tych które zostały przedstawione na rysunku 7.36, przy obniżonym napięciu E_s do 39V. Charakterystyki przedstawiające wyniki tego testu przedstawia rysunek 7.37.

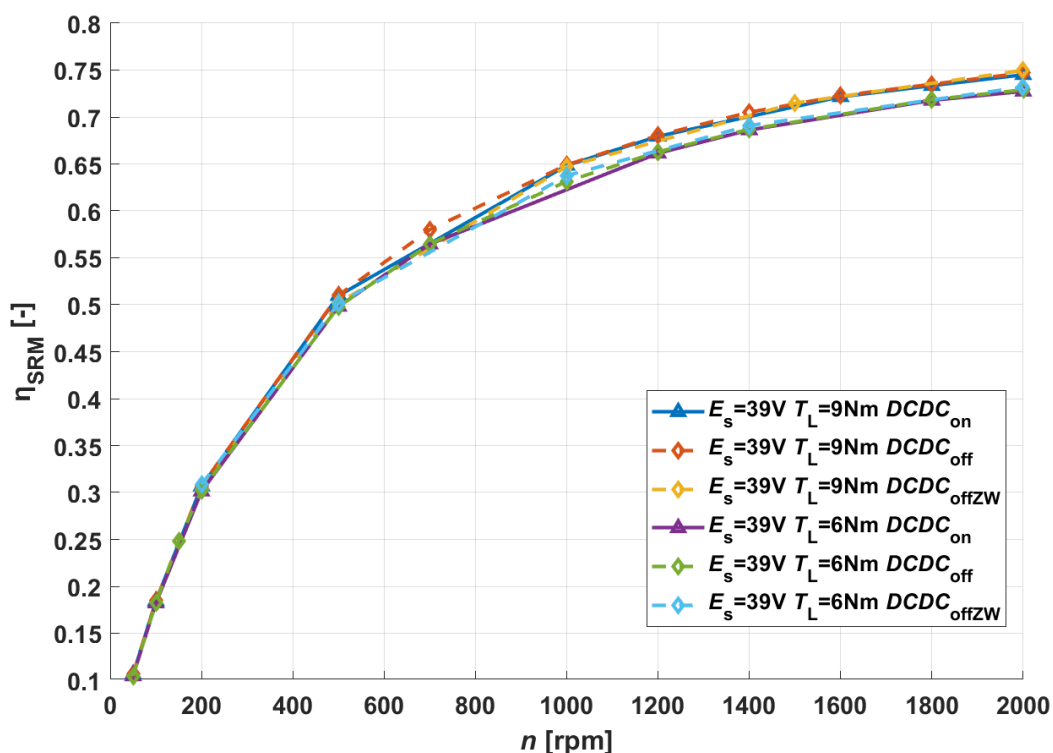


Rys. 7.37. Charakterystyki sprawności obwodu zasilającego w funkcji mocy źródła przy pracy z ograniczeniem prądu faz, przedziale zasilania faz $\theta_{dwell} = 21^\circ$ i napięciu $E_s = 39V$ dla włączonej filtracji aktywnej – $DCDC_{on}$, wyłączonej poprzez załączenie łącznika S_{bp} – $DCDC_{off}$ oraz wyłączonej poprzez zastosowanie zwory ZW – $DCDC_{offZW}$

W kolejnym etapie autor wykreślił charakterystyki sprawności zespołu maszyny i falownika SRM w funkcji prędkości obrotowej, celem sprawdzenia wpływu przetwornicy filtrującej i impedancji obwodu zasilania, oraz weryfikacji poprawności kalibracji momentomierza – w celu sprawdzenia czy punkt pracy bliski przejściu w tryb sterowania jednopulsowego, odpowiada charakterystyce przy pracy jednopulsowej przedstawionej na rysunku 7.32. Rysunek 7.38 przedstawia omawianą charakterystykę dla napięcia $E_s = 49V$, natomiast rysunek 7.39 dla obniżonego napięcia $E_s = 39V$.



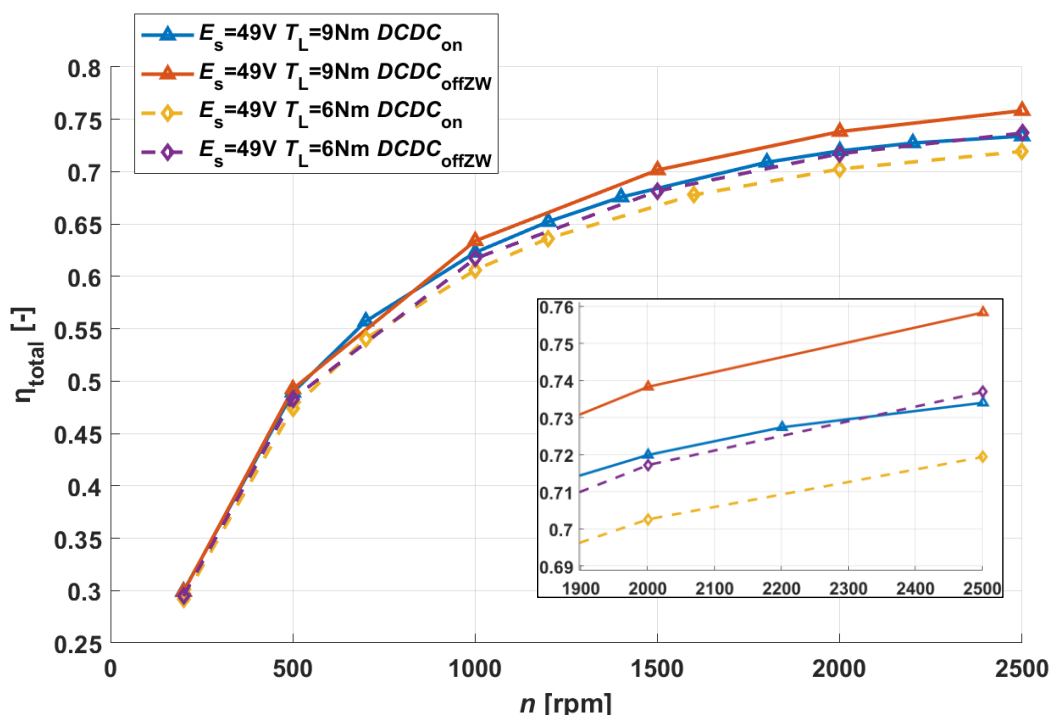
Rys. 7.38. Charakterystyki sprawności maszyny z falownikiem w funkcji prędkości obrotowej przy pracy z ograniczeniem prądu faz, przedziale zasilania faz $\theta_{dwell} = 21^\circ$ i napięciu $E_s = 49V$



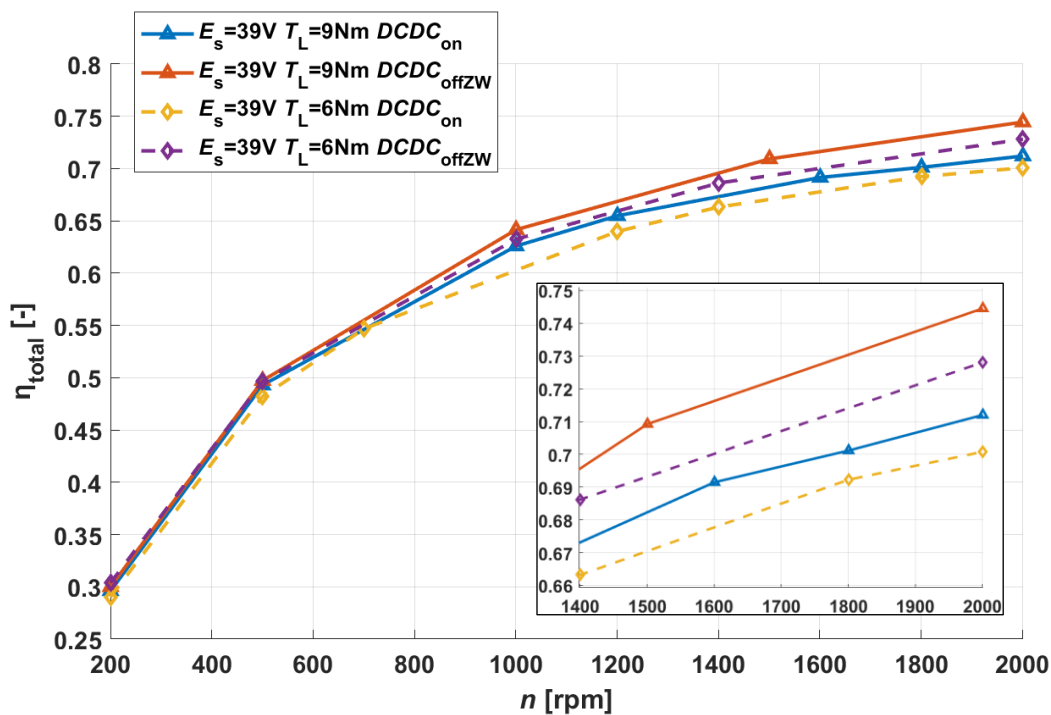
Rys. 7.39. Charakterystyki sprawności zespołu maszyny z falownikiem w funkcji prędkości obrotowej przy pracy z ograniczeniem prądu faz, przedziale zasilania faz $\theta_{dwell} = 21^\circ$ i napięciu źródła $E_s = 39V$

Opracowane dane pozwoliły wykreślić charakterystyki sprawności napędu z uwzględnieniem obwodu zasilania, co przedstawiono na rysunkach 7.40 i 7.41,

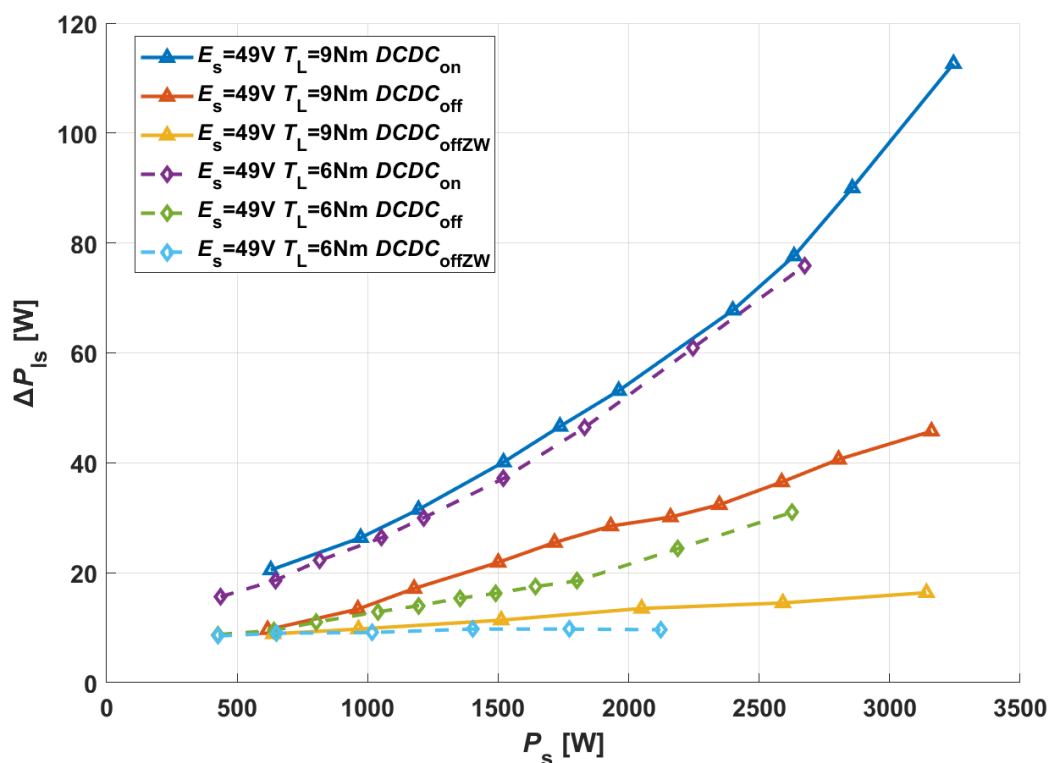
oraz charakterystyk strat mocy w obwodzie zasilania w funkcji mocy źródła, przedstawionych na rysunkach 7.42 i 7.43.



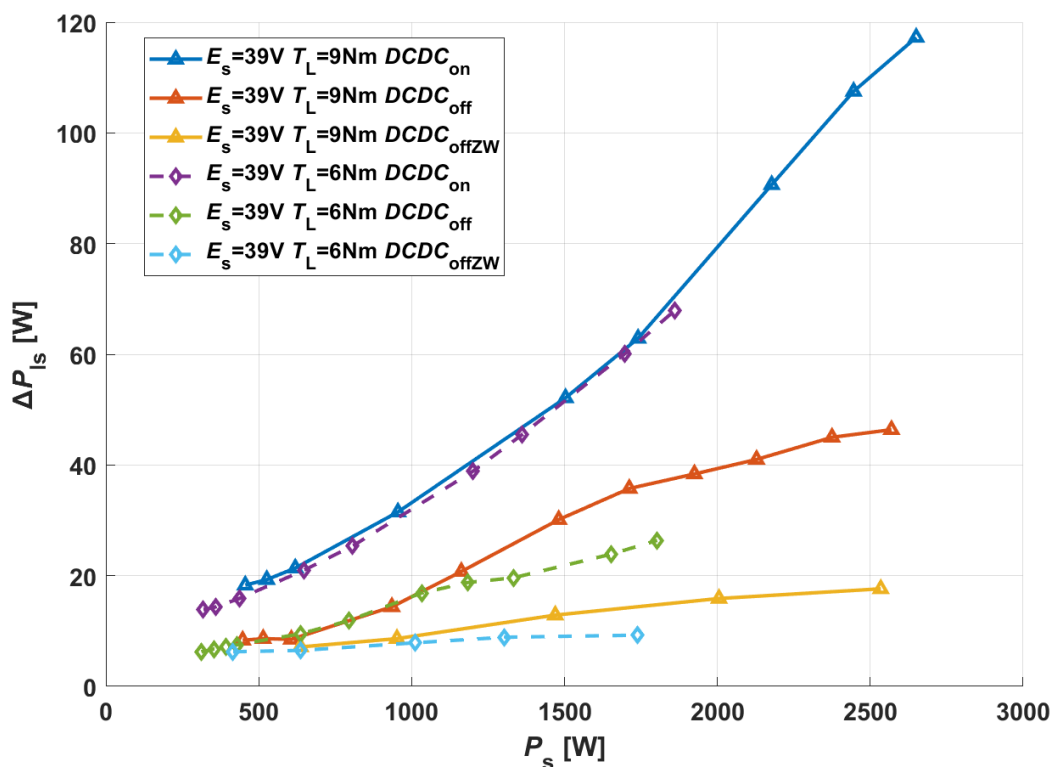
Rys. 7.40. Charakterystyki sprawności napędu z uwzględnieniem obwodu zasilania w funkcji prędkości obrotowej przy pracy z ograniczeniem prądu faz, przedziale zasilania faz $\theta_{\text{dwell}} = 21^\circ$ i napięciu źródła $E_s = 49\text{V}$



Rys. 7.41. Charakterystyki sprawności napędu z uwzględnieniem obwodu zasilania w funkcji prędkości obrotowej przy pracy z ograniczeniem prądu faz, przedziale zasilania faz $\theta_{\text{dwell}} = 21^\circ$ i napięciu źródła $E_s = 39\text{V}$



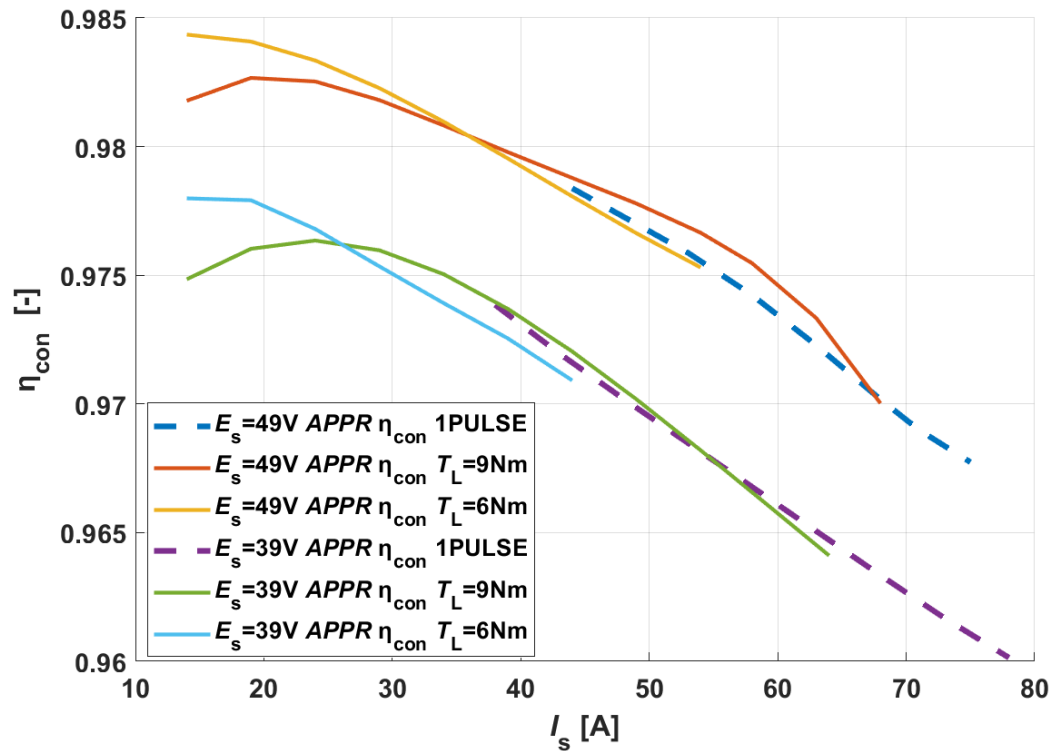
Rys. 7.42. Charakterystyki strat mocy obwodu zasilania w funkcji mocy źródła przy pracy z ograniczeniem prądu faz, przedziale zasilania faz $\theta_{dwell} = 21^\circ$ i napięciu źródła $E_s = 49V$



Rys. 7.43. Charakterystyki strat mocy obwodu zasilania w funkcji mocy źródła przy pracy z ograniczeniem prądu faz, przedziale zasilania faz $\theta_{dwell} = 21^\circ$ i napięciu źródła $E_s = 39V$

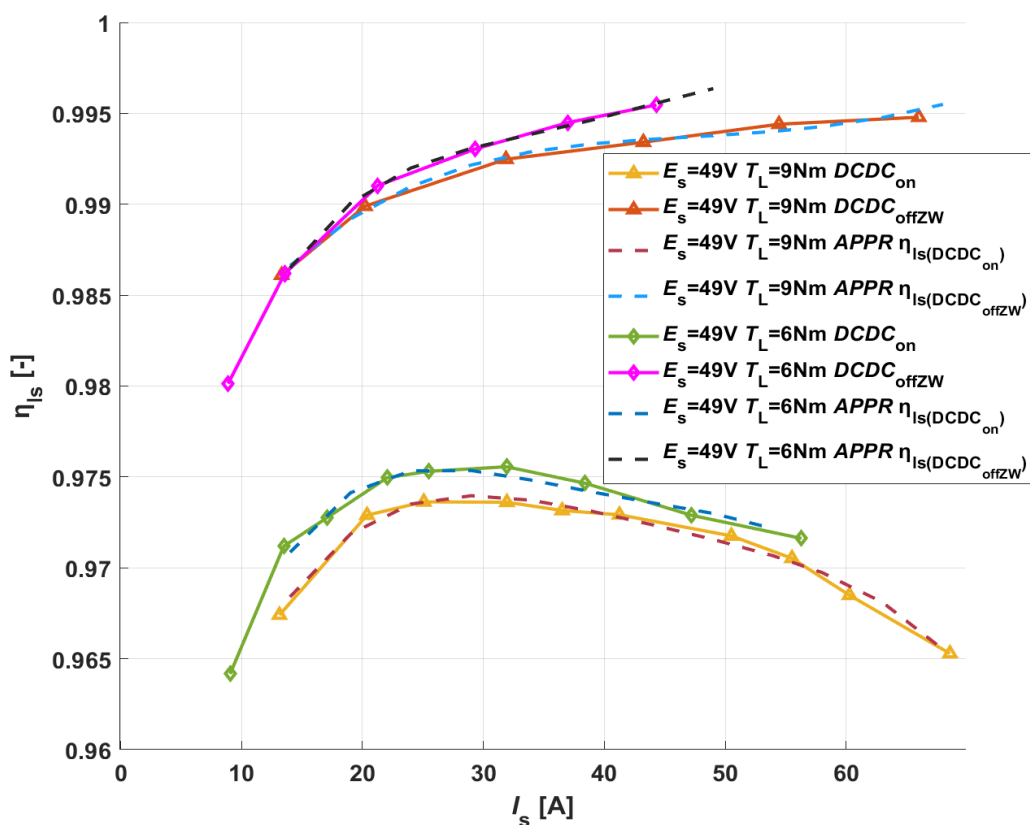
Kolejną rzeczą jaką należało ustalić to sprawność przetwornicy filtracyjnej w funkcji prądu źródła dla napędu pracującego z ograniczeniem prądu faz. Autor stosując tą samą metodę, co przy analizie dla pracy jednopulsowej skorzystał

z wzoru (7.51). Wyniki przedstawione zostały na rysunku 7.44 wraz z wynikami dla sterowania jednopulsowego.

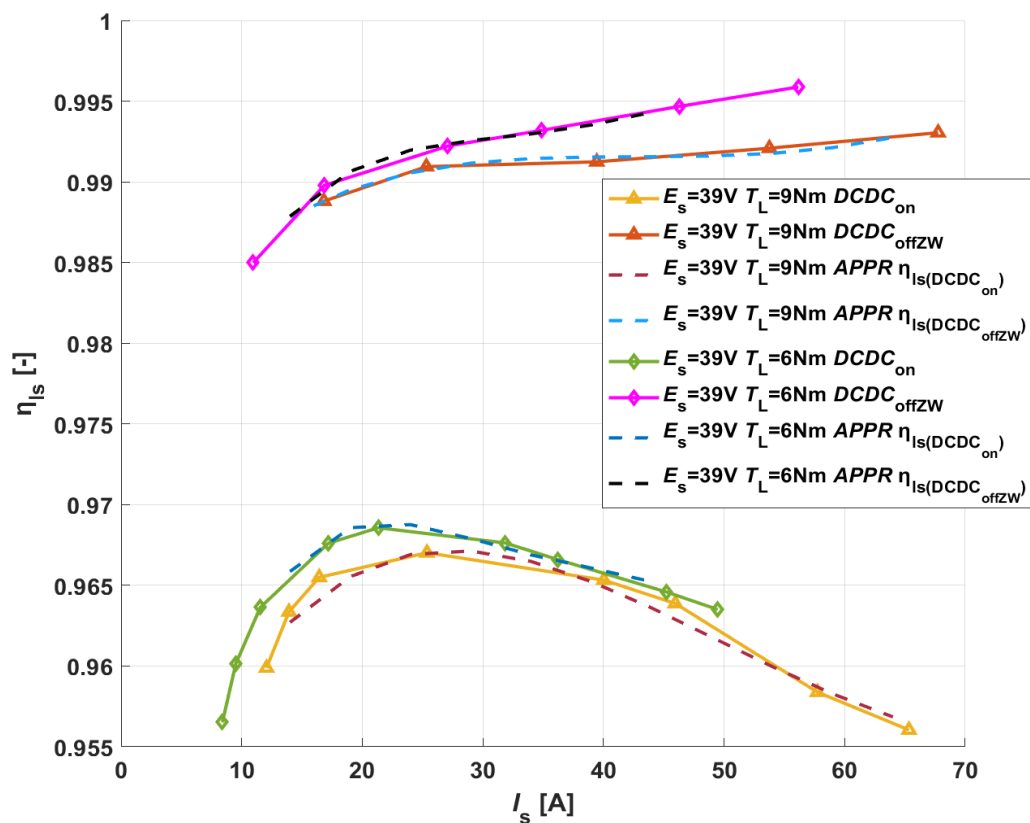


Rys. 7.44. Aproxymowane charakterystyki sprawności przetwornicy filtracyjnej w funkcji prądu źródła przy pracy z ograniczeniem prądu faz i przedziale zasilania faz $\theta_{\text{dwell}} = 21^\circ$

Charakterystyki sprawności obwodu zasilania w funkcji prądu źródła wraz z ich aproksymacjami na podstawie których wykreślono charakterystyki z rysunku 7.44 zostały przedstawione na rysunku 7.45 dla napięcia $E_s = 49\text{V}$ i rysunku 7.46 dla napięcia $E_s = 39\text{V}$.

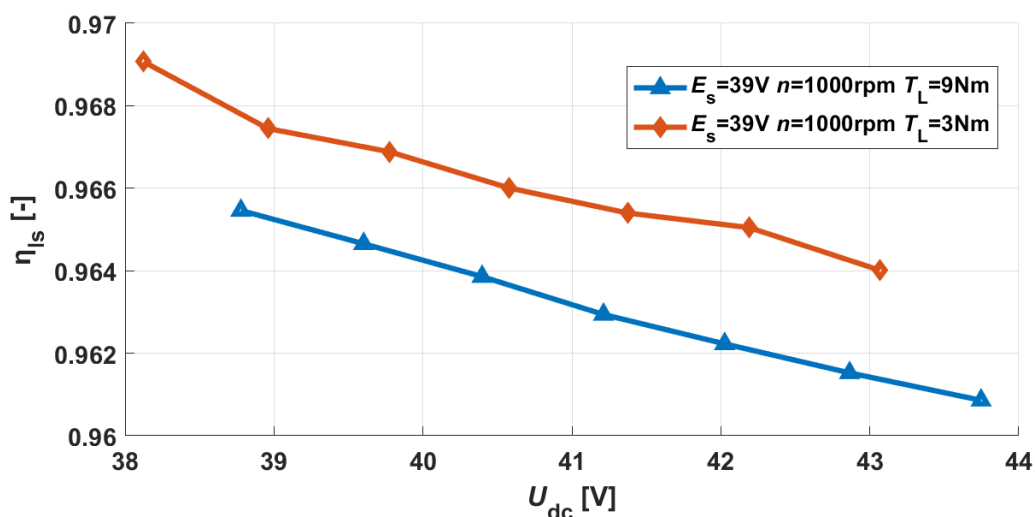


Rys. 7.45. Charakterystyki sprawności obwodu zasilania i ich aproksymacje w funkcji prądu źródła przy pracy z ograniczeniem prądu faz, przedziale zasilania faz $\theta_{dwell} = 21^\circ$ i napięciu źródła $E_s = 49V$

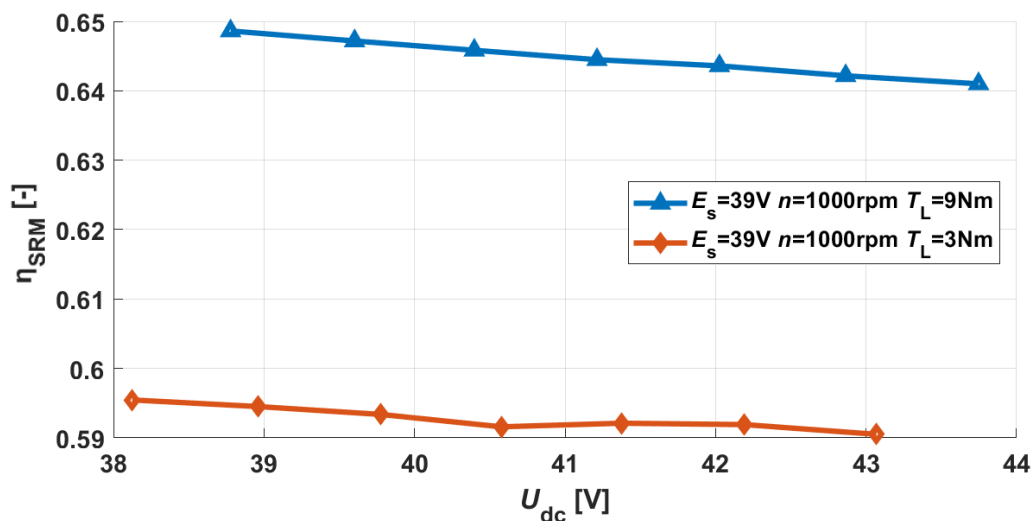


Rys. 7.46. Charakterystyki sprawności obwodu zasilania i ich aproksymacje w funkcji prądu źródła przy pracy z ograniczeniem prądu faz, przedziale zasilania faz $\theta_{dwell} = 21^\circ$ i napięciu źródła $E_s = 39V$

Ostatnią sprawą, która została zweryfikowana w ramach przeprowadzonych badań, był wpływ składowej stałej napięcia obwodu pośredniczącego na sprawność tego obwodu oraz sprawność napędu SRM. Rysunek 7.47 przedstawia charakterystykę sprawności obwodu zasilania z włączoną przetwornicą filtracyjną w funkcji napięcia obwodu pośredniczącego, natomiast rysunek 7.48 przedstawia charakterystykę sprawności zespołu maszyny SRM z falownikiem w funkcji napięcia obwodu pośredniczącego.



Rys. 7.47. Charakterystyki sprawności obwodu zasilania w funkcji napięcia obwodu pośredniczącego przy pracy z ograniczeniem prądu faz i przedziale zasilania faz $\theta_{dwell} = 21^\circ$



Rys. 7.48. Charakterystyki sprawności zespołu maszyny SRM z falownikiem w funkcji napięcia obwodu pośredniczącego przy pracy z ograniczeniem prądu faz i przedziale zasilania faz $\theta_{dwell} = 21^\circ$

7.6. Wnioski

Wyniki przeprowadzonych badań eksperymentalnych dotyczących pracy napędu SRM ze sterowaniem jednopulsowym, jak i z ograniczeniem prądów faz, są zbieżne w zbadanym zakresie z wynikami symulacyjnymi przedstawionymi w rozdziale szóstym tej pracy. Eksperyment weryfikujący działanie skorygowanej metody synchronizacji filtra aktywnego z napędem SRM wykazał przewagę nowej metody w przedziale bardzo niskich prędkości obrotowych. W efekcie skorygowany system filtracji aktywnej pracuje zgodnie z założeniami w całym przebadanym przedziale pracy, skutecznie redukując tętnienia prądu źródła, co jest zobrazowane przez charakterystyki proponowanego współczynnika kształtu. Dodatkowo skorygowana metoda sterowania filtrem aktywnym zapewnia lepszą reakcję na stany dynamiczne, czego dowodem są oscylogramy przedstawione na rysunkach 7.28 i 7.29.

Zawartość wyższych harmoniczných w prądzie źródła podczas pracy bez filtracji aktywnej z sterowaniem jednopulsowym jest zauważalnie niższa w stosunku do wyników symulacyjnych, co może być spowodowane inną rezystancją rzeczywistego obwodu zasilania – w celu zweryfikowania należałoby dokonać szeregu badań nakierunkowanych na wpływ rezystancji obwodu zasilania na zawartość wyższych harmoniczných prądu źródła. Przeprowadzenie badań eksperymentalnych dla dwóch rezystancji obwodu zasilania bez filtracji aktywnej, pozwoliło zweryfikować jedynie wpływ tego parametru na proponowany współczynnik kształtu, co potwierdziło zależność zaobserwowaną w badaniach symulacyjnych.

Badania eksperymentalne mające na celu ustalić wpływ proponowanej filtracji aktywnej na sprawność napędu, wykazały brak negatywnego wpływu proponowanej filtracji aktywnej na sprawność zespołu maszyny SRM z falownikiem (tj. bez przetwornicy DCDC), oraz niewielki ubytek na sprawności obwodu zasilania. Całkowity ubytek na sprawności napędu z uwzględnionym obwodem zasilającym wyposażonym w przetwornicę filtracyjną jest zależymy od napięcia zasilania i przy znamionowym napięciu dla badanego układu wynosi mniej niż 2% w bardzo szerokim przedziale pracy napędu. Sprawność przetwornicy filtracyjnej została obliczona przez uwzględnienie strat na obwodzie zasilania z zastosowaną zworą ZW, przedstawioną na rysunku 7.2, w sprawności tego samego obwodu z włączoną przetwornicą filtracyjną. Tak obliczona sprawność pozwoliła na wykreślenie charakterystyk sprawności przetwornicy z pominięciem strat na przewodach

i połączeniach. Niski ubytek sprawności na filtrze aktywnym wskazuje na poprawność wykonania zaprojektowanej i zbudowanej przez autora przetwornicy prądu stałego, która jest sterowana proponowanym algorytmem utrzymującym ją w punkcie pracy o możliwie najwyższej sprawności dla danego punktu pracy napędu.

Badania wykazały również, że dodanie za pomocą przetwornicy filtracyjnej opcjonalnej składowej stałej do napięcia obwodu pośredniczącego obniża sprawność napędu pracującego z ograniczeniem prądu faz. Zaistniałe zjawisko jest spowodowane stratami na falowniku maszyny SRM, ponieważ w takiej konfiguracji stanowi on przetwornicę obniżającą napięcie, której sprawność jest funkcją napięcia obwodu pośredniczącego i punktu pracy napędu. Mimo negatywnego wpływu składowanej stałej napięcia obwodu pośredniczącego na sprawność przetwornicy filtracyjnej i napędu przy pracy z ograniczeniem prądu faz, może ona mieć korzystny wpływ przy pracy z sterowaniem jednopulsowym. Sprawność maszyny SRM przy sterowaniu jednopulsowym może ulec poprawie przy wyższym napięciu obwodu pośredniczącego – aby to zweryfikować należałoby przeprowadzić szczegółowe badania wpływu składowej stałej napięcia obwodu pośredniczącego na sprawność przetwornicy filtracyjnej i sprawność zespołu maszyny SRM z falownikiem. Możliwe że zysk na sprawności maszyny SRM będzie wyższy od strat na przetwornicy filtracyjnej. Należy również zwrócić uwagę na możliwość utrzymania znamionowego napięcia zasilania napędu w przypadku zasilania z źródła elektrochemicznego, którego napięcie jest funkcją jego rozładowania. Istotną sprawą jest również to, że badany obiekt jest systemem niskonapięciowym, ponieważ wraz z wzrostem napięcia źródła, sprawność przetwornicy filtracyjnej poprawia się.

8. PODSUMOWANIE

8.1. Badania

Przeprowadzone badania symulacyjne i laboratoryjne wykazały poprawność działania zaproponowanego algorytmu sterowania filtrem aktywnym, którego zadaniem była redukcja tętnień prądu pobieranego ze źródła zasilania. Z kolei wprowadzone współczynniki pozwoliły ocenić skuteczność proponowanego systemu filtracji aktywnej w bardzo szerokim przedziale pracy badanego napędu SRM. Współczynnik błędu EF zdefiniowany wzorem (6.8) pozwala ocenić jakość filtracji aktywnej, a więc poprawność pracy systemu i skuteczność algorytmu sterującego w stanach statycznych jak i dynamicznych – gdy odbiornik zmienia zapotrzebowanie na moc. Proponowany współczynnik kształtu FF zdefiniowany wzorem (6.3) jest uniwersalny i może zostać użyty do szybkiej oceny jakości prądu płynącego przez źródło zasilania. Ponadto odwrotność współczynnika kształtu w kwadracie określa krotność strat mocy na rezystancji obwodu mocy w tym rezystancji źródła zasilania. Proponowany współczynnik zawartości wyższych harmoniczných w prądzie źródła HI_s zdefiniowany wzorem (6.4) i proponowany współczynnik zawartości wyższych harmoniczných na napięciu źródła HU_s zdefiniowany wzorem (6.6) pozwolił przedstawić zakłócenia wprowadzane przez napęd SRM do obwodu zasilania.

Podsumowując, wyniki przeprowadzonych badań symulacyjnych i eksperymentalnych potwierdzają słuszność sformułowanej we wstępie tezy. Dążąc do jej weryfikacji, autor zrealizował cel pracy, wykazując, że proponowane rozwiązanie synchronizacji filtra aktywnego z napędem SRM skutecznie zmniejsza tętnienia prądu źródła w bardzo szerokim zakresie pracy z zachowaniem dużej sprawności. Proponowane rozwiązanie jest skuteczne również przy niskich prędkościach obrotowych.

8.2. Najważniejsze osiągnięcia własne

Za najważniejsze osiągnięcia własne zrealizowane w tej pracy autor uważa:

- opracowanie algorytmu utrzymującego najwyższą możliwą sprawność filtra aktywnego dla danego punktu pracy napędu reluktancyjnego przełączalnego,
- opracowanie oryginalnej metody synchronizacji filtra aktywnego z napędem reluktancyjnym przełączalnym dla pracy z niską prędkością obrotową,

- opracowanie systemu zabezpieczającego elektronikę omawianego napędu, przed niekontrolowanym wzrostem napięcia obwodu pośredniczącego podczas pracy w stanach dynamicznych,
- opracowanie modelu symulacyjnego w środowisku MATLAB Simulink, umożliwiające odwzorowanie pracy napędu SRM z zastosowaniem proponowanego rozwiązania synchronizacji filtra aktywnego,
- opracowanie współczynników służących do analizy wyższych harmonicznych momentu elektromagnetycznego, napięcia i prądu źródła dla napędów reluktancyjnych przełączalnych,
- opracowanie współczynnika kształtu służącego do szybkiej oceny jakości prądu płynącego przez źródło prądu stałego,
- opracowanie współczynnika błędu służącego do oceny jakości działania filtrów aktywnych,
- realizację badań symulacyjnych proponowanego rozwiązania w bardzo szerokim zakresie pracy napędu z maszyną reluktancyjną przełączalną,
- zaprojektowanie i wykonanie układu filtra aktywnego przygotowanego do pracy rekuperacyjnej napędu,
- zaprojektowanie, budowę i oprogramowanie stanowiska laboratoryjnego do badania wpływu filtracji prądu źródła zarządzanego z wykorzystaniem systemu dSPACE,
- realizację badań laboratoryjnych mających na celu określenie wpływu aktywnej filtracji prądu źródła na napęd, obwód zasilania i prąd źródła w bardzo szerokim zakresie pracy napędu z maszyną reluktancyjną przełączalną.

Niniejsza rozprawa doktorska powstała w trakcie studiów w Szkole Doktorskiej Politechniki Rzeszowskiej im. Ignacego Łukasiewicza, w ramach dyscypliny automatyka, elektronika, elektrotechnika i technologie kosmiczne, we współpracy z Zakładem Elektrodynamiki i Systemów Elektromaszynowych, będącym jednostką Wydziału Elektrotechniki i Informatyki.

LITERATURA

- [1] Jin-Woo Ahn, Grace Firsta Lukman, "Switched Reluctance Motor: Research Trends and Overview" IEEE, 2018.
- [2] Jayanta Mukhopadhyay, Sumana Choudhuri, Samarjit Sengupta, "Drive strategies for switched reluctance motor - A review" IEEE, 2016.
- [3] Jin-Woo Ahn, Grace Firsta Lukman, "Switched Reluctance Motor: Research Trends and Overview" IEEE, 2018.
- [4] A. W. F. V. Silveira, D. A. Andrade, A. V. S. Fleury, L. C. Gomes, C. A. Bissochi, R. J. Dias, "Generated voltage control of the SRM operating as motor/generator" IEEE, 2009.
- [5] Takahiro Kumagai, Jun-ichi Itoh, Keisuke Kusaka, Daisuke Sato, "Miniaturization Design for SRM Satisfying the Requirements of N-T characteristic Focusing Magnetic Saturation" IEEE, 2020.
- [6] K. Kurihara, S. Koseki, "New Design of High Output Equivalent 4-pole Universal Motor" IEEE, 2018.
- [7] Do-Kwan Hong, Tae-Woo Lee, Yeon-Ho Jeong, "Design and Experimental Validation of a High-Speed Electric Turbocharger Motor Considering Variation of the L/D Ratio" IEEE, 2018.
- [8] Ying Tang, Yingjie He, Fengxiang Wang, Haotian Xie, José Rodríguez, Ralph Kennel, "A Drive Topology for High-Speed SRM With Bidirectional Energy Flow and Fast Demagnetization Voltage" IEEE, 2020.
- [9] Chao-Chien Chiang, Andrew M. Knight, Min-Fu Hsieh, Mu-Gong Tsai, Bernard Haochih Liu, In-Gann Chen, Zwe-Lee Gaing, Mi-Ching Tsai, "Effects of Annealing on Magnetic Properties of Electrical Steel and Performances of SRM After Punching" IEEE, 2014.
- [10] Cheng Gong, Sufei Li, Thomas Habetler, Ping Zhou, "Acoustic Modeling and Prediction of Ultrahigh-Speed Switched Reluctance Machines Based on Multiphysics Finite Element Analysis" IEEE, 2020.
- [11] Morri Prashanth, Dogga Raveendhra, Av Giridhar, BI Narasimha Raju, "Switched Reluctance Machine Drive Analysis with Fault-Tolerant Power Converter" IEEE, 2022.
- [12] Pinjia Zhang, Kecheng Li, Shenglong Yu, Dongsheng Yu, "A Novel Fault Diagnosis Technique of Interturn Short-Circuit Fault for SRM in Current Chopper Mode" IEEE, 2021.
- [13] Christian Heister, Markus Henke, "Topology comparison of ferrite magnet synchronous machines with consideration of low inertia" IEEE, 2016.
- [14] Maged N. F. Nashed, "Variable angle adjustable-high speed control with PI for SRM" IEEE, 2010.
- [15] Ilham Akbar, Nanang Ismail, Eki Ahmad Zaki Hamidi, Diky Zakaria, "PI-Based SRM Speed Control System" IEEE, 2021.
- [16] Xu Deng, Barrie Mecrow, Haimeng Wu, Richard Martin, Yaohui Gai, "Cost-Effective and High-Efficiency Variable-Speed Switched Reluctance Drives With Ring-Connected Winding Configuration" IEEE, 2018.
- [17] Zhengyu Lin, Donald S. Reay, Binxin Zhou, "Experimental measurement of Switched Reluctance Motor non-linear characteristics" IEEE, 2014.
- [18] Farha Siddique, Bhim Singh, "Higher Order Observer Based Sensorless Control for Position and Load Estimation of SRM Drive for EV" IEEE, 2022.
- [19] M. Divandari, B. Rezaie, B. Askari-Ziarati, "Torque estimation of sensorless SRM drive using adaptive-fuzzy logic control" IEEE, 2016.
- [20] Veena Wilson, P.G. Latha, "Performance Analysis of SRM with Two Stage Commutation for Effective Vibration Reduction" IEEE, 2021.

- [21] Chun Gan, Jianhua Wu, Qingguo Sun, Wubin Kong, Hongyu Li, Yihua Hu, "A Review on Machine Topologies and Control Techniques for Low-Noise Switched Reluctance Motors in Electric Vehicle Applications" IEEE, 2018.
- [22] Takahiro Kumagai, Jun-ichi Itoh, Keisuke Kusaka, "Reduction Method of Torque Ripple, DC Current Ripple, and Radial Force Ripple with Control Flexibility of Five-Phase SRM" IEEE, 2020.
- [23] A Veera Reddy, B Mahesh Kumar, "Analysis of Various Levels of Air Gap Eccentricity Faults In Switched Reluctance Motor" IEEE, 2018.
- [24] Avinash Kumar, Sanjay Marwaha, Manpreet Singh Manna, "Analysis of Air Gap Inductance and its effects on torque profile of Switched Reluctance Motor" IEEE, 2022.
- [25] Yingjie He, Ying Tang, Haotian Xie, Fengxiang Wang, Jose Rodriguez, Ralph Kennel, "Single-Phase H-Bridge Rectifier Fed High-Speed SRM System Based on Integrated Power Control" IEEE, 2022.
- [26] W. Suppharangsarn, J. Wang, "Experimental validation of a new switching technique for DC-link capacitor minimization in switched reluctance machine drives" IEEE, 2013.
- [27] Wisaruda Suppharangsarn, Jiabin Wang, "Switching technique for minimisation of DC-link capacitance in switched reluctance machine drives" IEEE, 2015.
- [28] Wen Cai, Fan Yi, "An Integrated Multiport Power Converter With Small Capacitance Requirement for Switched Reluctance Motor Drive" IEEE, 2016.
- [29] Annegret Klein-Hessling, Bernhard Burkhardt, Rik W. De Doncker, "Active source current filtering to minimize the DC-link capacitor in switched reluctance drives" IEEE, 2019.
- [30] Md Ehsanul Haque, Anik Chowdhury, Yilmaz Sozer, "Power Decoupling Technique for Reducing DC-Link Capacitor of Switched Reluctance Machine Drive" IEEE, 2019.
- [31] Souleman N. Motapon, Enric Lachance, Louis-A. Dessaint, Kamal Al-Haddad, "A Generic Cycle Life Model for Lithium-Ion Batteries Based on Fatigue Theory and Equivalent Cycle Counting" IEEE, 2020.
- [32] Bipana K. C, Reza Nasirizarandi, Andrew Botham, Narayan Kar, Hossain Mohammadi, "Demagnetization Risk Mitigation for a Traction IPMSM Using Mixed-Magnet Configurations" IEEE, 2024.
- [33] Kohei Aiso, Noriya Nakao, Kan Akatsu, "A single phase SRM driven by commercial AC power supply" IEEE, 2014.
- [34] V. Fernão Pires, Daniel Foito, A.J. Pires, Armando Cordeiro, J. F. Martins, "Reduced Switch Fault Tolerant Converter for an 8/6 SRM Drive With Multilevel Voltage Characteristics" IEEE, 2024.
- [35] Alexey V. Spirin, Sergey N. Paragin, Vasiliy I. Krutikov, Evgeny Yu. Zaytsev, Vladimir R. Khrustov, Sergey V. Zayats, "Making Gradient Surface Conductivity of Steel and Study the Effects under High Pulsed Magnetic Field" IEEE, 2020.
- [36] Cong Dai, Yong-zhi Liu, Hao-shui Sun, Li Jie, Chuan-qi Wang, "Research on Fault-tolerant Control for SRM Air Gap Eccentricity Fault" IEEE, 2018.
- [37] Stella Kurian, Nisha G. K., "Torque ripple minimization of SRM using torque sharing function and hysteresis current controller" IEEE, 2015.
- [38] Xiao Liu, Zimeng Wang, Shoudao Huang, Huahui Lou, "Multi-objective Optimization of Topology and Control Parameters of the Switched Reluctance Motor with 12/8 Poles" IEEE, 2021.
- [39] Linh Dinh Hai, Hien Nguyen Thi Minh, Duc Nguyen Huu, Dinh Bui Minh, Vuong Dang Quoc, "Performance Analysis of SRM with Different Rotor and Stator Pole Angles of 12/8 and 12/16 Configurations" IEEE, 2023.

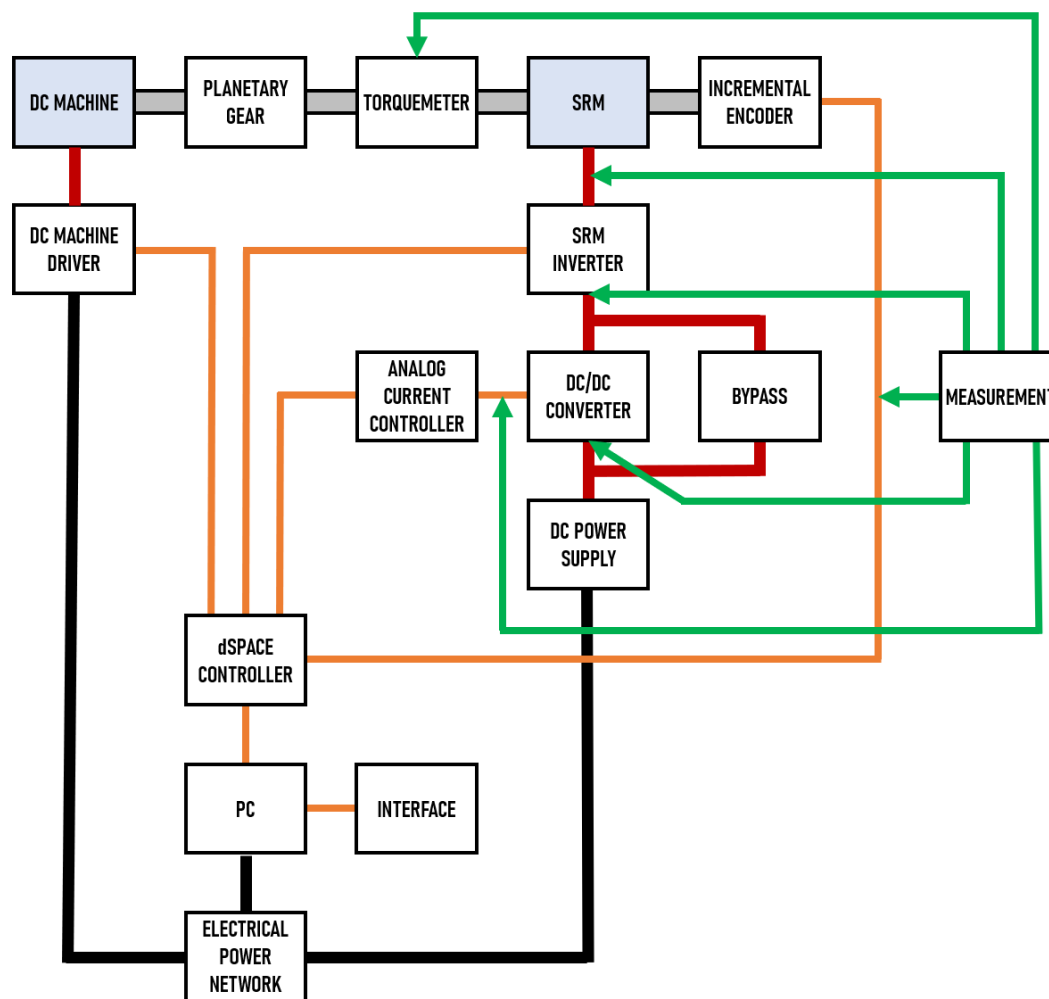
- [40] Piyush Ingle, Himanshu Misra, „Four Quadrant Operation of Switched Reluctance Motor with Online Turn ON Angle Control” IEEE, 2023.
- [41] X. Liu, Z.Q. Zhu, M. Hasegawa, A. Pride, R. Deodhar, „Investigation of PWMs on vibration and noise in SRM with sinusoidal bipolar excitation” IEEE, 2012.
- [42] Takahiro Kumagai, Keisuke Kusaka, Jun-Ichi Itoh, „Torque Ripple Reduction Method with Minimized Current RMS Value for SRM Based on Mathematical Model of Magnetization Characteristic” IEEE, 2018.
- [43] Julakanti Santhosh Reddy, P Parthiban, „Speed Control of Fault-Tolerant Switched Reluctance Motor Drive with Current and Voltage PWM Control Techniques” IEEE, 2022.
- [44] Stanislaus Hans RyanDita, Slamet Riyadi, Florentinus Budi Setiawan, „Implementation and Comparison Study of Single-Pulse and PWM control Method to Increase Regenerative Braking Efficiency for SRM” IEEE, 2022.
- [45] Joseph Peter, Rijil Ramchand, „Vector Control of Space Vector based Hybrid PWM fed IM Drive with reduced torque ripple” IEEE, 2020.
- [46] C. Yoopakdee, N. H. Fuengwarodsakul, „Experimental investigation of control parameters of SRM drive in continuous conduction mode” IEEE, 2015.
- [47] Md Ehsanul Haque, Anik Chowdhury, Yilmaz Sozer, „Power Decoupling Technique for Reducing DC-Link Capacitor of Switched Reluctance Machine Drive” IEEE, 2019.
- [48] Yanfang Hu, Zhongting Tang, Frede Blaabjerg, „Power Losses Analysis of Converter for Switched Reluctance Motor Drive with Fault-Tolerant Control” IEEE, 2023.
- [49] Kejun Qian, Chengke Zhou, Yue Yuan, Malcolm Allan, „Temperature effect on electric vehicle battery cycle life in Vehicle-to-grid applications” IEEE, 2010.
- [50] Changna Chen, Bolong Chen, Tan Wang, Jiantao Zheng, Zebing Lin, „Battery Health Assessment and Life Prediction in Battery Management System” IEEE, 2022.
- [51] P. Bogusz, M. Korkosz, J. Prokop, M. Daraż, „Analysis Performance of SRM Based on the Novel Dependent Torque Control Method” Energies, 2021.
- [52] M. Daraż, P. Bogusz, „Influence of DC/DC Converter Control on Source Current Ripple of the Switched Reluctance Motor” Energies, 2024.
- [53] P. Zasowski, P. Bogusz, M. Daraż, „Study on properties of lithium ion battery in different load conditions” Przegląd Elektrotechniczny, 2025.
- [54] J. Prokop, „Modelowanie matematyczne maszyn elektrycznych przełączalnych” Oficyna wydawnicza Politechniki Rzeszowskiej, 2013.
- [55] P. Bogusz, „Sterowanie maszyn reluktancyjnych przełączalnych w napędach pojazdów elektrycznych” Oficyna wydawnicza Politechniki Rzeszowskiej, 2018.
- [56] Zhang Guohao, Li Hua, Li Haobo, Lin Fuchang, Zhang Qin, Wang Yan, „Study on the Breakdown Characteristics of Metallized Film under AC/DC Superimposed Voltage” IEEE, 2022.
- [57] Ajay Morya, Hamid A. Toliyat, „Insulation design for Wide Bandgap (WBG) device based voltage source converter fed motors” IEEE, 2017.
- [58] Michael A. Parker, John Clare, „Multi-Stage Passive Filter Design for High-Frequency PWM Inverter Applications”, IEEE, 2012.
- [59] Alessandro Boglietti, Marco Pastorelli, „Improved Core Loss Modeling for Soft Magnetic Composites in Wide-Bandgap Converter Applications”, IEEE, 2020.
- [60] Yong Li, Tanmoy Saha, „Real-Time Harmonic Prediction for Active Power Filters Using Neural Networks”, IEEE, 2022.
- [61] Md Ehsanul Haque, Anik Chowdhury, Yilmaz Sozer, Sifat Morshed Chowdhury, Omer Gundogmus, Lavanya Vadamodala, Salman Harasis, Shuvajit Das, Fernando Venegas, David Colavincenzo, Jeffrey Geither, „DC-Link Current Ripple Reduction in Switched Reluctance Machine Drives”, IEEE, 2021.

- [62] S. Piróg, „Energoelektronika: układy o komutacji sieciowej i o komutacji twardej”, Uczelniane Wydawnictwa Naukowo-Dydaktyczne AGH, 2006.
- [63] Md Ehsanul Haque, Anik Chowdhury, Yilmaz Sozer, „Detailed Electromagnetic Transient Model of Switched Reluctance Motor Drive System”, IEEE, 2026.
- [64] Amit Kumar, Rajesh Gupta, „A Comprehensive Review of Fundamental DC/DC Converters: Performance Analysis, Design Considerations, and Applications”, IET, 2026.
- [65] Claudio Adragna, Alberto Bianco, Giovanni Gritti, Matteo Sucameli, „State-of-the-Art Power Factor Correction: An Industry Perspective”, MDPI, 2024.
- [66] David Cabezuelos, Balduí Blanqué, Iñigo Kortabarria, Jon Andreu, Pere Andrada, Unai Ugalde, „Synchronized Switching Modulation to Reduce the DC-Link Current in SRM Drives”, IEEE, 2020.
- [67] P. Bogusz, M. Korkosz, J. Prokop, „Badania maszyny reluktancyjnej przełączalnej, przeznaczonej do napędu lekkiego pojazdu elektrycznego”, Przegląd Elektrotechniczny, 2019.
- [68] Syed Shahjahan Ahmad, G. Narayanan, „Evaluation of DC-Link Capacitor RMS Current in Switched Reluctance Motor Drive”, IEEE, 2021.

DODATEK A

A. Stanowisko do badań eksperymentalnych

Wyniki badań eksperymentalnych proponowanego systemu filtracji aktywnej prądu źródła napędu SRM, które przedstawione zostały w rozdziale siódmym tej pracy, zostały wykonane na wykonanym przez autora stanowisku którego schemat blokowy znajduje się na rysunku A.1, natomiast fotografia zawarta na rysunku A.2 przedstawia ogólny widok omawianego stanowiska.

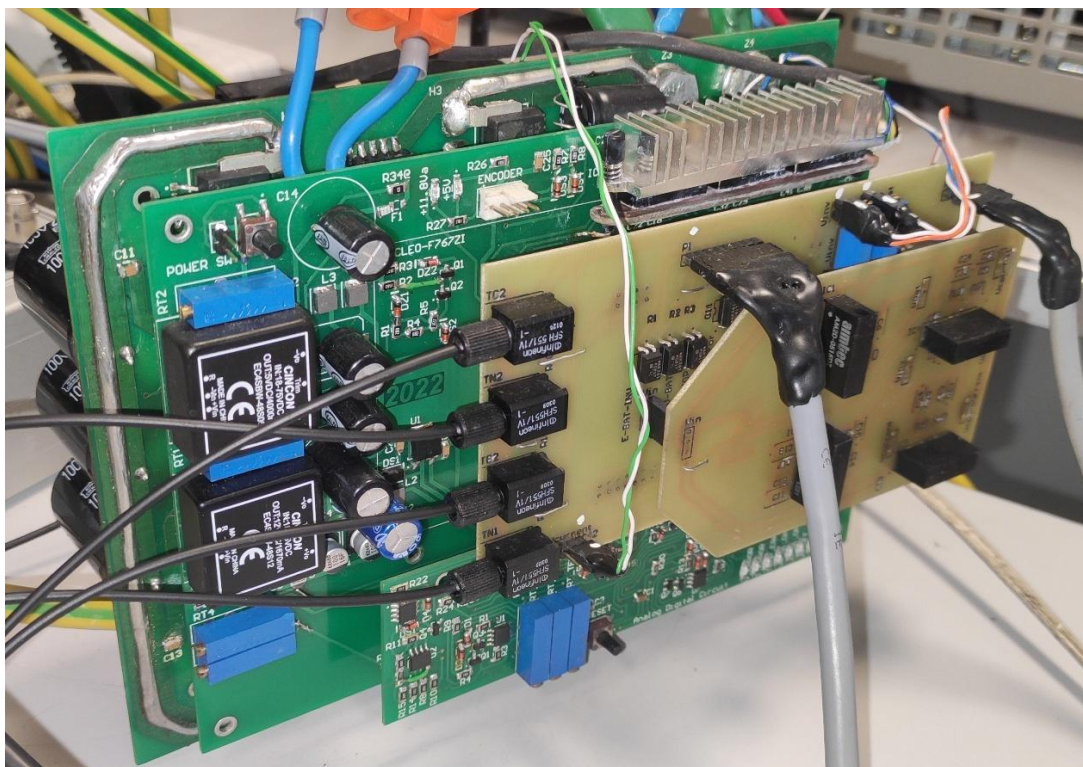


Rys. A.1. Schemat blokowy stanowiska eksperymentalnego napędu SRM z proponowaną filtracją aktywną

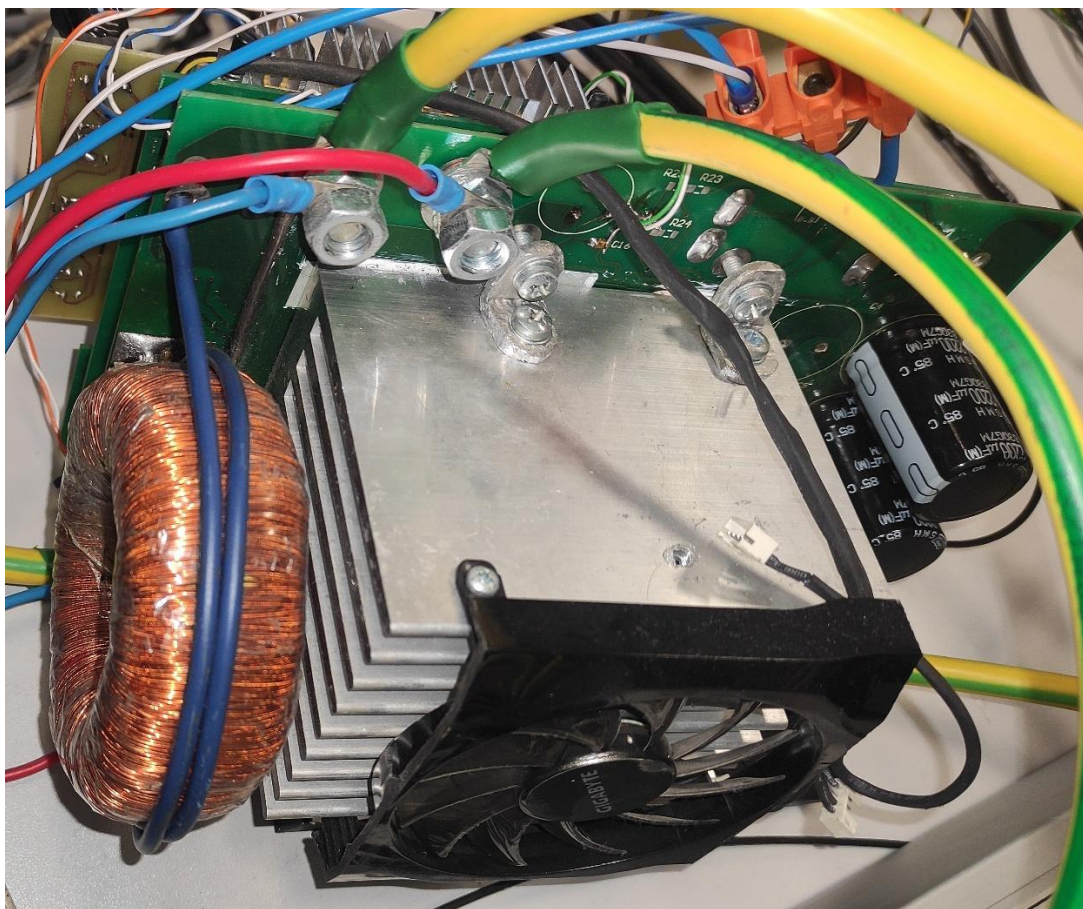


Rys. A.2. Widok ogólny stanowiska eksperymentalnego napędu SRM z proponowaną filtracją aktywną

Rysunki A.3 i A.4 przedstawiają fotografie zaprojektowanej i wykonanej przez autora dwukierunkowej przetwornicy obniżająco–podwyższającej napięcie, która została zbudowana w formie kanapki składającej się z kilku obwodów drukowanych. Zbudowana przetwornica w zakresie przeprowadzonych badań służyła jako przetwornica podwyższająca napięcie transferując energię z źródła do obwodu pośredniczącego. Funkcjonalność polegająca na zdolności pracy w trybie obniżania napięcia i płynnego przejścia w tryb podwyższający napięcie pozwoliła na dokonywanie bezpiecznego rozruchu systemu eliminując udar prądowy, poprzez ograniczenie prądu ładowania kondensatorów zainstalowanych w obwodzie pośredniczącym.

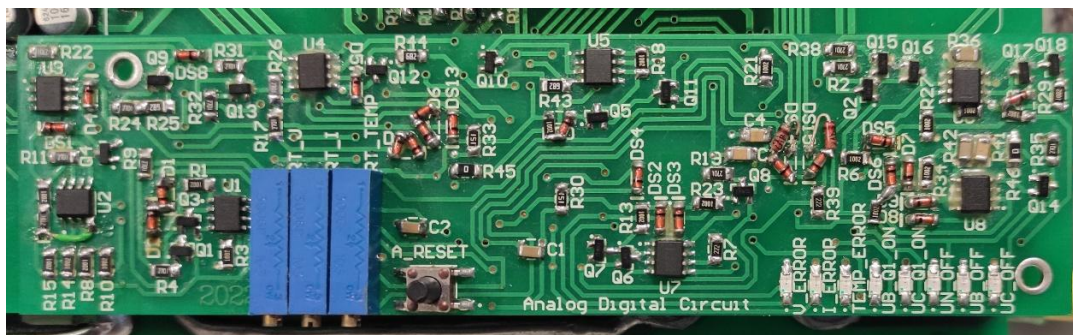


Rys. A.3. Zaprojektowana i wykonana przez autora przetwornica służąca jako filtr aktywny dla napędu SRM



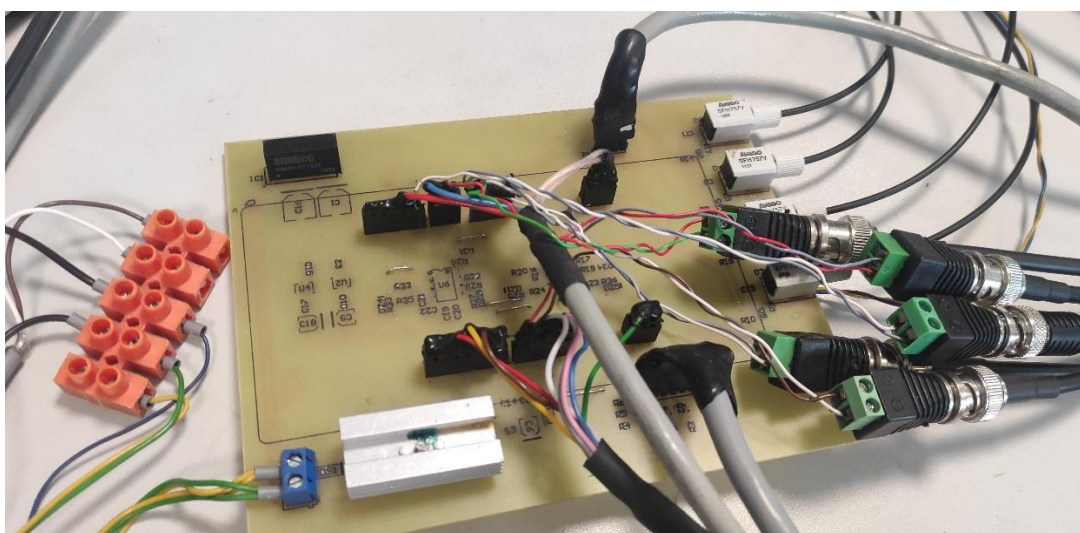
Rys. A.4. Zaprojektowana i wykonana przez autora przetwornica podwyższająca napięcie z widokiem na wykonany przez autora dławik

Rysunek A.5 przedstawia zbliżenie na obwód drukowany realizujący funkcje przedstawionego w rozdziale 5.2 zabezpieczenia nadnapięciowego dla obwodu pośredniczącego, oraz dodatkowo zabezpieczenia przed przegrzaniem i przekroczeniem maksymalnego dopuszczalnego prądu obwodu mocy przetwornicy. Układ oparty jest na szybkich wzmacniaczach operacyjnych, które realizują logikę binarną. Autor zdecydował się na rozwiązanie analogowe, aby zapewnić krótki czas reakcji na ewentualne przekroczenia dopuszczalnych wielkości.



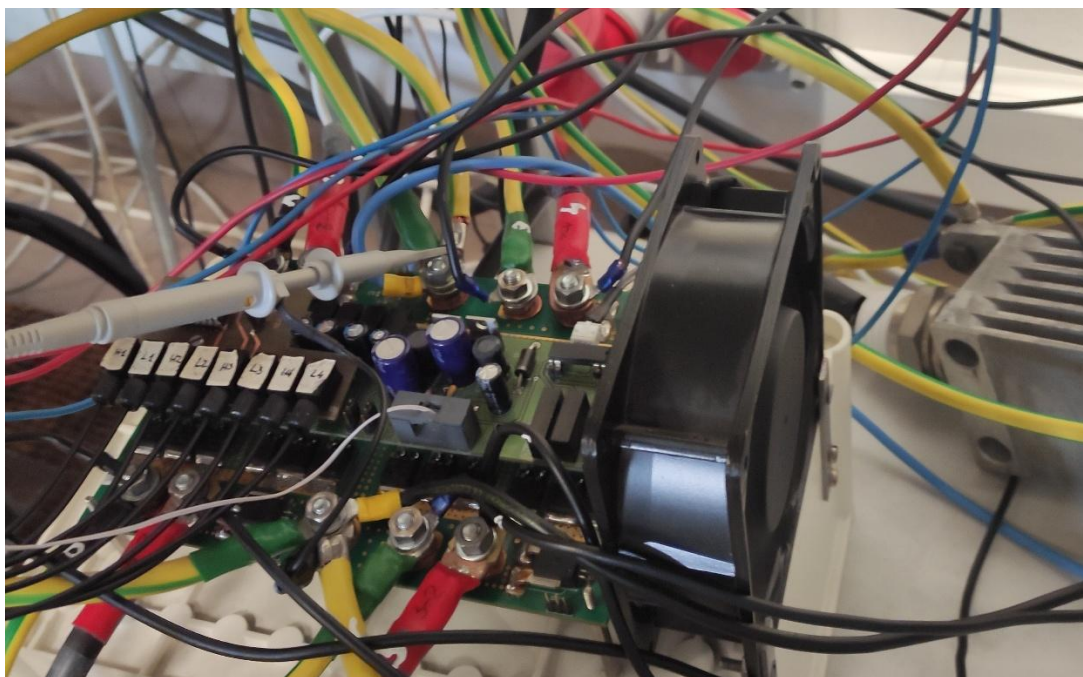
Rys. A.5. Zaprojektowany i użyty przez autora analogowy układ realizujący logikę binarną

Rysunek A.6 przedstawia fotografię zaprojektowanego przez autora analogowego regulatora prądu źródła, który z przetwornicą podwyższającą napięcie łączy się poprzez światłowody i separowane sygnały sterujące.



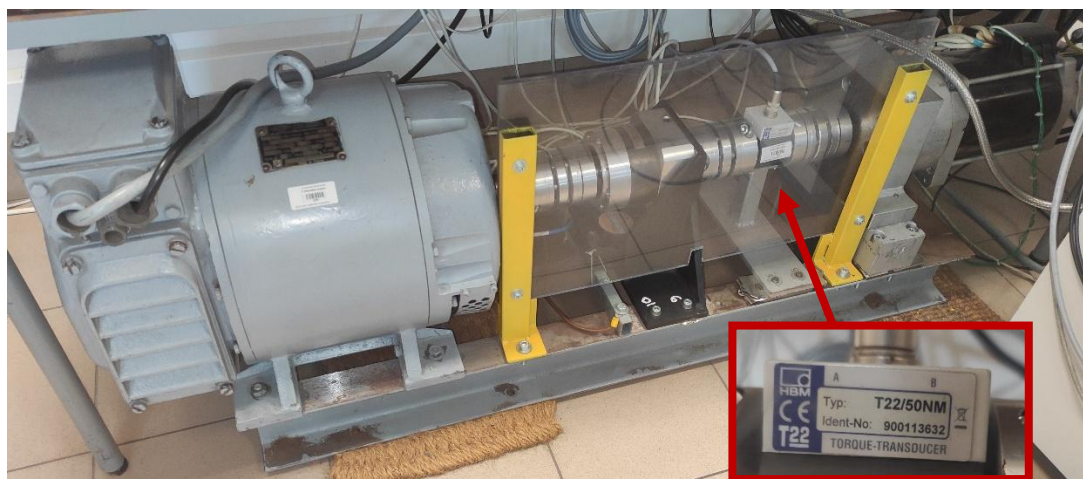
Rys. A.6. Zaprojektowany i wykonany przez autora analogowy nadążny regulator prądu

Rysunek A.7 przedstawia moduł falownika dla maszyny SRM zarządzany za pomocą sygnałów światłowodowych, który został użyty w badaniach eksperymentalnych.



Rys. A.7. Moduł falownika maszyny SRM

Rysunek A.8 przedstawia użyty silnik SRM z sprzęgniętą hamownicą w postaci komutatorowego silnika prądu stałego poprzez przekładnię planetarną i momentomierz obrotowy, natomiast rysunek A.9 przedstawia użyty sterownik hamownicy prądu stałego.

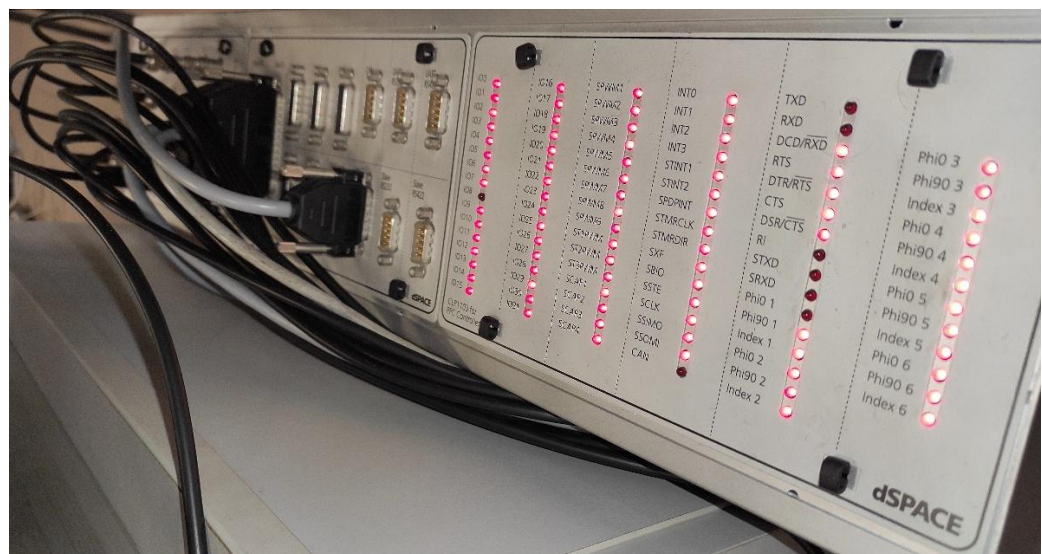


Rys. A8. Zespół maszyny SRM i hamownicy z momentomierzem i przekładnią planetarną



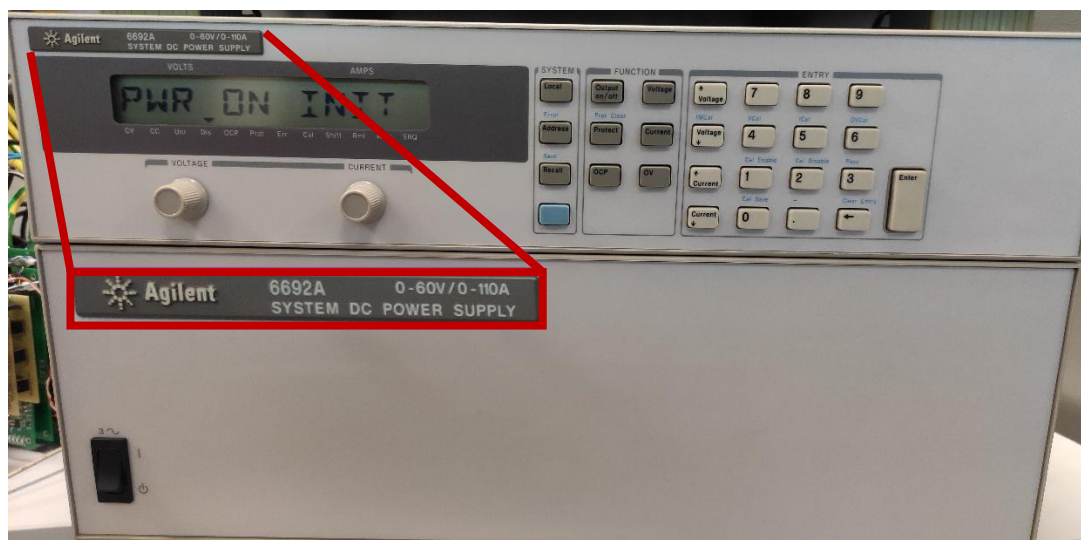
Rys. A.9. Sterownik hamowniczy prądu stałego

Rysunek A.10 przedstawia kartę dSPACE DS1103, która za pośrednictwem programu do wizualizacji ControlDesk zarządza całym systemem oprogramowanym i skompilowanym w programie MATLAB Simulink.



136

Jako źródło prądu stałego użyto zasilacza przedstawionego na rysunku A.13, który został podłączony do układu poprzez diodę blokującą zwrot energii z zasilanego obwodu do zasilacza.



Rys. A.13. Użyty zasilacz prądu stałego

STRESZCZENIE

POLITECHNIKA RZESZOWSKA im. I. Łukasiewicza
Szkoła Doktorska

Rzeszów, 2026

STRESZCZENIE ROZPRAWY DOKTORSKIEJ

w dziedzinie nauk inżynieryjno-technicznych
w dyscyplinie automatyka, elektronika, elektrotechnika i technologie kosmiczne

Ograniczenie tętnień prądu zasilania maszyny reluktancyjnej przełączalnej

Autor: mgr inż. Mateusz Daraż, nr albumu: d550

Promotor: dr hab. inż. Piotr Bogusz, prof. PRz

Promotor pomocniczy: dr inż. Dariusz Sobczyński

Słowa kluczowe: maszyna reluktancyjna przełączalna, tętnienie prądu źródła, wyższe harmoniczne prądu źródła, aktywny filtr prądu źródła, algorytm sterowania

Rozprawa przedstawia autorski algorytm oraz funkcje służące do synchronizacji filtra aktywnego prądu źródła z napędem reluktancyjnym przełączalnym. Zaproponowane rozwiązanie utrzymuje filtr w punkcie pracy o możliwie najwyższej sprawności dla danego stanu pracy napędu i jest skuteczne przy niskich prędkościach obrotowych, co zostało potwierdzone badaniami eksperymentalnymi dowodząc słuszności postawionej tezy. Proponowane rozwiązanie jest uniwersalne i może zostać zaimplementowane w napędzie z dowolną maszyną reluktancyjną przełączalną w celu ograniczenia wartości skutecznej prądu źródła. W pracy zaproponowano także uniwersalny współczynnik do szybkiej oceny jakości prądu przepływającego przez źródło prądu stałego, współczynnik oceny jakości działania filtra aktywnego oraz współczynniki do analizy wyższych harmonicznych w prądzie zasilania i napięciu zasilania maszyny reluktancyjnej przełączalnej.

RZESZOW UNIVERSITY OF TECHNOLOGY
Doctoral School

Rzeszów, 2026

ABSTRACT OF THE DOCTORAL DISSERTATION

in the field of Engineering and Technology
in the discipline of Automation, Electronics, Electrical Engineering and Space Technologies

Reduction of Supply Current Ripple in a Switched Reluctance Machine

Author: Mateusz Daraż, MSc, Eng., code: d550

Supervisor: Piotr Bogusz, DSc, PhD, Eng., Associate Prof.

Assistant supervisor: Dariusz Sobczyński, PhD, Eng.

Key words: switched reluctance machine (SRM), source current ripple, source current harmonics, source current active filter, control algorithm

The dissertation presents an original algorithm and accompanying functions designed to synchronise the active source-current filter with a switched reluctance drive. The proposed solution maintains the filter at an operating point that ensures the highest possible efficiency for a given drive condition and remains effective at low rotational speeds. This has been confirmed through experimental studies, which substantiate the validity of the thesis. The solution is universal and can be implemented in drives equipped with any switched reluctance machine to reduce the RMS value of the source current. The dissertation also introduces a universal coefficient for rapid assessment of the quality of current flowing through a DC source, a coefficient for evaluating the performance of the active filter, and coefficients for analysing higher harmonics in the supply current and in the supply voltage of the switched reluctance machine.