

MONOGRAFIE, STUDIA, ROZPRAWY

M24

Sławomir Karyś

**METODY STEROWANIA
PODNO SZĄCE SPRAWNOŚĆ
TRÓJFAZOWYCH FAŁOWNIKÓW NAPIĘCIA
O KOMUTACJI MIĘKKIEJ**

Kielce 2012

MONOGRAFIE, STUDIA, ROZPRAWY NR M24

Redaktor Naukowy serii

NAUKI TECHNICZNE – ELEKTRYKA

prof. dr hab. inż. Roman NADOLSKI

Recenzenci

prof. dr hab. inż. Włodzimierz KOCZARA

dr hab. inż. Elżbieta SZYCHTA, prof. PRad

Redakcja

Elżbieta WIKŁO

Redakcja techniczna

Irena PRZEORSKA-IMIOŁEK

Projekt okładki

Tadeusz UBERMAN

Niniejsza publikacja zostanie przedstawiona jako rozprawa habilitacyjna

© Copyright by Politechnika Świętokrzyska, Kielce 2012

Wszelkie prawa zastrzeżone. Żadna część tej pracy nie może być powielana czy rozpowszechniana w jakiegokolwiek formie, w jakikolwiek sposób: elektroniczny bądź mechaniczny, włącznie z fotokopiowaniem, nagrywaniem na taśmy lub przy użyciu innych systemów, bez pisemnej zgody wydawcy.

PL ISSN 1897-2691

Samodzielna Sekcja „Wydawnictwo Politechniki Świętokrzyskiej”

25-314 Kielce, al. Tysiąclecia Państwa Polskiego 7

tel./fax 41 34 24 581

e-mail: wydawca@tu.kielce.pl

www.tu.kielce.pl/organizacja/wydawnictwo

Spis treści

Ważniejsze skróty i oznaczenia	5
Wstęp	7
1. PRZEGLĄD ROZWIĄZAŃ TRÓJFAZOWYCH FALOWNIKÓW NAPIĘCIA	
O KOMUTACJI MIĘKKIEJ	11
1.1. Falowniki ze złączem rezonansowym w obwodzie DC	12
1.2. Rezonansowe falowniki biegunowe bez łączników pomocniczych	13
1.3. Rezonansowe falowniki biegunowe z łącznikami pomocniczymi	13
1.3.1. Falowniki biegunowe z pomocniczym fazowym obwodem rezonansowym	14
1.3.2. Falowniki biegunowe z transformatorami pomocniczymi	16
1.3.3. Falowniki biegunowe z łącznikami pomocniczymi o komutacji typu ZCS	18
1.4. Podsumowanie	20
2. FALOWNIK BIEGUNOWY Z POMOCNICZYM FAZOWYM OBWODEM REZONANSOWYM	21
2.1. Wprowadzenie	21
2.2. Dobór wartości elementów obwodu rezonansowego	28
2.2.1. Stosowane metody doboru wartości elementów obwodu rezonansowego	28
2.2.2. Minimalizacja energii oscylującej w obwodzie rezonansowym	29
2.2.3. Wpływ wartości elementów obwodu rezonansowego na straty	33
2.3. Metoda o zmiennych czasach sygnałów sterujących	37
2.4. Ograniczenia układu sterowania	40
2.5. Analiza teoretyczna wpływu metody sterowania na straty	42
2.5.1. Straty przewodzenia	42
2.5.2. Straty przełączania	47
2.5.3. Wyniki badań symulacyjnych	48
2.6. Wyniki badań eksperymentalnych	54
3. FALOWNIK BIEGUNOWY Z TRANSFORMATORAMI POMOCNICZYMI	67
3.1. Wprowadzenie	67
3.2. Badania symulacyjne	72
3.3. Wyniki badań eksperymentalnych	75

4. WPŁYW KOMUTACJI MIĘKKIEJ NA ZAKŁÓCENIA EMI	87
5. FALOWNIK BIEGUNOWY O KOMUTACJI TYPU ZCS	91
5.1. Wprowadzenie	91
5.2. Dobór wartości elementów obwodu rezonansowego	97
5.3. Sterowanie	100
5.4. Badania symulacyjne	101
5.5. Wyniki badań eksperymentalnych	107
6. WNIOSKI	115
Literatura	117
Streszczenie	125
Summary	127

Wykaz ważniejszych skrótów i oznaczeń

- ADPI – (*Auxiliary Diode Pole Inverter*) falownik biegunowy z diodami pomocniczymi
- ARCPI – (*Auxiliary Resonant Commutated Pole Inverter*) falownik biegunowy z pomocniczym fazowym obwodem rezonansowym
- ARPI – (*Auxiliary Resonant Pole Inverter*) falownik biegunowy z rezonansowym obwodem pomocniczym
- CIZVSI – (*Coupled Inductors Zero Voltage Switching Inverter*) falownik biegunowy z transformatorami pomocniczymi
- EMI – (*Electro Magnetic Influence*) zakłócenia elektromagnetyczne
- ESR – (*Equivalent Serial Resistance*) zastępcza rezystancja szeregową
- N-LRPI – (*Non-Linear Resonant Pole Inverter*) falownik biegunowy z dławikami nasyconymi
- SVM – (*Space Vector Modulation*) modulacja wektora przestrzennego
- PWM – (*Pulse Width Modulation*) modulacja szerokości impulsów
- RDC – (*Resonant DC Link*) złącze rezonansowe w obwodzie napięcia stałego
- TADPI – (*Transformer Assisted Auxiliary Diode Pole Inverter*) falownik biegunowy z transformatorem i diodami pomocniczymi
- ZCS – (*Zero Current Switching*) przełączanie w warunkach zerowego prądu
- ZVS – (*Zero Voltage Switching*) przełączanie w warunkach zerowego napięcia
- C – pojemność rezonansowa
- f_s – częstotliwość przełączania
- L – indukcyjność obwodu rezonansowego
- L_d – indukcyjność dodatkowa
- I – prąd obciążenia
- I_{AV} – wartość średnia prądu w obwodzie DC falownika
- i_C – prąd kolektora
- i_L – prąd w indukcyjności rezonansowej
- I_B – prąd dodatkowy
- I_b – suma prądu dodatkowego i prądu obciążenia
- i_{jRMS} – wartość skuteczna fazowego prądu obciążenia
- k – współczynnik przekładni zwojowej transformatora
- I_g – prąd graniczny
- I – amplituda sinusoidalnie zmiennego prądu obciążenia
- I_m – amplituda prądu rezonansowego
- I_p – prąd w uzwojeniu pierwotnym transformatora
- I – prąd w uzwojeniu wtórnym transformatora
- P_{IN} – moc wejściowa
- P_o – moc wyjściowa
- R – rezystancja wypadkowa obwodu rezonansowego
- R_{CE}, R_{AK} – rezystancje dynamiczne tranzystora i diody
- T_d – czas martwy

- T_R – okres rezonansowy
- T_S – okres przełączania łączników
- U – napięcie zasilania
- U_{AV} – wartość średnia napięcia w obwodzie DC falownika
- u_{ce} – napięcie kolektor-emiter
- U_T, U_D – spadki napięć odpowiednio na tranzystorze i diodzie przy zerowym prądzie obciążenia
- W_{esr} – straty w rezystancji obwodu rezonansowego
- W_{off} – straty w procesie wyłączania tranzystora
- ω_R – pulsacja rezonansowa
- ω – pulsacja prądu obciążenia
- Q – dobroć obwodu rezonansowego
- Z – impedancja charakterystyczna obwodu rezonansowego
- η – sprawność

Wstęp

Falowniki rezonansowe umożliwiają ograniczenie strat komutacyjnych w łącznikach energoelektronicznych. Dzięki wprowadzeniu dodatkowych elementów, które służą do wytworzenia drgań sinusoidalnych możliwe staje się przełączenie łączników w warunkach zerowego napięcia lub zerowego prądu. Pomimo złożonej budowy i skomplikowanego sterowania falowniki o komutacji miękkiej charakteryzują się najwyższą sprawnością oraz niskim poziomem emisji zakłóceń elektromagnetycznych – EMI. Ciągły postęp w budowie łączników energoelektronicznych, zwłaszcza tranzystorów polowych mocy, sprawił, że falowniki o komutacji twardej wyparły w wielu zastosowaniach falowniki o komutacji miękkiej.

Napęd elektryczny pojazdów samochodowych jest jednym z obszarów zastosowań, gdzie falowniki o komutacji miękkiej mogą wykazać pełnię swoich zalet. Obecnie badania w tym kierunku są intensywnie rozwijane [92, 59, 93, 60, 35, 94, 95, 110]. Wynika to z nieuchronności wyczerpywania się zasobów paliw płynnych oraz z konieczności dostosowywania się do coraz ostrzejszych wymagań ochrony środowiska naturalnego. Każda licząca się firma samochodowa posiada w swojej ofercie pojazd z napędem elektrycznym lub hybrydowym, jednak szczegóły rozwiązań technicznych są prawnie chronione (*know-how*).

Problematyka dotycząca zastosowania trójfazowych falowników napięcia o komutacji miękkiej w napędach pojazdów elektrycznych rozwijała się szczególnie dynamicznie na przełomie XX i XXI wieku. W znacznej mierze było to związane z dużymi nadziejami, jakie przemysł motoryzacyjny pokładał w nowych technologiach niskotemperaturowych ogniw paliwowych. Z przesłanek teoretycznych wynika [26, 70], że szczególnie wysoką sprawność (ponad 95%) powinny osiągać następujące trójfazowe falowniki biegunowe: z pomocniczym fazowym obwodem rezonansowym – ARCPI, z transformatorami pomocniczymi oraz o komutacji typu ZCS. W tym okresie opracowano szereg rozwiązań falowników typu ARCPI [28, 29, 61, 99] oraz z transformatorami pomocniczymi [12, 32, 37, 116]. W podstawowej metodzie sterowania tego typu falowników, obecnie uznawanej za klasyczną, czas trwania sygnałów sterujących jest stały, a ich położenie zsynchronizowane z przebiegiem fali PWM, którą wytwarza nadrzędny modulator. Niestety, przy tego typu sterowaniu wartość prądu w obwodzie pomocniczym jest duża, co negatywnie wpływa na sprawność falownika. W przeszłości podejmowano próby udoskonalenia klasycznej metody sterowania [27, 106], jednak nie znalazły one szerszego zastosowania lub pozostały w sferze badań symulacyjnych. Niemal równocześnie z opracowaniem koncepcji falownika typu ARCPI [22] zauważono możliwość dostosowania wartości prądu w obwodzie pomocniczym do wartości chwilowej prądu obciążenia poprzez odpowiednie sterowanie. Wiąże się to z koniecznością zmiany czasu trwania sygnałów sterujących w funkcji wartości chwilowej prądu obciążenia i jest nazywane metodą sterowania o zmiennych czasach sygnałów sterujących. Wraz z rozwojem techniki cyfrowej, a zwłaszcza z pojawieniem się procesorów sygnałowych DSP oraz struktur programowalnych CPLD, możliwa stała

się realizacja praktyczna tej koncepcji sterowania. W literaturze światowej można znaleźć sporadyczne publikacje z tego zakresu [85, 109], jednak brak jest szerszej analizy czy metoda ta w istotnym stopniu wpływa na ograniczenie strat w obwodzie pomocniczym. Opublikowane wyniki badań eksperymentalnych nie dają na to jednoznacznej odpowiedzi. Wyniki przedstawione w pracy [29] wskazują, że trójfazowy falownik o komutacji twardej uzyskał wyższą sprawność niż falownik o komutacji miękkiej typu ARCPI, natomiast autorzy pracy [54] uzyskali wyższą sprawność dla falownika biegunowego z transformatorami pomocniczymi o komutacji miękkiej niż dla falownika o komutacji twardej. Nie podjęto głębszej analizy przyczyn tak odmiennych rezultatów, biorąc pod uwagę również wpływ zastosowanej metody doboru wartości elementów obwodu rezonansowego. Oprócz trójfazowych falowników biegunowych o komutacji typu ZVS, w napędzie pojazdów elektrycznych dużym zainteresowaniem cieszą się falowniki o komutacji typu ZCS [62-66]. Budowa tego typu falownika umożliwia zastosowanie komutacji twardej dla prądów obciążenia o małej wartości chwilowej. W tym zakresie prądów obciążenia komutacja twarda zapewnia wyższą sprawność niż komutacja miękka. W dostępnej literaturze brak jest analizy teoretycznej, która umożliwiłaby dobór wartości prądu granicznego decydującego o wyborze rodzaju komutacji. Nie prezentuje się również wyników badań eksperymentalnych, przedstawiających wpływ tej metody sterowania na sprawność falownika.

Zasadniczym celem niniejszej rozprawy jest analiza wpływu różnych metod sterowania na straty w wybranych falownikach biegunowych o komutacji miękkiej. Skoncentrowano się na następujących falownikach: ARCPI, z transformatorami pomocniczymi, o komutacji typu ZCS.

Zakres badań obejmuje:

- analizę teoretyczną wpływu metody sterowania na straty, przeprowadzoną na podstawie uproszczonego modelu łączników energoelektronicznych, który umożliwi wyprowadzenie zależności analitycznych opisujących poszczególne składniki strat,
- analizę stosowanych dotychczas metod doboru wartości elementów obwodu rezonansowego,
- opracowanie układów sterowania z zastosowaniem procesorów sygnałowych DSP oraz układów logiki programowalnej CPLD, które realizują różne strategie przełączania łączników falownika, w zależności od wartości chwilowej prądu obciążenia,
- budowę wybranych trzech prototypowych falowników o komutacji miękkiej małej mocy (około 3 kW),
- badania eksperymentalne zbudowanych falowników, które umożliwiają określenie wpływu metody sterowania na ich sprawność oraz porównanie poziomu strat,
- badania porównawcze wpływu metody sterowania na poziom emitowanych zakłóceń EMI w wybranych falownikach biegunowych.

Na podstawie przeprowadzonej analizy teoretycznej oraz wyników badań eksperymentalnych wybranych falowników o komutacji miękkiej, autor sformułował następujące wnioski ogólne:

- zastosowanie metod sterowania, które wykorzystują informację o wartości chwilowej prądu obciążenia do regulacji czasu trwania sygnałów sterujących, a także wybór metody modulacji, jest racjonalnym rozwiązaniem w falownikach o mocy powyżej kilkunastu kilowatów, które istotnie wpływa na podniesienie ich sprawności;
- osiągnięcie wysokiej sprawności jest możliwe pod warunkiem prawidłowego doboru wartości elementów obwodu rezonansowego, który zapewnia minimum energii oscylującej w tym obwodzie. W przypadku falownika biegunowego typu ARCPI oraz falownika z transformatorami pomocniczymi, stosowana najczęściej od wielu lat metoda doboru [28] jest mocno dyskusyjna, gdyż metoda ta powoduje wzrost strat w obwodzie pomocniczym, którego nie jest w stanie zrekompensować najbardziej zaawansowana metoda sterowania;
- stosowanie dodatkowych czujników napięcia lub pola magnetycznego, które dostarczają układowi sterowania informacji o chwili przełączenia tranzystorów w warunkach napięcia zerowego lub prądu zerowego, na obecnym poziomie zawansowania układów cyfrowych nie jest wymagane.

Niniejsza rozprawa składa się z następujących części:

Wstęp

1. *Przegląd rozwiązań trójfazowych falowników napięcia o komutacji miękkiej.*
2. *Falownik biegunowy z pomocniczym fazowym obwodem rezonansowym.*
3. *Falownik biegunowy z transformatorami pomocniczymi.*

W rozdziałach 2, 3 porównano stosowane dotychczas metody doboru wartości elementów obwodu rezonansowego, przeprowadzono analizę teoretyczną i zamieszczono wyniki badań eksperymentalnych wpływu metody sterowania na straty, porównano także uzyskane wyniki z prezentowanymi w literaturze światowej.

4. *Wpływ komutacji miękkiej na zakłócenia EMI.* W tej części pracy przedstawiono wyniki badań eksperymentalnych emisji zakłóceń przenoszonych poprzez fale elektromagnetyczne dla falownika typu ARCPI oraz falownika z transformatorami pomocniczymi.
5. *Falownik biegunowy o komutacji typu ZCS.* Rozdział zawiera analizę teoretyczną, na podstawie której określono czas trwania sygnałów sterujących oraz wartość prądu granicznego. Zamieszczono wyniki badań eksperymentalnych, weryfikujące przesłanki teoretyczne.
6. *Wnioski.*

Analiza teoretyczna została przeprowadzona przy następujących założeniach:

- źródło napięcia posiada rezystancję wewnętrzną równą zero, zaś źródło prądu – nieskończenie dużą,
- elementy bierne R , L , C są traktowane jako idealne,

- rozwiązania równań różniczkowych opisujących przebiegi prądów i napięć w analizowanych obwodach rezonansowych uzyskano przy założeniu, że drgania nie są tłumione, a łączniki są idealne – traktowane w stanie zaporowym jak styk otwarty, a w stanie przewodzenia jak styk zamknięty.

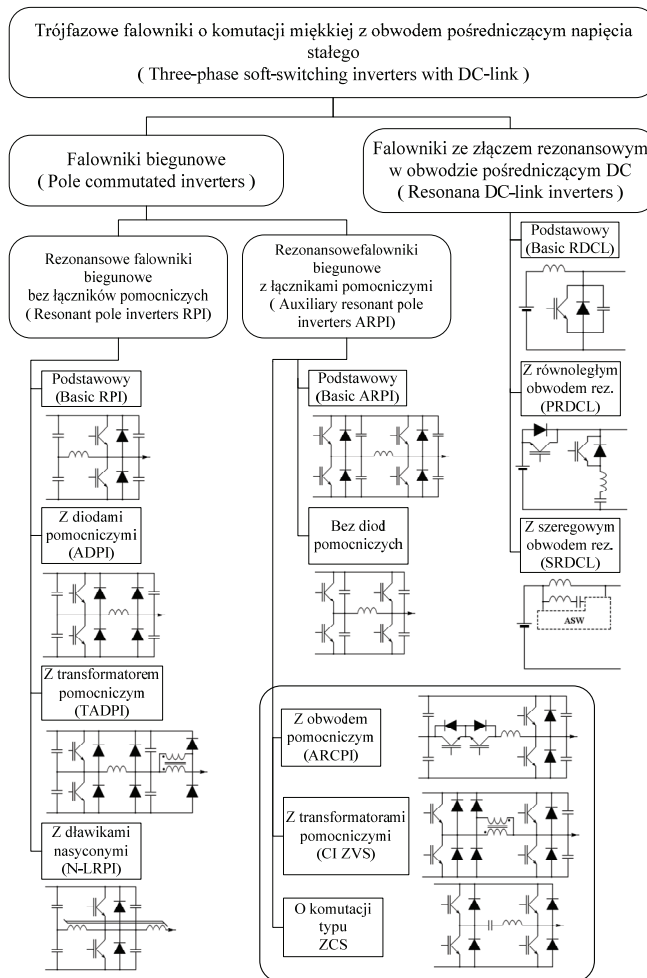
Wyjątkiem są rozdziały 2.5, 3.2, 5.4, w których dla uzyskania zależności analitycznych opisujących straty, łączniki półprzewodnikowe w stanie przewodzenia zamodelowano jako szeregowe połączenie źródła napięcia stałego oraz rezystancji liniowej. W stanie zaporowym łączniki mocy są traktowane jak styk otwarty.

Podjęta przez autora problematyka, związana ze sterowaniem trójfazowych falowników biegunowych o komutacji miękkiej, w zastosowaniu do napędu pojazdów elektrycznych, jest naturalną kontynuacją wcześniejszych prac [39-48]. Rozwinięcie tej tematyki stało się możliwe dzięki przyznaniu środków finansowych przez Ministerstwo Nauki i Szkolnictwa Wyższego na realizację grantu nr N510 025 32/2429 pt. „Analiza metod sterowania podnoszących sprawność trójfazowych falowników napięcia o komutacji miękkiej”.

Rozdział 1

PRZEGLĄD ROZWIĄZAŃ TRÓJFAZOWYCH FALOWNIKÓW NAPIĘCIA O KOMUTACJI MIĘKKIEJ

W napędach pojazdów elektrycznych o zasilaniu bateryjnym najczęściej stosowane są silniki trójfazowe prądu przemiennego, zasilane poprzez falownik napięcia. Obecnie tego typu silniki sterowane są przy pomocy metod wektorowych. Tylko nieliczna grupa trójfazowych falowników napięcia o komutacji miękkiej, sterowana z zastosowaniem metody regulacji szerokości impulsów, jest w stanie sprostać tym wymaganiom.



Rys. 1.1. Trójfazowe falowniki napięcia o komutacji miękkiej z obwodem pośredniczącym napięcia stałego

Rysunek 1.1 przedstawia podział trójfazowych falowników napięcia o komutacji miękkiej z obwodem pośredniczącym napięcia stałego. Powstał on w oparciu o informacje zawarte w pracach [38, 84, 86], uaktualnione o nowe rozwiązania. Ma on jedynie charakter poglądowy, ponieważ na przestrzeni ostatnich trzydziestu lat opracowano i udoskonalano bardzo wiele odmian tego typu falowników. Wybierając inne kryteria podziału można różnorodnie klasyfikować falowniki miętko przełączane [105].

Na rysunku 1.1 linią ciągłą zaznaczono grupę falowników z łącznikami pomocniczymi, na których skoncentrowano się w niniejszej pracy. Wyróżniają się one najwyższą sprawnością oraz możliwością zastosowania modulacji typu PWM bez wprowadzania ograniczeń w nadrzędnym algorytmie sterowania silnika.

1.1. Falowniki ze złączem rezonansowym w obwodzie DC

Zasada działania falowników ze złączem rezonansowym w obwodzie DC polega na zastosowaniu pomiędzy obwodem pośredniczącym napięcia stałego a falownikiem trójfazowym, obwodu pomocniczego, który zapewnia warunki miękkiej komutacji (w większości ZVS, rzadko ZCS) dla wszystkich łączników falownika. Koncepcja złącza rezonansowego bez łączników pomocniczych (*Resonant DC-link RDCL*) została opracowana przez D.M. Divana w 1986 r. [24]. Głównym problemem tego rozwiązania była 2,5-krotnie wyższa wartość maksymalna napięcia w obwodzie pośredniczącym od wartości napięcia zasilania. W kolejnej wersji układu [25], dzięki wprowadzeniu łączników pomocniczych, ograniczono wartość maksymalną napięcia niemal o połowę. Omawiane rozwiązania podstawowych falowników ze złączem rezonansowym są sterowane przy pomocy metody modulacji gęstości impulsów [55, 103]. Metoda ta prowadzi do powstania subharmonicznych oscylacji w napięciu obwodu pośredniczącego. Podjęto próby zastosowania modulacji szerokości impulsów do sterowania tego typu falowników. Przyniosły one wiele nowych rozwiązań. Należy do nich zaliczyć falowniki quasi-rezonansowe z dławikami sprzężonymi i pasywnym ograniczeniem napięcia w obwodzie pośredniczącym (*passive-clamped quasi-resonant DC-link inverters pcq-RDCL*) [6, 7, 93, 107]. Kolejną grupą są falowniki z szeregowym łącznikiem pomocniczym i obwodem rezonansowym włączonym równolegle do obwodu pośredniczącego (*parallel resonant DC-link PRDCL*) [1, 11, 67]. Po niezbędnych modyfikacjach umożliwiają one sterowanie falownika za pomocą modulacji wektora przestrzennego napięcia SVM. Wartość szczytowa napięcia w obwodzie pośredniczącym jest ograniczona, podobnie jak w przypadku falownika typu pcq-RDCL, do około 1,3-krotności napięcia zasilania.

Falowniki z prądowym złączem rezonansowym stanowią trzecią grupę oznaczoną na rysunku 1.1 jako SRDCL (*Series Resonant DC-link inverters*) [76, 98]. Ze względu na duże gabaryty są one bardzo rzadko stosowane.

Niewielka przydatność falowników ze złączem rezonansowym w obwodzie DC, do zastosowań w napędach pojazdów elektrycznych, wynika z następujących wad:

- ograniczone możliwości sterowania przy pomocy metody SVM [31],
- problemy z zapewnieniem warunków miękkiej komutacji w szerokim zakresie prądów obciążenia,
- duże straty przewodzenia w indukcyjności rezonansowej włączanej szeregowo ze źródłem zasilania (*Basic RDCL*),
- wysoka częstotliwość pracy łączników pomocniczych,
- chwilowe wartości napięcia w obwodzie pośredniczącym wyższe od napięcia zasilania.

1.2. Rezonansowe falowniki biegunowe bez łączników pomocniczych

Cechą charakterystyczną falowników biegunowych o komutacji miękkiej jest występowanie indywidualnego obwodu rezonansowego dla każdego bieguna falownika. W przypadku podstawowego falownika biegunowego [82], w celu rezonansowego przeładowania kondensatorów, amplituda prądu w indukcyjności rezonansowej musi być ponad dwukrotnie wyższa od wartości maksymalnej prądu obciążenia. Czas komutacji jest długi w odniesieniu do częstotliwości przełączania falownika. Zastosowanie diod pomocniczych umożliwia ograniczenie wartości pojemności rezonansowych – falownik ADPI [8]. Jednak nadal amplituda prądu w indukcyjności rezonansowej jest 2,5-krotnie wyższa od wartości maksymalnej prądu obciążenia. Zastosowanie transformatorów pomocniczych (*Transformer Assisted Auxiliary Diode Pole Inverter*) [71] umożliwia znaczne ograniczenie amplitudy prądu w indukcyjności rezonansowej, natomiast najniższą wartość tego prądu osiąga konstrukcja z dławikami nasyconymi (*Non-Linear Resonant Pole Inverter*) [30].

Do głównych wad tej grupy falowników należy zaliczyć:

- niską sprawność (niższa od falowników o komutacji twardej) ze względu na dużą wartość prądu komutacyjnego przepływającego przez przyrządy półprzewodnikowe oraz indukcyjność rezonansową,
- ograniczone możliwości sterowania typu PWM w szerokim zakresie prądów obciążenia.

Z tego względu grupa falowników biegunowych bez łączników pomocniczych nie jest stosowana w napędach pojazdów elektrycznych.

1.3. Rezonansowe falowniki biegunowe z łącznikami pomocniczymi

Rezonansowe falowniki biegunowe z łącznikami pomocniczymi wyróżniają się najbardziej złożoną budową oraz sterowaniem, oferując przy tym niską zawartość współczynnika THD w prądzie wyjściowym [23]; charakteryzują się bardzo wysoką sprawnością [3], nieosiągalną przez żadną inną grupę trójfazowych falowników o komutacji miękkiej z napięciowym obwodem pośredniczącym. Przez indukcyjność rezonansową płynie prąd tylko przez krótki czas (typowe wartości mieszczą

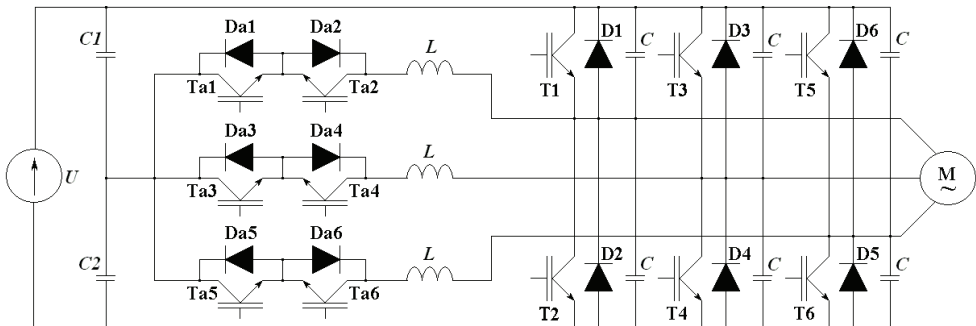
się w zakresie od 2 do 3 μs) potrzebny do wytworzenia warunków miękkiej komutacji dla głównych łączników falownika. W pozostałym czasie prąd w indukcyjności obwodu rezonansowego ma zerową wartość. W najlepszych rozwiązaniach zarówno łączniki główne, jak i pomocnicze przełączane są w warunkach zerowego napięcia lub zerowego prądu. Bez większych ograniczeń można stosować metodę modulacji szerokości impulsów. Algorytm sterowania powinien skompensować wpływ czasu martwego [88, 89], w którym realizowana jest miękka komutacja łączników głównych falownika. Przedstawione zalety powodują, że tego typu trójfazowe falowniki rezonansowe mogą znaleźć szerokie zastosowanie w napędach pojazdów elektrycznych.

W dalszej części pracy przedstawione zostaną rozwiązania falowników, które – jak wynika z analizy teoretycznej [26, 70] – mogą osiągać wysoką sprawność (około 97%), oraz ich wersje ze zredukowaną liczbą łączników. Nie omówiono wielu innych falowników z tej grupy [19, 97], które ze względu na niską sprawność lub duże ograniczenia w sterowaniu typu PWM nie są stosowane w napędach pojazdów elektrycznych.

1.3.1. Falowniki biegunowe z pomocniczym fazowym obwodem rezonansowym

Koncepcja falownika z pomocniczym fazowym obwodem rezonansowym została po raz pierwszy zaproponowana przez R.W. De Donckera w 1990 r. [22]. Jednak silny wpływ na jej opracowanie miały prace W. McMurray'a [72, 74].

Na rysunku 1.2 przedstawiono schemat zastępczy trójfazowego falownika typu ARCPI. Łączniki główne przełączane są w warunkach napięcia zerowego, a łączniki pomocnicze – w warunkach zerowego prądu.



Rys. 1.2. Schemat trójfazowego falownika rezonansowego typu ARCPI

Falownik charakteryzuje się bardzo wysoką sprawnością; jest przystosowany do modulacji typu PWM. Zaawansowane metody sterowania wymagają informacji o wartości chwilowej prądu obciążenia i jego znaku. Na każdą fazę przypadają dwa łączniki pomocnicze, których klasa napięciowa może być o połowę niższa niż

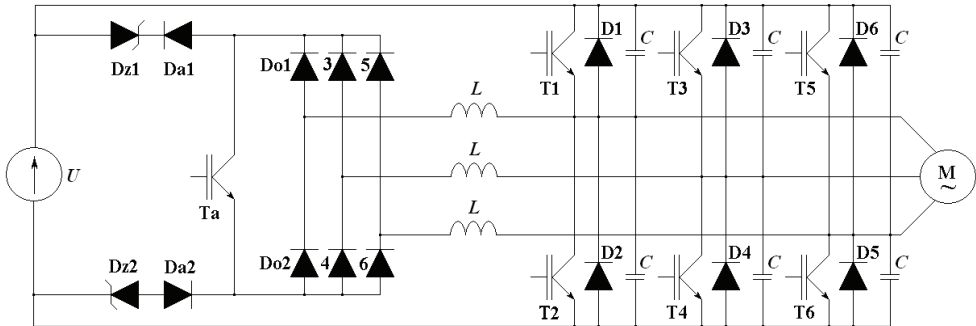
łączników głównych. Umożliwia to pojemnościowy dzielnik napięcia, który wytwarza napięcie o wartości $U/2$. Głównymi problemami są: nierówny podział napięć na dzielniku pojemnościowym oraz przebiegi występujące przy zaniku prądu komutacyjnego do zera. Pierwszy problem można rozwiązać stosując: dodatkowy obwód balansujący [57, 99], modyfikując algorytm przełączania [87] lub znacznie zwiększając pojemność dzielnika. Przebiegi najczęściej ogranicza się poprzez włączenie dławików nasyconych w szereg z indukcyjnością rezonansową. Innym rozwiązaniem może być klasyczny układ odciażający RCD [36, 83] lub dodatkowy obwód ograniczający przebiegi, zbudowany z szeregowo połączonych diod wysokonapięciowych oraz diod Zenera [78, 96].

Zaletą falownika typu ARCPI jest możliwość jego modyfikacji do postaci falownika wielopoziomowego [9, 10, 102, 111, 115, 117].

Opracowano wiele interesujących odmian falownika ARCPI, w których dzielnik pojemnościowy zastąpiono: transformatorem [100, 81], szeregowo połączonym kondensatorem i diodą [80] lub zupełnie wyeliminowano – występują tylko tranzystory główne z obwodem rezonansowym [33].

Wiele prac naukowych poświęcono falownikom rezonansowym o uproszczonej budowie w odniesieniu do podstawowego rozwiązania przedstawionego na rysunku 1.2. Jednak żaden ze zmodyfikowanych wariantów nie dorównuje sprawnością pierwowzorowi.

Na rysunku 1.3 przedstawiono trójfazowy falownik rezonansowy z jednym łącznikiem pomocniczym [5, 104].



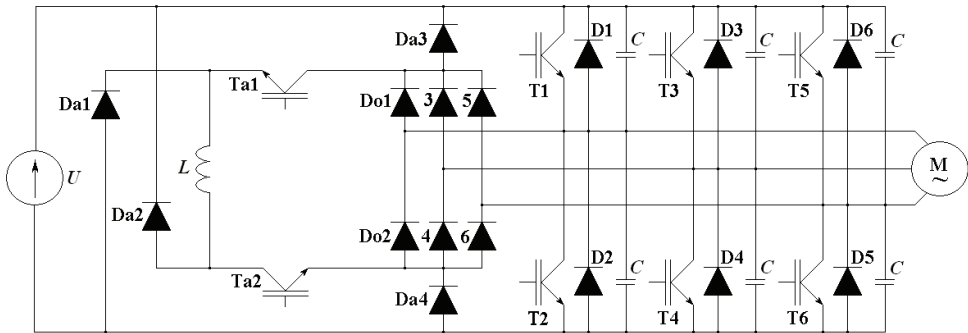
Rys. 1.3. Schemat trójfazowego falownika rezonansowego z jednym łącznikiem pomocniczym

Główną wadą tego falownika jest konieczność wprowadzenia dodatkowych sekwencji wyłączenia łączników głównych, aby zainicjować proces liniowego narastania prądu w danej indukcyjności rezonansowej. Ze względu na dużą liczbę diod pomocniczych, straty przewodzenia w tych elementach są znacznie wyższe niż w przypadku podstawowego falownika typu ARCPI. Łącznik pomocniczy T_a łączy się przy prądzie bliskim zeru.

W publikacji [61] rozważano możliwość udoskonalenia trójfazowego falownika rezonansowego z jednym łącznikiem pomocniczym, poprzez poprawę sterowania.

Jednak obwód pomocniczy nie wspiera procesu wyłączenia łączników głównych w warunkach ZVS. Kondensatory równoległe łączników głównych rozładują się prądem obciążenia, co jest nieskuteczne przy jego małej wartości. Dodatkowo metoda sterowania wprowadza ograniczenia w modulacji typu SVM.

Rysunek 1.4 przedstawia trójfazowy falownik rezonansowy z jedną indukcyjnością w obwodzie pomocniczym [68]. Falownik tego typu również wymaga dodatkowych sekwencji wyłączenia łączników głównych. Łączniki główne nie są załączane w warunkach zerowego napięcia, łączniki pomocnicze wyłączają znaczny prąd (sumę prądu obciążenia i maksymalnej wartości prądu rezonansowego). Duża ilość łączników pomocniczych wpływa dodatkowo niekorzystnie na sprawność tego falownika.



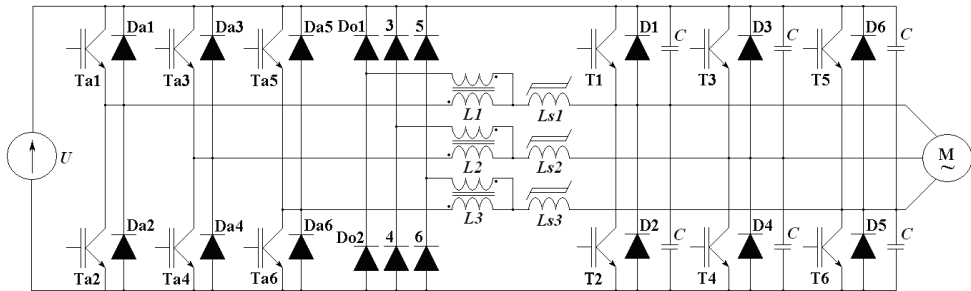
Rys. 1.4. Schemat trójfazowego falownika rezonansowego z jedną indukcyjnością w obwodzie pomocniczym

1.3.2. Falowniki biegunowe z transformatorami pomocniczymi

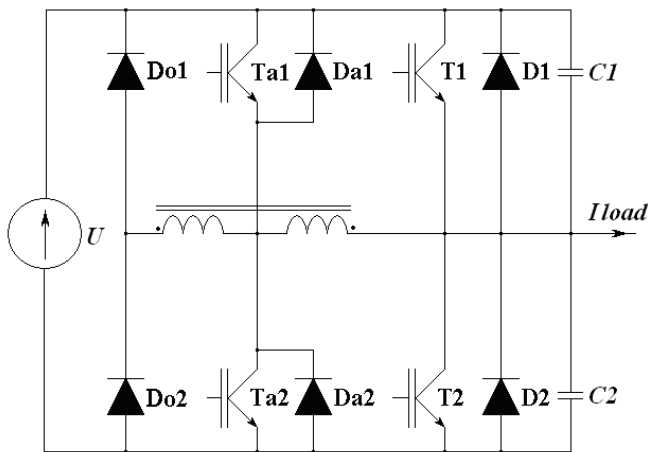
Falowniki biegunowe z transformatorami pomocniczymi (podobnie jak ARCPI), umożliwiają przełączanie łączników głównych w warunkach zerowego napięcia, natomiast łączniki pomocnicze przełączane są w warunkach zerowego prądu. Elementem charakterystycznym jest występowanie obwodu magnetycznie sprzężonego (*Coupled-Inductor*) w postaci transformatora.

Rysunek 1.5 przedstawia najczęściej stosowane rozwiązanie trójfazowego falownika rezonansowego z transformatorami pomocniczymi [32, 37]. Przy typowej wartości przekładni zwojowej transformatora wynoszącej 1:1, wartość prądu płynącego przez łączniki pomocnicze Ta oraz diody pomocnicze Do jest o połowę mniejsza niż wartość prądu przeładowania rezonansowego kondensatorów C. Zastosowanie dwóch transformatorów pomocniczych w każdej gałęzi umożliwia dalsze zmniejszenie wartości prądów płynących przez elementy pomocnicze [94, 95]. Inne rozwiązanie przedstawia rysunek 1.6 [2].

W obu układach z rysunków 1.5 oraz 1.6 występują trudności z rozładowaniem prądu magnesującego transformatora. Powszechnie stosowanym rozwiązaniem tego problemu jest zastosowanie dodatkowych dławików nasyconych oznaczonych na rysunku 1.5 literami L_s .

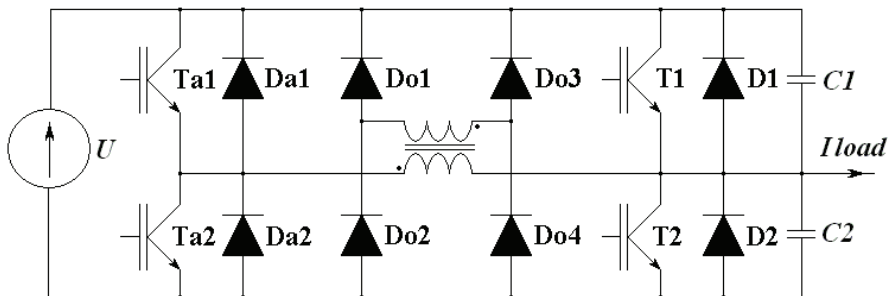


Rys. 1.5. Schemat trójfazowego falownika rezonansowego z transformatorami pomocniczymi



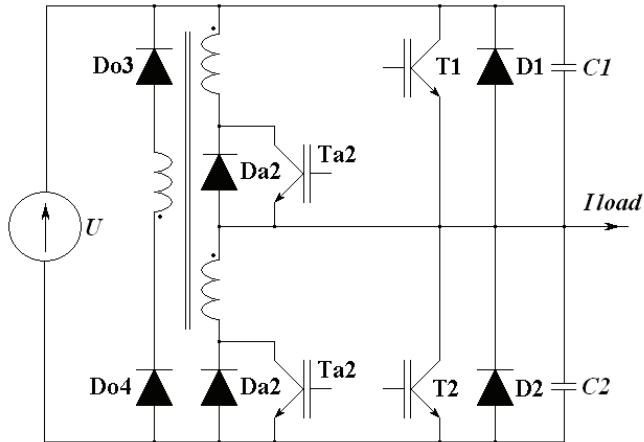
Rys. 1.6. Jednofazowy schemat falownika rezonansowego z transformatorem pomocniczym

Falownik z pełną izolacją galwaniczną pomiędzy uzwojeniami transformatora pomocniczego pokazano na rysunku 1.7 [112-114, 116], w którym ten problem nie występuje. Straty przewodzenia są jednak większe (po stronie wtórnej przewodzą dwie diody pomocnicze Do jednocześnie).



Rys. 1.7. Jednofazowy schemat falownika rezonansowego z transformatorem pomocniczym o pełnej izolacji galwanicznej

Kolejną wersję falownika o nazwie SoftSwing[®] (zastrzeżonej przez firmę Brusa Electronic AG) przedstawiono na rysunku 1.8 [92]. Posiada on dodatkowe uzwojenie do rozładowania prądu magnesującego transformatora. Jest to adaptacja rozwiązania stosowanego dużo wcześniej w transformatorowych przetwornicach przepustowych. Do tego typu falownika oferowane są dedykowane moduły mocy (*Tyco Electronics*), umożliwiające konstrukcję trójfazowych napędów falownikowych o mocy od 40 do 120 kW.



Rys. 1.8. Jednofazowy schemat falownika rezonansowego z transformatorem pomocniczym SoftSwing[®]

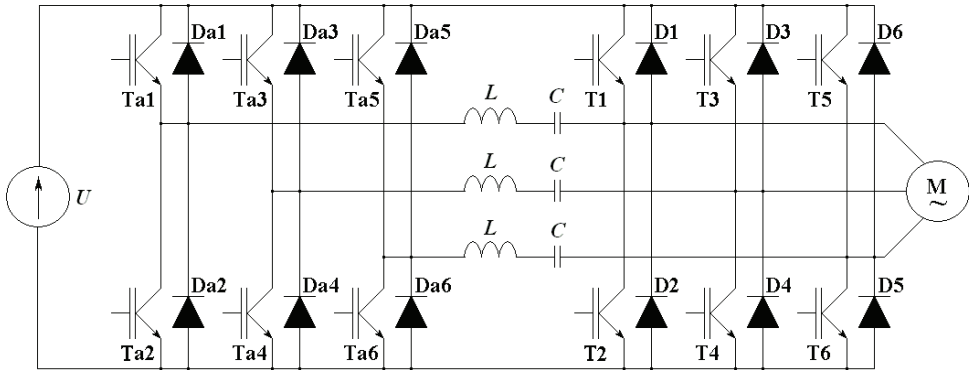
Opracowano również trójfazowe falowniki rezonansowe z transformatorami pomocniczymi o zredukowanej liczbie elementów obwodu pomocniczego. W pracy [12] przedstawiono rozwiązanie z dwoma transformatorami oraz dwoma łącznikami pomocniczymi. Sterowanie jest utrudnione, wymaga bowiem zastosowania zmodyfikowanej modulacji typu SVM [13]. Próbę udoskonalenia układu sterowania przedstawiono w pracy [14]. Niestety, do sterowania konieczny jest dodatkowy układ pomiarowy wartości strumienia w elementach obwodu pomocniczego. Ze względu na występowanie dziesięciu diod pomocniczych sprawność tego rozwiązania jest niższa od klasycznego falownika z trzema transformatorami pomocniczymi (rys. 1.3). W pracy [15] przedstawiono konstrukcję z jednym transformatorem pomocniczym, której sterowanie jest jeszcze bardziej złożone i według autorów może znaleźć zastosowanie w wielofazowych przekształtnikach mocy.

1.3.3. Falowniki biegunowe z łącznikami pomocniczymi o komutacji typu ZCS

Konstrukcja obwodu silnoprądowego falownika biegunowego z łącznikami pomocniczymi (przełączanego w warunkach zerowego prądu) wywodzi się z odle-

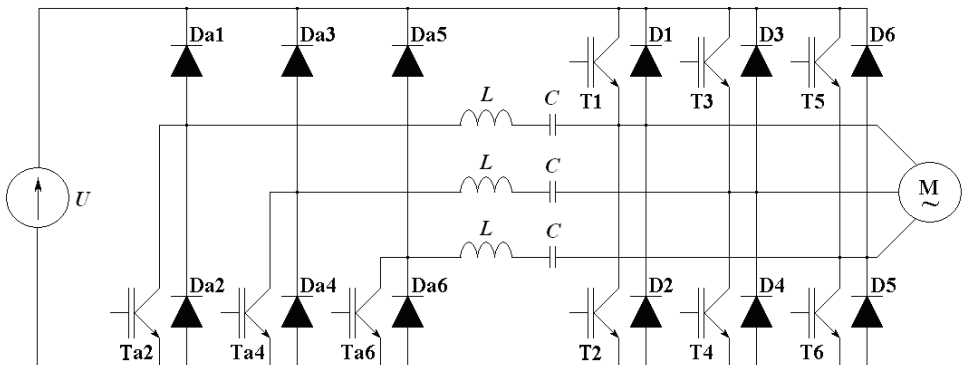
głych czasów przekaźników tyrystorowych zasilanych ze źródła napięcia stałego [72, 73]. W pracy [34] przedstawiono adaptację rozwiązania wykorzystującego tyrystory, opracowanego przez McMurray'a w latach siedemdziesiątych, do wymagań współczesnej techniki, bazującej na tranzystorach IGBT.

Rysunek 1.9 przedstawia falownik z łącznikami pomocniczymi o komutacji typu ZCS.



Rys. 1.9. Falownik z łącznikami pomocniczymi o komutacji typu ZCS

Prowadzone prace koncentrują się na poprawie metod sterowania omawianego falownika, a tym samym na podniesieniu jego sprawności. Metoda sterowania zaproponowana w pracy [34] zapewnia bezprądowe wyłączenie łączników głównych T1 – T6, natomiast łączniki pomocnicze Ta1 – Ta6 wyłączane są przy pełnym prądzie obciążenia, co prowadzi do znacznych strat energii. Zmodyfikowana metoda sterowania zaproponowana w pracy [69] pozwala na przełączanie łączników pomocniczych w warunkach ZCS, jednak posiada wiele wad. Tranzystory główne załączane są przy pełnym napięciu zasilania i niezerowym prądzie, napięcie maksymalne na kondensatorze rezonansowym osiąga wartość dwukrotnie większą od wartości napięcia zasilania.



Rys. 1.10. Falownik ze zredukowaną liczbą łączników pomocniczych o komutacji typu ZCS

Udoskonalona metoda sterowania [63] pozwala na ograniczenie strat załączania łączników głównych oraz zmniejszenie maksymalnej wartości napięcia przeładowania kondensatora rezonansowego. Rozwiązanie o zredukowanej liczbie łączników pomocniczych pokazano na rysunku 1.10 [62, 64].

Jednak na podstawie przeprowadzonych badań symulacyjnych i eksperymentalnych [65, 66] stwierdzono, że całkowite straty energii są znacznie większe niż w pierwotnym rozwiązaniu z sześcioma łącznikami pomocniczymi. Jest to spowodowane przepływem dużej wartości prądu przez diody pomocnicze.

Interesującą modyfikacją falownika typu ARCPI, w której wszystkie elementy bierne L , C znajdują się w obwodzie pomocniczym, przedstawiono w pracy [79]. W falowniku tym tranzystory główne przełączane są w warunkach ZCS, a łączniki pomocnicze w warunkach ZCS/ZVS.

1.4. Podsumowanie

W niniejszym rozdziale przedstawiono przegląd rozwiązań trójfazowych falowników rezonansowych z obwodem pośredniczącym napięcia stałego. Zasygnalizowano podstawowe właściwości poszczególnych grup falowników, biorąc pod uwagę ich przydatność w układach napędowych pojazdów elektrycznych. Na rysunku 1.1 wyróżniono grupę falowników biegunowych z łącznikami pomocniczymi, które wybrano do szczegółowej analizy i badań w dalszej części pracy. Charakteryzuje się ona najwyższą sprawnością, nie wprowadza ograniczeń w nadrzędnym algorytmie sterowania silnika oraz umożliwia stosowanie modulacji typu PWM.

Rozdział 2

FALOWNIK BIEGUNOWY Z POMOCNICZYM FAZOWYM OBWODEM REZONANSOWYM

2.1. Wprowadzenie

Falownik biegunowy z pomocniczym fazowym obwodem rezonansowym – ARCPI – jest uważany za klasyczne rozwiązanie, opisywane w literaturze o charakterze podręcznikowym [77, 90]. Główne problemy, które nie są do końca rozwiązane to:

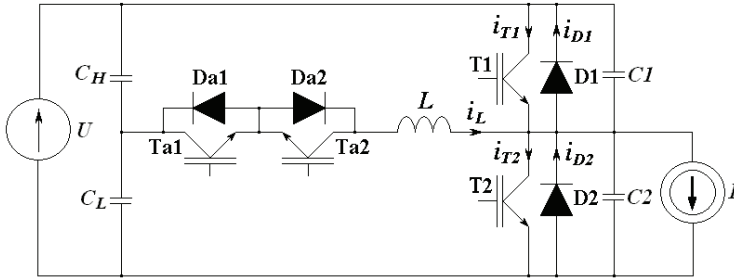
- 1) dobór wartości elementów obwodu rezonansowego,
- 2) ocena teoretyczna i weryfikacja eksperymentalna wpływu metody sterowania na straty.

Ad 1. Pomimo upływu trzydziestu lat od chwili opublikowania koncepcji działania falownika ARCPI [22] do tej pory nie opracowano metody doboru wartości elementów obwodu rezonansowego. Dotychczas jedynie w pracach J. Dawidziuka [20, 21] podano w sposób przybliżony rozwiązanie tego problemu. Przyjęto uproszczony kształt prądu w gałęzi pomocniczej, jednak uzyskane rozwiązania posiadają bardzo złożoną postać, co znacznie utrudnia ich zastosowanie. W rozdziale 2.2 zostanie przedstawione autorskie rozwiązanie tego problemu. Bez wprowadzania uproszczeń co do kształtu prądu, otrzymano przejrzyste równania, z których łatwo obliczyć wartości elementów obwodu rezonansowego.

Ad 2. Współczesny poziom techniki cyfrowej umożliwia stosowanie takich metod sterowania, które znajdowały się dotychczas w sferze rozważań teoretycznych i symulacyjnych. W rozdziale 2.3 przedstawiono założenia metody sterowania falownika ARCPI, w której czas trwania sygnałów sterujących zmienia się w funkcji wartości chwilowej prądu obciążenia. Tego typu sterowanie pozwala na dalsze obniżenie strat przewodzenia w łącznikach pomocniczych, a tym samym podnosi sprawność falownika. Koncepcja ta była znana wcześniej – od czasu opracowania falownika ARCPI – jednak dopiero w ostatnich latach pojawiły się możliwości techniczne, które umożliwiają jej praktyczną realizację.

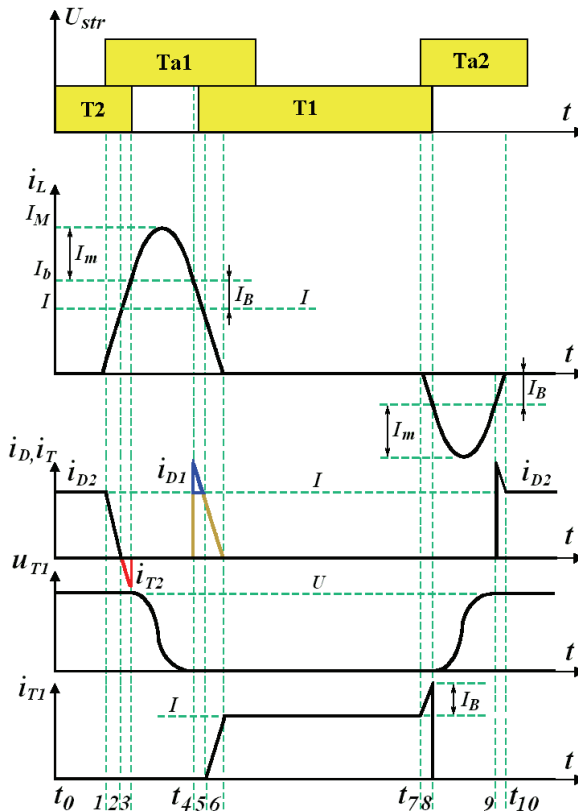
Na podstawie badań teoretycznych, w rozdziale 2.5 dokonano oceny wpływu metody sterowania na sprawność. Wyniki badań eksperymentalnych (weryfikujące przesłanki teoretyczne) przedstawiono w rozdziale 2.6. Prezentowane dotychczas w literaturze światowej [29, 108] wyniki badań eksperymentalnych wykazywały wyższą sprawność trójfazowego falownika o komutacji twardej niż falownika o komutacji miękkiej typu ARCPI. Uzyskane w niniejszej pracy wyniki są odmienne; można jednoznacznie stwierdzić, że wyższą sprawność osiągnął falownik typu ARCPI. Próbę wyjaśnienia przyczyn tak rozbieżnych wyników podjęto w rozdziałach 2.2.3 oraz 2.6.

W dalszej części niniejszego rozdziału zostanie przedstawiona w skrócie zasada działania falownika typu ARCPI. Rysunek 2.1 przedstawia jednofazowy schemat zastępczy tego falownika przy dodatnim prądzie obciążenia $I > 0$.



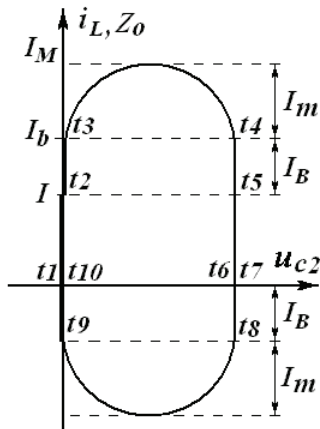
Rys. 2.1. Jednofazowy schemat zastępczy falownika rezonansowego typu ARCPI dla $I > 0$

Na rysunku 2.2 zamieszczono przebiegi sygnałów sterujących oraz wybranych napięć i prądów.



Rys. 2.2. Sygnały sterujące oraz wybrane przebiegi charakterystyczne dla $I > 0$

Rysunek 2.3 przedstawia trajektorię fazową dla falownika ARCPI, gdy prąd obciążenia $I > 0$. Przy czym: i_L – prąd w indukcyjności, I_m – amplituda prądu rezonansowego, Z_o – impedancja charakterystyczna obwodu rezonansowego, I_B – prąd dodatkowy, U_{c2} – napięcie kondensatora rezonansowego połączonego równolegle do tranzystora T2.



Rys. 2.3. Trajektorja fazowa falownika ARCPI dla $I > 0$

Schematy zastępcze, odpowiadające poszczególnym etapom procesu załączenia i wyłączenia tranzystora głównego T1, przedstawiono na rysunku 2.4.

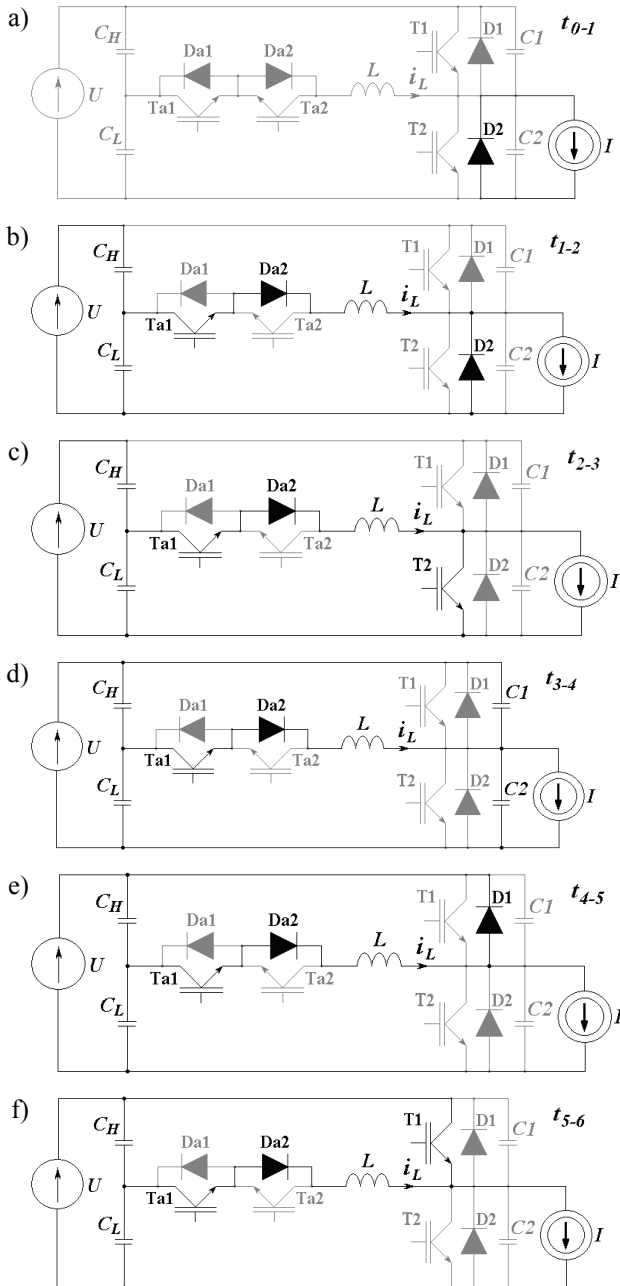
W przedziale czasu t_{0-1} przez diodę D2 płynie prąd obciążenia (rys. 2.4a). Na kondensatorze C2 panuje napięcie bliskie zero, zaś na C1 napięcie bliskie napięciu zasilania U . Z chwilą załączenia tranzystora pomocniczego Ta1 (w warunkach zerowego prądu), prąd w indukcyjności i_L narasta liniowo pod wpływem napięcia panującego na dzielniku pojemnościowym C_H , C_L równego połowie napięcia zasilania (rys. 2.4b). Po czasie t_{1-2} prąd w indukcyjności L osiąga wartość prądu obciążenia I . Dioda D2 wyłącza się, a dalszy wzrost prądu i_L umożliwia wysterowany wcześniej do przewodzenia tranzystor główny T2 (rys. 2.4c). Przebieg prądu i_L w przedziale czasu t_{1-3} wyraża się równaniem:

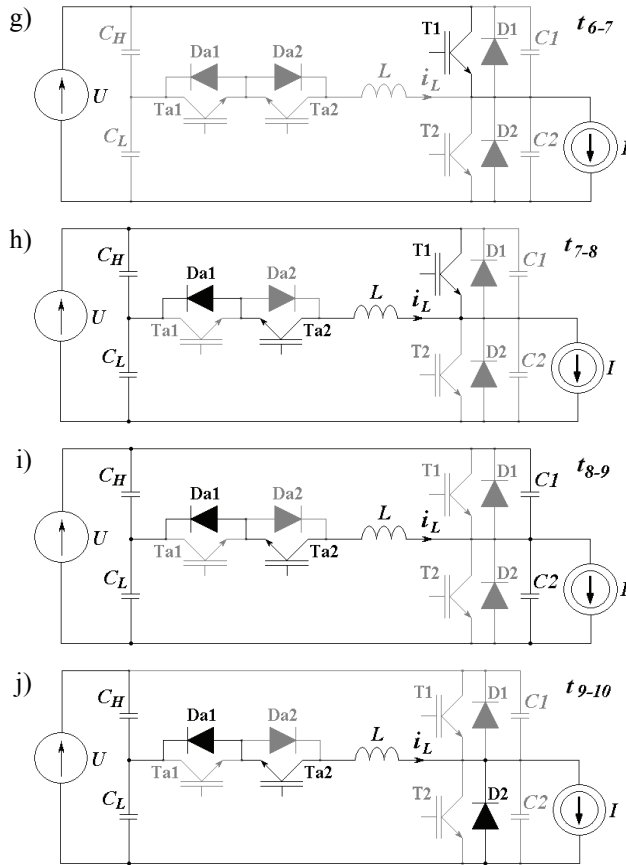
$$i_L = \frac{U}{2L}t \quad (2.1)$$

przy czym: U – napięcie zasilania, L – indukcyjność obwodu rezonansowego.

W chwili t_3 prąd w gałęzi pomocniczej osiąga wartość I_b , wyższą od prądu obciążenia. Prąd dodatkowy wyrażony jako różnica $I_B = I_b - I$ pozwala na zgromadzenie w indukcyjności L dodatkowej energii, wymaganej do skompensowania strat w obwodzie rezonansowym. Wyłączenie tranzystora głównego T2 w chwili t_3 rozpoczyna proces przeładowania rezonansowych kondensatorów C1, C2 (rys. 2.4d). Jeśli czas odzyskiwania własności zaporowych diody D2 jest większy od

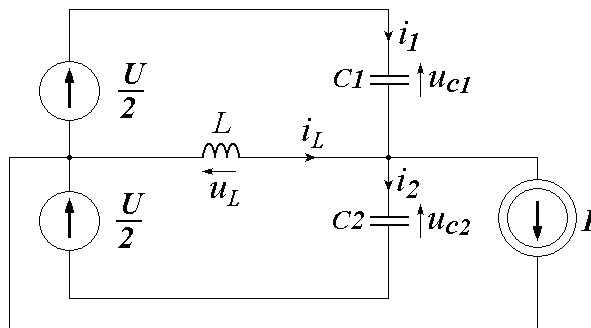
czasu przewodzenia tranzystora T2, to prąd wsteczny diody powoduje zwiększenie wartości prądu dodatkowego I_B . W falownikach dużej mocy może to prowadzić do nadmiernego wzrostu prądu w gałęzi pomocniczej.





Rys. 2.4. Proces załączenia i wyłączenia tranzystora głównego T1

Uproszczony schemat zastępczy obwodu falownika ARCPI w stanie przeładowania rezonansowego przedstawia rysunek 2.5.



Rys. 2.5. Schemat zastępczy falownika w stanie przeładowania rezonansowego kondensatorów C1, C2

Zakładając, że obwód rezonansowy jest bezstratny, można opisać go układem równań:

$$\begin{cases} u_L + u_{C2} = \frac{U}{2} & (2.2a) \\ u_{C1} + u_{C2} = U & (2.2b) \\ i_L = I + i_2 - i_1 & (2.2c) \end{cases}$$

Z równania (2.2b) wynika, że $i_1 = -i_2$. Półokres rezonansowy jest równy $T_R/2 = t_4 - t_3$. Przyjmując warunki brzegowe $i_L(t_3) = I_b$, $i_L(t_4) = I_b$, $u_{C2}(t_3) = 0$, prądy oraz napięcia wynoszą odpowiednio:

$$i_L(t) = I_m \sin(\omega_R t) + I_b \quad (2.3)$$

$$i_2 = \frac{i_k - I}{2} = \frac{1}{2} [I_m \sin(\omega_R t) + I_B] \quad (2.4)$$

$$u_{C2} = \frac{U}{2} [1 - \cos(\omega_R t)] + \frac{I_B t}{C_R} \quad (2.5)$$

$$u_{C1} = U - u_{C2} = \frac{U}{2} [1 + \cos(\omega_R t)] - \frac{I_B t}{C_R} \quad (2.6)$$

gdzie: $Z = \sqrt{\frac{L}{C_R}}$ – impedancja charakterystyczna, $\omega_R = \frac{1}{\sqrt{LC_R}}$ – pulsacja kołowa,

wa, $I_m = \frac{U}{2Z}$ – amplituda prądu rezonansowego, $C1 = C2 = C_R/2$.

Z chwilą t_4 napięcie na kondensatorze $C1$ zmienia znak i zaczyna przewodzić dioda $D1$. W przedziale czasu t_{4-5} (rys. 2.4e) tranzystor główny $T1$ jest załączany w warunkach napięcia bliskiego zera. Po załączeniu tranzystora $T1$, na jego emiterze panuje w przybliżeniu napięcie zasilania U , pod wpływem którego prąd w indukcyjności maleje liniowo do zera (rys. 2.4f). Prąd i_L opisuje równanie:

$$i_L = I_b - \frac{U}{2L} t \quad (2.7)$$

W chwili t_6 proces załączenia jest zakończony, a tranzystor $T1$ przejmuje cały prąd obciążenia (rys. 2.4g).

Proces wyłączenia tranzystora głównego T1 w warunkach zerowego napięcia może być przeprowadzony w dwojaki sposób, zależnie od wartości prądu obciążenia. Jeżeli prąd obciążenia jest na tyle duży, że w czasie martwym zdoła przeładować kondensatory C1, C2, to nie ma potrzeby stosowania obwodu pomocniczego. Tranzystor T1 jest wyłączany, jak gdyby był to układ o komutacji twardej w chwili t_8 . Napięcie na kondensatorze C1 narasta w przybliżeniu liniowo pod wpływem prądu obciążenia do wartości bliskiej napięciu zasilania U , zaś na kondensatorze C2 napięcie maleje liniowo do wartości bliskiej zero. Przypadek ten zostanie szerzej omówiony w rozdziale 2.2.

W przypadku małych prądów obciążenia – niezdolnych do przeładowania kondensatorów C1, C2 w czasie martwym – konieczne jest zastosowanie pomocniczego obwodu komutacyjnego. W chwili t_7 zostaje załączony tranzystor pomocniczy Ta2 w warunkach zerowego prądu (rys. 2.4h). Napięcie na indukcyjności wynosi wówczas $u_L = -U/2$. Prąd w indukcyjności i_L zmienia się liniowo od zera do wartości $-I_B$. Energia dodatkowa zgromadzona w indukcyjności L służy do skompensowania strat w obwodzie rezonansowym. Przebieg prądu w przedziale czasu t_{7-8} opisuje równanie:

$$i_L = -\frac{U}{2L}t \quad (2.8)$$

W chwili t_8 tranzystor główny T1 jest wyłączany w warunkach napięcia bliskiego zero. Rozpoczyna się proces przeładowania rezonansowego kondensatorów C1, C2 (rys. 2.4i). Przyjmując warunki brzegowe $i_L(t_8) = -I_B$, $i_L(t_9) = -I_B$, $u_{C2}(t_8) = U$. Poszczególne prądy i napięcia opisują równania:

$$i_L(t) = -I_m \sin(\omega_R t) - I_B \quad (2.9)$$

$$i_2 = \frac{i_L - I}{2} = -\frac{1}{2}[I_m \sin(\omega_R t) + I_B + I] = -\frac{1}{2}[I_m \sin(\omega_R t) + I_b] \quad (2.10)$$

$$u_{C2} = \frac{U}{2}[1 + \cos(\omega_R t)] - \frac{I_b t}{C_R} \quad (2.11)$$

$$u_{C1} = U - u_{C2} = \frac{U}{2}[1 - \cos(\omega_R t)] + \frac{I_b t}{C_R} \quad (2.12)$$

Od chwili t_9 napięcie na kondensatorze C2 zmienia znak i zaczyna przewodzić dioda D2 (rys. 2.4j). Prąd zmienia się liniowo od wartości $-I_B$ do zera. Od chwili t_{10} tranzystor pomocniczy może być wyłączony w warunkach zerowego prądu.

2.2. Dobór wartości elementów obwodu rezonansowego

2.2.1. Stosowane metody doboru wartości elementów obwodu rezonansowego

Metody doboru wartości elementów obwodu rezonansowego dla falownika typu ARCPI można podzielić na dwie grupy opierające się na:

- 1) minimalizacji funkcji opisującej energię oscylującą w obwodzie rezonansowym,
- 2) minimalizacji strat wyłączenia.

Ad 1. Jak wspomniano na wstępie niniejszego rozdziału, przybliżone rozwiązanie problemu doboru wartości elementów obwodu rezonansowego, które zapewnią minimum energii oscylującej w tym obwodzie, przedstawiono w pracach [20, 21]. Jednak mimo uproszczeń co do kształtu prądu w indukcyjności rezonansowej, podane zależności matematyczne są bardzo złożone, dlatego trudno jest je zastosować w praktyce. W zależnościach tych nie występuje jawnie okres rezonansowy, tylko niejednoznacznie powiązany z nim czas komutacji.

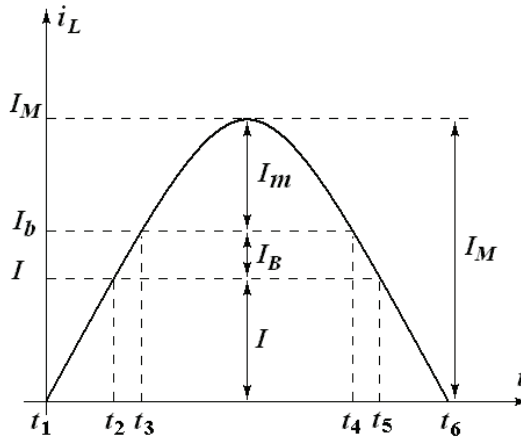
Ad 2. Straty wyłączenia są tym niższe, im większa jest wartość pojemności włączanej równoległe do wyłączanego tranzystora. Dobór wartości elementów wykorzystuje interesującą właściwość omawianego falownika, mianowicie proces wyłączenia tranzystora głównego może być przeprowadzony bez udziału obwodu pomocniczego. Jest to możliwe, jeśli prąd obciążenia przekracza założoną wartość graniczną. Wówczas po wyłączeniu tranzystora głównego, kondensatory obwodu rezonansowego przeładowywane są w przybliżeniu stałym prądem obciążenia. Jest to dotychczas najczęściej stosowana metoda doboru wartości elementów obwodu rezonansowego. Maksymalna wartość pojemności kondensatora obwodu rezonansowego $C_{R\max}$ jest obliczona na podstawie założonej granicznej wartości prądu obciążenia I_g , napięcia zasilania U oraz czasu martwego T_d , i wyrażona przez równanie:

$$C_{R\max} = \frac{I_g T_d}{U} \quad (2.13)$$

Jednak w celu uzyskania określonej wartości okresu rezonansowego T_R , duża wartość pojemności C_R powoduje, że wartość indukcyjności rezonansowej jest mała ($T_R = 2\pi\sqrt{LC_R}$). Skutkuje to dużą stromością prądu w indukcyjności L , w tzw. fazie liniowego narastania t_{1-3} , oraz opadania t_{4-6} (rys. 2.6).

Maksymalna stromość narastania prądu di_L/dt jest w tej metodzie ograniczana arbitralnie. Umożliwia to obliczenie minimalnej wartości indukcyjności rezonansowej L_{\min} :

$$L_{\min} = \frac{U}{2 \frac{di_L}{dt}} \quad (2.14)$$



Rys. 2.6. Prąd w indukcyjności rezonansowej L w procesie załączenia tranzystora głównego

Górne ograniczenie wartości indukcyjności L_{\max} wynika z minimalnej stromości narastania prądu i_L . Prąd ten musi w przedziale czasu t_{1-3} narosnąć do wartości granicznej $I_b = I_g$, w tym przypadku L_{\max} wyraża się następująco:

$$L_{\max} = \frac{U t_{1-3}}{2 I_g} \quad (2.15)$$

Prace [28, 29] zawierają szczegółowy opis procedury doboru wartości elementów obwodu rezonansowego według omawianej metody. W pierwszym kroku oblicza się wartość pojemności $C_{R\max}$ z równania (2.13), następnie przyjmując okres rezonansowy T_R zostaje wyliczona wartość indukcyjności L . Następnie sprawdzamy czy mieści się ona w dozwolonym przedziale $L_{\min} < L < L_{\max}$, na podstawie zależności (2.14) i (2.15). Przedstawiona metoda ma szereg wad. Kładzie nacisk na stosowanie dużej wartości pojemności rezonansowej, ponieważ – jak podkreślają jej autorzy – powoduje to zmniejszenie strat wyłączenia tranzystora głównego. Jednak – jak zostanie to wykazane w rozdziale 2.2.3 – tego typu podejście prowadzi do zwiększenia strat w rezystancji obwodu rezonansowego W_{esr} , które są dominującym składnikiem strat przełączania. W efekcie łączne straty przełączania tego typu falownika rezonansowego są wyższe niż falownika o komutacji twardej. Kolejną wadą są trudności z określeniem maksymalnej wartości stromości narastania prądu pomocniczego. Przyjęcie dużych wartości di_L/dt powoduje wzrost zakłóceń EMI.

2.2.2. Minimalizacja energii oscylującej w obwodzie rezonansowym

Rozdział ten przedstawia autorskie rozwiązanie problemu doboru wartości elementów obwodu rezonansowego, wykorzystujące minimalizację funkcji opisującej energię oscylującą w obwodzie rezonansowym [49, 50].

Energię zgromadzoną w indukcyjności rezonansowej L wyraża równanie:

$$W_L = L \frac{I_M^2}{2} \quad (2.16)$$

przy czym:

$$I_M = I + I_B + I_m \quad (2.17)$$

gdzie: I – prąd obciążenia, I_B – prąd dodatkowy, I_m – amplituda prądu rezonansowego równa $I_m = \frac{U}{2Z}$, przy czym $Z = \sqrt{\frac{L}{C_R}}$, $C_R = 2C_1 = 2C_2$.

Aby skompensować straty występujące w rezystancji obwodu rezonansowego, wprowadza się prąd dodatkowy I_B (rys. 2.6). Warunek kompensacji strat w wypadkowej rezystancji szeregowej R obwodu rezonansowego określa następujące równanie:

$$\frac{LI_B^2}{2} \geq \int_0^{T_R/2} i_r^2 R dt \quad (2.18)$$

gdzie: R – rezystancja wypadkowa obwodu rezonansowego, $i_r = I_m \sin(\omega_R t)$, $\omega_R = 2\pi/T_R = 1/\sqrt{LC_R}$ – pulsacja rezonansowa, $T_R = 2\pi\sqrt{LC_R}$ – okres rezonansowy,

stąd:

$$I_B \geq I_m \sqrt{\frac{\pi}{Q}} \quad (2.19)$$

przy czym: $Q = \frac{Z}{R}$ – dobroć obwodu rezonansowego.

Przyjmując, że $I_B = I_m \sqrt{\frac{\pi}{Q}}$ i podstawiając do wyrażenia (2.17) otrzymujemy:

$$I_M = I + I_m \sqrt{\frac{\pi}{Q}} + I_m = I + I_m \left(1 + \sqrt{\frac{\pi}{Q}} \right) = I + aI_m \quad (2.20)$$

przy czym:

$$a = 1 + \sqrt{\frac{\pi}{Q}} \quad (2.21)$$

Unormowana energia obwodu rezonansowego wyrażona jest przez równanie:

$$\frac{W_L}{W_0} = \frac{LI_M^2}{2 \frac{U}{2} I \frac{T_R}{2}} \quad (2.22)$$

Podstawiając równanie (2.20) do (2.22) otrzymujemy:

$$\frac{W_L}{W_0} = \frac{2L(I + aI_m)^2}{UI T_R} = \frac{2L(I + aI_m)^2}{\pi \sqrt{LC_R} UI} = \frac{2(I + aI_m)^2}{2\pi I \frac{U}{2 \sqrt{\frac{L}{C_R}}}} = \frac{2(I + aI_m)^2}{2\pi I_m} = \frac{I^2 + 2II_m a + I_m^2 a^2}{\pi I_m} \quad (2.23)$$

Wprowadzając współczynnik $x = \frac{I}{I_m}$ równanie (2.23) można zapisać w postaci:

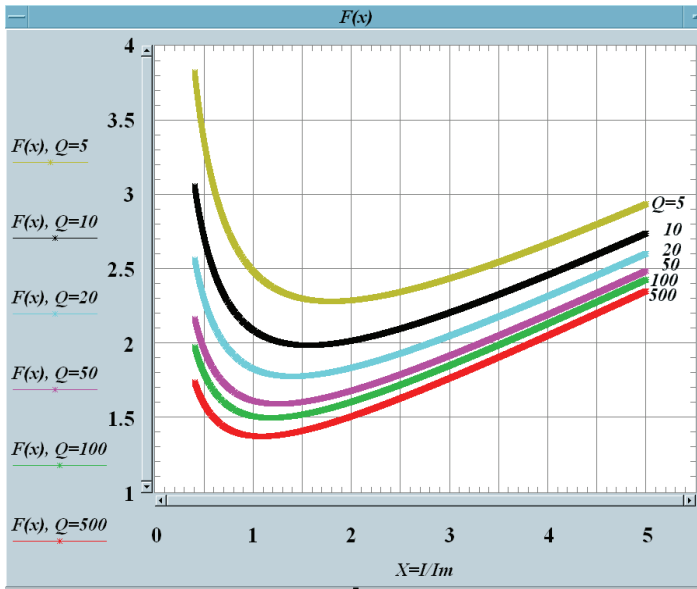
$$F(x) = \frac{W_L}{W_0} = \frac{1}{\pi} \left(x + 2a + \frac{a^2}{x} \right) \quad (2.24)$$

Funkcja $F(x)$ osiąga minimum dla $x = a$.

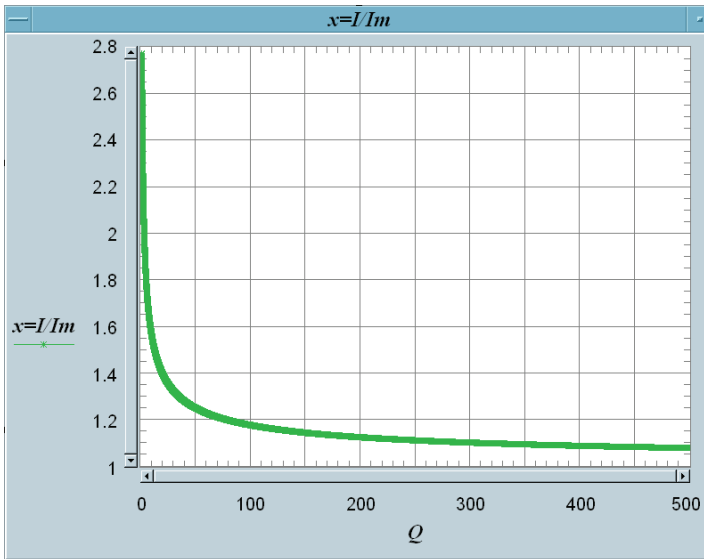
Na podstawie uzyskanego rozwiązania równania (2.24) można sformułować następujące wnioski:

- amplituda prądu rezonansowego wynosi $I_m = \frac{I}{a} = \frac{I}{1 + \sqrt{\pi/Q}}$,
- jeśli dobroć obwodu rezonansowego $Q \rightarrow \infty$, wtedy $I_m = I$,
- wartość maksymalna prądu w obwodzie pomocniczym $I_M = I + aI_m = 2I$ zależy wyłącznie od prądu obciążenia,
- wartość prądu dodatkowego wynosi $I_B = I_m \sqrt{\frac{\pi}{Q}} = I \frac{a-1}{a} = \frac{I}{1 + \sqrt{Q/\pi}}$.

Rysunek 2.7 przedstawia zmiany wartości energii unormowanej $F(x)$ w funkcji współczynnika x . Zmiany wartości współczynnika $x = \frac{I}{I_m}$ w funkcji dobroci obwodu rezonansowego Q przedstawiono na rysunku 2.8.



Rys. 2.7. Energia unormowana $F(x)$ w funkcji współczynnika x



Rys. 2.8. Współczynnik x w funkcji dobroci obwodu rezonansowego Q

Wartości elementów obwodu rezonansowego, które zapewniają minimum energii oscylującej w tym obwodzie, można wyznaczyć z układu równań:

$$\begin{cases} T_R = 2\pi\sqrt{LC_R} \\ \frac{I}{a} = \frac{U}{2Z} \end{cases} \quad (2.25)$$

Otrzymujemy rozwiązanie dla L (2.26) oraz C_R (2.27):

$$L = \frac{aUT_R}{4\pi I} \quad (2.26)$$

$$C_R = \frac{IT_R}{a\pi U} \quad (2.27)$$

Występujący w zależnościach (2.26), (2.27) współczynnik a jest bezpośrednio związany zależnością (2.21) ze współczynnikiem dobroci obwodu rezonansowego Q . Z rysunku 2.7 wynika, że przebieg funkcji $F(x)$ w otoczeniu jej minimum zmienia się łagodnie. Oznacza to, że ewentualne błędy w oszacowaniu dobroci obwodu rezonansowego, jak i niedokładność wykonania elementów tego obwodu, nie wywołują dużego wzrostu strat.

W publikacji [20] przedstawiono jedyną dotąd znaną metodę doboru wartości elementów obwodu rezonansowego dla falownika ARCPI, opartą na minimalizacji energii oscylującej w obwodzie rezonansowym. W pracy tej podano przykład doboru wartości elementów (s. 116). Dla założonych wartości: $Q = 240$, $I = 70$ A, $U = 300$ V, otrzymano: $L = 1,27$ μ H, $C_R = 0,22$ μ F, okres rezonansowy T_R wyniósł 3,32 μ s. Jednak zamieszczone zależności matematyczne do obliczenia wartości elementów obwodu rezonansowego są bardzo skomplikowane, co sprawiło, że nie upowszechniły się w zastosowaniach praktycznych.

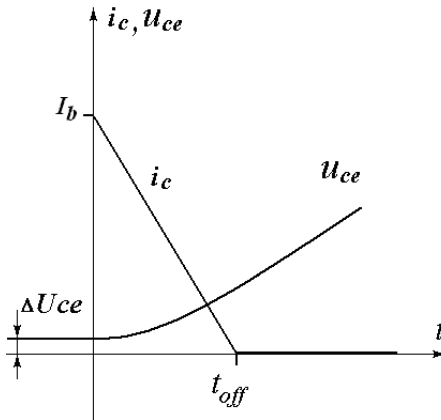
Dla tych samych danych wejściowych, wartości elementów obliczone na podstawie opracowanych przez autora zależności (2.26) oraz (2.27) wynoszą: $L = 1,257$ μ H, $C_R = 0,222$ μ F. Zatem różnice są marginalne, natomiast przejrzystość i łatwość zastosowania wyprowadzonych równań jest dużo większa.

2.2.3. Wpływ wartości elementów obwodu rezonansowego na straty

W niniejszym rozdziale zostanie przeprowadzona analiza matematyczna wpływu wartości elementów obwodu rezonansowego na straty w procesie wyłączania tranzystora głównego falownika typu ARCPI. Porównano dwie metody doboru wartości elementów, przedstawione w rozdziale 2.2.1. Pomiędzy wartościami elementów, dobranymi według jednej i drugiej metody, występują duże różnice. Wartości pojemności kondensatorów, zapewniające minimum energii oscylującej w obwodzie rezonansowym (rozdział 2.2.2), są znacznie mniejsze niż w przypadku metody minimalizującej straty wyłączania. Wprowadzając w stanie wyłączania

model tranzystora z liniowo opadającym prądem kolektora i_c , zostały wyprowadzone analitycznie zależności opisujące straty wyłączania W_{off} oraz straty w rezystancji obwodu rezonansowego W_{esr} . Wykreślono przebieg zmienności obu funkcji W_{off} , W_{esr} dla typowych parametrów falownika w zależności od wartości pojemności kondensatora rezonansowego. Na ich podstawie dokonano krytycznej oceny najczęściej używanej dotąd metody doboru wartości elementów obwodu rezonansowego, minimalizującej straty wyłączania.

Rysunek 2.9 przedstawia typowy proces wyłączania tranzystora głównego w falowniku ARCPI.



Rys. 2.9. Prąd kolektora i_c oraz napięcie kolektor-emiter u_{ce} w procesie wyłączania tranzystora głównego

Z rysunku 2.2 wynika, że w chwili t_8 tranzystor główny T1 wyłącza prąd o wartości I_b . Kondensatory C1 oraz C2 podłączone są równolegle do tranzystorów głównych. Im większa jest ich wartość, tym niżej przecinają się przebiegi prądu i_c oraz napięcia u_{ce} . Zatem większa wartość pojemności rezonansowej powoduje ograniczenie strat w procesie wyłączania. Straty opisuje równanie:

$$W_{off} = \int_0^{t_{off}} i_c u_{ce} dt \quad (2.28)$$

przy czym:

$$i_c = I_b \left(1 - \frac{t}{t_{off}} \right) \quad (2.29)$$

$$u_{ce} = u_{C1} = \frac{U}{2} (1 - \cos(\omega t)) + \frac{I_b}{C_R} t + \Delta U_{ce} \quad (2.30)$$

Stąd:

$$\begin{aligned} W_{off} &= \int_0^{t_{off}} \left[I_b \left(1 - \frac{t}{t_{off}} \right) \right] \left[\frac{U}{2} (1 - \cos(\omega_R t)) + \frac{I_b}{C_R} t + \Delta U_{ce} \right] dt = \\ &= I_b \left[t_{off} \left(\frac{U}{4} + \frac{\Delta U_{ce}}{2} + \frac{I_b t_{off}}{6C_R} \right) - \frac{U}{2t_{off}\omega_R^2} (1 - \cos(\omega_R t_{off})) \right] \end{aligned} \quad (2.31)$$

Jak wspomniano w rozdziale 2.2.1, duża wartość pojemności kondensatora obwodu rezonansowego przy stałej wartości okresu, prowadzi do małych wartości indukcyjności. Impedancja charakterystyczna maleje, a amplituda prądu rezonansowego rośnie. Powoduje to szybki wzrost strat w rezystancji obwodu rezonansowego W_{esr} :

$$W_{esr} = I_{16rms}^2 R t_{16} \quad (2.32)$$

przy czym:

$$I_{6-1rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{t_{1-3}} \left(\frac{I_b}{t_{13}} t \right)^2 dt + \int_0^{T/4} (I_b + I_m \sin(\omega_R t))^2 dt \right]} = \sqrt{\frac{t_{1-3}}{T} \frac{I_b^2}{3} + \frac{T_R}{T} \left[\frac{I_b^2}{4} + \frac{I_b I_m}{\pi} + \frac{I_m^2}{8} \right]} \quad (2.33)$$

gdzie: $T = t_{1-3} + T_R / 4 = t_{1-6} / 2$, $t_{1-3} = \frac{2LI_b}{U}$.

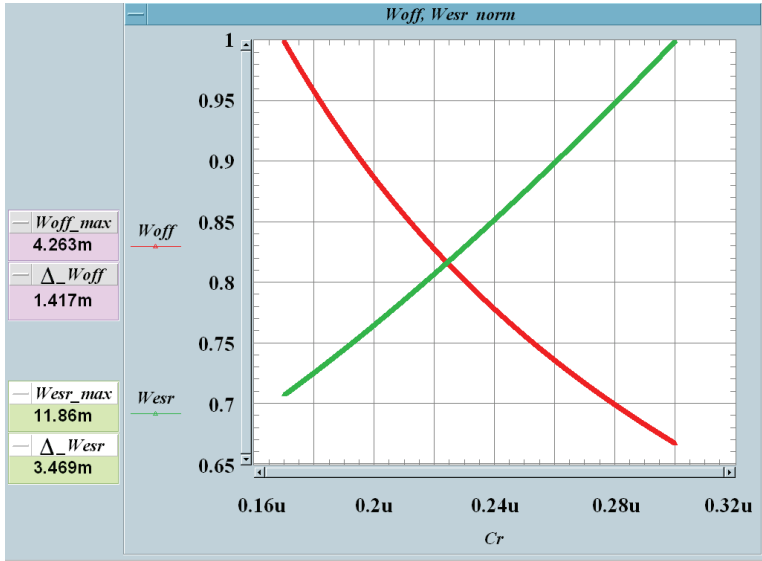
Po podstawieniu wyrażenia (2.33) do równania (2.32) otrzymujemy:

$$W_{esr} = 2R \left[t_{1-3} \frac{I_b^2}{3} + T_R \left(\frac{I_b^2}{4} + \frac{I_b I_m}{\pi} + \frac{I_m^2}{8} \right) \right] \quad (2.34)$$

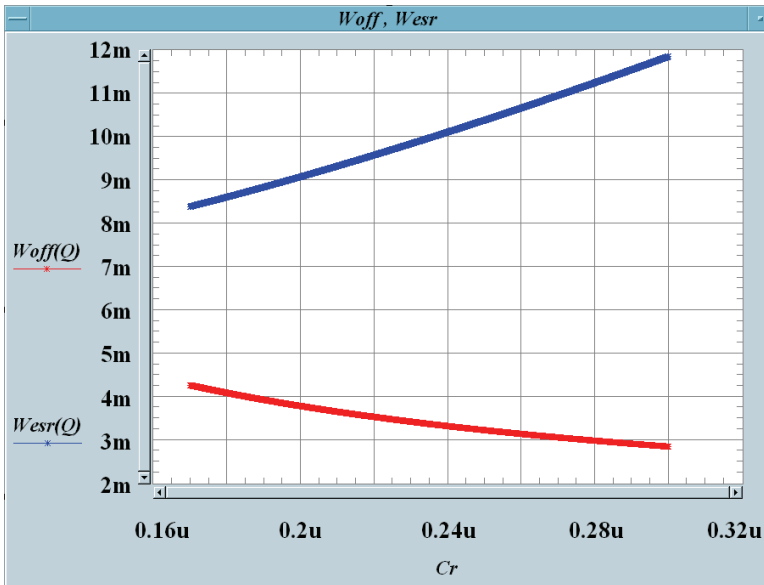
Należy rozważyć czy stosować duże wartości pojemności rezonansowych, które ograniczają straty wyłączenia, skoro jednocześnie prowadzi to do wzrostu strat W_{esr} . W celu określenia wpływu wartości elementów obwodu rezonansowego na straty energii W_{off} oraz W_{esr} dokonano obliczeń dla typowych parametrów falownika o mocy około 50 kW: $U = 540$ V, $I = 100$ A, $\Delta U_{ce} = 2,2$ V, $t_{off} = 0,5$ μ s, $T_R = 4$ μ s, $T_d = 2$ μ s, $Q = 30$.

Na podstawie równania (2.13) preferującego duże wartości pojemności rezonansowej, przy założeniu $I_g = 0,8 I$ uzyskano następujące wartości: $C_R = 296$ nF, $L = 1,37$ μ H. Natomiast na podstawie równań (2.26), (2.27) zapewniających minimum energii oscylującej w obwodzie rezonansowym uzyskano następujące wartości: $C_R = 178$ nF, $L = 2,28$ μ H. Wartość rezystancji obwodu rezonansowego wyniosła $R = 0,12$ Ω .

Na rysunku 2.10 przedstawiono unormowane straty energii W_{off} oraz W_{esr} w funkcji zmian wartości pojemności rezonansowej C_R . Natomiast rysunek 2.11 przedstawia straty w jednostkach bezwzględnych.



Rys. 2.10. Unormowane wartości strat W_{off} oraz W_{esr} w funkcji pojemności C_R



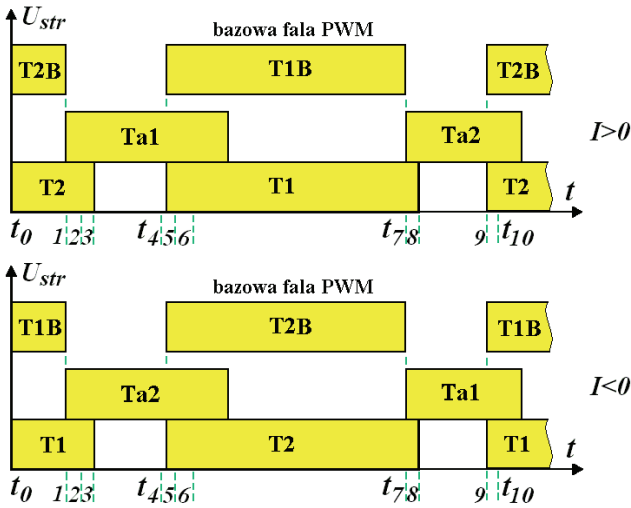
Rys. 2.11. Straty W_{off} oraz W_{esr} w funkcji pojemności C_R

Na podstawie rysunków 2.10 i 2.11 można wnioskować, że wraz ze wzrostem pojemności kondensatora rezonansowego (od 170 nF do 300 nF), szybko rosną straty w rezystancji obwodu rezonansowego $\Delta W_{esr} = 3,469$ mJ. Straty wyłączenia maleją znacznie wolniej $\Delta W_{off} = -1,417$ mJ. Zatem stosowanie dużej wartości pojemności rezonansowej nieznacznie zmniejsza straty wyłączenia, natomiast powoduje znacznie większy wzrost strat W_{esr} , które są dominującym składnikiem strat dynamicznych w obwodzie pomocniczym. W konsekwencji metoda doboru wartości elementów obwodu rezonansowego – minimalizująca straty wyłączenia – powoduje, że łączne straty dynamiczne są wyższe niż w przypadku falownika o komutacji twardej. Dowodzą tego wyniki badań eksperymentalnych trójfazowych falowników typu ARCPI [29, 108]. W pracy [29] zamieszczono szczegółowe charakterystyki sprawności trójfazowego, trakcyjnego falownika typu ARCPI o mocy 50 kW, zasilanego napięciem o wartości 325 V. Zastosowano metodę doboru wartości elementów minimalizującą straty wyłączenia, preferującą dużą wartość pojemności rezonansowej. Pomimo zaawansowanych algorytmów sterowania, na skutek błędnego doboru wartości elementów, falownik o komutacji twardej wykazał się wyższą sprawnością od falownika o komutacji miękkiej typu ARCPI. Autorzy upatrywali jako przyczynę straty przewodzenia w łącznikach pomocniczych, pomijając zupełnie w swojej analizie straty w rezystancji szeregowej obwodu rezonansowego. W falownikach przeznaczonych do napędu pojazdów elektrycznych występują duże wartości prądów znamionowych, ponieważ są one zasilane z elektrochemicznych źródeł napięcia o niskich wartościach. Przy mocy rzędu kilkudziesięciu kilowatów, wartość znamionowa prądów fazowych często przekracza 200 A, a prądy płynące w obwodzie rezonansowym są ponad dwukrotnie wyższe. Straty w rezystancji obwodu rezonansowego zależą od kwadratu prądu płynącego w tym obwodzie. Z tego względu w falownikach ARCPI, budowanych na potrzeby napędów pojazdów elektrycznych, straty W_{esr} są dużo większym problemem niż w podobnych konstrukcjach zasilanych wyższym napięciem.

W rozdziale 2.6 zostaną przedstawione wyniki autorskich badań eksperymentalnych trójfazowego falownika ARCPI. Pomimo małej mocy znamionowej, wynoszącej około 3 kW, stosując metodę doboru wartości elementów zapewniających minimum energii oscylującej w obwodzie rezonansowym, uzyskano wyraźnie wyższą sprawność dla falownika ARCPI sterowanego metodą o zmiennych czasach przełączeń, niż w przypadku falownika o komutacji twardej.

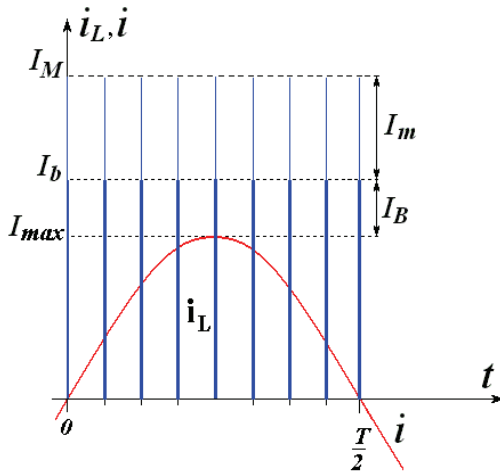
2.3. Metoda o zmiennych czasach sygnałów sterujących

Sygnały sterujące falownik ARCPI dla dodatniego i ujemnego prądu obciążenia ilustruje rysunek 2.12. Układ sterowania synchronizuje sygnały pomocnicze dla tranzystorów Ta1, Ta2 do opadających zboczy bazowej fali PWM (generowanej przez nadrzędny algorytm sterowania silnika). Szerokości sygnałów sterujących tranzystory główne T1, T2 są nieznacznie wydłużane. Charakterystyczną cechą klasycznej metody sterowania jest stały czas trwania sygnałów sterujących łączniki pomocnicze. Dlatego wystarczy śledzić tylko znak prądu obciążenia.



Rys. 2.12. Sygnały sterujące tranzystory główne T1, T2 oraz pomocnicze Ta1, Ta2 dla różnych znaków prądu obciążenia I

Na rysunku 2.13 przedstawiono uproszczony przebieg prądu w indukcyjności rezonansowej i_L na tle półokresu sinusoidalnie zmiennego prądu obciążenia.



Rys. 2.13. Prąd w indukcyjności rezonansowej i_L na tle prądu obciążenia i , klasyczna metoda sterowania

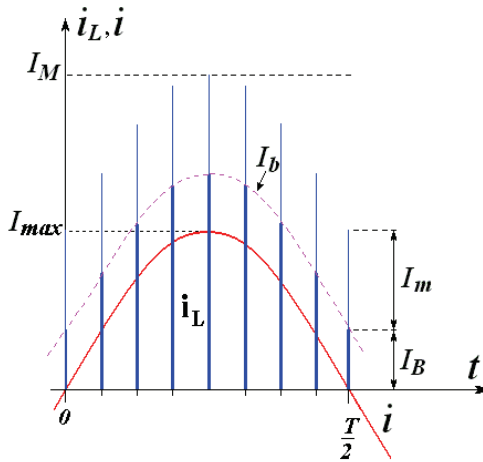
Ponieważ czas $t_{1,3}$ (rys. 2.6) jest stały, dlatego prąd w indukcyjności narasta liniowo do stałej w tym przypadku wartości i_b . Jego wartość zapewnienia warunków miękkiej komutacji przy największej wartości prądu obciążenia $i = I_{max}$. Ponieważ w typowym przypadku falownika trójfazowego prąd obciążenia jest sinusoidalnie zmienny, dlatego poza obszarami maksimum i minimum funkcji sinus utrzymywa-

nie maksymalnych wartości prądu w indukcyjności o amplitudzie I_M jest nieuzasadnione. Prowadzi to do nadmiernych strat w obwodzie pomocniczym. Wartość maksymalna prądu w indukcyjności rezonansowej w przypadku klasycznej metody sterowania wyrażona jest zależnością:

$$I_L = I_{\max} + I_B + I_m = I_M \quad (2.35)$$

przy czym I_{\max} – amplituda sinusoidalnie zmiennego prądu obciążenia.

Zmieniając czas t_{1-3} w funkcji wartości chwilowej prądu obciążenia można kontrolować wartość prądu i_L – zależność (2.1). Przebieg tego prądu, przy zastosowaniu zmiennych czasów trwania sygnałów sterujących, przedstawiono na rysunku 2.14.



Rys. 2.14. Prąd w indukcyjności rezonansowej i_L na tle prądu obciążenia i (metoda o zmiennych czasach trwania sygnałów sterujących)

Prąd i_L określony jest w tym przypadku przez zależność:

$$I_L = i(t) + I_B + I_m \quad (2.36)$$

gdzie: $i(t) = I_{\max} \sin(\omega t - \varphi)$ – sinusoidalnie zmienny prąd obciążenia, φ – kąt przesunięcia fazowego pomiędzy pierwszą harmoniczną napięcia i prądu obciążenia, ω – pulsacja prądu.

Po przekształceniu zależności (2.1) uzyskuje się wyrażenie określające czas t_{1-3} :

$$t_{1-3} = \frac{2L}{U} [i(t) + I_B] \quad (2.37)$$

W ogólnym przypadku, oprócz pomiaru wartości chwilowej prądu obciążenia $i(t)$, należy mierzyć również wartość napięcia zasilania na dzielniku pojemnościowym

C_H, C_L (rys. 3.1). Jest to uzasadnione trudnościami w utrzymaniu równego podziału napięcia na dzielniku oraz zmianami wartości napięcia zasilania U . Prąd dodatkowy I_B , kompensujący straty w rezystancji obwodu rezonansowego, ma stałą wartość i musi spełniać zależność (2.18).

Jak widać na rysunku 2.14, wartość prądu w indukcyjności rezonansowej nadąża za zmianami wartości prądu obciążenia. Idea takiego sterowania sięga początków opracowania koncepcji falownika ARCPI [22] i w nazewnictwie angielskim jest określana jako *variable time control*. Jednak dopiero wraz z dynamicznym rozwojem procesorów sygnałowych DSP oraz struktur programowalnych CPLD mogła zostać zrealizowana praktycznie, a przesłanki teoretyczne – zweryfikowane eksperymentalnie. W rozdziale 2.6 zostanie przedstawiony widok zbudowanego sterownika falownika ARCPI. Jest on umieszczony pomiędzy nadrzędnym, niezależnym modulatorem SVM a falownikiem, i z punktu widzenia sygnałów sterujących jest dla tych układów „niewidoczny”. Do jego budowy zastosowano kontroler DSP oraz układ logiki programowalnej. Dzięki szybkiemu wbudowanemu układowi przetworników analogowo-cyfrowych z transmisją danych typu DMA, całkowity czas wykonania całego algorytmu wynosi niespełna 30 μ s, a rozdzielczość wyjściowego sygnału sterującego wynosi 25 ns.

2.4. Ograniczenia układu sterowania

Za bezawaryjną pracę falownika przede wszystkim odpowiedzialny jest układ sterowania. Aby proces komutacji miękkiej został prawidłowo przeprowadzony, nie można przerwać rozpoczętej sekwencji przełączeń łączników pomocniczych. Dodatkowo czasy trwania sygnałów sterujących, wypracowane przez cyfrowy układ sterowania muszą przełożyć się jak najdokładniej na czasy przewodzenia odpowiednich łączników falownika. Procesy te napotykają na szereg ograniczeń, które związane są z:

- 1) niezbędnym czasem wymaganym do przeprowadzenia procesu komutacji miękkiej,
- 2) opóźnieniami własnymi łączników energoelektronicznych oraz opóźnieniami w torze przepływu sygnału sterującego.

Ad 1. W celu przeprowadzenia komutacji miękkiej łączników głównych należy odpowiednio ustalić: czas martwy oraz minimalną i maksymalną szerokość sygnałów bazowej fali PWM. Na podstawie rysunku 2.2 można zauważyć, że czas martwy powinien w przybliżeniu być równy połowie okresu rezonansowego $T_R/2$. Czas martwy powoduje ograniczenie napięcia wyjściowego falownika. Z tego względu w praktyce najczęściej jest tak dobierany, aby nie przekraczał około 3% okresu fali PWM. Determinuje to równocześnie wartość okresu rezonansowego.

Ponieważ rozpoczęty proces komutacji miękkiej (załączenie lub wyłączenie łącznika głównego) musi odbyć się według określonej sekwencji (rys. 2.12), która nie może być przerwana, należy wprowadzić ograniczenie na minimalną i maksymalną szerokość bazowej fali PWM. Rozpatrzmy przykładowo proces wyłączenia tranzy-

stora głównego T1 dla dodatniego prądu obciążenia $I > 0$. Jeśli w trakcie trwania sygnału sterującego tranzystor pomocniczy Ta2, sygnał bazowy T2B przejdzie w stan niski, niemożliwa będzie prawidłowa synchronizacja procesu załączenia tranzystora T1 ze względu na to, że sygnały sterujące łączniki pomocnicze synchronizowane są opadającym zboczem bazowej fali PWM. Przeładowanie rezonansowe kondensatorów C1, C2 przed ponownym włączeniem tranzystora T1 będzie niemożliwe. Tranzystor T1 po załączeniu zwiera naładowany do napięcia bliskiego napięciu zasilania kondensator C1. W dłuższym czasie prowadzi to do awarii falownika.

Czas trwania bazowego sygnału PWM powinien być nie mniejszy niż czas t_{1-3} powiększony o czas wyłączenia łącznika pomocniczego t_{a_off} oraz czas odzyskiwania własności zaworowych przez diodę równoległą łącznika głównego t_{rr} , zależność:

$$t_{on_MIN} > t_{1-3} + t_{a_off} + t_{rr} \quad (2.38)$$

Czas t_{1-3} przyjmuje największą wartość w przypadku, kiedy komutowany jest prąd obciążenia o wartości maksymalnej I_{max} . Jego wartość można obliczyć z zależności (2.37), podstawiając w miejsce $i(t)$ amplitudę prądu obciążenia I_{max} . Jak wspomniano w rozdziale 2.1, w układzie fizycznym czas t_{1-3} jest większy od wartości obliczeniowej na skutek procesu odzyskiwania własności zaworowych przez diodę równoległą łącznika głównego. Dla prądów dodatnich – D2, a dla prądów ujemnych – D1. Sygnały bazowe PWM o czasach trwania krótszych od oszacowanego t_{on_MIN} muszą być kasowane przez układ sterowania falownika ARCPI. Przy modulacji bipolarnej wymusza to warunek na ograniczenie maksymalnej szerokości sygnału bazowego PWM, t_{on_MAX} . Musi on być nie dłuższy niż okres fali PWM pomniejszony o czas martwy i minimalną szerokość sygnału t_{on_MIN} , zależność:

$$t_{on_MAX} < T_{PWM} - t_d - t_{on_MIN} \quad (2.39)$$

Ad 2. Opóźnienia własne łączników energoelektronicznych oraz opóźnienia w torze przepływu sygnałów sterujących ograniczają zakres i rozdzielczość sterowania falownika ARCPI. Procesy załączenia i wyłączenia łączników energoelektronicznych zachodzą z opóźnieniami, które są głównie spowodowane występowaniem pojemności pasożytniczych. Opóźnienia te powodują w skrajnych przypadkach, że łączniki nie wykazują reakcji na krótkie sygnały bramkowe. Jeśli czasy załączania i wyłączenia łączników głównych znacząco odbiegają od analogicznych czasów dla łączników pomocniczych, to występują dodatkowe przesunięcia fazowe, powodujące deformacje kształtu prądu i_L . Obecny stan rozwoju techniki cyfrowej umożliwia generowanie sygnałów sterujących z rozdzielczością na poziomie 25 nanosekund lub lepszą. Niestety, ze względu na wspomniane opóźnienia nie można w pełni wykorzystać możliwości układu sterowania.

Wpływ opóźnień musi być uwzględniony w algorytmie sterowania falownika ARCPI. Czasy obliczone z zależności teoretycznych są odpowiednio korygowane w celu kompensacji opóźnień. Proces strojenia współczynników korekcyjnych należy przeprowadzić eksperymentalnie.

2.5. Analiza teoretyczna wpływu metody sterowania na straty

Ogólny podział strat w falowniku rezonansowym został przedstawiony na rysunku 2.15.



Rys. 2.15. Podział strat w falowniku rezonansowym

W niniejszym rozdziale straty przewodzenia zostały wyznaczone na podstawie powszechnie stosowanego, uproszczonego modelu łącznika energoelektronicznego, traktowanego jako szeregowo połączenie rezystancji liniowej ze źródłem napięcia stałego [18, 58]. Zależności opisujące straty dynamiczne bazują na znajomości charakterystyk strat załączenia i wyłączenia w funkcji prądu zaworu, które obecnie udostępniane są przez producentów łączników energoelektronicznych. W celu obliczenia strat w rezystancji wypadkowej obwodu rezonansowego (*Equivalent Serial Resistance*) wyznaczono wartość skuteczną prądu w indukcji i_L .

Zastosowanie uproszczonego modelu łącznika umożliwia wyprowadzenie analitycznych zależności opisujących poszczególne straty w falowniku. Jest to wystarczający sposób do analizy porównawczej wpływu metody sterowania na straty falownika ARCPI. Rozpatrzono klasyczną metodę sterowania – o stałych czasach sygnałów sterujących, oraz metodę o zmiennych czasach sygnałów sterujących. Symulację przeprowadzono dla parametrów znamionowych zbudowanego falownika ARCPI małej mocy, którego wyniki badań eksperymentalnych zamieszczono w rozdziale 2.6.

2.5.1. Straty przewodzenia

Straty przewodzenia występują w łącznikach głównych oraz pomocniczych (rys. 1.2). Moc związana ze stratami przewodzenia w łącznikach głównych wyrażona jest przez zależność:

$$P_C = 6(P_{CT} + P_{CD}) \quad (2.40)$$

gdzie: P_C – sumaryczna moc, związana ze stratami przewodzenia w łącznikach głównych, P_{CT} – wartość średnia mocy, związana ze stratami przewodzenia w tranzystorach głównych, P_{CD} – wartość średnia mocy, związana ze stratami przewodzenia w diodach głównych.

Dla przyjętego uproszczonego modelu łącznika spadek napięcia w stanie przewodzenia tranzystora wyraża zależność (2.41), natomiast spadek na przewodzącej diodzie – równanie (2.42):

$$U_{CE} = U_T + R_{CE}i \quad (2.41)$$

$$U_{AK} = U_D + R_{AK}i \quad (2.42)$$

gdzie: U_T , U_D – spadki napięć odpowiednio na tranzystorze i diodzie przy zerowym prądzie obciążenia, R_{CE} oraz R_{AK} – rezystancje dynamiczne tranzystora i diody.

Jak wykazano w pracy [56], można przyjąć, że straty przewodzenia w łącznikach głównych falownika przy zastosowaniu modulacji wektorowej SVM i modulacji sinusoidalnej SPWM nie różnią się, o ile pierwsze harmoniczne napięć wyjściowych z obu modulatorów są sobie równe. Na tej podstawie dla modulacji sinusoidalnej z symetryczną falą nośną można obliczyć wartość średnią mocy w tranzystorach (2.43) oraz diodach (2.44):

$$P_{CT} = \frac{U_T I_{\max}}{2} \left(\frac{1}{\pi} + a \cos \varphi \right) + \frac{R_{CE} I_{\max}^2}{2} \left(\frac{1}{8} + \frac{1}{3\pi} a \cos \varphi \right) \quad (2.43)$$

$$P_{CD} = \frac{U_D I_{\max}}{2} \left(\frac{1}{\pi} - a \cos \varphi \right) + \frac{R_{AK} I_{\max}^2}{2} \left(\frac{1}{8} + \frac{1}{3\pi} a \cos \varphi \right) \quad (2.44)$$

gdzie: a – współczynnik głębokości modulacji amplitudowej $a = U_{\max}/U_{N\max}$, $U_{N\max}$ – amplituda piłokształtnego sygnału nośnego, U_{\max} – amplituda sinusoidalnego napięcia modulującego, $\cos \varphi$ – współczynnik mocy.

Na rysunku 2.2 można zauważyć, że łączniki główne biorą również udział w procesie komutacji miękkiej ($t_{2-3} - T2$, $t_{4-5} - D1$, $t_{7-8} - T1$, $t_{9-10} - D2$). Jednak udział odpowiednich przedziałów czasowych oraz wartości prądów w tych przedziałach są znikomo małe w porównaniu do czasów przewodzenia łączników głównych poza obszarem komutacji. Dlatego straty przewodzenia łączników głównych w obszarze komutacji zostały pominięte.

Sumaryczna moc związana ze stratami przewodzenia w elementach obwodu pomocniczego wynosi:

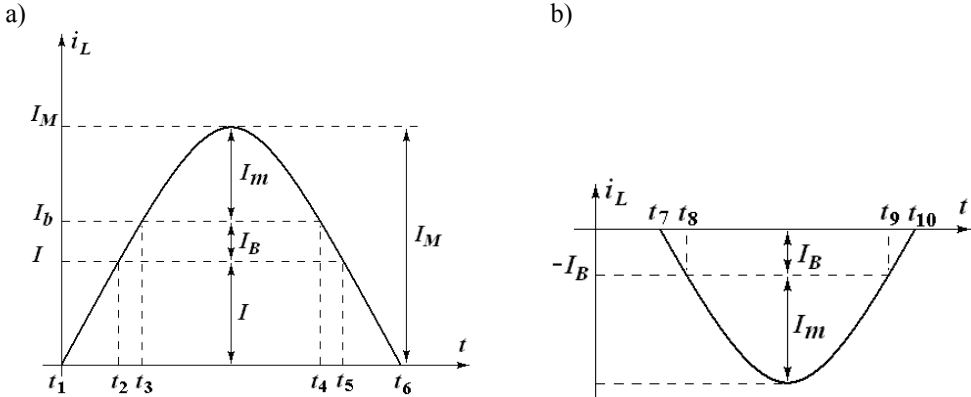
$$P_{CA} = 3 \left[I_{aAV} (U_T + U_D) + I_{aRMS}^2 (R_{CE} + R_{AK}) \right] \quad (2.45)$$

gdzie: I_{aAV} , I_{aRMS} – odpowiednio wartość średnia i wartość skuteczna prądu łączników pomocniczych w procesie komutacji.

W celu obliczenia mocy P_{CA} należy znaleźć zależności opisujące wartości skuteczne i średnie prądów w tranzystorach i diodach obwodu pomocniczego. Zależno-

ści analityczne uzyskano korzystając z definicji wartości średniej i skutecznej. Prąd w poszczególnych łącznikach dla każdego etapu komutacji opisano w funkcji czasu.

Rysunek 2.16 przedstawia przebieg prądu w indukcyjności i_L , w procesie załączenia (przewodzą Ta1, Da2 – rys. 2.1) i wyłączenia (przewodzą Ta2, Da1) tranzystora głównego T1 dla dodatniego prądu obciążenia $I > 0$.



Rys. 2.16. Prąd i_L w procesie: załączenia (a) oraz wyłączenia (b) tranzystora głównego

Podczas załączenia tranzystora głównego, poprzez szeregowo połączone elementy pomocnicze – tranzystor i diodę – płynie prąd i_L pokazany na rysunku 2.16a. Składa się on z dwóch przedziałów czasu t_{1-3} i t_{4-6} , w których prąd narasta i maleje liniowo, oraz z przedziału przeładowania rezonansowego t_{3-4} kondensatorów C1, C2. W przypadku klasycznej metody sterowania, wartość prądu $I_b = I_{\max} + I_B$ jest stała. Prąd średni w przedziale czasu t_{1-3} wyraża równanie:

$$I_{AV1-3} = \frac{1}{T_S} \int_0^{t_{1-3}} \frac{I_b}{t_{1-3}} t dt = I_b \frac{t_{1-3}}{2T_S} \quad (2.46)$$

przy czym: $T_s = 1/f_s$ – okres przełączania łączników, $t_{1-3} = \frac{L}{U} I_b$.

Wartość skuteczna prądu i_L w przedziale t_{1-3} wynosi:

$$I_{RMS1-3} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{t_{1-3}} \left(\frac{I_b}{t_{1-3}} t \right)^2 dt} = I_b \sqrt{\frac{t_{1-3}}{3T_S}} \quad (2.47)$$

Ze względu na symetrię przebiegu prądu i_L , słuszne są zależności:

$$I_{av4-6} = I_{av1-3} \quad (2.48)$$

$$I_{rms4-6} = I_{rms1-3} \quad (2.49)$$

W przedziale przeładowania rezonansowego t_{3-4} , wartość średnia prądu i_L wynosi:

$$I_{AV3-4} = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_R/2} (I_b + I_m \sin(\omega_R t)) dt = \frac{T_R}{T_S} \left(\frac{I_b}{2} + \frac{I_m}{\pi} \right) \quad (2.50)$$

Zaś wartość skuteczna jest wyrażona w postaci:

$$I_{RMS3-4} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{T_R/2} (I_b + I_m \sin(\omega_R t))^2 dt} = \sqrt{\frac{T_R}{T_S} \left(\frac{I_m^2}{4} + \frac{I_m I_b}{\pi} + \frac{I_b^2}{2} \right)} \quad (2.51)$$

Równania od (2.46) do (2.51) są słuszne dla klasycznej metody sterowania.

W metodzie sterowania o zmiennych czasach sygnałów sterujących, wartość prądu I_b zmienia się wraz z prądem obciążenia $I_b = i(t) + I_B$. W jednym okresie prądu obciążenia T , występuje N załączeń tranzystora głównego. Zatem można zapisać:

$$NT_S = T \quad (2.52)$$

Zdyskretyzowana postać prądu obciążenia wyrażona jest przez zależność:

$$i_n = I_{\max} \sin(\omega n T_S) \quad (2.53)$$

przy czym $n \in (1; N)$.

W zależności (2.53) nie występuje kąt przesunięcia fazowego φ , ponieważ nie zależy od niego wartość średnia i skuteczna. Jeśli założymy, że w czasie komutacji tranzystora głównego prąd obciążenia nie zmienia się, to wartość prądu I_b można wyrazić w postaci równania:

$$i_{bn} = i_n + I_B = I_{\max} \sin(\omega n T_S) + I_B \quad (2.54)$$

Wartość średnia prądu i_L w przedziale t_{1-3} wynosi:

$$\begin{aligned} I_{AV1-3} &= \frac{1}{T_S} \sum_{n=1}^N \int_0^{t_{n1-3}} \frac{i_{bn}}{t_{n1-3}} t dt = \left\{ \frac{1}{T_S} \left[\sum_{n=1}^N \frac{1}{t_{n1-3}} (I_{\max} \sin(\omega n T_S) + I_B) \right] \right\} \int_0^{t_{n1-3}} t dt = \\ &= \sum_{n=1}^N \frac{t_{n1-3}}{2T_S} (I_{\max} \sin(\omega n T_S) + I_B) \end{aligned} \quad (2.55)$$

Wartość skuteczną wyraża zależność:

$$\begin{aligned}
 I_{RMS1-3} &= \sqrt{\sum_{n=1}^N \frac{1}{T_S} \int_0^{t_{n1-3}} \left(\frac{i_{bn}}{t_{n13}} t \right)^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T_S t_{n1-3}^2} \left[\sum_{n=1}^N (I_{\max} \sin(\omega n T_S) + I_B) \right]^2 \int_0^{t_{n1-3}} t^2 dt} = \\
 &= \sqrt{\frac{t_{n1-3}}{3 T_S} \left[\sum_{n=1}^N (I_{\max} \sin(\omega n T_S) + I_B) \right]^2}
 \end{aligned} \tag{2.56}$$

W przedziale przeładowania rezonansowego t_{3-4} wartość średnia oraz skuteczna prądu i_L wynosi odpowiednio:

$$I_{AV3-4} = \sum_{n=1}^N \frac{1}{T_S} \int_0^{T_R/2} (I_{bn} + I_m \sin(\omega_R t)) dt = \frac{T_R}{T_S} \left(\sum_{n=1}^N \frac{I_{bn}}{2} + \frac{I_m}{\pi} \right) \tag{2.57}$$

$$I_{RMS3-4} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \sum_{n=1}^N \int_0^{T_R/2} (I_{bn} + I_m \sin(\omega_R t))^2 dt} = \sqrt{\frac{T_R}{T_S} \sum_{n=1}^N \left[\frac{I_m^2}{4} + \frac{2 I_{bn} I_m}{\pi} + \frac{I_{bn}^2}{2} \right]} \tag{2.58}$$

W procesie wyłączania tranzystora głównego (rys. 2.16b), metoda sterowania nie ma wpływu na wartość średnią i skuteczną prądu i_L , ponieważ prąd dodatkowy I_B ma stałą wartość. Prąd i_L w tym przypadku składa się również z dwóch przedziałów t_{7-8} oraz t_{9-10} , w których zmienia się liniowo oraz z przedziału przeładowania rezonansowego t_{8-9} kondensatorów. Wartość średnią prądu w przedziale czasu t_{7-8} wyraża równanie:

$$I_{AVT2off} = \frac{4}{T} \int_0^{T/6} I_B dt = \frac{2}{3} I_B \tag{2.59}$$

gdzie: $t_{7-8} = \frac{L}{U} i_B$.

Natomiast wartość skuteczną wynosi:

$$I_{RMS7-8} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{t_{7-8}} \left(\frac{I_B}{t_{7-8}} t \right)^2 dt} = I_B \sqrt{\frac{t_{7-8}}{3 T_S}} \tag{2.60}$$

Ze względu na symetrię prądu i_L , prawdziwe są następujące równania:

$$I_{AV7-8} = I_{AV9-10} \tag{2.61}$$

$$I_{RMS7-8} = I_{RMS9-10} \tag{2.62}$$

Wartość średnia oraz skuteczna prądu i_L w przedziale $t_{8,9}$ wynosi odpowiednio:

$$I_{AV8-9} = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_R/2} (I_B + I_m \sin(\omega_R t)) dt = \frac{T_R}{T_S} \left(\frac{I_B}{2} + \frac{I_m}{\pi} \right) \quad (2.63)$$

$$I_{RMS8-9} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{T_R/2} (I_B + I_m \sin(\omega_R t))^2 dt} = \sqrt{\frac{T_R}{T_S} \left(\frac{I_m^2}{4} + \frac{I_m I_B}{\pi} + \frac{I_B^2}{2} \right)} \quad (2.64)$$

Wartości średnie i skuteczne prądu danego łącznika pomocniczego za okres prądu obciążenia, występujące w równaniu (2.45), wyrażają następujące równania:

$$\begin{aligned} I_{aAV} &= \frac{4}{T} \int_0^{T/6} (2I_{av3-1} + I_{av4-3} + 2I_{av8-7} + I_{av9-8}) dt = \\ &= \frac{2}{3} (2I_{av3-1} + I_{av4-3} + 2I_{av8-7} + I_{av9-8}) \end{aligned} \quad (2.65)$$

$$\begin{aligned} I_{aRMS} &= \sqrt{\frac{4}{T} \int_0^{T/6} (2I_{rms3-1}^2 + I_{rms4-3}^2 + 2I_{rms8-7}^2 + I_{rms9-8}^2) dt} = \\ &= \sqrt{\frac{2}{3} (2I_{rms3-1}^2 + I_{rms4-3}^2 + 2I_{rms8-7}^2 + I_{rms9-8}^2)} \end{aligned} \quad (2.66)$$

2.5.2. Straty przełączania

Moc związaną ze stratami załączania tranzystora wyraża się równaniem (2.67), natomiast moc związaną ze stratami wyłączenia – zależnością (2.68):

$$P_{on} = f_s E_{on} = f_s k_{on} I_{AVon} \quad (2.67)$$

$$P_{off} = f_s E_{off} = f_s k_{off} I_{AVoff} \quad (2.68)$$

gdzie: f_s – częstotliwość przełączania, k_{on} , k_{off} – współczynniki, które można odczytać z charakterystyk dostarczonych przez producenta łączników lub należy wyznaczyć eksperymentalnie, I_{AV} – wartość średnia prądu łącznika w procesie komutacji.

Na rysunku 2.2 zilustrowano proces komutacji tranzystora głównego T1. Wynika z niego, że tranzystory główne są załączane w warunkach zerowego napięcia. Z tego względu można zaniedbać straty załączania tranzystorów głównych. Jednak

w procesie załączania T1 bierze udział drugi tranzystor główny T2 (w przedziale czasu t_{2-3}). W przypadku klasycznej metody sterowania wartość średnia prądu tranzystora T2 za okres prądu obciążenia wynosi:

$$I_{AVT2off} = \frac{4}{T} \int_0^{T/6} (I_{\max} + I_B - i) dt = \frac{2}{3} I_B + I_{\max} \left(\frac{2}{3} - \frac{1}{\pi} \right) \quad (2.69)$$

Natomiast dla metody sterowania o zmiennych czasach przełączeń wyraża się zależnością:

$$I_{AVT2off} = \frac{4}{T} \int_0^{T/6} I_B dt = \frac{2}{3} I_B \quad (2.70)$$

Tranzystor główny T1 wyłącza w chwili t_8 prąd obciążenia powiększony o wartość prądu dodatkowego I_B . Wartość średnia prądu tranzystora T1 za okres prądu obciążenia można zapisać jako:

$$I_{AVT1off} = \frac{4}{T} \int_0^{T/6} (i + I_B) dt = \frac{2}{3} I_B + \frac{I_{\max}}{\pi} \quad (2.71)$$

Ponieważ łączniki pomocnicze załączają się i wyłączają w warunkach zerowego prądu, zaniedbano ich straty przełączania. Dla całego falownika ARCPI łączna moc związana ze stratami przełączania wynosi:

$$P_{SW} = 3(P_{on} + P_{off}) = 3f_s k_{off} (I_{AVT2off} + I_{AVT1off}) \quad (2.72)$$

Do strat związanych z procesem przełączania należy również zaliczyć straty występujące w rezystancji wypadkowej obwodu rezonansowego:

$$P_{ESR} = 3I_{aRMS}^2 R \quad (2.73)$$

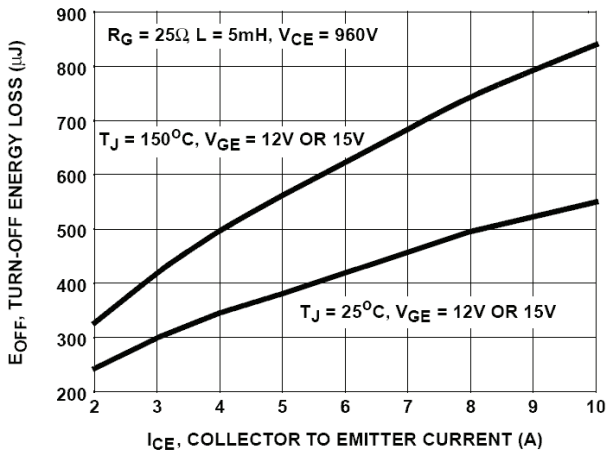
Prąd występujący w równaniu (2.73) jest określony przez równanie (2.66).

2.5.3. Wyniki badań symulacyjnych

Opracowane zależności matematyczne zostały wprowadzone do programu HPVEE, który jest graficznym środowiskiem programistycznym, wspomagającym zagadnienia pomiaru, obróbki i wizualizacji danych. Analizę wpływu metody sterowania na straty w falowniku ARCPI przeprowadzono dla następujących parametrów: napięcie zasilania $U = 540$ V, wartość skuteczna fazowego prądu obciążenia $I_{RMS} = 10$ A, częstotliwość przełączania $f_s = 10$ kHz oraz $f_s = 20$ kHz, częstotliwość

prądu fazowego $f = 50$ Hz, $\cos\varphi = 0,85$, $T_R = 4,4$ μ s, $T = 20$ ms, $x = 1,125$, $R = 0,1$ Ω . Wybrano tranzystory typu HG5N120BND ($I_{CMAX(25)} = 21$ A, $U_{BR} = 1200$ V), które zastosowano do budowy eksperymentalnego falownika ARCPI małej mocy (około 3 kW). Pełnią one funkcję zarówno łączników głównych, jak i pomocniczych. Na podstawie charakterystyk dostarczonych przez producenta określono następujące parametry: $U_T = 0,7$ V, $U_D = 1,6$ V, $R_{CE} = 0,35$ Ω oraz $R_{AK} = 0,12$ Ω .

Na rysunku 2.17 przedstawiono charakterystyki strat wyłączania w funkcji prądu dla wybranego tranzystora, na podstawie których określono współczynnik $k_{off} = 40$ μ J/A.



Rys. 2.17. Straty wyłączania w funkcji prądu tranzystora

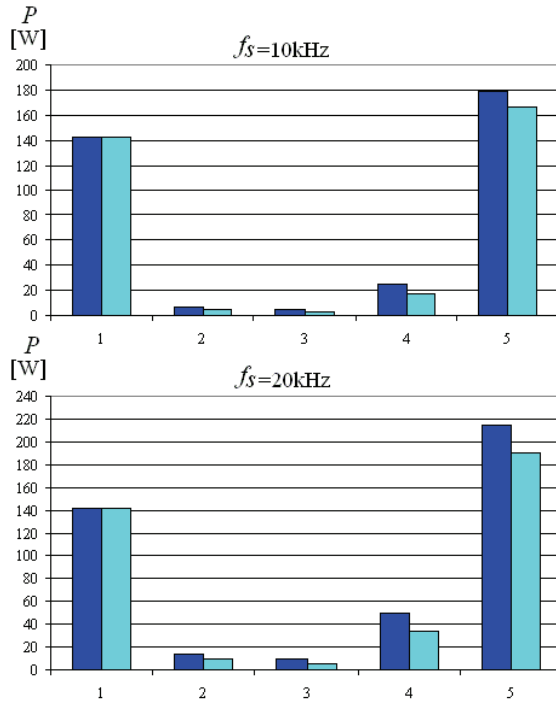
Rysunek 2.18 przedstawia wyniki obliczeń mocy związanej ze stratami w analizowanym falowniku. Można zauważyć, że zastosowanie sterowania ze zmiennym czasem trwania sygnałów sterujących przyczynia się do zmniejszenia strat. Efekt ten występuje w każdym z analizowanych składników strat (oczywiście poza stratami przewodzenia w tranzystorach głównych).

Na rysunku 2.19 przedstawiono wpływ metody sterowania na przebiegi mocy związanych ze stratami przewodzenia w elementach obwodu pomocniczego P_{CA} oraz w rezystancji obwodu rezonansowego P_{ESR} , dla częstotliwości przełączania $f_s = 10$ kHz i 20 kHz.

Rysunek 2.20 ilustruje wpływ metody sterowania na moc związaną ze stratami przełączania w tranzystorach głównych P_{SW} .

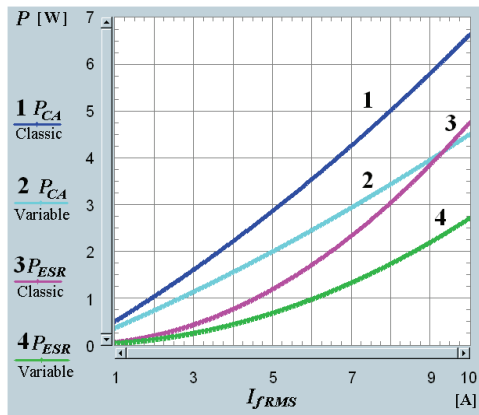
Na rysunku 2.21 przedstawiono moc P_T związaną ze stratami całkowitymi w falowniku ARCPI.

Rysunek 2.22 przedstawia sprawność falownika w funkcji prądu obciążenia dla obu metod sterowania.

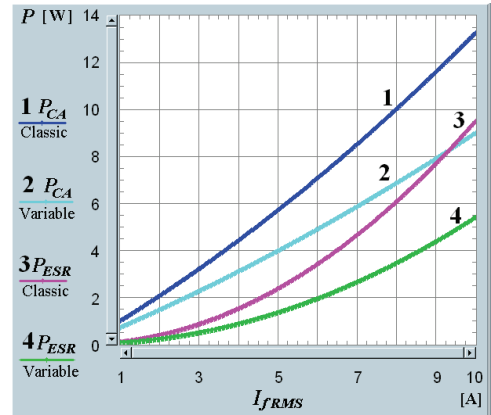


Rys. 2.18. Moce związane ze stratami w falowniku ARCPI: 1 – przewodzenia tranzystorów głównych P_C , 2 – przewodzenia tranzystorów pomocniczych P_{CA} , 3 – w rezystancji obwodu rezonansowego P_{ESR} , 4 – przełączania tranzystorów głównych P_{SW} , 5 – sumaryczne P_T , ■ – metoda klasyczna, ■ – metoda o zmiennych czasach sygnałów sterujących

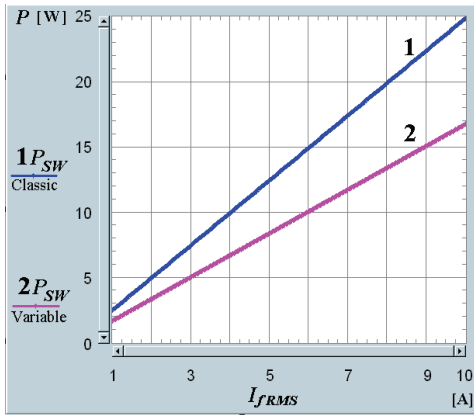
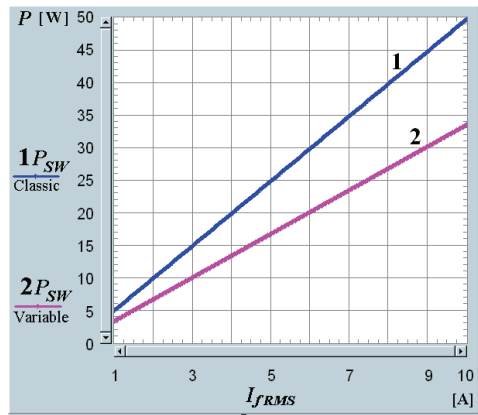
a) $f_s = 10\text{ kHz}$



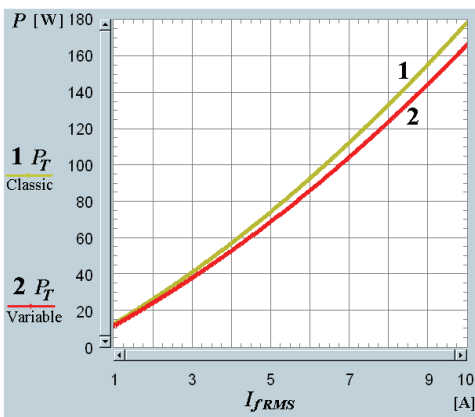
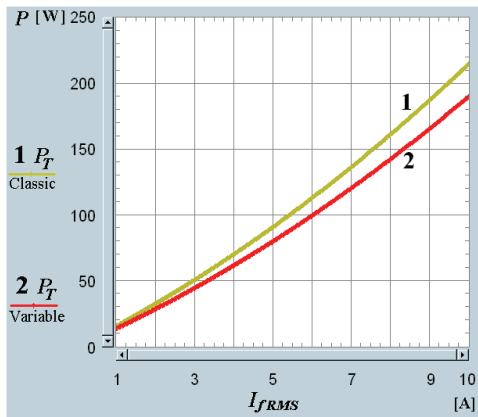
b) $f_s = 20\text{ kHz}$



Rys. 2.19. Moc P_{CA} w funkcji prądu obciążenia I_{fRMS} : 1 – metoda klasyczna, 2 – o zmiennych czasach sygnałów sterujących oraz P_{ESR} , 3 – metoda klasyczna, 4 – o zmiennych czasach sygnałów sterujących

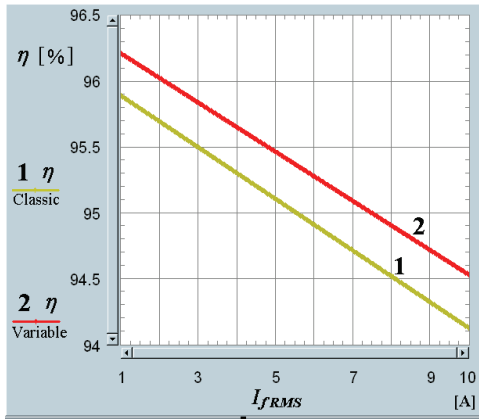
a) $f_s = 10$ kHzb) $f_s = 20$ kHz

Rys. 2.20. Moc P_{SW} w funkcji prądu obciążenia I_{fRMS} : 1 – metoda klasyczna, 2 – o zmiennych czasach sygnałów sterujących

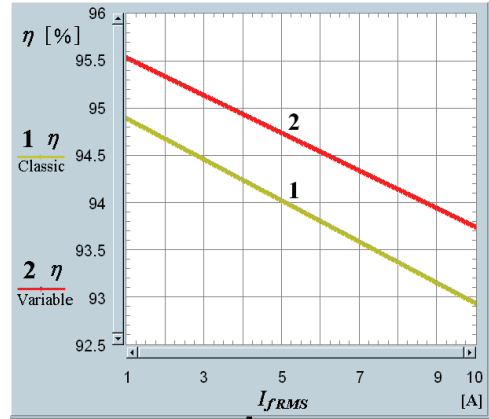
a) $f_s = 10$ kHzb) $f_s = 20$ kHz

Rys. 2.21. Moc całkowitej P_T w funkcji prądu obciążenia I_{fRMS} : 1 – metoda klasyczna, 2 – o zmiennych czasach sygnałów sterujących

a) $f_s = 10$ kHz



b) $f_s = 20$ kHz

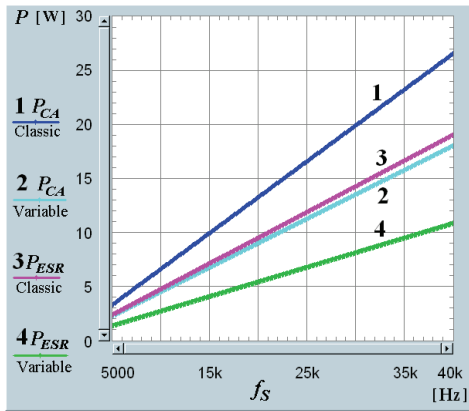


Rys. 2.22. Sprawność falownika η w funkcji prądu obciążenia I_{FRMS} : 1 – metoda klasyczna, 2 – o zmiennych czasach sygnałów sterujących

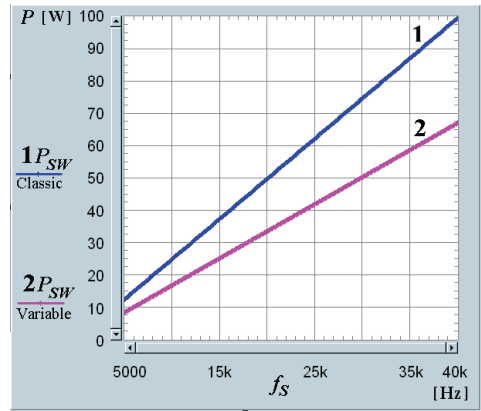
Uzyskane zależności analityczne pozwalają również przedstawić dla stałego prądu obciążenia przebieg mocy oraz sprawności w funkcji częstotliwości przełączania.

Rysunek 2.23 przedstawia moc związaną ze stratami przewodzenia w elementach obwodu pomocniczego P_{CA} oraz w rezystancji obwodu rezonansowego P_{esr} , w funkcji częstotliwości przełączania f_s , przy stałym prądzie obciążenia $I_{FRMS} = 10$ A. Natomiast rysunek 2.24 ilustruje zmiany mocy związanej ze stratami przełączania w tranzystorach głównych P_{SW} w funkcji częstotliwości przełączania.

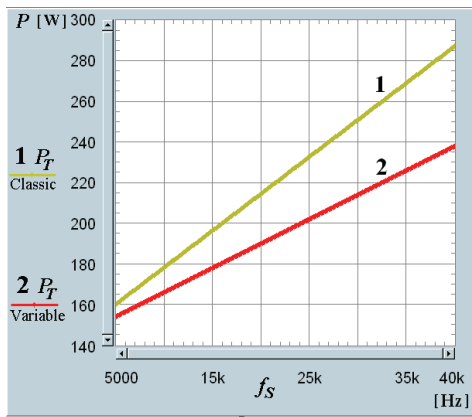
Rysunki 2.25 i 2.26 przedstawiają odpowiednio moc całkowitą oraz sprawność falownika w funkcji częstotliwości przełączania.



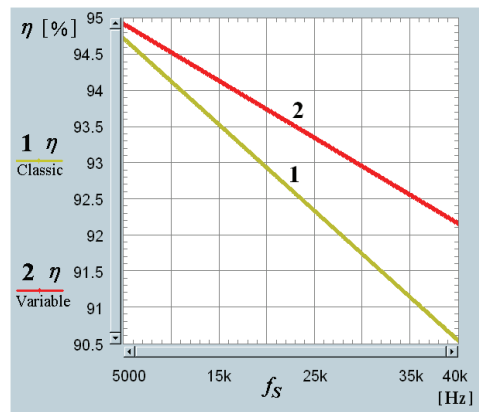
Rys. 2.23. Moce P_{CA} oraz P_{esr} w funkcji f_s : 1, 3 – metoda klasyczna, 2, 4 – o zmiennych czasach sygnałów sterujących



Rys. 2.24. Moc P_{SW} w funkcji f_s : 1 – metoda klasyczna, 2 – o zmiennych czasach sygnałów sterujących



Rys. 2.25. Moc całkowita P_T w funkcji f_s : 1 – metoda klasyczna, 2 – o zmiennych czasach sygnałów sterujących



Rys. 2.26. Sprawność η w funkcji f_s : 1 – metoda klasyczna, 2 – o zmiennych czasach sygnałów sterujących

Głównym celem przeprowadzonej analizy symulacyjnej była ocena wpływu metody sterowania na poziom strat w falowniku ARCPI [51]. Zastosowano powszechnie używany, prosty model łącznika, adekwatny do postawionego celu. Umożliwiła on uzyskanie zależności w postaci analitycznej. Jako dane wejściowe wprowadzono parametry zbudowanego eksperymentalnego falownika. Z rysunków 2.18 oraz 2.21 wynika, że zastosowanie sterowania o zmiennych czasach sygnałów sterujących zmniejsza moc całkowitą związaną ze stratami, o blisko 7% dla częstotliwości przełączania $f_s = 10$ kHz i o 11,5% dla $f_s = 20$ kHz. Biorąc pod uwagę sprawność falownika, różnice wydają się niewielkie (rys. 2.22). Metoda o zmiennych czasach sygnałów sterujących powoduje wzrost sprawności o 0,4% dla $f_s = 10$ kHz i o 0,8% dla $f_s = 20$ kHz. Analizowany falownik o komutacji miękkiej odznacza się bardzo niskim poziomem strat. Dlatego współczynnik sprawności „spłaszcza” uzyskane rezultaty. Tym bardziej, im moc falownika jest większa. Dlatego lepszym parametrem do porównania wpływu metody sterowania na poziom strat jest moc całkowita P_T . Nawet w przypadku analizowanego falownika ARCPI małej mocy można stwierdzić, że metoda sterowania o zmiennych czasach sygnałów sterujących istotnie ogranicza poziom strat. Umożliwia to obniżenie kosztów związanych z systemem chłodzenia (mniejsza powierzchnia), zmniejszenie gabarytów urządzenia i jego ciężaru.

Ważną przesłanką wynikającą z rysunku 2.19 jest to, że metoda o zmiennych czasach sygnałów sterujących silnie wpływa na ograniczenie mocy związanej ze stratami w rezystancji obwodu rezonansowego P_{esr} w odniesieniu do metody klasycznej. Jest to możliwe, ponieważ P_{esr} zależy od kwadratu prądu w indukcyjności rezonansowej i_L . Jak wspomniano w rozdziale 2.2.3, w falownikach trakcyjnych ARCPI, zasilanych z elektrochemicznych źródeł o niskim napięciu, wartości skuteczne znamionowych prądów fazowych najczęściej przekraczają poziom 200 A. Mając na względzie, że prąd w obwodzie pomocniczym jest ponad dwukrotnie wyższy, straty w rezystancji szeregowej stają się dużym problemem tego typu falowników.

Z rysunku 2.20 wynika, że w porównaniu do klasycznej metody sterowania, metoda o zmiennych czasach sygnałów sterujących pozwala na duże ograniczenie strat przełączania w tranzystorach głównych falownika, dokładniej w procesie załączenia tranzystora głównego (rys. 2.2 – przedział czasu t_{2-3}).

Rysunki od 2.23 do 2.26 pozwalają ocenić wpływ zmian częstotliwości przełączania na poszczególne składniki strat. Ze względu na zastosowany model łącznika, straty zmieniają się liniowo w funkcji częstotliwości przełączania. W falownikach ARCPI służących do napędu typowych trójfazowych silników indukcyjnych, niską zawartość wyższych harmonicznych w widmie prądu fazowego uzyskuje się dla częstotliwości przełączania, nie większych niż 20 kHz. W tym zakresie przyjęcie liniowej zależności strat od częstotliwości przełączania jest słuszne. Uzyskane zależności matematyczne pozwalają na szybką ocenę poszczególnych składników decydujących o stratach, umożliwiając oszacowanie sprawności falownika, dzięki czemu ułatwiają proces projektowy.

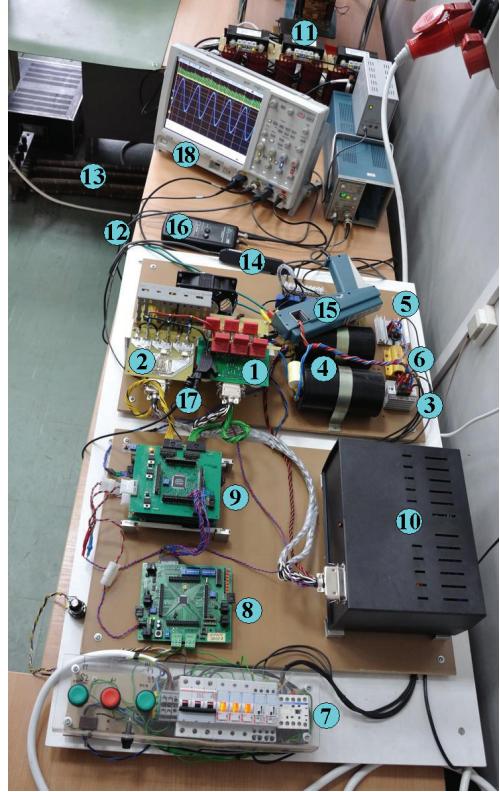
2.6. Wyniki badań eksperymentalnych

Badania eksperymentalne zostały przeprowadzone na zbudowanym do tego celu stanowisku pomiarowym. Dokonano pomiaru mocy wejściowej oraz wyjściowej falownika, na podstawie których określono jego sprawność [52]. Dla ustalonej wartości prądu obciążenia przeprowadzono pomiar temperatury radiatora oraz zarejestrowano jej rozkład przy pomocy kamery termowizyjnej.

Głównymi elementami składowymi stanowiska pomiarowego są (rys. 2.27):

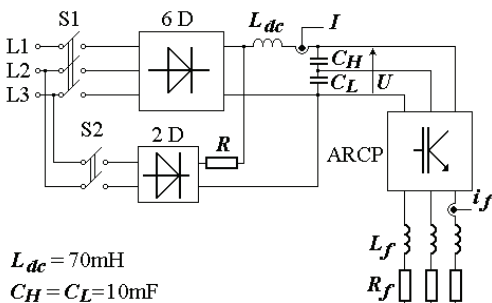
- 1 – falownik główny o mocy około 3 kW,
- 2 – łączniki pomocnicze,
- 3 – diodowy mostek trójfazowy,
- 4 – zestaw kondensatorów C_L , C_H ,
- 5 – pomocniczy diodowy mostek jednofazowy,
- 6 – rezystor wstępnego ładowania R ,
- 7 – zespół styczników S1, S2 z obwodami sterowania,
- 8 – nadrzędny modulator SVM,
- 9 – układ sterowania falownika ARCPI,
- 10 – zasilacz układów elektronicznych o dwunastu izolowanych napięciach wyjściowych,
- 11 – dławiki obwodu obciążenia L_f ,
- 12 – dławik w obwodzie napięcia stałego L_{dc} ,
- 13 – rezystory obwodu obciążenia R_f ,
- 14 – sonda prądowa do pomiaru wartości prądu fazowego, Agilent N2783A,
- 15 – sonda prądowa do pomiaru wartości prądu w obwodzie DC, Tektronix A6303,
- 16 – pasek Rogowskiego do pomiaru wartości prądów w obwodzie rezonansowym, CWT15B,

- 17 – sonda napięciowa do pomiaru wartości napięcia w obwodzie DC, Tektro-nix P5120,
- 18 – oscyloskop Agilent MSO7034A,



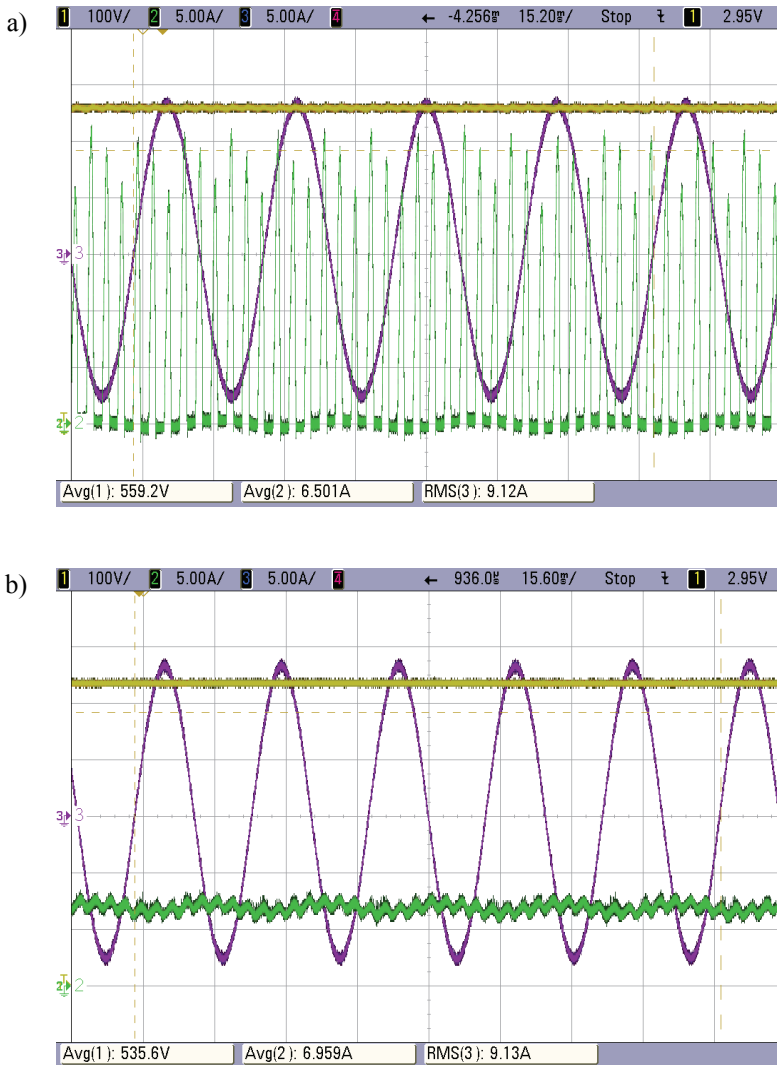
Rys. 2.27. Stanowisko do badań eksperymentalnych trójfazowego falownika ARCPI

Schemat części silnoprądowej stanowiska pomiarowego zamieszczono na rysunku 2.28. W każdej fazie jako obciążenie zastosowano szeregowo połączone elementy bierne R , L , co znacznie ułatwiło pomiar mocy wyjściowej. Wpływ na wybór tego typu rozwiązania miały również względy ekonomiczne.



Rys. 2.28. Schemat stanowiska pomiarowego

Bateria elektrochemiczna napięcia stałego jest najlepszym źródłem zasilania falownika do przeprowadzenia badań. Niestety ze względów ekonomicznych nie dysponowano tego typu źródłem. Aby zmniejszyć tętnienia prądu w obwodzie DC, zastosowano dławik pomocniczy o dużej wartości L_{dc} . Rysunek 2.29a ilustruje przebieg prądu w obwodzie DC bez dławika pomocniczego, zaś rysunek 2.29b – po zastosowaniu dławika, przy wartości skutecznej prądu obciążenia fazowego $I_{RMS} = 9$ A.



Rys. 2.29. Przebiegi: 1 – napięcia U w obwodzie DC, 2 – prądu I w obwodzie DC, 3 – prądu fazowego i_j ; a) dla układu bez dławika L_{dc} , b) dla układu z dławikiem

Zastosowanie dławika pomocniczego L_{dc} pozwoliło na znaczne ograniczenie pulsacji prądu w obwodzie DC. Na rysunku 2.29, w prądzie dławika można wyróżnić wpływ dwóch częstotliwości: kluczkowania oraz częstotliwości prądu wyjściowego. Pomiaru należy prowadzić w warunkach ustalonych. Aby wyeliminować wpływ elementów, które gromadzą energię, dobierano tak podstawę czasu w oscyloskopie, aby była to wielokrotność (co najmniej kilkunastu) okresów wyjściowego prądu fazowego falownika i_f . Do celów projektowych założono następujące parametry falownika ARCPI: napięcie zasilania $U = 538$ V, wartość skuteczna fazowego prądu obciążenia $I_{fRMS} = 10$ A, okres rezonansowy $T_R = 4,4$ μ s, $x = a = 1,125$. Na ich podstawie obliczono wartości elementów $L = 15$ μ H, $C_R = 32,7$ nF, zapewniające minimum energii oscylującej w obwodzie rezonansowym.

Moc wejściową P_{IN} falownika określono na podstawie pomiaru wartości średnich napięcia i prądu w obwodzie DC:

$$P_{IN} = I_{AV} U_{AV} \quad (2.74)$$

gdzie: I_{AV} – wartość średnia prądu w obwodzie DC, U_{AV} – wartość średnia napięcia w obwodzie DC.

Straty w rezystancji zastępczej kondensatorów wejściowych są pomijalnie małe ze względu na niską wartość współczynnika ESR = 0,06 Ω .

Moc wyjściową określono na podstawie pomiaru wartości wypadkowej rezystancji obciążenia fazowego R_f oraz wartości skutecznej prądu fazowego I_{fRMS} :

$$P_O = 3I_{fRMS}^2 R_f \quad (2.75)$$

W celu uzyskania symetrii, w każdej fazie dostrojono wartości rezystancji oraz indukcyjności. Pomiarów wartości R_f , L_f dokonano metodą techniczną przyrządami klasy 0,5 zasilając obwód trójfazowy napięciem sieciowym. Mierząc temperaturę rezystorów w zakresie od 17 do 100°C nie zanotowano zmian jej wartości, która wyniosła 13,38 Ω , natomiast wartość L_f wyniosła 25 mH. Sprawność falownika wyraża się wzorem:

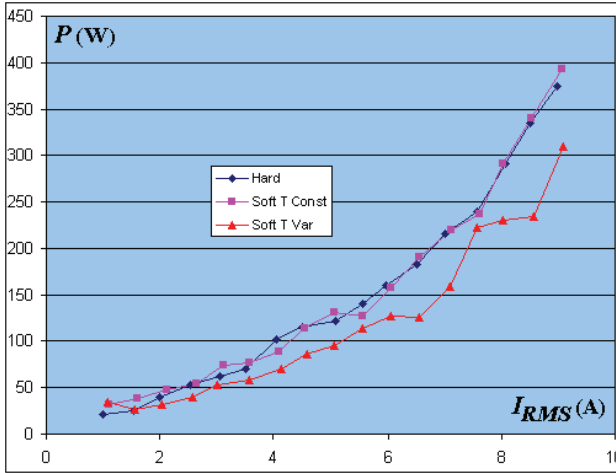
$$\eta = \frac{P_O}{P_{IN}} \quad (2.76)$$

Moc związaną ze stratami całkowitymi w falowniku P_T obliczono jako różnicę mocy wejściowej P_{IN} i wyjściowej P_o . Dokonano pomiarów dla dwóch częstotliwości przełączania 5 kHz i 10 kHz oraz trzech metod sterowania:

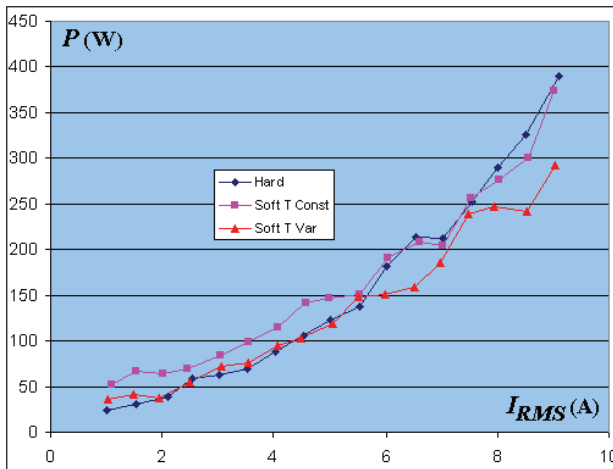
- a) twardego przełączania (*Hard*).
- b) metody klasycznej – o stałych czasach sygnałów sterujących (*Soft TConst*).
- c) metody o zmiennych czasach sygnałów sterujących (*Soft TVar*).

W nawiasach podano oznaczenia stosowane na prezentowanych wykresach.

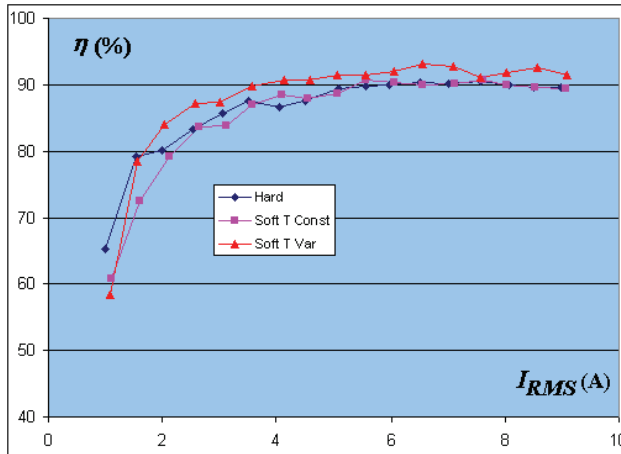
Rysunek 2.30 przedstawia moc P_T związaną ze stratami całkowitymi w funkcji prądu obciążenia I_{RMS} , dla częstotliwości przełączania $f_s = 5$ kHz, natomiast rysunek 2.31 dla częstotliwości $f_s = 10$ kHz. Na rysunkach 2.32 oraz 2.33 przedstawiono sprawność w funkcji prądu obciążenia, odpowiednio dla $f_s = 5$ kHz i $f_s = 10$ kHz.



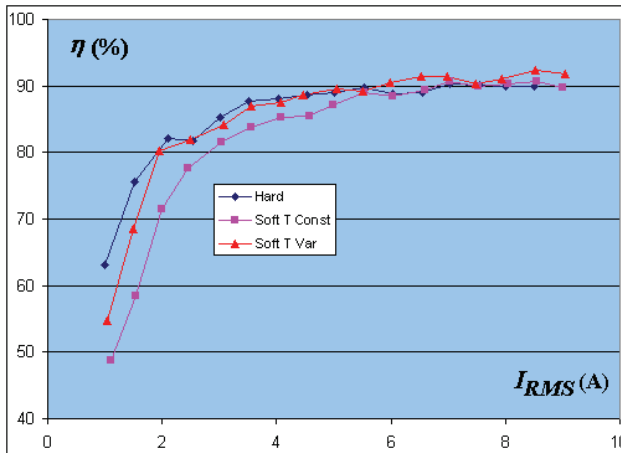
Rys. 2.30. Moc P_T w funkcji prądu obciążenia I_{RMS} dla $f_s = 5$ kHz



Rys. 2.31. Moc P_T w funkcji prądu obciążenia I_{RMS} dla $f_s = 10$ kHz



Rys. 2.32. Sprawność η w funkcji prądu obciążenia I_{RMS} dla $f_s = 5$ kHz



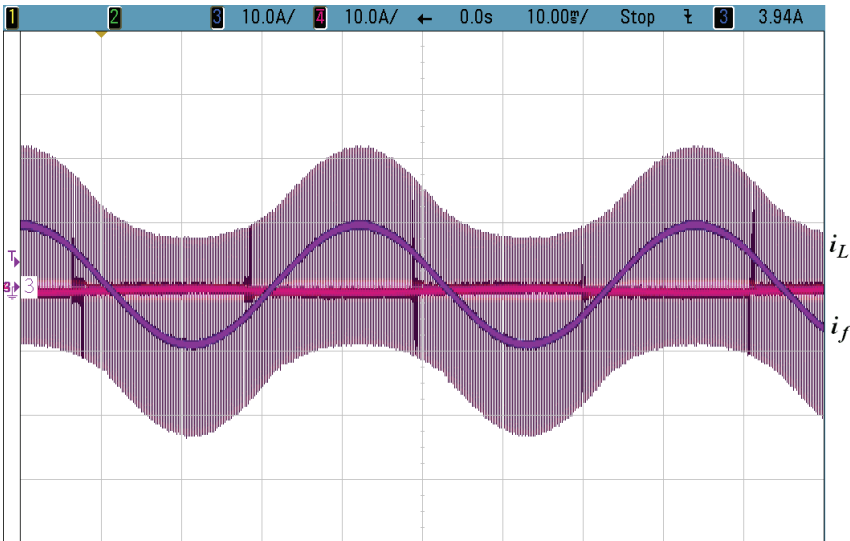
Rys. 2.33. Sprawność η w funkcji prądu obciążenia I_{RMS} dla $f_s = 10$ kHz

Porównując zmiany mocy P_T , można stwierdzić, że dla prądów obciążenia o małej wartości (do około 4 A) falownik ARCPI nie wykazuje mniejszych strat niż falownik o komutacji twardej. Dla prądów obciążenia o wartościach większych od około 6 A falownik ARCPI sterowany metodą o zmiennych czasach sygnałów sterujących odznacza się zdecydowanie mniejszymi stratami niż falownik o komutacji twardej.

Falownik ARCPI sterowany metodą klasyczną, o stałych czasach sygnałów sterujących, ma większe straty niż falownik o komutacji twardej. Dopiero w pobliżu maksymalnej wartości prądu obciążenia zbliża się do poziomu strat osiągniętych przez falownik twardo komutowany. Wzrost częstotliwości przełączania z 5 do

10 kHz spowodował ogólne obniżenie sprawności falowników. Do budowy obwodu pomocniczego zastosowano tranzystory mocy tego samego typu, jak w falowniku głównym. Dzięki temu uzyskano jednakowe opóźnienia własne elementów w całym falowniku ARCPI. Ułatwia to znacznie strojenie układu sterowania (tę tematykę opisano szerzej w rozdziale 2.4). Jednak zastosowane tranzystory mają duże spadki napięcia i słabą dynamikę. Z tego względu dla większej częstotliwości przełączania $f_s = 10$ kHz (rys. 2.33) falownik ARCPI sterowany metodą o zmiennych czasach trwania sygnałów sterujących nadal osiąga najwyższą sprawność, ale różnice w odniesieniu do pozostałych nie są już tak duże jak dla niższej częstotliwości $f_s = 5$ kHz (rys. 2.32).

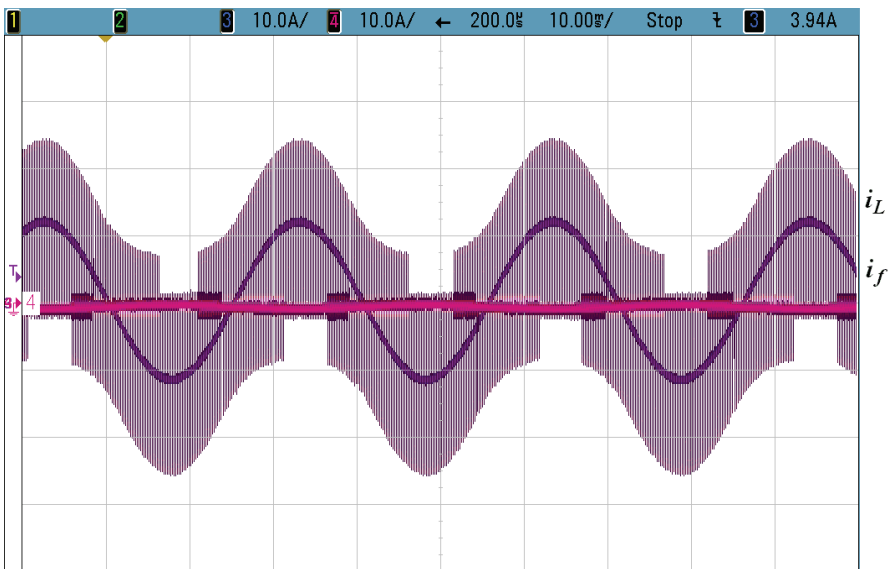
Moc P_T związana ze stratami całkowitymi przy sterowaniu metodą o zmiennych czasach sygnałów sterujących (rys. 2.30 oraz 2.31 – wykres o nazwie *Soft T Var*) posiada wyraźne odkształcenia charakterystyk dla prądu obciążenia $I_{J_{RMS}}$ o wartości powyżej 8 A. Od tego miejsca, wraz ze wzrostem prądu obciążenia, moc P_T znacznie wolniej narasta. Na rysunkach 2.32 i 2.33 przekłada się to na wzrost sprawności, podczas gdy pozostałe dwa przebiegi sprawności (dla falownika o komutacji twardej i ARCPI sterowanego klasycznie) wyraźnie maleją. Jest to wynikiem dynamicznej zmiany algorytmu sterowania. Dla prądów obciążenia $I_{J_{RMS}}$ poniżej 8 A zarówno proces załączenia, jak i wyłączenia tranzystorów głównych jest wspomagany przez obwód pomocniczy. Dla każdej z faz falownika czasy sygnałów sterujących obliczane są na podstawie pomiaru wartości chwilowych prądu obciążenia, dzięki czemu prąd w obwodzie pomocniczym i_L nadąża za jego zmianami. Przebieg prądu w obwodzie pomocniczym i_L na tle prądu obciążenia i_f przedstawiono na rysunku 2.34.



Rys. 2.34. Prąd w obwodzie pomocniczym i_L oraz prąd obciążenia i_f , metoda o zmiennych czasach sygnałów sterujących

Jeśli prąd obciążenia przekracza wartość $I_{FRMS} = 8 \text{ A}$ (wartość graniczna prądu I_g wynosi $8\sqrt{2} = 11,3 \text{ A}$, wzór (2.13)), to jest on zdolny w czasie martwym przeładować kondensatory obwodu rezonansowego bez udziału łączników pomocniczych. Sterowanie procesem wyłączenia tranzystora głównego odbywa się wtedy tak, jak w przypadku komutacji twardej, natomiast sam tranzystor wyłącza się w warunkach zerowego napięcia. Ten sposób sterowania opisano w rozdziale 2.2.1.

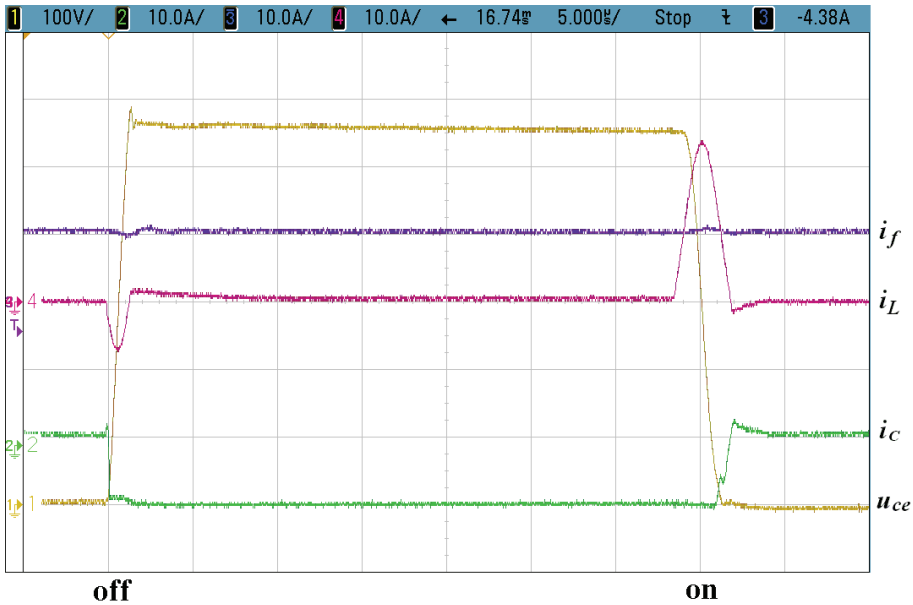
Rysunek 2.35 przedstawia przypadek, kiedy prąd obciążenia i_f jest wykorzystany do przeładowania kondensatorów obwodu rezonansowego, bez udziału obwodu pomocniczego.



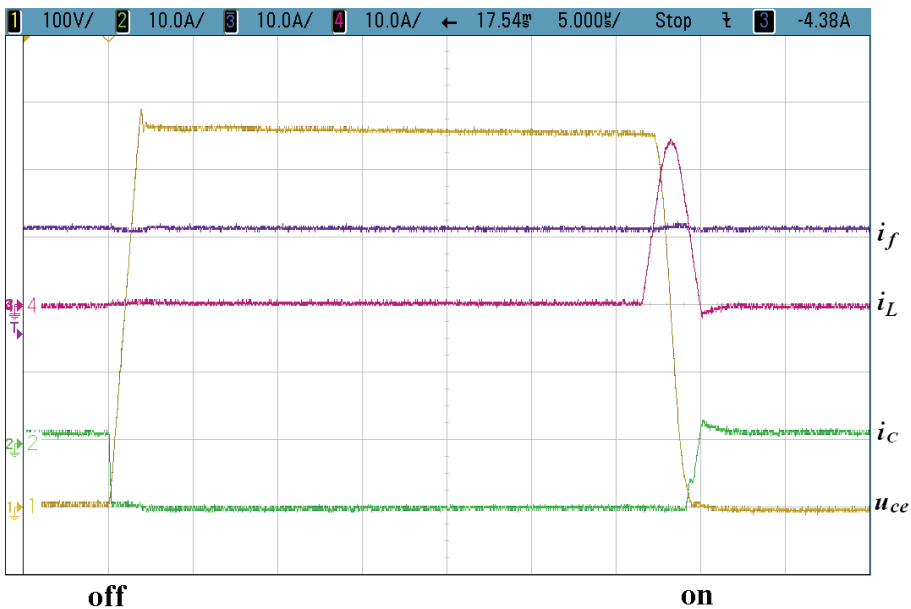
Rys. 2.35. Zastosowanie prądu obciążenia do wyłączenia tranzystora głównego bez udziału obwodu pomocniczego, metoda o zmiennych czasach sygnałów sterujących

Rysunki 2.36 oraz 2.37 przedstawiają bardziej szczegółowo różnice w procesie przełączania tranzystora głównego. Na rysunkach tych można zauważyć tak zwany prąd reszkowy wyłączanego tranzystora IGBT (przebieg i_c) [17]. Wydłuża on proces wyłączenia tranzystora, dzięki czemu straty w tym procesie są większe niż przy załączeniu tranzystora.

Wyniki eksperymentalne dowodzą, że metoda sterowania falownika ARCPI o zmiennych czasach sygnałów sterujących umożliwia znaczne ograniczenie strat. Amplituda prądu w obwodzie pomocniczym nadąża za zmianami prądu obciążenia (rys. 2.34). Wprowadzenie do algorytmu sterowania opcji wykorzystującej prąd obciążenia do komutacji w warunkach zerowego napięcia tranzystora głównego bez udziału obwodu pomocniczego dodatkowo redukuje straty.

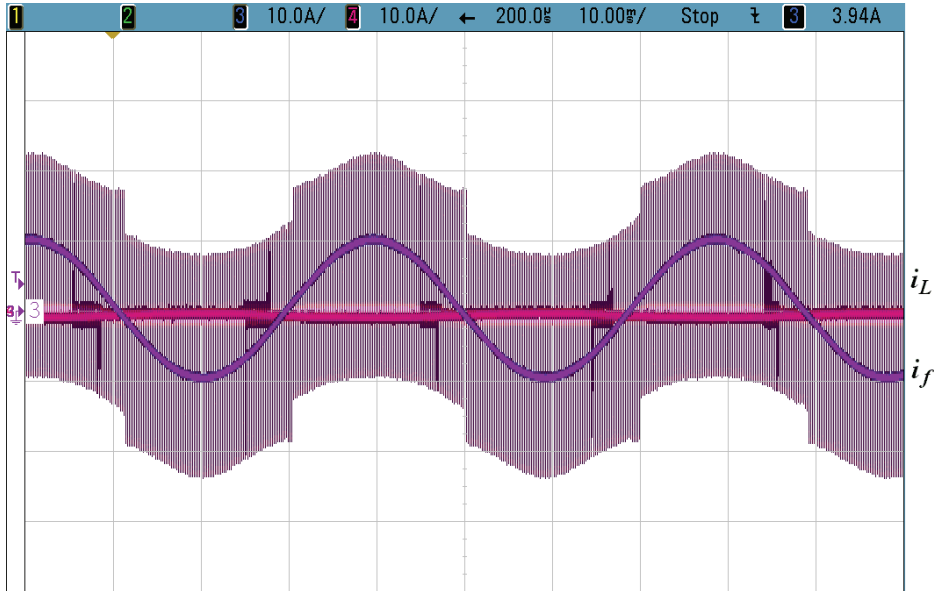


Rys. 2.36. Przebiegi: prądu fazowego i_f , prądu w indukcyjności i_L , napięcia kolektor-emiter u_{ce} oraz prądu kolektora i_c tranzystora głównego, z pełnym udziałem łączników pomocniczych w procesie wyłączenia (*off*) i załączenia (*on*) tranzystora głównego



Rys. 3.37. Przebiegi: prądu fazowego i_f , prądu w obwodzie pomocniczym i_L , napięcia kolektor-emiter u_{ce} oraz prądu kolektora i_c tranzystora głównego, bez udziału łączników pomocniczych w procesie wyłączenia (*off*) i z ich udziałem przy załączeniu (*on*) tranzystora głównego

Rysunek 2.38 przedstawia prąd w obwodzie pomocniczym i_L na tle prądu obciążenia i_f w przypadku klasycznej metody sterowania, o stałych czasach sygnałów sterujących.



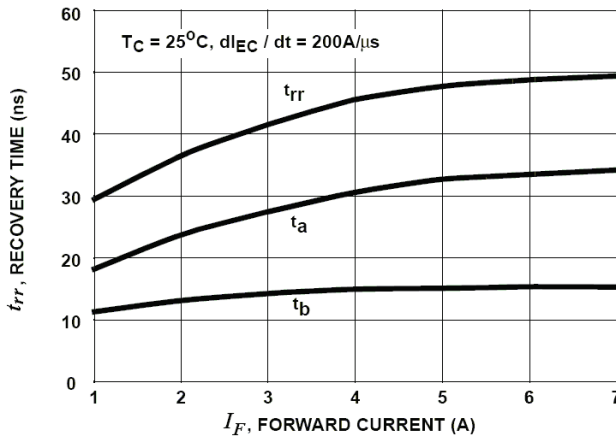
Rys. 2.38. Prąd w obwodzie pomocniczym i_L oraz prąd obciążenia i_f – metoda klasyczna

Z rozważań teoretycznych wynika, że dla tego rodzaju sterowania amplituda prądu w obwodzie pomocniczym powinna być stała i dostosowana do wartości maksymalnej prądu obciążenia. Na rysunku 2.38 można zauważyć, że pomimo stałych czasów przełączania, amplituda prądu w obwodzie pomocniczym w niewielkim stopniu nadąża za zmianami prądu obciążenia. Efekt ten występuje w procesie załączenia tranzystora głównego (opisano go w rozdziale 2.1) i jest związany z odzyskiwaniem własności zaworowych [16] przez diodę równoległą drugiego, nieprzewodzącego tranzystora w gałęzi falownika. W czasie odzyskiwania własności zaworowych t_{rr} , prąd wsteczny płynący przez diodę powoduje wzrost wartości prądu dodatkowego w obwodzie pomocniczym. Ponieważ czas t_{rr} rośnie wraz z wartością prądu wyłączanego przez diodę, dlatego amplituda prądu w obwodzie pomocniczym jest modulowana przez prąd obciążenia.

Rysunek 2.39 przedstawia charakterystykę czasu t_{rr} w funkcji wartości prądu diody I_F (są to dane diody wbudowanej w tranzystor zastosowany do budowy falownika).

W celu zweryfikowania wyników sprawności uzyskanych na drodze pomiaru mocy wejściowej i wyjściowej, dokonano pomiaru temperatury radiatora dla częstotliwości przełączania $f_s = 10$ kHz i prądu obciążenia $I_{fRMS} = 8$ A. Pomiar przeprowadzono przy pomocy miernika temperatury Fluke 52, czujnik umieszczono

w centralnej części radiatora. Dodatkowo zarejestrowano rozkład temperatury kamerą termowizyjną NEC G120. Przyjęto, że stan quasi-ustalony temperatury radiatora występuje wtedy, jeśli w ciągu pięciu minut wartość temperatury nie wzrośnie więcej niż o $+0,1^{\circ}\text{C}$. Wyniki pomiarów przedstawiono w tabeli 2.1.



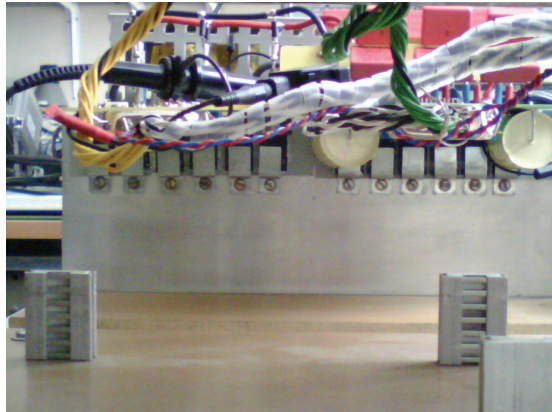
Rys. 2.39. Czas odzyskiwania własności zaworowych t_{rr} w funkcji prądu diody I_F (dioda równoległa tranzystora HG5N120BND)

Tabela 2.1. Wyniki pomiaru temperatury radiatora

Rodzaj komutacji	Jednostka	Twarda	Miękka – Tconst	Miękka – Tvar
Napięcie wejściowe U_{AV}	V	549,0	545,0	548,0
Prąd wejściowy I_{AV}	A	5,1	5,1	5,1
Prąd fazowy I_{RMS}	A	8,0	8,0	8,0
Częstotliwość f	Hz	32,0	31,0	31,2
Temperatura początkowa T_P	$^{\circ}\text{C}$	18,0	18,0	18,0
Temperatura końcowa T_K	$^{\circ}\text{C}$	35,9	35,3	34,4

Rysunek 2.40 przedstawia radiator widziany przez obiektyw pomocniczy światła widzialnego kamery termowizyjnej.

Aby odsłonić radiator i dokonać pomiarów, układ sterowania został uniesiony do góry. Z tego względu przewody zasilające i sterujące przesłaniają górną część radiatora. Na rysunkach 2.41, 2.42, 2.43 zamieszczono obraz zarejestrowany przez czujnik podczerwieni kamery termowizyjnej dla każdej z metod sterowania.



Rys. 2.40. Widok radiatora falownika ARCPI wraz z łącznikami głównymi – po prawej stronie i łącznikami pomocniczymi – po lewej stronie



Rys. 2.41. Rozkład temperatury radiatora dla komutacji twardej



Rys. 2.42. Rozkład temperatury radiatora dla sterowania metodą klasyczną



Rys. 2.43. Rozkład temperatury radiatora dla sterowania metodą o zmiennych czasach sygnałów sterujących

Na podstawie tabeli 2.1 można zauważyć, że temperatura radiatora falownika ARCPI przy metodzie sterowania o zmiennych czasach sygnałów sterujących jest o około 1°C niższa od temperatury zmierzonej w przypadku sterowania metodą klasyczną i o $1,5^{\circ}\text{C}$ dla komutacji twardej. Zarejestrowany rozkład temperatury przy pomocy kamery termowizyjnej może posłużyć jedynie do celów porównawczych. Kamera jest bardzo wrażliwa na światło odbite, w przypadku powierzchni silnie odbijających światło (radiator, stalowe elementy mocowania) wynik pomiaru może znacznie odbiegać od temperatury rzeczywistej. Pomimo tych niedogodności, z rysunków 2.41, 2.42, 2.43 wynika, że zarówno temperatura maksymalna (oznaczona krzyżem w kadrze i poniżej z lewej strony symbolem M), jak i mierzona w centrum (oznaczona symbolem X) jest znacznie niższa w przypadku metody o zmiennych czasach sygnałów sterujących niż w przypadku pozostałych metod sterowania.

Uzyskane wyniki potwierdzają wcześniejsze rezultaty uzyskane poprzez pomiar mocy wejściowej i wyjściowej. Są one szczególnie interesujące, ponieważ zostały otrzymane dla falownika małej mocy. Z przesłanek teoretycznych (rozdział 2.5.3) wynika, że wraz ze wzrostem prądu wyjściowego falownik ARCPI, sterowany metodą o zmiennych czasach sygnałów sterujących, ma zdecydowanie najmniejsze straty w porównaniu do falownika sterowanego klasycznie lub o komutacji twardej. Zatem w przypadku falowników dużej mocy, łatwiej jest wykazać przewagę sterowania o zmiennych czasach sygnałów sterujących. Prezentowane dotychczas w literaturze światowej [29, 108] wyniki badań eksperymentalnych trójfazowych falowników ARCPI pokazują, że mają one niższą sprawność od falowników o komutacji twardej.

Jak wykazano w rozdziale 2.2.3, główną przyczyną takich wyników był niepoprawny dobór wartości elementów obwodu rezonansowego. Publikacje te przyczyniły się do istotnego zmniejszenia zainteresowania specjalistów trójfazowymi falownikami ARCPI. Wyniki uzyskane w ramach niniejszej pracy są odmienne. Dowodzą, że poprawnie zaprojektowany i sterowany zaawansowanymi metodami falownik ARCPI odznacza się wyraźnie najwyższą sprawnością.

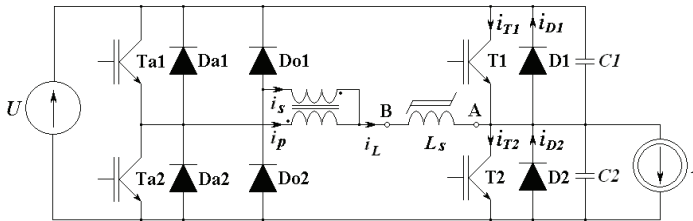
Rozdział 3

FALOWNIK BIEGUNOWY Z TRANSFORMATORAMI POMOCNICZYMI

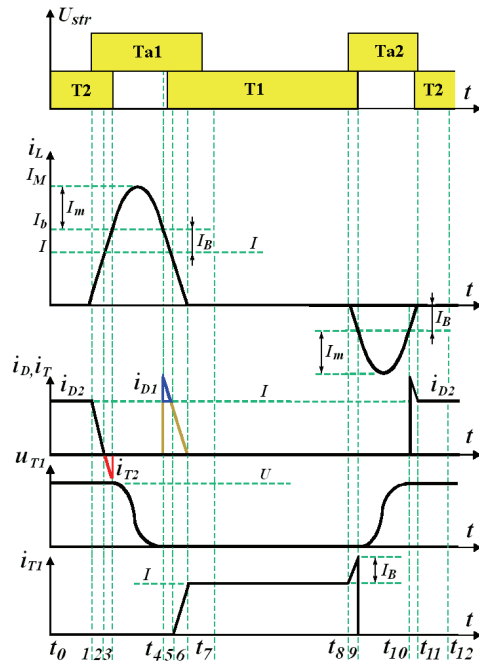
3.1. Wprowadzenie

Falownik biegunowy z transformatorami pomocniczymi został opracowany jako rozwinięcie koncepcji falownika ARCPI. Z tego względu główne problemy, które wymagają rozwiązania są podobne i dotyczą metod doboru wartości elementów obwodu rezonansowego oraz oceny wpływu metody sterowania na straty.

Jednofazowy schemat zastępczy najczęściej stosowanej postaci tego falownika (inne opisano w rozdziale 1.3.2) przedstawiono na rysunku 3.1.



Rys. 3.1. Jednofazowy schemat zastępczy falownika z transformatorami pomocniczymi dla $I > 0$

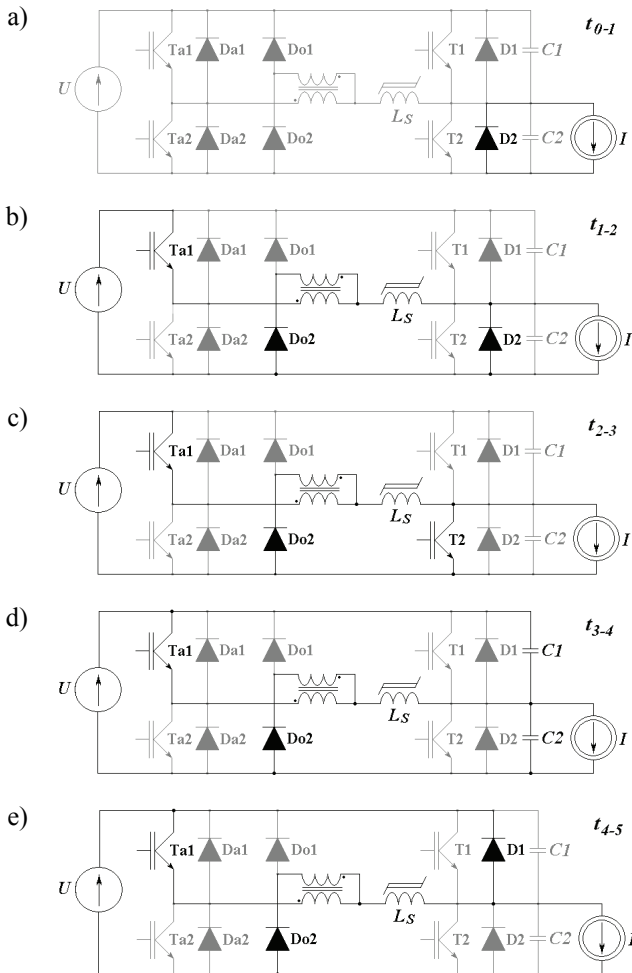


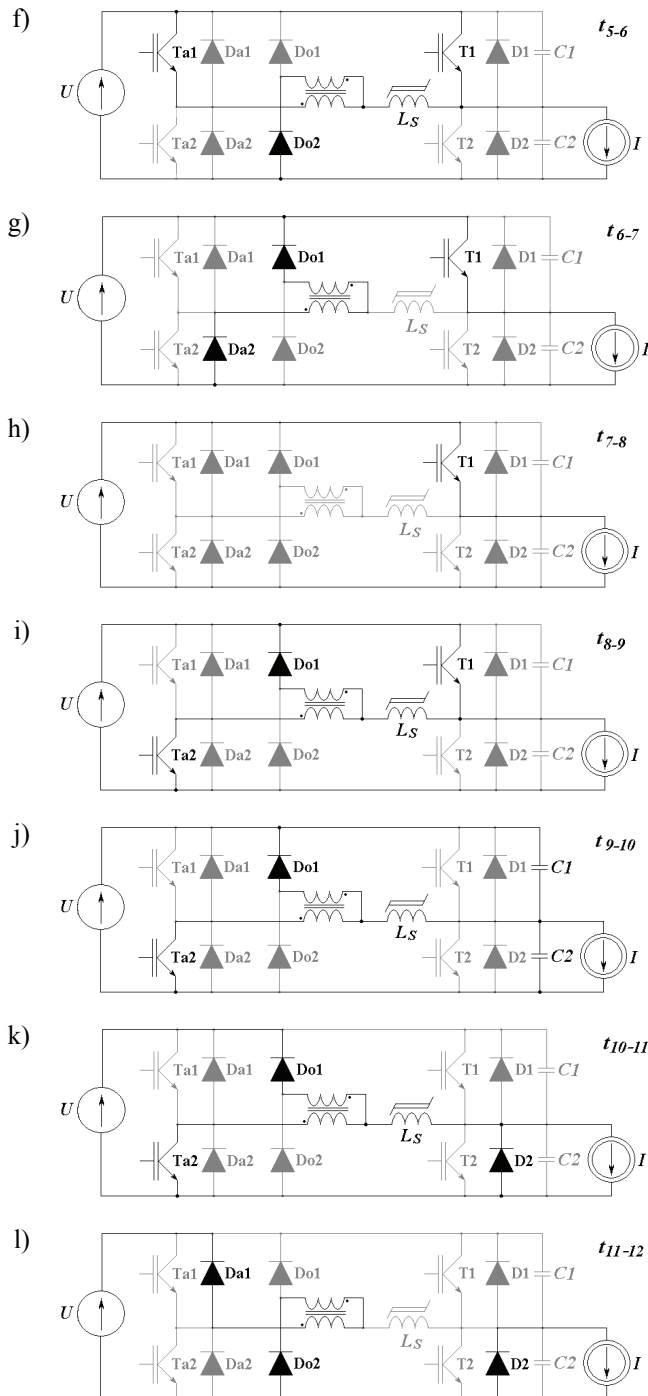
Rys. 3.2. Sygnały sterujące oraz wybrane przebiegi charakterystyczne dla $I > 0$

Cechą charakterystyczną tego typu falownika jest występowanie w obwodzie pomocniczym transformatora. Jego zadaniem jest wytworzenie trzeciego poziomu napięcia, w przypadku falownika ARCPI był potrzebny dzielnik pojemnościowy. W praktyce nie stosuje się innych współczynników przekładni transformatora jak 1:1. Dzięki temu klasa prądowa łączników pomocniczych jest o połowę mniejsza niż w analogicznym falowniku ARCPI. Sterowanie obu falowników przebiega w ten sam sposób.

Rysunek 3.2 przedstawia sygnały sterujące i przebiegi charakterystyczne dla prądu obciążenia $I > 0$.

Zasadę działania falownika z transformatorami pomocniczymi zilustrowano na rysunkach od 3.3a do 3.3l.



Rys. 3.3. Proces załączenia i wyłączenia tranzystora głównego T1 dla $I > 0$

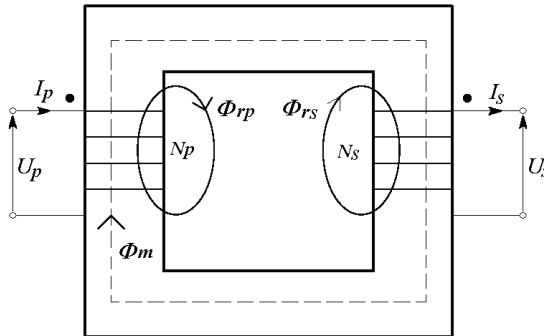
W przedziale czasu t_{0-1} prąd obciążenia I płynie przez diodę D2 (rys. 3.3a). Włączenie tranzystora pomocniczego Ta1 w warunkach zerowego prądu (rys. 3.3b) rozpoczyna proces załączenia tranzystora głównego T1. Przy współczynniku przekładni zwojowej 1:1 prąd w obwodzie pomocniczym i_L narasta liniowo pod wpływem napięcia o wartości $U/2$. Uzwojenia transformatora są tak skojarzone, że zaczyna przewodzić dioda pomocnicza Do2. Zatem przez łączniki pomocnicze Ta1, Do2 płynie połowa prądu i_L . Wzrost prądu w gałęzi pomocniczej ponad wartość prądu obciążenia I umożliwia wysterowany do przewodzenia tranzystor główny T2 (rys. 3.3c). W chwili t_3 prąd i_L osiąga wartość I_b , większą od prądu obciążenia o prąd dodatkowy I_B (rys. 3.2). Prąd I_B umożliwia zgromadzenie w indukcyjności obwodu rezonansowego dodatkowej energii, która kompensuje jego straty. Należy wspomnieć, że prąd wsteczny diody D2 w czasie, gdy odzyskuje ona własności zaworowe, powoduje wzrost prądu dodatkowego. Wyłączenie tranzystora T2 w chwili t_3 rozpoczyna proces przeładowania rezonansowego kondensatorów C1, C2 (rys. 3.3d). Po czasie równym połowie okresu rezonansowego $T_R/2$ kondensator C1 jest w pełni rozładowany, a kondensator C2 jest naładowany do napięcia zasilania U . Dioda D1 wchodząc do przewodzenia, uniemożliwia dalszą zmianę napięcia na kondensatorach (rys. 3.3e). W czasie przewodzenia diody D1 ($t_{4,5}$) załączenie tranzystora głównego T1 odbywa się w warunkach zerowego napięcia. Prąd w gałęzi pomocniczej zmniejsza się liniowo pod wpływem napięcia $-U/2$, natomiast prąd obciążenia przejmuje tranzystor T1 (rys. 3.3f). W chwili t_6 przez tranzystor główny T1 płynie pełny prąd obciążenia. Tranzystor pomocniczy T1a wyłączany jest w warunkach zerowego prądu. Przez transformator pomocniczy nie płynie już prąd dodatkowy. Jednak w gałęzi magnesującej transformatora zmagazynowana jest jeszcze energia. Dla prądu i_L , bliskiego zera, dławik L_s wychodzi z nasycenia. Impedancja dławika dla częstotliwości rezonansowej jest tak duża, iż można przyjąć, że stanowi on przerwę w obwodzie pomocniczym (rys. 3.3g). Prąd magnesujący transformatora rozładowuje się przez diody Do1, Da2. W chwili t_7 proces załączenia tranzystora głównego T1 jest zakończony (rys. 3.3h).

Proces wyłączenia tranzystora T1 rozpoczyna się w chwili t_8 wraz z załączeniem łącznika pomocniczego T2a (rys. 3.2i). Dzięki sprzężeniu magnetycznemu transformatora zaczyna przewodzić również dioda Do1. Prąd w gałęzi pomocniczej narasta liniowo w kierunku wartości ujemnych pod wpływem napięcia $-U/2$. W chwili t_9 osiąga wartość $-I_B$, tranzystor główny T1 zostaje wyłączony w warunkach zerowego napięcia. Rozpoczyna się proces przeładowania rezonansowego kondensatorów C1, C2 (rys. 3.2j). Po czasie równym połowie okresu rezonansowego $T_R/2$ kondensator C1 jest naładowany do napięcia zasilania, a kondensator C2 jest rozładowany. Przewodzenie przejmuje dioda D2, a prąd w gałęzi pomocniczej maleje do zera pod wpływem napięcia o wartości $U/2$ (rys. 3.3k). W chwili t_{11} cały prąd obciążenia płynie przez diodę D2. W obwodzie pomocniczym dławik L_s wychodzi z nasycenia. Umożliwia to zwrot energii zgromadzonej w gałęzi magnesującej transformatora poprzez diody Da1, Do2 do źródła napięcia zasilania (rys. 3.3l).

Równania matematyczne, wyprowadzone dla falownika ARCPI i przedstawione w rozdziale 2.1, obowiązują również dla falownika z transformatorami pomocniczymi. Jest to możliwe, ponieważ w praktyce stosuje się wartość przekładni zwojowej 1:1. W przeszłości podejmowano próby doboru innych wartości współczynników przekładni [27, 116] w celu uproszczenia układu sterowania. Zanotowano jednak duży wzrost wartości skutecznej prądu w obwodzie rezonansowym, który przyczynia się do większych strat. Również proces załączenia tranzystora głównego odbiegał od warunków zerowego napięcia, dlatego nie kontynuowano tych prac.

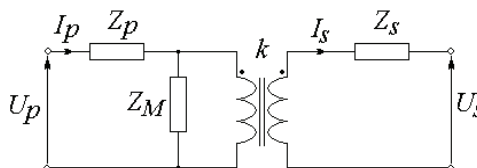
Dokładniejszych wyjaśnień wymaga problem praktycznej realizacji obliczonej wartości indukcyjności rezonansowej. Metoda doboru wartości elementów obwodu rezonansowego, przedstawiona w rozdziale 2.2.2, znajduje również zastosowanie w omawianym typie falownika. Opiera się ona na kryterium minimum energii oscylującej w obwodzie rezonansowym. Na podstawie zależności (2.26) i (2.27) obliczana jest wartość elementów obwodu rezonansowego. Jednak należy pamiętać, że indukcyjność rozproszenia uzwojenia pierwotnego i wtórnego transformatora stanowi składnik indukcyjności rezonansowej.

Rysunek 3.4 przedstawia schemat transformatora dwuuzwojeniowego z rdzeniem ferromagnetycznym.



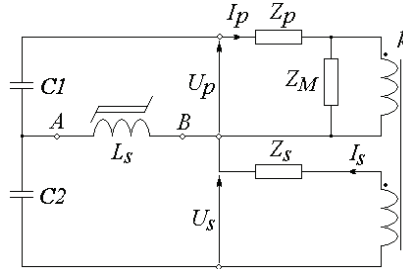
Rys. 3.4. Schemat transformatora dwuuzwojeniowego: I_p – prąd w uzwojeniu pierwotnym, I_s – prąd w uzwojeniu wtórnym, U_p , U_s – napięcia: odpowiednio uzwojenia pierwotnego i wtórnego, Φ_m – strumień magnesujący transformatora, Φ_{rp} , Φ_{rs} – strumienie rozproszenia uzwojenia pierwotnego i wtórnego

Odpowiadający mu schemat zastępczy pokazano na rysunku 3.5 [4], przy czym: $1/Z_M = 1/R_{FE} + 1/j\omega L_\mu$, $Z_p = R_p + j\omega L_p$, $Z_s = R_s + j\omega L_s$, $k = N_p/N_s$.



Rys. 3.5. Schemat zastępczy transformatora dwuuzwojeniowego

Rozpatrując rysunki 3.3d oraz 3.5, w stanie przeładowania rezonansowego kondensatorów $C1$, $C2$, schemat zastępczy przyjmuje postać, jak na rysunku 3.6.



Rys. 3.6. Schemat zastępczy obwodu rezonansowego falownika

Zważywszy na to, że reaktancja gałęzi magnesującej jest wielokrotnie większa od reaktancji uzwojenia pierwotnego, można przyjąć, że dla prądów o częstotliwości rezonansowej stanowi ona przerwę. Z rysunku 3.6 wynika, że kondensatory $C1$, $C2$ połączone są równolegle. Natomiast po sprowadzeniu indukcyjności rozproszenia uzwojenia wtórnego na stronę pierwotną, indukcyjności rozproszeń są połączone szeregowo. Indukcyjność zastępcza wyraża się zależnością:

$$L_z = L_p + L_s k^2 \quad (3.1)$$

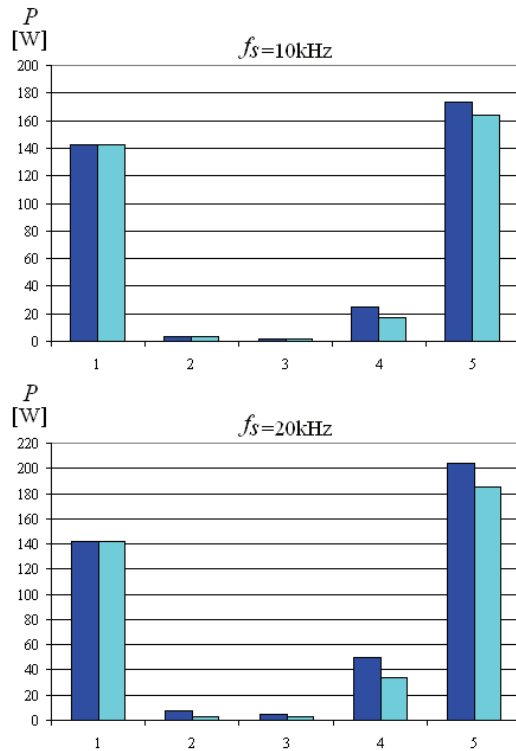
Wartość indukcyjności rezonansowej L obliczona na podstawie kryterium minimum energii, z zależności (2.26) jest zazwyczaj większa od indukcyjności zastępczej L_z transformatora pomocniczego. Dlatego należy wprowadzić do obwodu rezonansowego indukcyjność dodatkową o wartości $L_d = L - L_z$, połączoną szeregowo z dławikiem nasyconym L_s .

3.2. Badania symulacyjne

W celu dokonania oceny porównawczej wpływu metody sterowania na straty, przeprowadzono analizę symulacyjną falownika biegunowego z transformatorami pomocniczymi. Poddano analizie falownik sterowany metodą klasyczną, o stałych czasach sygnałów sterujących oraz sterowany metodą o zmiennych czasach sygnałów sterujących. Do obliczeń zastosowano zależności przedstawione w rozdziale 2.5, jednak z tą różnicą, że ze względu na występujący transformator, prądy łączników pomocniczych są równe połowie prądu w indukcyjności rezonansowej L . Straty w transformatorze zaniedbano.

Badania przeprowadzono dla następujących parametrów: napięcie zasilania $U = 540$ V, wartość skuteczna fazowego prądu obciążenia $I_{RMS} = 10$ A, częstotliwość przełączania $f_s = 10$ kHz oraz $f_s = 20$ kHz, $\cos\varphi = 0,85$, $T_R = 4,4$ μ s, $T = 20$ ms, $x = 1,125$, $R = 0,1$ Ω . Falownik główny i pomocniczy został zbudowany przy za-

stosowaniu tranzystorów tego samego typu HG TG5N120BND ($I_{CMAX(25)} = 21$ A, $U_{BR} = 1200$ V). Po stronie wtórnej transformatora pomocniczego zastosowano diody typu HFA16PB120.



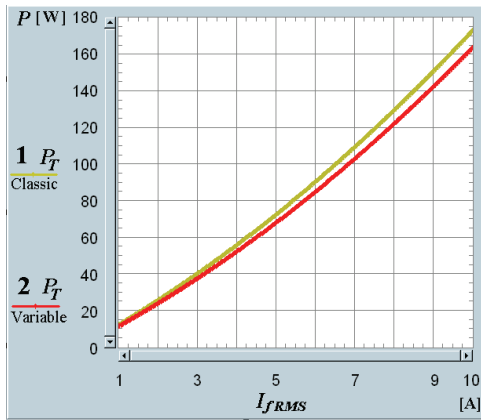
Rys. 3.7. Moce związane ze stratami w falowniku biegunowym z transformatorami pomocniczymi: 1 – przewodzenia tranzystorów głównych P_C , 2 – przewodzenia tranzystorów pomocniczych P_{CA} , 3 – w rezystancji obwodu rezonansowego P_{ESR} , 4 – przełączania tranzystorów głównych P_{SW} , 5 – sumaryczne P_T , ■ – metoda klasyczna, ■ – metoda o zmiennych czasach sygnałów sterujących

Na rysunku 3.8 przedstawiono wpływ metody sterowania na moc związaną ze stratami całkowitymi w falowniku z transformatorami pomocniczymi P_C , dla częstotliwości przełączania $f_s = 10$ kHz i 20 kHz.

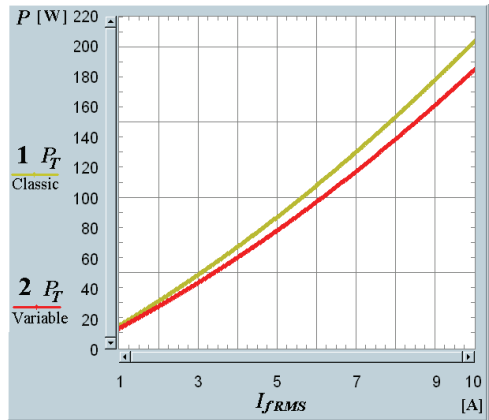
Na rysunku 3.9 pokazano sprawność falownika w funkcji prądu obciążenia dla obu metod sterowania.

Moc P_T związaną ze stratami całkowitymi oraz zmiany sprawności w funkcji częstotliwości przełączania f_s , przy stałym prądzie obciążenia $I_{JRM S} = 10$ A, przedstawiono odpowiednio na rysunkach 3.10 i 3.11.

a) $f_s = 10$ kHz

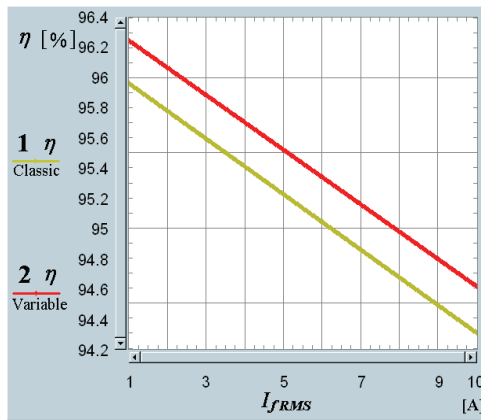


b) $f_s = 20$ kHz

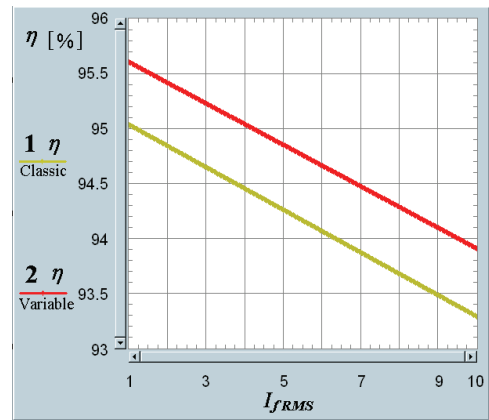


Rys. 3.8. Moc P_T w funkcji prądu obciążenia I_{fRMS} : 1 – metoda klasyczna, 2 – metoda o zmiennych czasach sygnałów sterujących

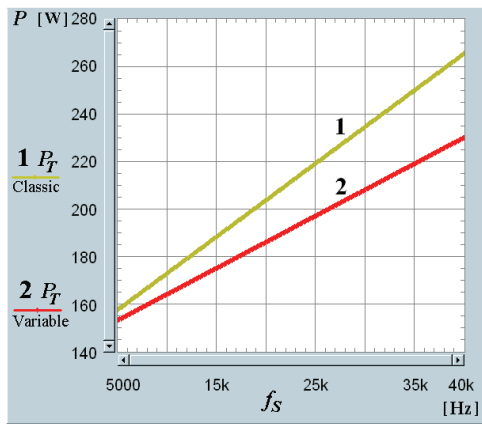
a) $f_s = 10$ kHz



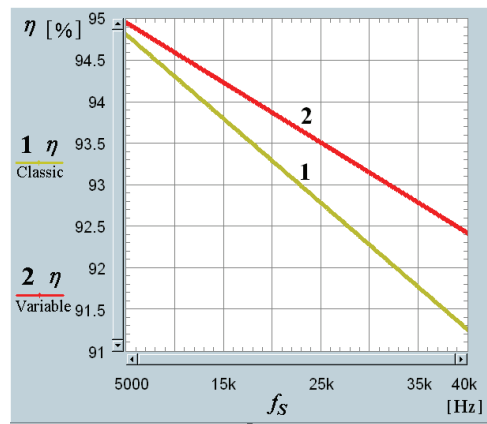
b) $f_s = 20$ kHz



Rys. 3.9. Sprawność falownika η w funkcji prądu obciążenia I_{fRMS} : 1 – metoda klasyczna, 2 – metoda o zmiennych czasach sygnałów sterujących



Rys. 3.10. Moc całkowita P_T w funkcji f_s : 1 – metoda klasyczna, 2 – metoda o zmiennych czasach sygnałów sterujących



Rys. 3.11. Sprawność η w funkcji f_s : 1 – metoda klasyczna, 2 – metoda o zmiennych czasach sygnałów sterujących

Głównym wnioskiem, który można sformułować na podstawie analizy przedstawionych wyników badań symulacyjnych jest ten, że dzięki zastosowaniu transformatorów można znacznie ograniczyć straty w obwodzie pomocniczym. Również w analizowanym przypadku, sterowanie metodą o zmiennych czasach sygnałów sterujących zapewnia wyższą sprawność niż w przypadku klasycznej metody sterowania. W porównaniu z falownikiem ARCPI poziom wszystkich strat w obwodzie pomocniczym jest wyraźnie mniejszy (rys. 3.7, słupki 2, 3), zatem sprawność falownika z transformatorami pomocniczymi jest wyższa.

3.3. Wyniki badań eksperymentalnych

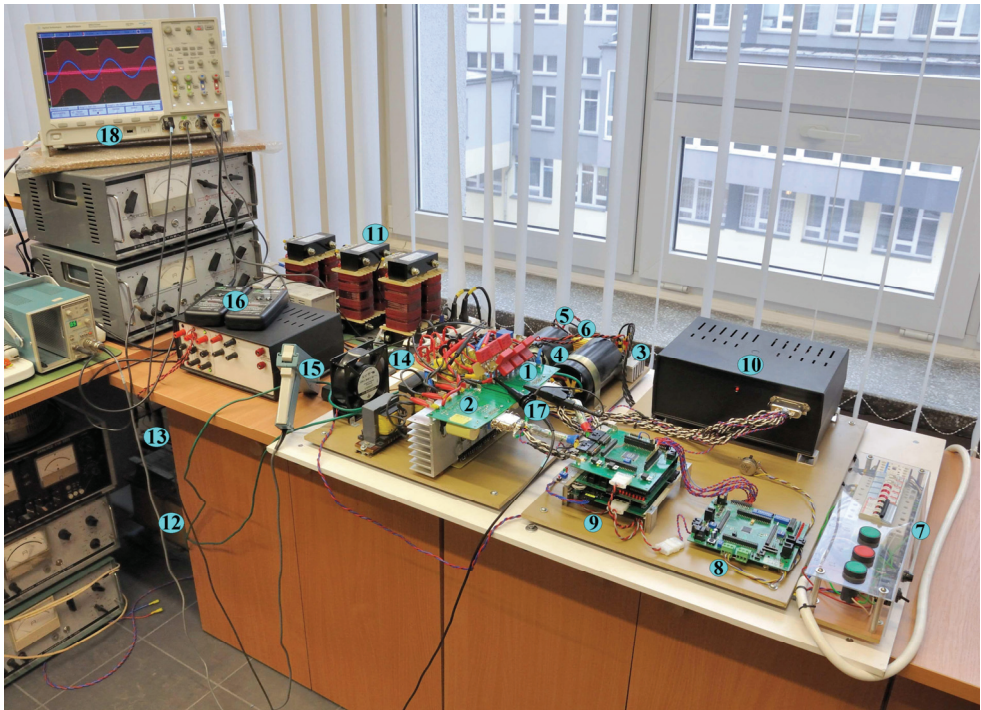
Widok stanowiska do badań falownika biegunowego z transformatorami pomocniczymi przedstawiono na rysunku 3.12.

Schemat ogólny połączeń falownika ze źródłem zasilania oraz obciążeniem odpowiada zamieszczonemu wcześniej schematowi na rysunku 2.28. Do badań zastosowano to samo obciążenie typu RL, jak w przypadku falownika ARCPI.

Zachowano następującą numerację składników stanowiska z rozdziału 2.6:

- 1 – falownik główny o mocy około 3 kW,
- 2 – łączniki pomocnicze,
- 3 – diodowy mostek trójfazowy,
- 4 – zestaw kondensatorów C_L , C_H ,
- 5 – pomocniczy diodowy mostek jednofazowy,
- 6 – rezystor wstępnego ładowania R ,
- 7 – zespół styczników $S1$, $S2$ z obwodami sterowania,
- 8 – nadrzędny modulator SVM,
- 9 – układ sterowania falownika ARCPI,

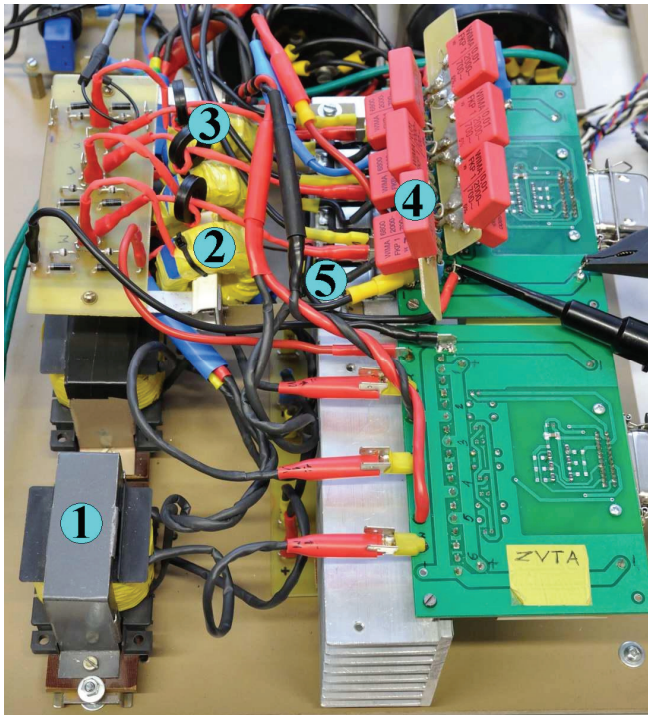
- 10 – zasilacz układów elektronicznych o dwunastu izolowanych napięciach wyjściowych,
- 11 – dławiki obwodu obciążenia L_f ,
- 12 – dławik w obwodzie napięcia stałego L_{dc} ,
- 13 – rezystory obwodu obciążenia R_f ,
- 14 – sonda prądowa do pomiaru wartości prądu fazowego, Agilent N2783A,
- 15 – sonda prądowa do pomiaru wartości prądu w obwodzie DC, Tektronix A6303,
- 16 – pasek Rogowskiego do pomiaru wartości prądów w obwodzie rezonansowym, CWT15B,
- 17 – sonda napięciowa do pomiaru wartości napięcia w obwodzie DC, Tektronix P5120.
- 18 – oscyloskop Agilent MSO7034A.



Rys. 3.12. Stanowisko do badań eksperymentalnych trójfazowego falownika z transformatorami pomocniczymi

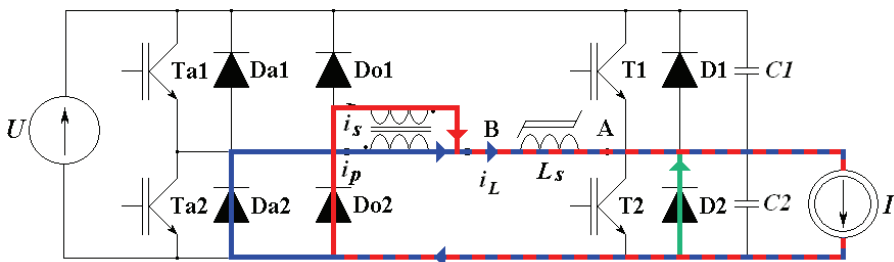
Rysunek 3.13 przedstawia dokładniej część silnopiędową falownika.

W biegunowym falowniku rezonansowym z transformatorami pomocniczymi, który przedstawiono na rysunku 3.1, występuje problem z niekontrolowanym przejmowaniem prądu obciążenia przez diody obwodu pomocniczego.



Rys. 3.13. Część silnoprądowa falownika z transformatorami pomocniczymi: 1 – transformator pomocniczy, 2 – indukcyjność rezonansowa, 3 – dławik nasycony, 4 – kondensatory rezonansowe, 5 – dodatkowe diody falownika głównego

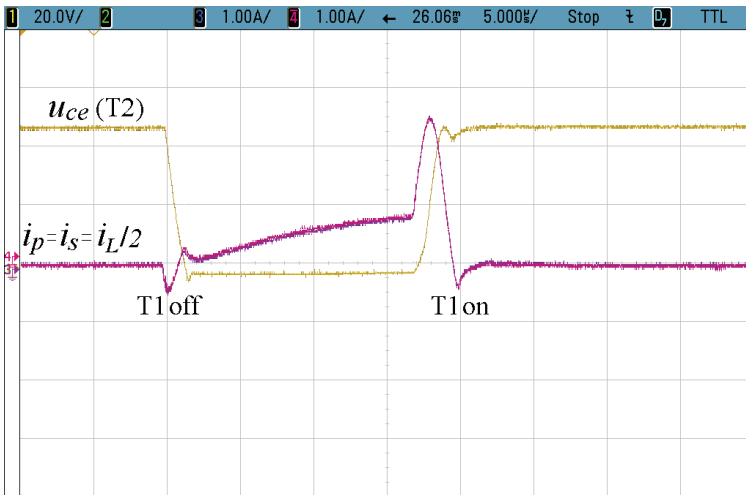
Na rysunku 3.14 pokazano przykładową drogę przepływu prądu obciążenia o wartości dodatniej $I > 0$, przez diody $Da2$, $Do2$. Zjawisko to występuje wtedy, gdy spadek napięcia na przewodzącej diodzie $D2$ jest większy niż spadek napięcia na diodzie $Da2$ lub $Do2$. Powstaje wtedy niewielka różnica napięć, pod wpływem której w przybliżeniu narasta liniowo prąd w uzwojeniach transformatora pomocniczego. Ponieważ wartość indukcyjności rezonansowej jest niewielka, dlatego prąd w uzwojeniach transformatora w czasie, kiedy powinna przewodzić wyłącznie dioda $D2$, może osiągnąć dużą wartość.



Rys. 3.14. Przejmowanie prądu obciążenia przez diody obwodu pomocniczego dla $I > 0$

Rysunek 3.14 przedstawia przebiegi prądu zarejestrowane w uzwojeniu pierwotnym i wtórnym ($i_p = i_s = i_L/2$) oraz napięcie U_{ce} tranzystora T2, które jest równe napięciu na diodzie D2.

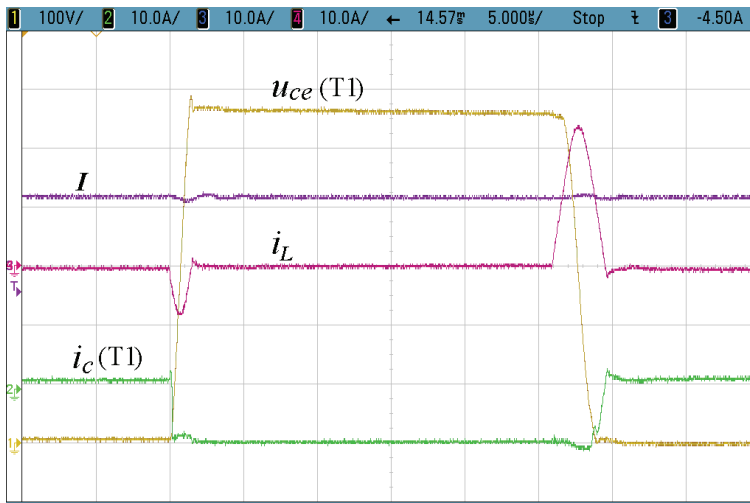
Przebiegi z rysunku 3.15 zarejestrowano przy obniżonym napięciu zasilania, ponieważ występujące zjawisko przejmowania prądu obciążenia przez obwód pomocniczy jest niekorzystne. Prowadzi ono do podmagnesowania rdzenia transformatora, a przy prądach obciążenia o dużych wartościach – do jego nasycenia. Grozi to uszkodzeniem falownika, ponieważ kondensatory obwodu rezonansowego nie mogą być prawidłowo przeładowane. Dodatkową wadą opisanego zjawiska jest zwiększenie się strat przewodzenia w obwodzie pomocniczym. W badanym falowniku wyeliminowano opisaną zjawisko poprzez włączenie równolegle do diod głównych (wbudowanych w tranzystory IGBT) diod dodatkowych o niższych spadkach napięcia w stanie przewodzenia, niż diody obwodu pomocniczego.



Rys. 3.15. Napięcie U_{ce} tranzystora T2 i prądy transformatora strony pierwotnej i_p oraz wtórnej i_s

Rysunek 3.16 przedstawia przebiegi: napięcia U_{ce} oraz prądu kolektora i_c tranzystora T1, prądu obciążenia I , prądu indukcyjności rezonansowej i_L dla pełnego napięcia zasilania. Można zauważyć, że po zastosowaniu diod dodatkowych już nie występuje niekorzystne zjawisko przejmowania prądu obciążenia przez obwód pomocniczy.

Zbudowany falownik zasilany jest poprzez trójfazowy prostownik diodowy bezpośrednio z sieci. Dlatego przyjęto (do celów projektowych) wartość średnią napięcia wyprostowanego równą $U = 538$ V. Wartość skuteczna fazowego prądu obciążenia $I_{RMS} = 10$ A, okres rezonansowy $T_R = 4,4$ μ s, $x = a = 1,125$. Wartości elementów obwodu rezonansowego dobrano na podstawie zależności (2.26), (2.27); zapewniają one minimum energii oscylującej w tym obwodzie. Obliczone wartości elementów wynoszą $L = 15$ μ H, $C_R = 32,7$ nF.



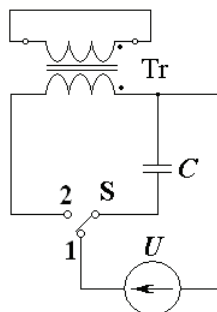
Rys. 3.16. Napięcie U_{ce} , prąd kolektora i_c tranzystora T1, prąd obciążenia I oraz prąd indukcyjności rezonansowej i_L

Wartość indukcyjności rezonansowej jest równa sumie zastępczej indukcyjności rozproszenia transformatora L_Z (wzór (3.1)) oraz indukcyjności dodatkowej L_d :

$$L = L_d + L_Z \quad (3.2)$$

Zatem, aby uzyskać obliczoną wartość L , należy włączyć dodatkową indukcyjność L_d najdogodniej szeregowo z dławikiem nasyconym L_s . Ponieważ wartość parametrów schematu zastępczego transformatora zależy od częstotliwości jego pracy, celowe jest przeprowadzenie pomiarów dla częstotliwości zbliżonej do rezonansowej (227 kHz). Zastosowano własne, oryginalne podejście, polegające na wymuszeniu drgań rezonansowych w jednym z uzwojeń, np. pierwotnym przy zwartym uzwojeniu strony wtórnej.

Rysunek 3.17 przedstawia przykładowy schemat układu wymuszającego drgania.



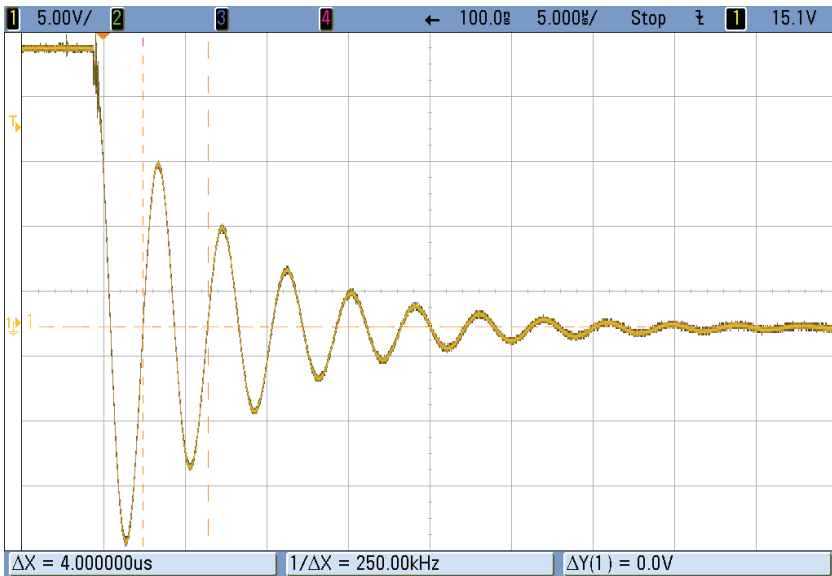
Rys. 3.17. Obwód wymuszający drgania w uzwojeniu badanego transformatora

Po wstępnym naładowaniu kondensatora, o znanej pojemności C , następuje zmiana styków przełącznika S z pozycji 1 do 2. Wywołuje to drgania rezonansowe w obwodzie testowym. Ponieważ strona wtórna jest zwarta, stąd indukcyjność rozproszenia strony wtórnej transformuje się na stronę pierwotną. Okres zarejestrowanych drgań rezonansowych (na przykład napięcia na kondensatorze C) opisuje zależność:

$$T_R = 2\pi\sqrt{L_Z C} \quad (3.3)$$

Przekształcając zależność (3.2) ze względu na L_Z można dokładnie obliczyć wartość indukcyjności rozproszenia.

Rysunek 3.18 przedstawia oscylacje napięcia na kondensatorze C o wartości 47 nF.



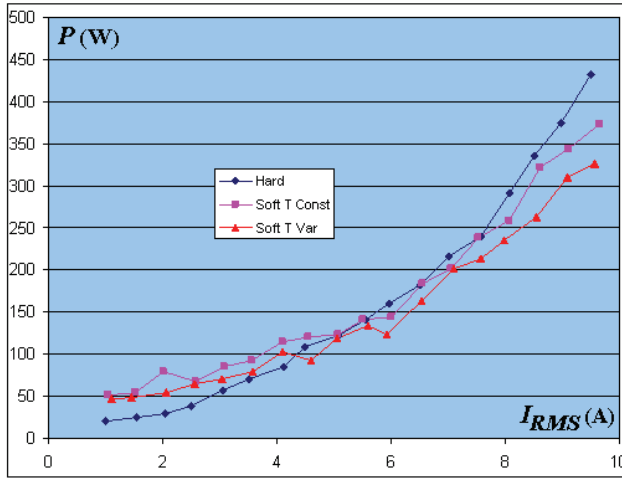
Rys. 3.18. Przebieg napięcia na kondensatorze C

Na podstawie wyznaczonego okresu drgań rezonansowych $T_R = 4 \mu\text{s}$, obliczono wartość zastępczą indukcyjności rozproszenia $L_Z = 8,6 \mu\text{H}$. Korzystając z zależności (3.2) obliczono wartość dodatkowej indukcyjności $L_d = L - L_Z = 6,4 \mu\text{H}$ (rys. 3.13, cyfra 2).

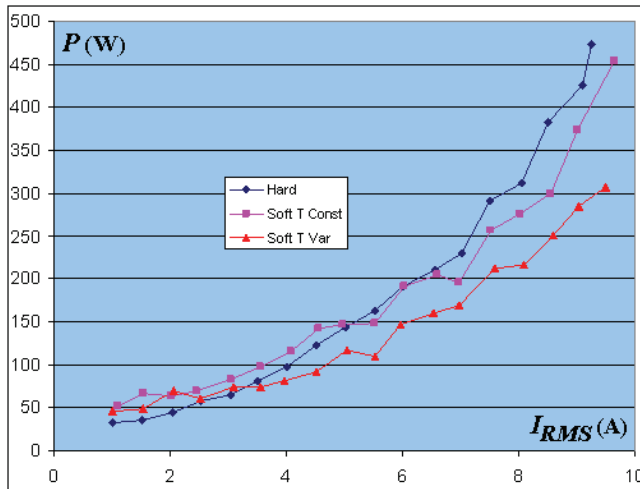
Podobnie jak w przypadku falownika ARCPI, przeprowadzono pomiary mocy wejściowej P_{IN} oraz wyjściowej P_o dla falownika z transformatorami pomocniczymi. Częstotliwość przełączania f_s wynosiła 5 kHz i 10 kHz. Pomiary zarejestrowano dla trzech metod sterowania:

- 1) twardego przełączania (*Hard*),
- 2) metody klasycznej – o stałych czasach sygnałów sterujących (*Soft TConst*),
- 3) metody o zmiennych czasach sygnałów sterujących (*Soft T Var*).

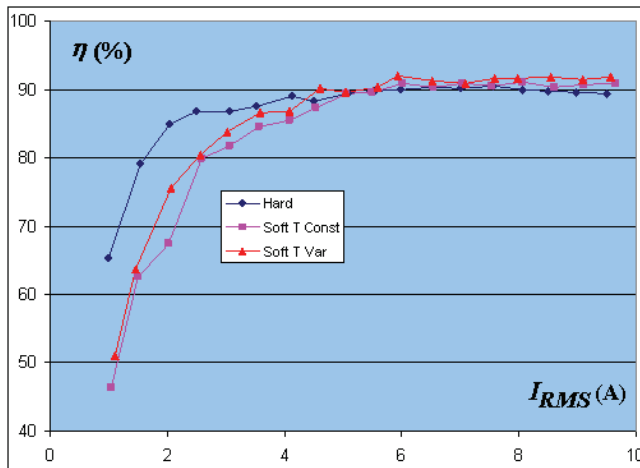
Moc P_T związaną ze stratami całkowitymi w funkcji prądu obciążenia I_{RMS} dla częstotliwości $f_s = 5$ kHz oraz $f_s = 10$ kHz przedstawiono na rysunkach 3.19 i 3.20. Sprawność w funkcji prądu obciążenia prezentuje rysunek 3.21 ($f_s = 5$ kHz) oraz rysunek 3.22 ($f_s = 10$ kHz).



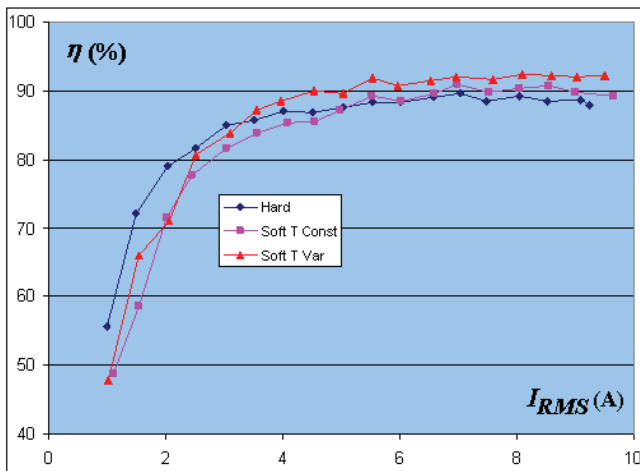
Rys. 3.19. Moc P_T w funkcji prądu obciążenia I_{RMS} dla $f_s = 5$ kHz



Rys. 3.20. Moc P_T w funkcji prądu obciążenia I_{RMS} dla $f_s = 10$ kHz



Rys. 3.21. Sprawność η w funkcji prądu obciążenia I_{RMS} dla $f_s = 5$ kHz

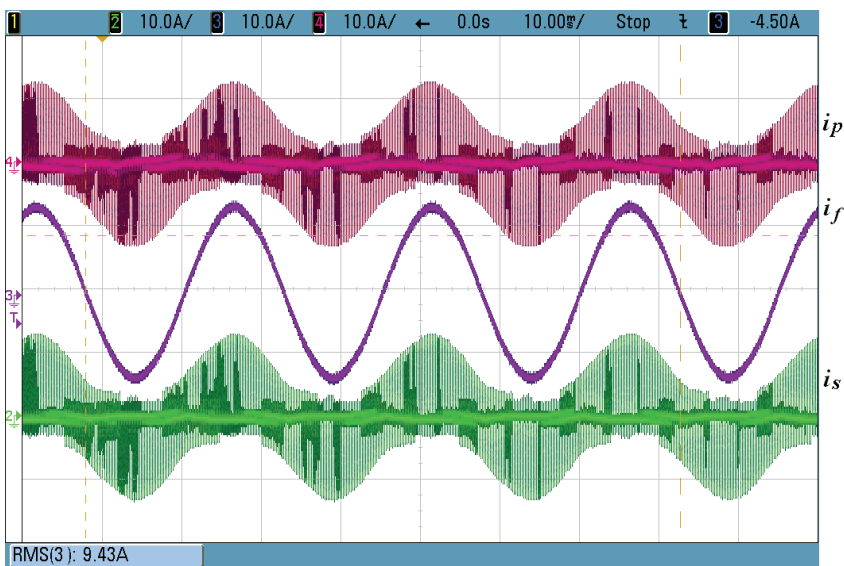


Rys. 3.22. Sprawność η w funkcji prądu obciążenia I_{RMS} dla $f_s = 10$ kHz

Z rysunków 3.19, 3.20 wynika, że moc P_T związana ze stratami całkowitymi, dla prądów obciążenia o wartości skutecznej większej od około 5 A, jest wyraźnie mniejsza w przypadku komutacji miękkiej. Należy dodać, że falownik biegunowy z transformatorami pomocniczymi sterowany metodą o zmiennych czasach sygnałów sterujących charakteryzuje się najmniejszymi wartościami mocy P_T , stąd jego sprawność jest najwyższa. W przypadku tej metody sterowania zmiana częstotliwości przełączania f_s z 5 kHz do 10 kHz nie wpłynęła znacząco na przebieg mocy P_T . Klasyczna metoda sterowania – o stałych czasach sygnałów sterujących – również zapewnia wyższą sprawność niż w przypadku komutacji twardej. Dla falownika ARCPI efekt ten nie występował w całym zakresie zmian prądu obciążenia.

Wyniki badań eksperymentalnych potwierdzają główny wniosek, jaki sformułowano na podstawie badań symulacyjnych. Transformatory pomocnicze umożliwiają obniżenie o połowę wartości prądu w obwodzie pomocniczym, co znacznie ogranicza straty w tym obwodzie. Ma to decydujący wpływ na wysoką sprawność, przy czym metoda sterowania o zmiennych czasach sygnałów sterujących dodatkowo obniża wartość prądu w obwodzie pomocniczym dzięki czemu falownik sterowany tą metodą osiąga najwyższą sprawność – nieco ponad 92% dla prądu obciążenia $I_{FRMS} = 8$ A. Falownik sterowany metodą klasyczną ma o 2% niższą sprawność, a falownik twardo przełączany – o 3%.

Na rysunku 3.23 przedstawiono przebiegi prądu w uzwojeniach transformatora pomocniczego na tle prądu obciążenia. Widoczna jest tu również dynamiczna zmiana algorytmu sterowania; dla prądów obciążenia o wartości chwilowej większej od 11 A, obwód pomocniczy nie bierze udziału w procesie wyłączenia tranzystora głównego falownika. Prąd obciążenia przeładowuje w czasie martwym kondensatory rezonansowe, a tranzystor główny wyłącza się w warunkach zerowego napięcia.



Rys. 3.23. Prądy w uzwojeniach transformatora pomocniczego i_p , i_s oraz prąd obciążenia i_f

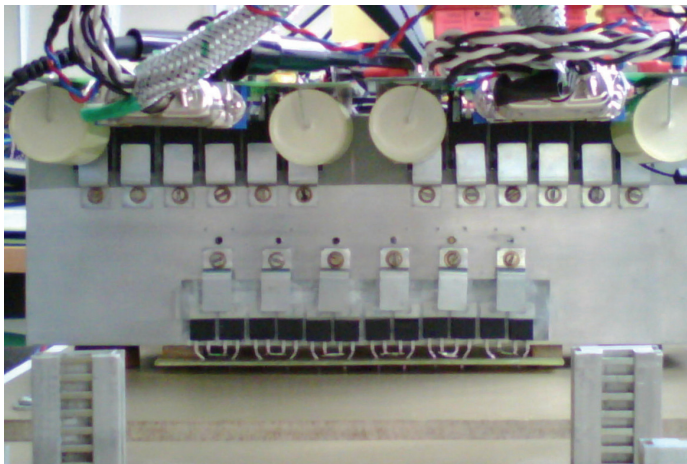
Analogicznie jak w przypadku falownika ARCPI, dokonano weryfikacji wyników pomiaru sprawności falownika z transformatorami pomocniczymi poprzez pomiar temperatury radiatora dla częstotliwości przełączania $f_s = 10$ kHz przy prądzie obciążenia o wartości $I_{FRMS} = 8$ A. W centrum radiatora umieszczono czujnik miernika temperatury Fluke 52. Rozkład temperatury zarejestrowano kamerą termowizyjną NEC G120. Przepływ powietrza był wymuszony przez wentylator.

Tabela 3.1 zawiera zestawienie otrzymanych wyników pomiarowych.

Tabela 3.1. Wyniki pomiaru temperatury radiatora

Rodzaj komutacji	Jednostka	Twarda	Miękka – Tconst	Miękka – Tvar
Napięcie wejściowe U_{AV}	V	547,0	542,0	541,0
Prąd wejściowy I_{AV}	A	5,1	5,1	5,1
Prąd fazowy I_{RMS}	A	8,0	8,0	8,0
Częstotliwość f	Hz	32,1	31,0	31,4
Temperatura początkowa T_P	°C	17,0	17,0	17,0
Temperatura końcowa T_K	°C	36,1	35,1	34,6

Na rysunku 3.24 przedstawiono radiator widziany przez obiektyw pomocniczy światła widzialnego kamery termowizyjnej.



Rys. 3.24. Widok radiatora falownika z transformatorami pomocniczymi, po prawej stronie łączniki główne, po lewej i na dole pomocnicze

Po przeniesieniu układu sterowania nad poziom radiatora uzyskano dobry dostęp do przeprowadzenia pomiarów kamerą termowizyjną. Zarejestrowane obrazy dla trzech metod sterowania zamieszczono na rysunkach 3.25-3.27.

Pomiary temperatury radiatora wskazują, że zastosowanie sterowania o zmiennych czasach sygnałów sterujących zapewnia niższy poziom strat niż ma to miejsce w klasycznej metodzie sterowania (temperatura radiatora wyższa o 0,5°C) lub komutacji twardej (temperatura radiatora wyższa o 1,5°C). W porównaniu do wyników uzyskanych dla falownika ARCPI można zauważyć, że temperatura w centrum pola pomiarowego kamery (oznaczona symbolem X) jest wyższa i zbliżona bardziej do temperatury zmierzonej bezpośrednio czujnikiem miernika Fluke 52 (wyniki zamieszczono w tabeli 3.1). Jak pokazano na rysunku 3.12, pomiędzy radiatorem

a wentylatorem umieszczono transformatory pomocnicze. Utrudnia to przepływ powietrza chłodzącego radiator i ogólnie wpływa na wyższą wartość jego temperatury.

Przeprowadzony pomiar temperatury radiatora potwierdził relacje pomiędzy sprawnością jaką osiąga falownik z transformatorami pomocniczymi w zależności od zastosowanej metody sterowania (rys. 3.22). W publikacji [54] autorzy przedstawili wyniki badań eksperymentalnych pojazdu elektrycznego, do napędu którego zastosowano falownik biegunowy z transformatorami pomocniczymi o mocy około 35 kW. Wynika z nich, że sprawność całkowita pojazdu w zależności od profilu jazdy, w przypadku napędu z falownikiem o komutacji miękkiej jest wyższa średnio o 2,7% (jazda miejska) lub o 1,6% (jazda po autostradzie) w porównaniu do napędu z falownikiem o komutacji twardej.



Rys. 3.25. Rozkład temperatury radiatora dla komutacji twardej



Rys. 3.26. Rozkład temperatury radiatora dla sterowania metodą klasyczną



Rys. 3.27. Rozkład temperatury radiatora dla sterowania metodą o zmiennych czasach sygnałów sterujących

Autorzy tych badań w pracach [28, 29] propagują metodę doboru wartości elementów obwodu rezonansowego, według której należy stosować możliwie jak największą wartość pojemności rezonansowej (jej założenia opisano w rozdziale 2.2.1). Metoda ta jest wielce dyskusyjna, ponieważ – jak wykazano na przykładzie podobnego falownika ARCPI (patrz rozdział 2.2.3) – przyczynia się do nadmiernego wzrostu amplitudy prądu rezonansowego, co prowadzi do zwiększenia się strat w obwodzie pomocniczym (głównie strat ESR).

W przypadku omawianego falownika biegunowego typowa wartość zastępczej indukcyjności rozproszenia L_z transformatora pomocniczego (około $10 \mu\text{H}$) jest na tyle duża, że przy założonej wartości okresu rezonansowego T_R (około $4 \mu\text{s}$), skutecznie ogranicza wartość maksymalną pojemności kondensatora rezonansowego C [53] (zależność $>3.3<$ przekształcona ze względu na C). Dzięki temu ograniczeniu, wartości elementów obwodu rezonansowego (obliczone przy zastosowaniu wspomnianej, dyskusyjnej metody doboru) są zbliżone do wartości, jakie uzyskuje się dzięki zaproponowanej przez autora w rozdziale 2.2 metodzie opierającej się na kryterium minimalizacji energii oscylującej w obwodzie rezonansowym. Przeprowadzone badania eksperymentalne potwierdziły, że metoda oparta na minimalizacji energii przyczynia się do uzyskania wysokiej sprawności falownika biegunowego z transformatorami pomocniczymi oraz falownika typu ARCPI.

Rozdział 4

WPLYW KOMUTACJI MIĘKKIEJ NA ZAKŁÓCENIA EMI

Obecnie większość przekształtników posiada w swojej strukturze łączniki energoelektroniczne, w których podczas procesów komutacyjnych występują szybkie zmiany napięć (du/dt) i prądów (di/dt). Są one źródłem zakłóceń elektromagnetycznych EMI (*Electro-Magnetic Interference*) [91, 75]. Współcześnie człowiek korzysta z coraz większej ilości urządzeń elektrycznych, a ich konstrukcje stają się coraz bardziej wyrafinowane, dlatego narasta problem związany z zakłóceniami EMI. W związku z tym powstała konieczność oceny urządzeń elektrycznych pod kątem ich odporności na tego typu zakłócenia oraz w jakim stopniu one same są źródłem zakłóceń. Wymagania stawiane obecnie budowanym urządzeniom elektrycznym są ujęte w obowiązujące standardy i ogólnie nazywane EMC (*Electro-Magnetic Compability*). Badania w zakresie EMC wymagają bardzo kosztownych urządzeń i są prowadzone przez nieliczne wysoko wyspecjalizowane laboratoria.

Podstawowy podział zakłóceń EMI ze względu na drogę, jaką są przekazywane, przedstawiono w tabeli 4.1.

Tabela 4.1. Klasyfikacja zakłóceń EMI

	Medium	Rodzaj sprzężenia	Zakres częstotliwości
EMI	prąd elektryczny	przewodzenie	niski, średni, wysoki
	pole elektryczne	pojemnościowe	niski, średni
	pole magnetyczne	indukcyjne	niski, średni
	pole elektromagnetyczne	fale elektromagnetyczne	wysoki

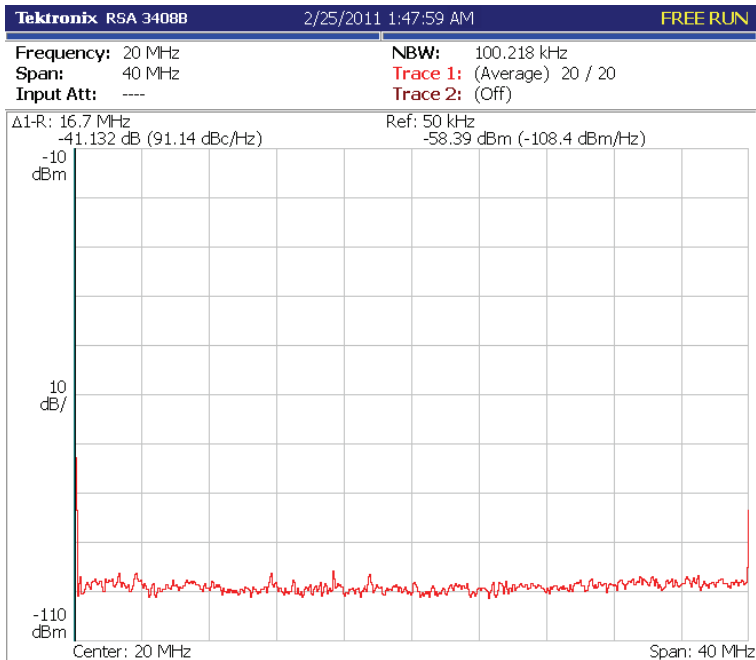
Większość badań dotyczących zakłóceń EMI emitowanych przez falowniki koncentruje się na zakłóceniach przenoszonych poprzez przewodzenie. Jest to uzasadnione szerokim zastosowaniem w przemyśle falowników zasilanych z sieci niskiego napięcia. Jednak w pojazdach z napędem elektrycznym zakłócenia te nie są kluczowym problemem, ponieważ falownik posiada własne źródło zasilania o wyższym napięciu, a układy sterowania są separowane galwanicznie i zasilane z odrębnego źródła o niskim napięciu. Nie ma zatem bezpośredniego połączenia obu źródeł zasilania.

W falownikach o komutacji miękkiej z zasady działania nie występują duże stromości narastania prądów i napięć, jak ma to miejsce w przypadku komutacji twardej. Wyniki badań eksperymentalnych falownika ARCPI, przeprowadzone pod kątem emisji zakłóceń przenoszonych przez przewodzenie, przedstawiono w pracy [29]. Wynika z nich, że zarówno zakłócenia różnicowe, jak i wspólne, są w zakre-

się częstotliwości wyższych od 1 MHz wyraźnie mniejsze niż w przypadku falownika o komutacji twardej.

W niniejszym rozdziale zamieszczono wyniki badań emisji zakłóceń EMI przenoszonych poprzez fale elektromagnetyczne dla falownika typu ARCPI oraz falownika z transformatorami pomocniczymi. W wyspecjalizowanych jednostkach szczegółowe badania tego typu prowadzi się w specjalnie do tego zaprojektowanej i opomiarowanej komorze, której głównym zadaniem jest ochrona od wpływu obcych fal elektromagnetycznych. Duże gabaryty konstrukcji falowników nie pozwalały na przeprowadzenie badań w dostępnej tego typu komorze. Badania przeprowadzono przy pomocy niewzorcowanej anteny podłączonej do analizatora widma typu Tektronix RSA 3408B. Dlatego mają one charakter porównawczy. Wyspecjalizowane laboratoria badawcze w przypadku urządzeń o dużych gabarytach stosują specjalnie do tego celu konstruowane i wzorcowane anteny o złożonym kształcie i bardzo wysokiej cenie.

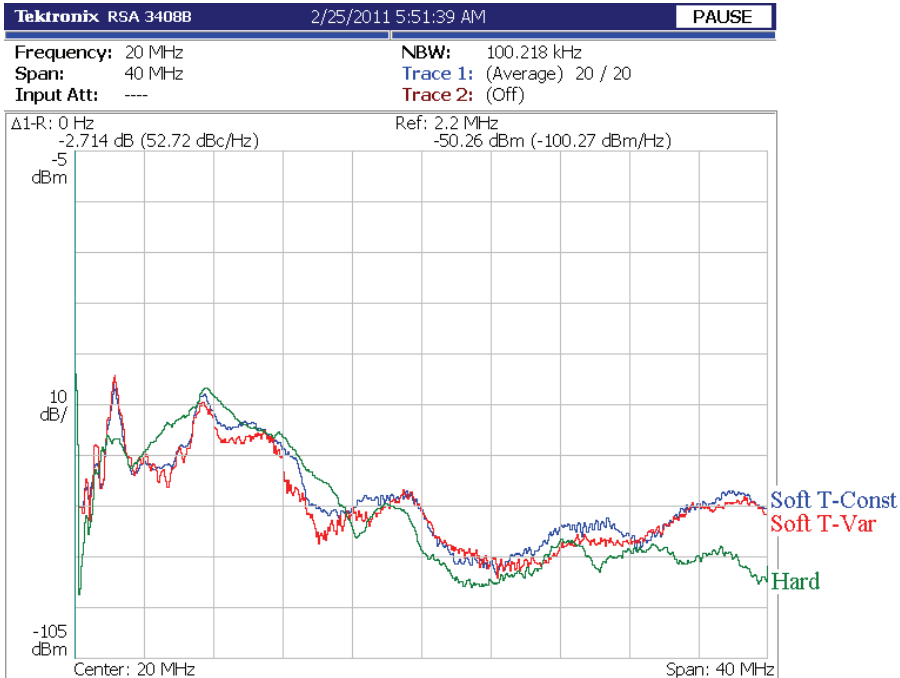
Antena została umieszczona w odległości jednego metra od centrum radiatora danego falownika. Zakres analizowanych częstotliwości wynosił od 0 Hz do 40 MHz. Wartość sygnału jest uśredniana na podstawie 20. pomiarów. Wartość skuteczna prądu fazowego falowników wynosiła $I_{FRMS} = 5$ A. Przed włączeniem obwodów silnoprądowych zarejestrowano widmo zastanych zakłóceń, które przedstawiono na rysunku 4.1.



Rys. 4.1. Widmo sygnału zakłóceń EMI przed włączeniem obwodów silnoprądowych

Na rysunku 4.1 można zauważyć znaczną wartość składowej stałej, generowanej przez antenę pomiarową.

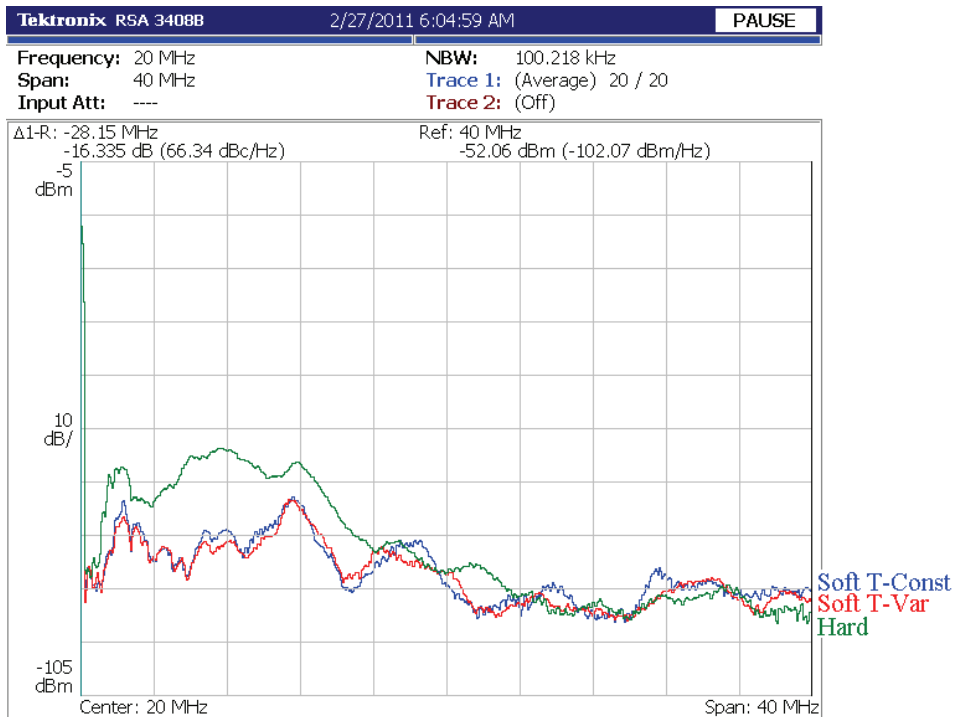
Rysunek 4.2 prezentuje widmo zakłóceń EMI dla falownika ARCPI sterowanego metodą klasyczną (*Soft T-Const*), o zmiennych czasach sygnałów sterujących (*Soft T-Var*) oraz falownika twardo komutowanego (*Hard*).



Rys. 4.2. Widmo sygnału zakłóceń EMI dla falownika: ARCPI oraz twardo komutowanego

Z rysunku 4.2 wynika, że w zakresie częstotliwości od 4 do 16 MHz falownik ARCPI ma znacznie niższą wartość emitowanych zakłóceń EMI od falownika twardo komutowanego. Natomiast dla wysokich częstotliwości – ponad 32 MHz – poziom zakłóceń emitowanych przez falownik o komutacji twardej jest niższy niż w przypadku falowników ARCPI (jednak ich wartość jest wielokrotnie niższa niż dla przedziału 4-16 MHz). Porównując poziom zakłóceń falownika ARCPI w zależności od zastosowanej metody sterowania można zauważyć, że w całym zakresie mierzonych częstotliwości sterowanie o zmiennych czasach sygnałów zapewnia niższy poziom zakłóceń niż sterowanie klasyczne, o stałych czasach sygnałów sterujących.

Rysunek 4.3 przedstawia widmo zakłóceń EMI dla falownika biegunowego z transformatorami pomocniczymi, sterowanego metodą o stałych czasach sygnałów sterujących (*Soft T-Const*), metodą o zmiennych czasach sygnałów sterujących (*Soft T-Var*) oraz falownika o komutacji twardej (*Hard*).



Rys. 4.3. Widmo sygnału zakłóceń EMI dla falownika: biegunowego z transformatorami pomocniczymi oraz twardo komutowanego

Na rysunku 4.3 można zauważyć, że falownik biegunowy z transformatorami pomocniczymi w zakresie częstotliwości do 24 MHz wyróżnia się najniższym poziomem emisji zakłóceń EMI. W przedziale od 4 do 12 MHz jest on blisko o 10 dB mniejszy niż dla falownika o komutacji twardej oraz dla falownika ARCPI (rys. 4.2). Dla wyższych częstotliwości falownik twardo komutowany emituje nieznacznie mniejsze zakłócenia. Ze względu na to, że zastosowanie transformatorów pomocniczych powoduje dwukrotne zmniejszenie wartości prądów w obwodzie pomocniczym, wpływ metody sterowania na poziom zakłóceń jest już niewielki.

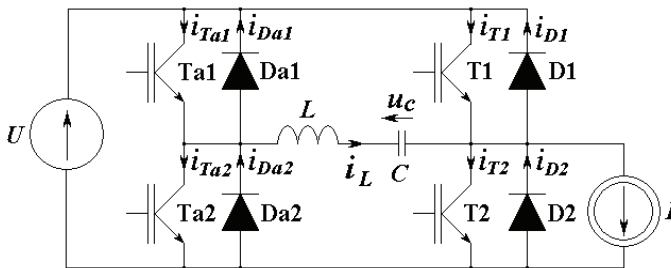
Z przeprowadzonych badań wynika, że falownik biegunowy z transformatorami pomocniczymi wyróżnia się zdecydowanie najmniejszym poziomem emisji zakłóceń EMI przenoszonych poprzez fale elektromagnetyczne. Biorąc pod uwagę, że w badaniach eksperymentalnych osiągnął najwyższą sprawność, można stwierdzić, że ten typ falownika powinien być szczególnie zalecany do budowy napędów pojazdów elektrycznych.

Rozdział 5

FALOWNIK BIEGUNOWY O KOMUTACJI TYPU ZCS

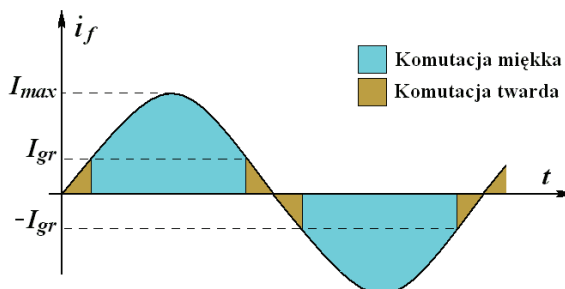
5.1. Wprowadzenie

Trójfazowy falownik biegunowy przełączany w warunkach zerowego prądu (*Zero Current Switching*) jest zbudowany z dwóch falowników o układzie mostkowym: głównego i pomocniczego (rys. 1.9), które połączone są ze sobą elementami L , C . Zarówno łączniki główne, jak i pomocnicze przełączane są w warunkach zerowego prądu. Jednofazowy schemat zastępczy dla prądu obciążenia $I > 0$ przedstawiono na rysunku 5.1.



Rys. 5.1. Jednofazowy schemat zastępczy falownika typu ZCS dla $I > 0$

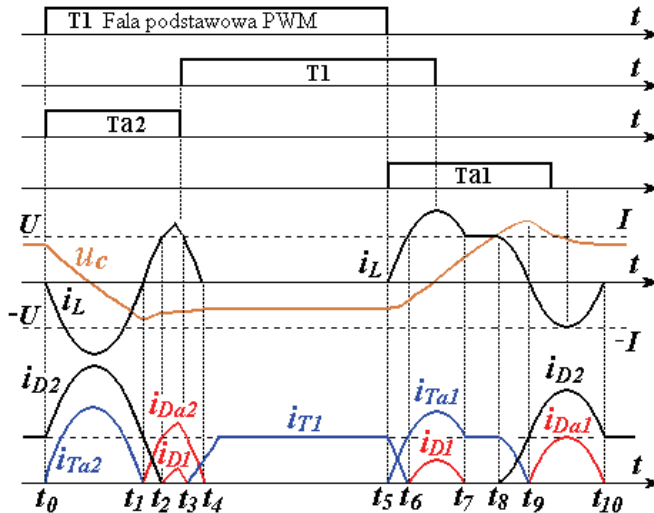
Falowniki rezonansowe o komutacji miękkiej (pracujące w zakresie małych prądów obciążenia) mają niższą sprawność od falowników o komutacji twardej. Jest to związane ze stratami w dodatkowym obwodzie pomocniczym, w którym płyną prądy komutacyjne o dużych wartościach. Budowa falownika biegunowego typu ZCS umożliwia wyłączenie obwodu pomocniczego w zakresie małych prądów obciążenia, gdzie straty przełączania przy zastosowaniu komutacji twardej są niższe. W zależności od wartości chwilowej prądu obciążenia można wydzielić dwie strefy o różnych metodach komutacji (zob. rysunek 5.2).



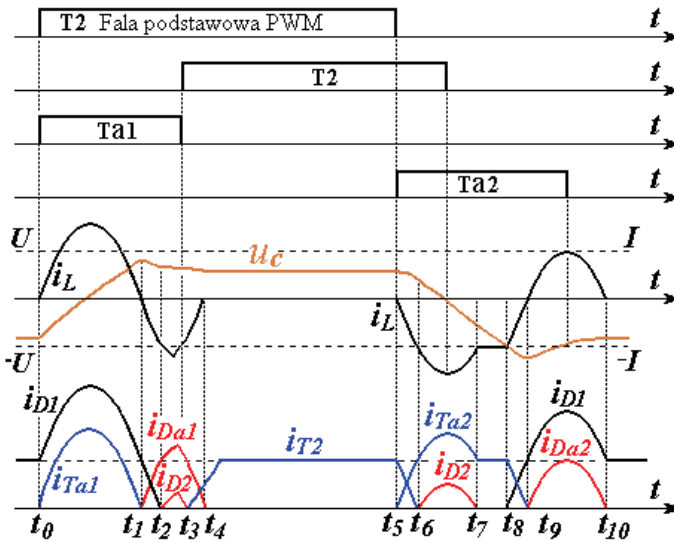
Rys. 5.2. Strefy o różnych metodach komutacji

Prąd graniczny zostanie wyznaczony analitycznie na podstawie uproszczonego modelu strat falownika.

Rysunek 5.3 przedstawia przebiegi sygnałów sterujących oraz wybranych napięć i prądów dla prądu obciążenia $I > 0$, natomiast rysunek 5.4 – dla $I < 0$.

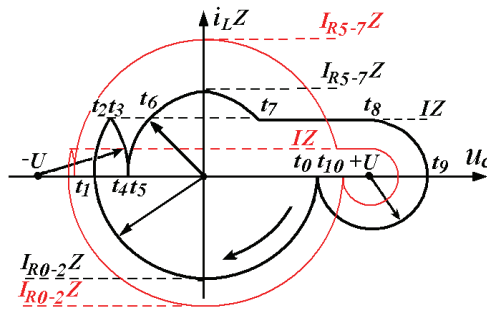


Rys. 5.3. Sygnały sterujące oraz wybrane przebiegi charakterystyczne dla $I > 0$



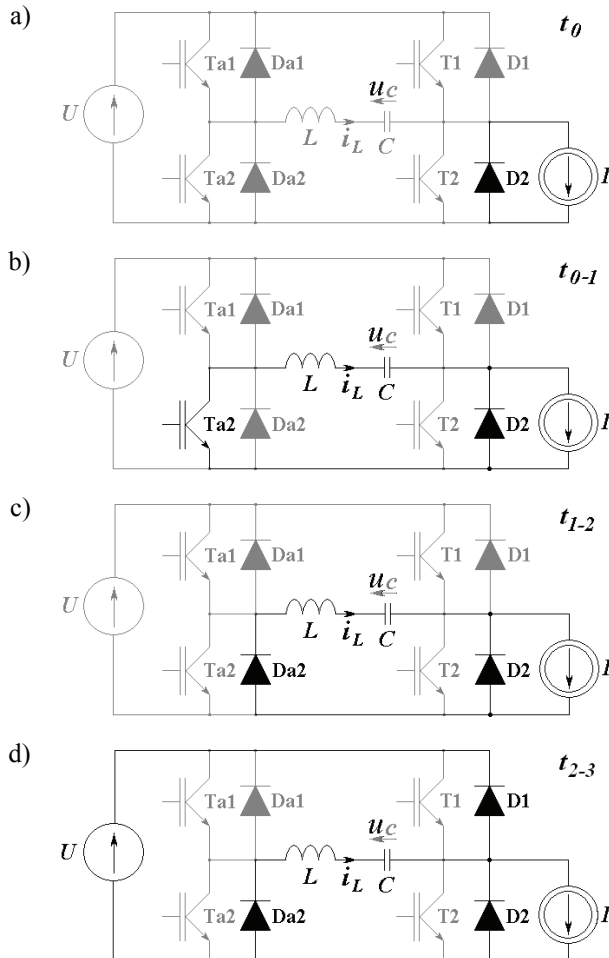
Rys. 5.4. Sygnały sterujące oraz wybrane przebiegi charakterystyczne dla $I < 0$

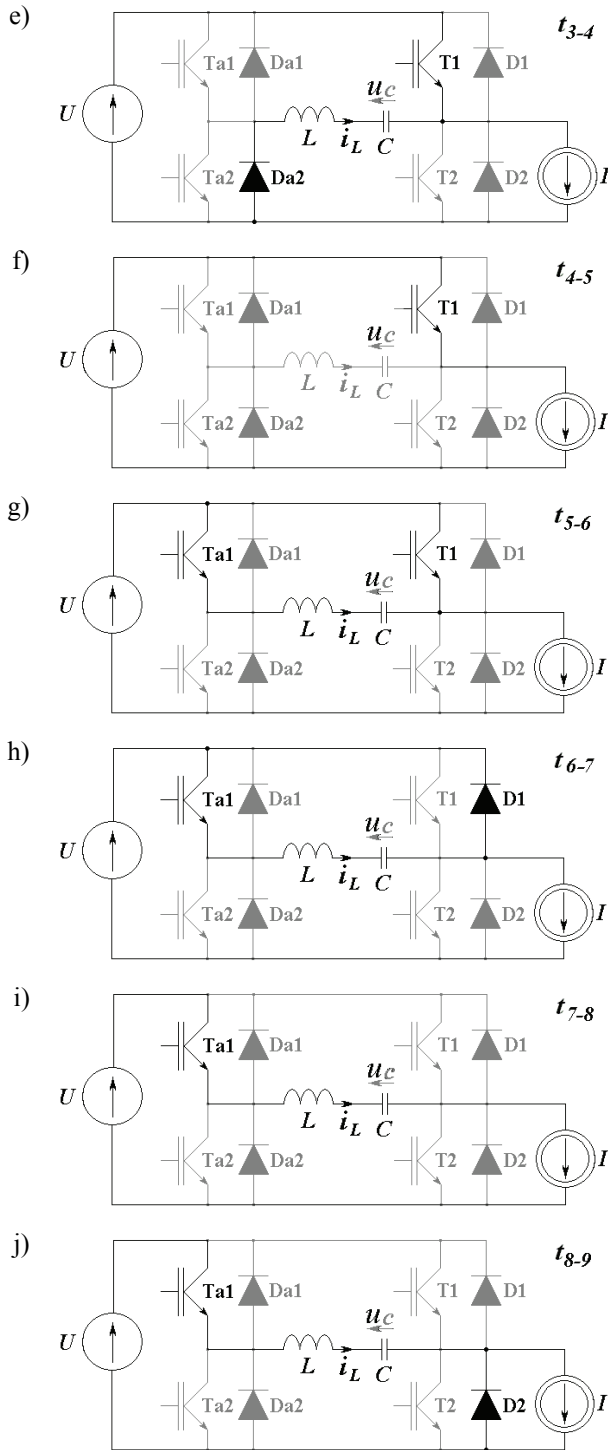
Trajektoria fazowa falownika biegunowego typu ZCS dla dwóch różnych wartości prądów obciążenia $I > 0$, została przedstawiona na rysunku 5.5.

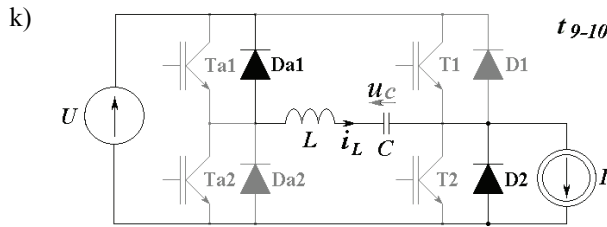


Rys. 5.5. Trajektoria fazowa falownika biegunowego ZCS dla $I > 0$

Poszczególne etapy komutacji tranzystora głównego T1 dla prądu obciążenia $I > 0$ zilustrowano na rysunku 5.6.







Rys. 5.6. Proces załączenia i wyłączenia tranzystora głównego T1 dla $I > 0$

Rysunek 5.6a przedstawia stan początkowy, w którym dioda D2 przewodzi prąd obciążenia. W chwili t_0 rozpoczyna się proces załączenia tranzystora głównego T1 zainicjowany przez załączenie tranzystora pomocniczego Ta2. W przedziale czasu t_{0-2} kondensator C przeładowuje się rezonansowo (rys. 5.6b). Jak wynika z rysunku 5.5, wartość początkowa napięcia na kondensatorze C w chwili t_0 wynosi:

$$u_c(t_0) = U - IZ \quad (5.1)$$

gdzie: U – napięcie zasilania, I – prąd obciążenia, Z – impedancja charakterystyczna.

Napięcie na kondensatorze C wyrażone jest zależnością (3.2), natomiast prąd w indukcyjności L opisane jest zależnością:

$$u_{C0-2} = u_c(t_0) \cos(\omega_R t) \quad (5.2)$$

$$i_{L0-2} = -I_{R0-2} \sin(\omega_R t) \quad (5.3)$$

gdzie: $I_{R0-2} = \frac{u_c(t_0)}{Z}$ – amplituda prądu rezonansowego w przedziale czasu t_{0-2} ,

$\omega_R = 2\pi/T_R = 1/\sqrt{LC}$ – pulsacja rezonansowa.

W przedziale czasu t_{0-1} prąd w gałęzi rezonansowej I_L jest ujemny, po czym w chwili t_1 zmienia znak na dodatni i dalej narasta poprzez diodę Da2 (rys. 5.6c). W chwili t_2 prąd i_L przekracza wartość prądu obciążenia, ponieważ dioda główna D2 nie odzyskała jeszcze własności zaworowych. Część prądu i_L płynie do źródła zasilania poprzez diodę D1 (rys. 5.6d). W przedziale czasu t_{2-3} możliwe jest załączenie tranzystora głównego T1 oraz wyłączenie tranzystora pomocniczego Ta2 w warunkach zerowego prądu. Wartość napięcia na kondensatorze C w chwili t_2 przedstawia równanie:

$$u_c(t_2) = (U - IZ) \cos(\omega_R t_{0-2}) \quad (5.4)$$

przy czym:

$$t_{0-2} = T_R / 2 + t_{1-2} \quad (5.5)$$

$$t_{1-2} = \sqrt{LC} \arcsin\left(\frac{I}{I_{R0-2}}\right) \quad (5.6)$$

W rzeczywistości czas t_{1-2} jest dłuższy o czas odzyskiwania własności zaworowych diody D2, dlatego wartość bezwzględna napięcia na kondensatorze C jest nieznacznie mniejsza niż wynika to z zależności (5.4).

W przedziale czasu t_{2-4} tranzystor główny T1 przejmuje prąd obciążenia (rys. 5.6e). Wartość napięcia na kondensatorze rezonansowym w przedziale czasu t_{3-4} jest określona przez zależność (5.7), natomiast wartość prądu rezonansowego i_L przedstawia równanie (5.8):

$$u_{C3-4} = -U + (U + u_C(t_2)) \cos(\omega_R t) + IZ \sin(\omega_R t) \quad (5.7)$$

$$i_{L3-4} = \frac{(-U - u_C(t_2))}{Z} \sin(\omega_R t) + I \cos(\omega_R t) \quad (5.8)$$

W chwili t_4 cały prąd obciążenia płynie przez tranzystor główny T1, a proces jego załączenia jest zakończony (rys. 5.6f). Aby obliczyć wartość napięcia na kondensatorze C w chwili t_4 (jest to jednocześnie wartość początkowa napięcia u_C w następnym procesie – wyłączenia tranzystora głównego) należy wyznaczyć wartość czasu t_{3-4} . Z rysunku 5.5 wynika, że w tym przedziale czasu prąd w indukcyjności rezonansowej maleje od wartości równej prądowi obciążenia I do zera. W celu wyznaczenia t_{3-4} wygodniej jest przyjąć, że prąd i_L narastał od zera do wartości I ; równanie (5.8) przyjmuje wówczas postać:

$$i_{L4-3} = I_{R3-4} \sin(\omega_R t) \quad (5.9)$$

przy czym:

$$I_{R3-4} = \sqrt{\left[\frac{(-U - u_C(t_2))}{Z}\right]^2 + I^2} \quad (5.10)$$

Stąd:

$$t_{3-4} = \sqrt{LC} \arcsin\left(\frac{I}{I_{R3-4}}\right) \quad (5.11)$$

Zastępując czas w wyrażeniu (5.7) zależnością (5.11) znajdujemy wartość $u_C(t_4)$.

Załączenie tranzystora pomocniczego Ta1 w chwili t_5 rozpoczyna proces wyłączenia tranzystora głównego T1 (rys. 5.6g). Kondensator rezonansowy C przeładowuje się, a prąd i_L w chwili t_6 osiąga wartość prądu obciążenia. Następnie

w przedziale czasu t_{6-7} prąd ten płynie poprzez diodę D1 (rys. 5.6h), a tranzystor główny T1 można wyłączyć w warunkach zerowego prądu. W chwili t_7 prąd w gałęzi rezonansowej jest równy prądowi obciążenia. Dioda D1 wyłącza się, ale napięcie na kondensatorze C ma wartość niższą od napięcia zasilania U . Napięcie u_C i prąd i_L wyrażone są równaniami:

$$u_{C5-7} = u_C(t_4) \cos(\omega_R t) \quad (5.12)$$

$$i_{L5-7} = I_{R5-7} \sin(\omega_R t) \quad (5.13)$$

przy czym $I_{R5-7} = -\frac{u_C(t_4)}{Z}$ – amplituda prądu rezonansowego w przedziale czasu t_{5-7} , który jest równy:

$$t_{5-7} = \frac{T_R}{2} - \sqrt{LC} \arcsin\left(\frac{I}{I_{R5-7}}\right) \quad (5.14)$$

Dalsze przeładowanie kondensatora C w przedziale czasu t_{7-8} (rys. 5.6i) następuje pod wpływem w przybliżeniu stałego prądu obciążenia:

$$u_C(t) = u_C(t_7) + \frac{I}{C} t \quad (5.15)$$

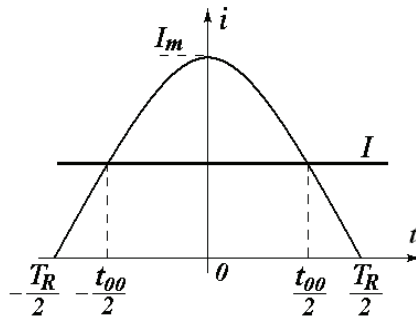
Wartość napięcia $u_C(t_7)$ znajdujemy podstawiając za czas w zależności (5.12) wyrażenie (5.14). W chwili t_8 napięcie na kondensatorze jest większe od napięcia zasilania i może zacząć przewodzić dioda D2 (rys. 5.6j). Od chwili t_9 prąd i_L ma wartość ujemną, tranzystor pomocniczy Ta1 jest wyłączany w warunkach zerowego prądu, a zaczyna przewodzić dioda Da1 (rys. 5.6k). W chwili t_{10} cały prąd obciążenia przejmuje dioda D2, proces wyłączenia tranzystora T1 jest zakończony.

5.2. Dobór wartości elementów obwodu rezonansowego

Wyznaczenie wartości elementów obwodu rezonansowego dla falownika biegunowego przełączanego w warunkach zerowego prądu jest analogiczne, jak dla klasycznego falownika McMurray'a i zostało przedstawione między innymi w pracach [101, 42]. Komutacja łącznika głównego w warunkach zerowego prądu jest możliwa, jeśli prąd w gałęzi rezonansowej wzrośnie powyżej wartości prądu obciążenia (zob. rysunek 5.7).

Współczynnik x wyrażający proporcję pomiędzy prądem obciążenia I a amplitudą prądu rezonansowego I_m jest określony jako:

$$x = \frac{I}{I_m} \quad (5.16)$$



Rys. 5.7. Przebieg prądu rezonansowego na tle prądu obciążenia o stałej wartości I

Po czasie $t_{00/2}$ wartość prądu rezonansowego jest równa prądowi obciążenia:

$$I = I_m \cos\left(\frac{\omega_R t_{00}}{2}\right) \tag{5.17}$$

stąd czas t_{00} , w którym można wyłączyć łącznik główny w warunkach zerowego prądu wynosi:

$$t_{00} = 2\sqrt{LC} \arccos x \tag{5.18}$$

Energia zgromadzona w elementach LC spełnia warunek:

$$W = \frac{LI_m^2}{2} = \frac{CU_C^2}{2} \tag{5.19}$$

przy czym $Z = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{U_C}{I_m}$ – impedancja charakterystyczna.

Po unormowaniu, funkcja opisująca energię zgromadzoną w obwodzie rezonansowym ma postać:

$$\frac{W}{U_C I t_{00}} = \frac{CU_C^2}{2x U_C I_m t_{00}} = \frac{1}{4x \arccos x} \tag{5.20}$$

Wyrażenie (5.20) osiąga minimum energii dla $x = 2/3$. Wartości elementów LC można obliczyć po założeniu wartości: okresu rezonansowego T_R , napięcia zasilania U oraz wartości maksymalnej prądu obciążenia I . Po przekształceniu podstawowych zależności:

$$\begin{cases} T_R = 2\pi\sqrt{LC} \\ Z = \sqrt{\frac{L}{C}} \end{cases} \tag{5.21}$$

rozwiązanie ma postać

$$L = \frac{TZ}{2\pi} \quad (5.22)$$

$$C = \frac{T}{2\pi Z} \quad (5.23)$$

Wartość impedancji charakterystycznej Z obliczana jest najczęściej dla procesu załączenia tranzystora głównego. W przedziale czasu t_{0-1} (rys. 5.3) wartość prądu rezonansowego wynosi:

$$I_{R0-2} = \frac{u_C(t_0)}{Z} = \frac{U - IZ}{Z} \quad (5.24)$$

Podstawiając do wyrażenia (5.16) za I_m zależność (5.24) i przekształcając ją ze względu na Z otrzymujemy:

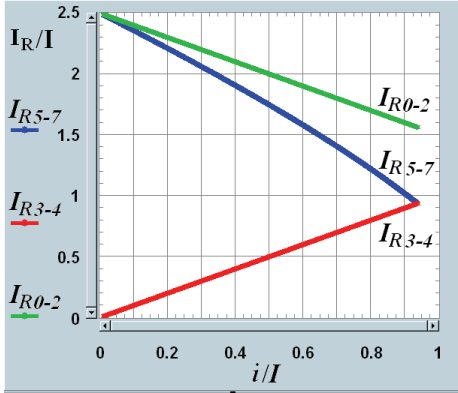
$$Z = \frac{xU}{(1+x)I} \quad (5.25)$$

Jak wynika z rysunku 5.5, prąd rezonansowy w procesie wyłączenia tranzystora głównego ma niższą amplitudę niż w procesie załączenia $I_{R5-7} < I_{R0-2}$. Wyłączenie tranzystora głównego w warunkach zerowego prądu (ZCS) jest możliwe tylko wtedy, jeśli amplituda prądu rezonansowego będzie większa od wartości prądu obciążenia $I_{R5-7} > I$. Niestety, wraz ze wzrostem wartości prądu obciążenia I , prąd I_{R5-7} maleje. Istnieje zatem graniczna wartość prądu obciążenia, powyżej której nie można zapewnić warunków ZCS dla procesu wyłączenia. Oczywiście taka sytuacja nie grozi uszkodzeniem tranzystora, ale będzie on musiał „twardo” wyłączyć różnicę prądu $I - I_{R5-7}$, co przyczynia się do wzrostu strat. W dostępnych publikacjach dotyczących doboru wartości elementów obwodu rezonansowego [63, 65] problem ten jest pomijany.

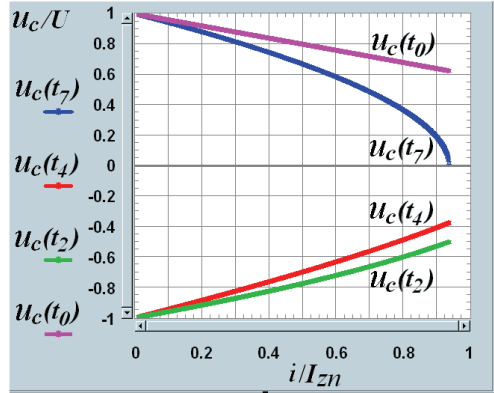
Na kolejnych rysunkach przedstawiono wartości unormowane: amplitud prądów rezonansowych (rys. 5.8), napięć kondensatora C (rys. 5.9) oraz czasów dla poszczególnych przedziałów komutacji (rys. 5.10) w funkcji prądu obciążenia. Przebiegi zostały uzyskane na podstawie zależności wyprowadzonych w rozdziale 5.1 i mają charakter uniwersalny (nie zależą od wartości: U, I, T_R).

Na podstawie rysunku 5.8 można zauważyć, że wartość chwilowa prądu obciążenia i , dla której jest on równy amplitudzie prądu rezonansowego I_{R5-7} wynosi $i \cong 0,95I$. Przedział czasu t_{5-7} osiąga wtedy wartość graniczną, równą $1/4T$ (rys. 5.10). Ze względu na opóźnienia występujące w torze sygnałów sterujących bardzo trudno jest wyłączyć tranzystor główny dokładnie w maksimum prądu rezonansowego. Dla sinusoidalnie zmiennych prądów obciążenia $i(t) = I \sin(\omega t + \varphi)$, w praktyce należy przyjąć, że zapewnienie warunków ZCS jest możliwe, jeśli $i(t) < 0,9I$.

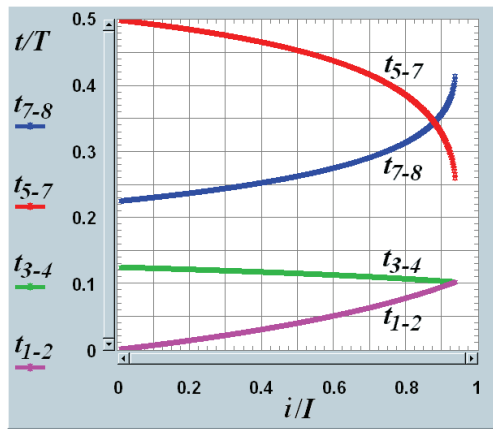
Zatem, jeśli chcemy zapewnić komutację typu ZCS zarówno dla procesu załączenia, jak i wyłączenia w tego typu falowniku, należy liczyć się z tym, że jego znamionowa moc wyjściowa będzie co najmniej o 10% niższa od obliczeniowej.



Rys. 5.8. Unormowane wartości amplitud prądów rezonansowych w funkcji prądu obciążenia



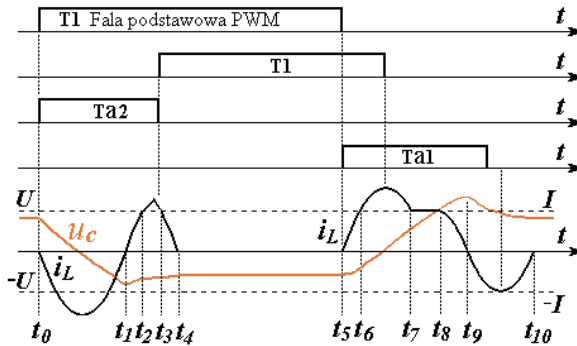
Rys. 5.9. Unormowane wartości napięć kondensatora C w funkcji prądu obciążenia



Rys. 5.10. Unormowane wartości czasów w funkcji prądu obciążenia

5.3. Sterowanie

Na rysunku 5.11 przedstawiono sekwencje sygnałów sterujących dla dodatniego prądu obciążenia $I > 0$. Wraz ze zmianą znaku prądu I sygnały sterujące tranzystory pomocnicze Ta1, Ta2 zamieniają się miejscami (rys. 5.4 dla $I < 0$). Szerokość sygnału bazowego PWM jest modyfikowana przez sterownik.

Rys. 5.11. Sygnały sterujące dla $I > 0$

W procesie załączenia tranzystora głównego dla $I > 0$, sygnał bazowy fali PWM jest skracany o czas trwania sygnału T_{a2} , który jest równy $T_R/2 + t_{1-2}$ (równanie (5.5)). Aby obliczyć czas t_{1-2} , układ sterowania musi mierzyć wartość chwilową prądu obciążenia. Funkcja arcsin występująca w równaniu (5.6), wyrażającym czas t_{1-2} , może być zapisana w tablicy; skraca to czas wykonania algorytmu sterowania. W procesie wyłączenia sygnał bazowy PWM jest wydłużony o stałą wartość czasu, równą $T_R/4$. Czas trwania sygnału pomocniczego T_{a1} jest zależny od czasu t_{7-8} , który jest złożoną funkcją prądu obciążenia. Na podstawie rysunku 5.10 można zauważyć, że przedział czasu t_{7-8} zmienia się w zakresie od $0,22T_R$ do $0,42T_R$. Zatem zgodnie z rysunkiem 5.11 czas trwania sygnału T_{a1} musi spełniać nierówność $(T_R/2 + 0,42T_R) < t_{Ta1} < (T_R + 0,22T_R)$. W praktyce można przyjąć stałą wartość tego czasu, równą T_R .

Czas martwy T_d fali bazowej PWM musi być większy niż najdłuższy czas procesu wyłączenia t_{5-10} . Z rysunków 5.10 oraz 5.11 wynika, że wymagania te są spełnione, jeśli $T_d > T_R + 0,42T_R$.

5.4. Badania symulacyjne

Głównym celem badań symulacyjnych jest określenie wartości granicznej prądu obciążenia, od której zależy wybór metody komutacji. Jak pokazano na rysunku 5.2, jeśli wartość chwilowa prądu obciążenia jest mniejsza od wartości prądu granicznego I_{gr} , wówczas straty przełączania przy zastosowaniu komutacji twardej są mniejsze od strat całkowitych w obwodzie pomocniczym przy zastosowaniu komutacji miękkiej. Zatem dla prądu granicznego można zapisać:

$$P_{SW_HS}(I_{gr}) = P_{T_ZCS}(I_{gr}) \quad (5.26)$$

gdzie: P_{SW_HS} – moc związana ze stratami przełączania przy zastosowaniu komutacji twardej, P_{T_ZCS} – moc związana ze stratami całkowitymi przy zastosowaniu komutacji miękkiej typu ZCS.

Przybliżona wartość prądu granicznego zostanie wyznaczona analitycznie na podstawie szeroko stosowanego, uproszczonego modelu strat łącznika energoelektronicznego, opisanego w rozdziale 2.5.

Moc związana ze stratami przełączania falownika o komutacji twardej jest równa:

$$P_{SW} = P_{on} + P_{off} \quad (5.27)$$

gdzie: P_{on} – moc związana ze stratami w procesie załączenia, P_{off} – moc związana ze stratami w procesie wyłączenia.

Poszczególne moce określają wcześniejsze równania: P_{on} (2.75), P_{off} (2.76).

Moc związana ze stratami całkowitymi w obwodzie pomocniczym przy zastowaniu komutacji miękkiej typu ZCS jest określona jako:

$$P_{T_ZCS} = P_{Ca} + P_{Cm} + P_{ESR} \quad (5.28)$$

gdzie: P_{Ca} – moc związana ze stratami przewodzenia w łącznikach pomocniczych, P_{Cm} – moc związana ze stratami przewodzenia w łącznikach głównych przy komutacji miękkiej, P_{ESR} – moc związana ze stratami w rezystancji wypadkowej obwodu rezonansowego.

Ponieważ zarówno tranzystory główne, jak i pomocnicze przełączane są w warunkach zerowego prądu, ich straty przełączania zaniedbano. Moc P_{ESR} określona jest wyrażeniem (2.73), natomiast P_{Ca} wyraża się równaniem:

$$P_{Ca} = 3 \left[I_{Ta_AV} U_T + I_{Da_AV} U_D + I_{Ta_RMS}^2 R_{CE} + I_{Da_RMS}^2 R_{AK} \right] \quad (5.29)$$

Wartości średnie i skuteczne za okres prądu obciążenia, występujące w równaniu (5.29) wyrażone są następującymi zależnościami:

$$I_{Ta_AV} = \frac{4}{T} \int_0^{T/6} (I_{Ta_AV0-1} + I_{Ta_AV5-7} + I_{Ta_AV7-8} + I_{Ta_AV8-9}) dt \quad (5.30)$$

$$I_{Da_AV} = \frac{4}{T} \int_0^{T/6} (I_{Da_AV1-4} + I_{Da_AV9-10}) dt \quad (5.31)$$

$$I_{Ta_RMS} = \sqrt{\frac{4}{T} \int_0^{T/6} (I_{Ta_RMS0-1}^2 + I_{Ta_RMS5-7}^2 + I_{Ta_RMS7-8}^2 + I_{Ta_RMS8-9}^2) dt} \quad (5.32)$$

$$I_{DaRMS} = \sqrt{\frac{4}{T} (I_{Da_RMS1-4}^2 + I_{Da_RMS9-10}^2)} \quad (5.33)$$

Po rozwiązaniu przyjmują postać:

$$I_{Ta_AV} = \frac{2}{3} (I_{Ta_AV0-1} + I_{Ta_AV5-7} + I_{Ta_AV7-8} + I_{Ta_AV8-9}) \quad (5.34)$$

$$I_{Da_AV} = \frac{2}{3} (I_{Da_AV1-4} + I_{Da_AV9-10}) \quad (5.35)$$

$$I_{Ta_RMS} = \sqrt{\frac{2}{3} (I_{Ta_RMS0-1}^2 + I_{Ta_RMS5-7}^2 + I_{Ta_RMS7-8}^2 + I_{Ta_RMS8-9}^2)} \quad (5.36)$$

$$I_{Da_RMS} = \sqrt{\frac{2}{3} (I_{Da_RMS1-4}^2 + I_{Da_RMS9-10}^2)} \quad (5.37)$$

Na podstawie rysunku 5.3 można zauważyć, że podczas komutacji miękkiej w diodach głównych falownika powstają dodatkowe straty przewodzenia P_{Cm} , będące składnikiem równania (5.28). Moc związana z tymi stratami wyraża równanie:

$$P_{Cm} = 3 \left[I_{D_AV} U_D + I_{D_RMS}^2 R_{AK} \right] \quad (5.38)$$

przy czym:

$$I_{D_AV} = \frac{2}{3} (I_{D_AV0-2} + I_{D_AV6-7} + I_{D_AV8-10}) \quad (5.39)$$

$$I_{D_RMS} = \sqrt{\frac{4}{T} (I_{D_AV0-2}^2 + I_{D_AV6-7}^2 + I_{D_AV8-10}^2)} \quad (5.40)$$

Moc P_{ESR} występująca w równaniu (5.28) jest określona równaniem:

$$P_{ESR} = 3RI_{a_RMS}^2 \quad (5.41)$$

przy czym:

$$I_{a_RMS} = \sqrt{I_{Ta_RMS}^2 + I_{Da_RMS}^2} \quad (5.42)$$

$$P_{ESR} = 3RI_{a_RMS}^2 \quad (5.43)$$

$$P_{ESR} = 3RI_{a_RMS}^2 \quad (5.44)$$

W celu obliczenia wartości prądu granicznego należy wyznaczyć zależności opisujące wartości średnie i skuteczne poszczególnych prądów występujące w równaniach od (5.34) do (5.44).

Tabela 5.1 przedstawia zestawienie elementów biorących udział w miękkiej komutacji dla poszczególnych przedziałów czasu (rys. 5.3) oraz amplitudy prądu płynącego przez przyrząd.

Tabela 5.1. Wykaz elementów biorących udział w komutacji miękkiej

Proces załączenia (on)			Proces wyłączenia (off)				
t_{0-2}	t_{0-1}	t_{1-4}	t_{5-7}	t_{6-7}	t_{7-8}	t_{8-10}	t_{9-10}
D2	Ta2	Da2	Ta1	D1	Ta1	D2	Da1
$I + I_{R0-2}$	I_{R0-2}	I_{R0-2}	I_{R5-7}	$I_{R5-7} - I$	I	$I + I$	I

Wartości średnie i skuteczne prądu tranzystora pomocniczego Ta2 wynoszą:

$$I_{Ta_AV0-1} = I_{R0-2} \frac{2}{T_S \omega_R} \tag{5.45}$$

$$I_{Ta_RMS0-1} = \frac{I_{R0-2}}{2} \sqrt{\frac{T_R}{T_S}} \tag{5.46}$$

Amplituda prądu rezonansowego I_{R0-2} jest określona przez zależność (5.24). W przedziale czasu t_{0-2} wartości średnie i skuteczne prądu diody D2 wyrażają się równaniami:

$$I_{D_AV0-2} = \frac{1}{T_S} \int_0^{t_{0-2}} (I + I_{R0-2} \sin(\omega_R t)) dt = \frac{1}{T_S} \left\{ I t_{0-2} + \frac{I_{R0-2}}{\omega_R} [1 - \cos(\omega_R t_{0-2})] \right\} \tag{5.47}$$

$$I_{D_RMS0-2} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{t_{0-2}} [I + I_{R0-2} \sin(\omega_R t)]^2 dt} =$$

$$= \sqrt{\frac{1}{T_S} \left\{ \left[I_{R0-2}^2 \left(\frac{1}{2} t_{0-2} - \frac{1}{2\omega_R} \cos(\omega_R t_{0-2}) \sin(\omega_R t_{0-2}) \right) \right] + I I_{R0-2} \frac{2}{\omega_R} [1 - \cos(\omega_R t_{0-2})] + I^2 t_{0-2} \right\}} \tag{5.48}$$

Czas t_{0-2} określony jest przez równanie (5.5). Po zaniedbaniu krótkiego przedziału czasu $t_{2,3}$ oraz uwzględnieniu symetrii przebiegu prądu w gałęzi rezonansowej (rys. 5.3), można zapisać:

$$I_{Da_AV1-4} = 2I_{Da_AV1-2} = \frac{2}{T_S} \int_0^{t_{1-2}} I_{R0-2} \sin(\omega_R t) dt = 2 \frac{I_{R0-2}}{T_S} \frac{1}{\omega_R} [1 - \cos(\omega_R t_{1-2})] \tag{5.49}$$

$$\begin{aligned}
 I_{Da_RMS1-4} &= 2I_{Da_RMS1-2} = 2\sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{t_{1-2}} [I_{R0-2} \sin(\omega_R t)]^2 dt} = \\
 &= 2I_{R0-2} \sqrt{\frac{1}{T_S} \left(\frac{1}{2} t_{1-2} - \frac{1}{2\omega_R} \cos(\omega_R t_{1-2}) \sin(\omega_R t_{1-2}) \right)}
 \end{aligned} \tag{5.50}$$

Czas t_{1-2} wyraża się zależnością (5.6). Wartość średnia oraz skuteczna prądu tranzystora Ta1 w przedziale czasu t_{5-7} wynosi:

$$I_{Ta_AV5-7} = \frac{1}{T_S} \int_0^{t_{5-7}} I_{r5-7} \sin(\omega_R t) dt = \frac{I_{R5-7}}{T_S \omega_R} (1 - \cos \omega_R t_{5-7}) \tag{5.51}$$

$$\begin{aligned}
 I_{Ta_RMS5-7} &= \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{t_{5-7}} [I_{R5-7} \sin(\omega_R t)]^2 dt} = \\
 &= I_{R5-7} \sqrt{\frac{1}{T_S} \left(\frac{1}{2} t_{5-7} - \frac{1}{2\omega_R} \cos(\omega_R t_{5-7}) \sin(\omega_R t_{5-7}) \right)}
 \end{aligned} \tag{5.52}$$

Czas t_{5-7} jest określony przez równanie (5.14). W przedziale czasu t_{6-7} wartości średnie i skuteczne prądu diody D1 wyrażają się równaniami:

$$I_{D_AV6-7} = \frac{1}{T_S} \int_0^{t_{6-7}} (I_{R5-7} \sin(\omega_R t) - I) dt = \frac{1}{T_S} \left[\frac{I_{R5-7}}{\omega_R} (1 - \cos \omega_R t_{6-7}) - I t_{6-7} \right] \tag{5.53}$$

$$\begin{aligned}
 I_{D_RMS6-7} &= \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{t_{6-7}} [I_{R5-7} \sin(\omega_R t) - I]^2 dt} = \\
 &= \sqrt{\frac{1}{T_S} \left\{ \left[I_{R5-7}^2 \left(\frac{1}{2} t_{6-7} - \frac{1}{2\omega_R} \cos(\omega_R t_{6-7}) \sin(\omega_R t_{6-7}) \right) \right] + I I_{R5-7} \frac{2}{\omega_R} [1 - \cos(\omega_R t_{6-7})] + I^2 t_{6-7} \right\}}
 \end{aligned} \tag{5.54}$$

przy czym:

$$t_{6-7} = T_R / 2 - 2t_{5-6} = T_R / 2 - 2\sqrt{LC} \arcsin\left(\frac{I}{I_{R5-7}}\right) \tag{5.55}$$

W przedziale czasu t_{7-8} dla tranzystora Ta1 wartość średnia i skuteczna prądów wynosi:

$$I_{Ta_AV7-8} = \frac{1}{T_S} \int_0^{t_{7-8}} I dt = I \frac{t_{7-8}}{T_S} \quad (5.56)$$

$$I_{TKrms7-8} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{t_{7-8}} I^2 dt} = I \sqrt{\frac{t_{7-8}}{T_S}} \quad (5.57)$$

Natomiast w przedziale czasu t_{8-9} wartość średnia i skuteczna prądu tranzystora Ta1 jest wyrażona równaniami:

$$I_{Ta_AV8-9} = \frac{1}{T_S} \int_{T_R/4}^{T_R/2} I \sin(\omega_R t) dt = \frac{I}{T_S \omega_R} \quad (5.58)$$

$$I_{Ta_RMS8-9} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_{T_R/4}^{T_R/2} [I \sin(\omega_R t)]^2 dt} = \frac{I}{2} \sqrt{\frac{T_R}{2T_S}} \quad (5.59)$$

W przedziale czasu t_{8-10} dla prądu diody D2 można zapisać:

$$I_{Da_AV8-10} = \frac{1}{T_S} \int_{T_R/4}^{T_R} I [1 - \sin(\omega_R t)] dt = \frac{I}{T_S} \left(\frac{3T_R}{4} - \frac{1}{\omega_R} \right) \quad (5.60)$$

$$I_{D_RMS8-10} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_{T_R/4}^{T_R} [I(1 - \sin(\omega_R t))]^2 dt} = I \sqrt{\frac{1}{T_S} \left(\frac{9T_R}{8} - \frac{2}{\omega_R} \right)} \quad (5.61)$$

Wartość średnia i skuteczna prądu diody Da1 w przedziale czasu t_{9-10} wynosi:

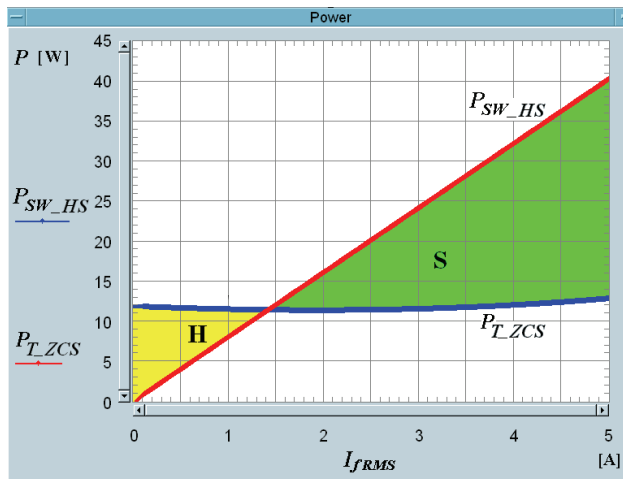
$$I_{Da9-10} = I \frac{2}{T_S \omega_R} \quad (5.62)$$

$$I_{Da_RMS9-10} = \frac{I}{2} \sqrt{\frac{T_R}{T_S}} \quad (5.63)$$

Wyznaczone zależności analityczne zostały wprowadzone do graficznego języka programowania HP VEE. Jako dane wejściowe do opracowanego programu posłużyły parametry zbudowanego eksperymentalnego falownika biegunowego małej mocy o komutacji typu ZCS. Falownik ten charakteryzuje się następującymi danymi: na-

pięcie zasilania $U = 270$ V, wartość maksymalna prądu obciążenia $I = 7$ A, częstotliwość przełączania $f_s = 10$ kHz, okres rezonansowy $T_R = 4$ μ s. Spadki napięć dla wybranego tranzystora IGBT HGTG5N120BND wynoszą: $U_D = 1,6$ V, $U_T = 0,7$ V, rezystancje $R_{CE} = 0,35$ Ω , $R_{AK} = 0,12$ Ω , $R = 0,1$ Ω współczynniki $k_{on} = 0,15$ mJ/A, $k_{off} = 40$ μ J/A.

Rysunek 5.12 przedstawia moc P_{SW_HS} związaną ze stratami przełączania przy zastosowaniu komutacji twardej oraz moc P_{T_ZCS} związaną ze stratami całkowitymi przy zastosowaniu komutacji miękkiej. Wynika z niego, że wartość skuteczna prądu granicznego I_{gr} wynosi około 1,5 A. W strefie oznaczonej literą **H** straty przełączania przy komutacji twardej są niższe od całkowitych strat w obwodzie pomocniczym, natomiast w obszarze oznaczonym literą **S** zachodzi odwrotna relacja. Zatem układ sterowania analizowanego falownika biegunowego powinien realizować komutację twardą dla prądów obciążenia o wartości skutecznej niższej niż 1,5 A, a powyżej tej granicy przejść na komutację miękką.



Rys. 5.12. Moc P_{SW_HS} oraz P_{T_ZCS} w funkcji wartości skutecznej fazowego prądu obciążenia I_{fRMS}

5.5. Wyniki badań eksperymentalnych

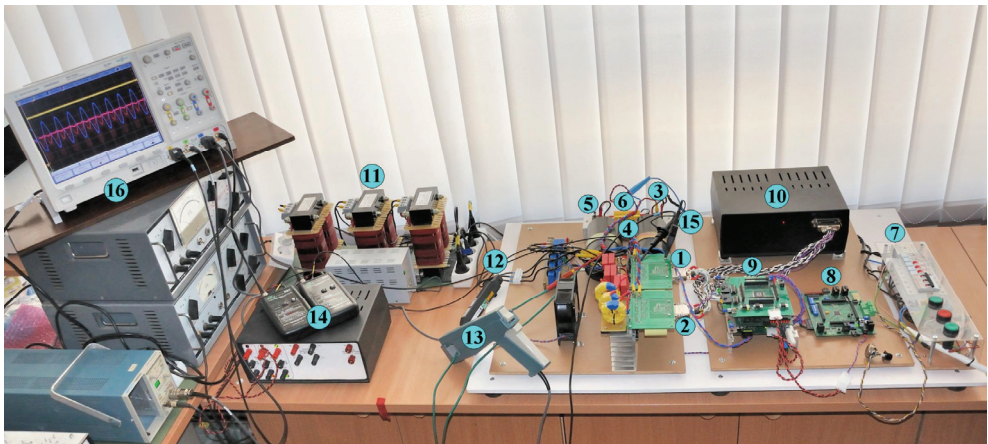
Przeprowadzono badania eksperymentalne zbudowanego falownika biegunowego o komutacji typu ZCS małej mocy. Pozwalają one określić wpływ zastosowania komutacji twardej dla prądów obciążenia o wartości niższej od prądu granicznego na sprawność falownika.

Rysunek 5.13 przedstawia widok stanowiska do badań eksperymentalnych.

Głównymi elementami składowymi stanowiska są:

- 1 – falownik główny o mocy około 3 kW,
- 2 – falownik pomocniczy,
- 3 – diodowy prostownik trójfazowy,

- 4 – zestaw kondensatorów C_L , C_H w obwodzie DC,
- 5 – pomocniczy diodowy mostek jednofazowy,
- 6 – rezystor wstępnego ładowania R ,
- 7 – zespół styczników $S1$, $S2$ z obwodami sterowania,
- 8 – nadrzędny modulator SVM,
- 9 – układ sterowania falownika ARCPI,
- 10 – zasilacz układów elektronicznych o dwunastu izolowanych napięciach wyjściowych,
- 11 – dławiki obwodu obciążenia L_f ,
- 12 – sonda prądowa do pomiaru wartości prądu fazowego, Agilent N2783A,
- 13 – sonda prądowa do pomiaru wartości prądu w obwodzie DC, Tektronix A6303,
- 14 – paski Rogowskiego do pomiaru wartości prądów w obwodzie rezonansowym, CWT15B,
- 15 – sonda napięciowa do pomiaru wartości napięcia w obwodzie DC, Tektronix P5120,
- 16 – oscyloskop Agilent MSO7034A.



Rys. 5.13. Widok stanowiska do badań eksperymentalnych falownika biegunowego o komutacji typu ZCS

Schemat części silnoprądowej stanowiska pomiarowego jest analogiczny do zamieszczonego na rysunku 2.28 (zob. rozdział 2.6). Zastosowano obciążenie typu RL , takie jak we wcześniejszych pomiarach falownika typu ARCPI ($R_f = 13,38 \Omega$, $L_f = 25 \text{ mH}$). Pierwotnie falownik biegunowy o komutacji typu ZCS był projektowany na napięcie zasilania w obwodzie pośredniczącym napięcia stałego o wartości 540 V. Jednak na etapie uruchamiania falownika (przy obniżonym napięciu DC) stwierdzono, że zostałyby wówczas przekroczona dopuszczalna wartość międzyszczytowa napięcia na kondensatorach rezonansowych, która wynosi 700 V. Z tego względu zdecydowano się na zastosowanie obniżonego napięcia zasilania

w obwodzie DC – do wartości 270 V. Pociąga to za sobą niższą moc wyjściową falownika (około 1,5 kW), ponieważ nie dysponowano odpowiednim obciążeniem trójfazowym o mniejszej rezystancji. Jednak ze względu na to, że zmiana typu modulacji z twardej na miękką odbywa się w zakresie prądów obciążenia o niskich wartościach chwilowych, nie ogranicza to możliwości zweryfikowania wpływu takiej metody sterowania na sprawność.

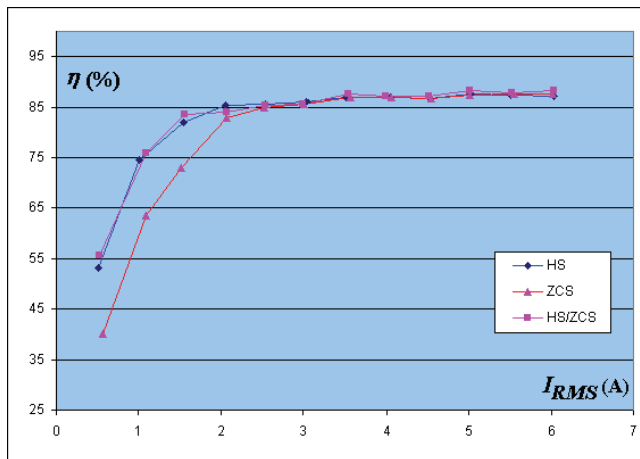
Falownik zasilono poprzez trójfazowy diodowy prostownik gwiazdowy z sieci. Do celów projektowych przyjęto wartość średnią napięcia wyprostowanego, równą $U = 270$ V, wartość skuteczna fazowego prądu obciążenia $I_{JRMS} = 7$ A, okres rezonansowy $T_R = 4,0$ μ s. Dobór wartości elementów obwodu rezonansowego przeprowadzono na podstawie zależności (5.22) i (5.23), dla współczynnika $x = 2/3$. Wartość maksymalna prądu obciążenia $I = I_{JRMS} \sqrt{2} = 9,9$ A. Obliczone wartości elementów wynoszą: $L = 6,9$ μ H, $C_R = 58,4$ nF.

Badania eksperymentalne przeprowadzono dla dwóch wartości częstotliwości przełączania $f_s = 5$ kHz oraz 10 kHz i różnych typów komutacji:

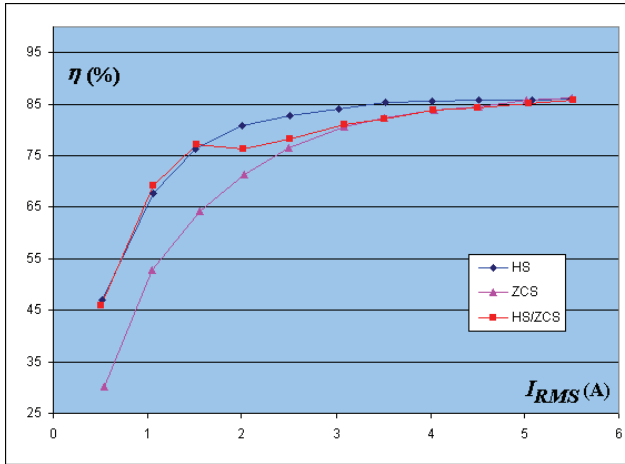
- twardej, oznaczonej jako HS,
- miękkiej ZCS,
- mieszanej, zależnej od wartości chwilowej prądu obciążenia odniesionej do wartości prądu granicznego, oznaczonej skrótem HS/ZCS.

Na podstawie zależności (2.74) oraz (2.75) obliczono moc wejściową P_{IN} oraz wyjściową falownika P_o . Następnie korzystając z zależności (2.76) obliczono jego sprawność.

Rysunki 5.14 i 5.15 przedstawiają sprawność η falownika biegunowego o komutacji typu ZCS w funkcji wartości skutecznej prądu obciążenia I_{JRMS} dla różnych częstotliwości przełączania f_s .



Rys. 5.14. Sprawność falownika biegunowego typu ZCS w funkcji wartości skutecznej prądu obciążenia I_{JRMS} dla częstotliwości przełączania $f_s = 5$ kHz



Rys. 5.15. Sprawność falownika biegunowego typu ZCS w funkcji wartości skutecznej prądu obciążenia I_{RMS} dla częstotliwości przełączania $f_s = 10$ kHz

Z rysunków 5.14 oraz 5.15 wynika, że w dolnym zakresie prądów obciążenia (I_{RMS} poniżej 2 A) zastosowanie komutacji twardej pozwala – w przypadku analizowanego falownika – na podniesienie sprawności o około 7%. Dla prądów obciążenia o dużej wartości – zbliżonej do znamionowej – wprowadzenie do algorytmu sterowania dwóch stref o różnej komutacji, w znikomym stopniu wpływa na sprawność. Wynika to z niewielkiego udziału strat przełączania w odniesieniu do strat przewodzenia w łącznikach głównych. W przypadku napędu pojazdu elektrycznego, po fazie przyspieszania, gdy pojazd porusza się ze stałą prędkością, prąd obciążenia znacznie spada poniżej wartości znamionowej. W tym zakresie pracy (jak wykazały przeprowadzone badania) zastosowanie komutacji twardej przynosi istotne ograniczenie strat.

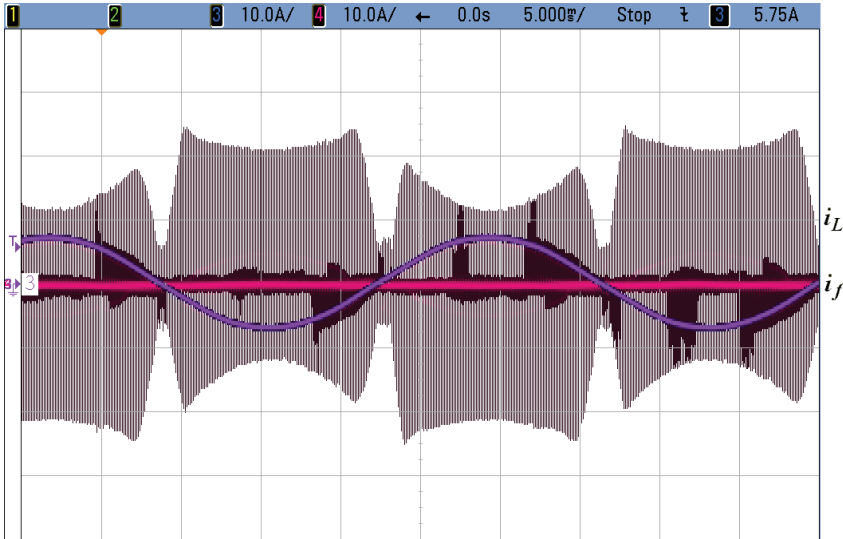
Dokonano pomiaru temperatury radiatora badanego falownika przy pomocy miernika Fluke 52, dla różnych typów komutacji i częstotliwości przełączania $f_s = 10$ kHz. W trakcie pomiarów pracował wentylator widoczny na rysunku 5.13. Wyniki pomiaru temperatury radiatora zamieszczono w tabeli 5.2.

Tabela 5.2. Wyniki pomiaru temperatury radiatora

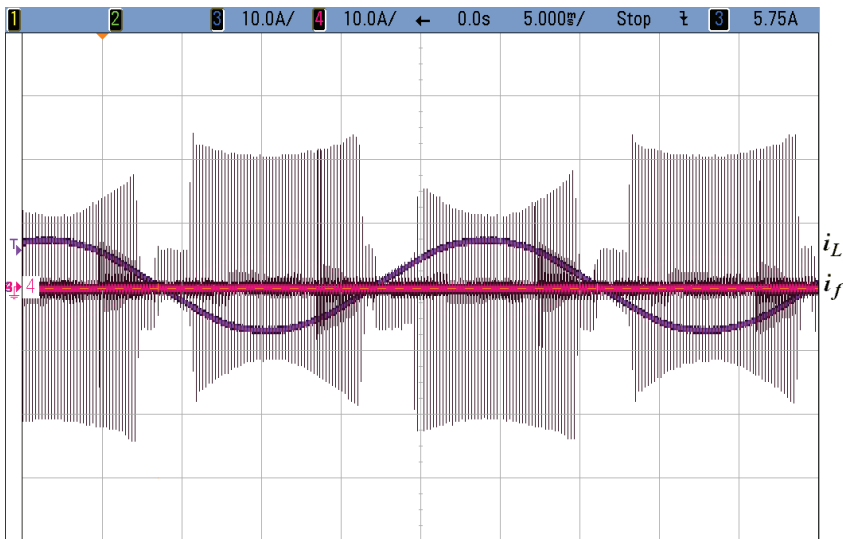
Rodzaj komutacji	Jednostka	Twarda HS	Miękka ZCS	Twarda/Miękka HS/ZCS
Napięcie wejściowe U_{AV}	V	271,5	270,1	271,0
Prąd wejściowy I_{AV}	A	4,3	4,3	4,3
Prąd fazowy I_{RMS}	A	5,1	5,0	5,0
Częstotliwość f	Hz	35,7	35,4	35,5
Temperatura początkowa T_p	°C	18,0	18,0	18,0
Temperatura końcowa T_K	°C	27,3	27,5	27,5

Wyniki pomiaru temperatury potwierdzają wzajemne relacje pomiędzy wartościami sprawności z rysunku 5.15.

Rysunek 5.16 przedstawia przebieg prądu rezonansowego w indukcyjności L na tle prądu obciążenia przy zastosowaniu wyłącznie komutacji miękkiej, natomiast rysunek 5.17 – przy zastosowaniu komutacji mieszanej typu HS/ZCS.

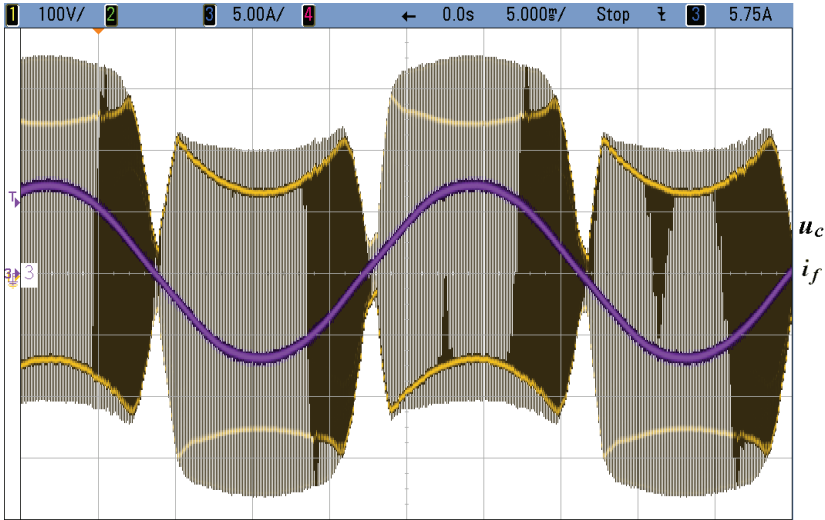


Rys. 5.16. Prąd w indukcyjności rezonansowej i_L na tle fazowego prądu obciążenia i_f – komutacja typu ZCS

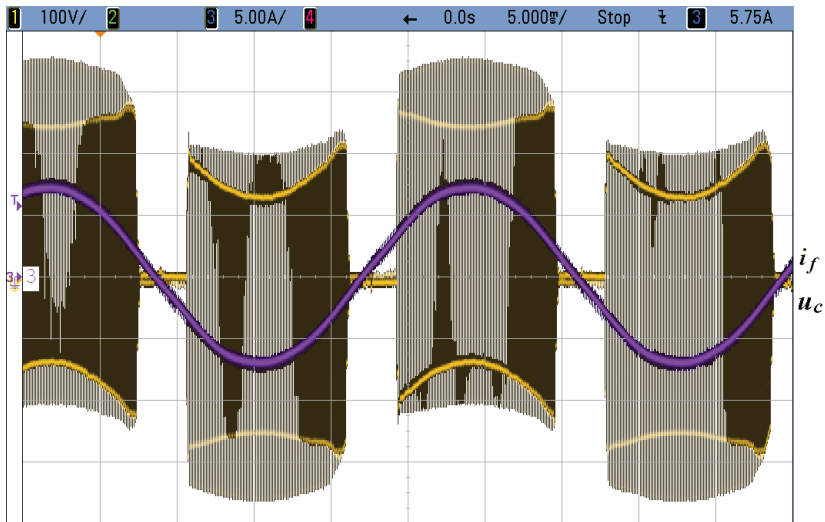


Rys. 5.17. Prąd w indukcyjności rezonansowej i_L na tle fazowego prądu obciążenia i_f – komutacja typu HS/ZCS

Przebieg napięcia na kondensatorze rezonansowym C oraz prąd obciążenia dla komutacji typu ZCS przedstawiono na rysunku 5.18, a dla komutacji typu HS/ZCS – na rysunku 5.19.



Rys. 5.18. Napięcie na kondensatorze rezonansowym u_c oraz prąd obciążenia; komutacja typu ZCS

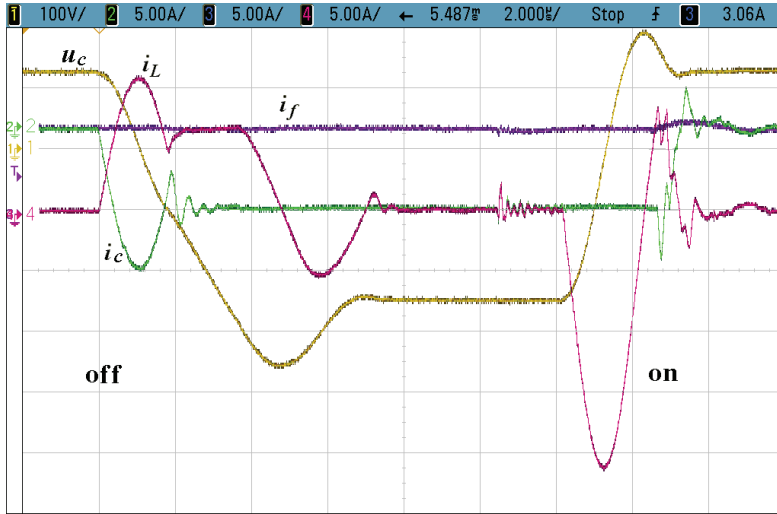


Rys. 5.19. Napięcie na kondensatorze rezonansowym u_c oraz prąd obciążenia; komutacja typu HS/ZCS

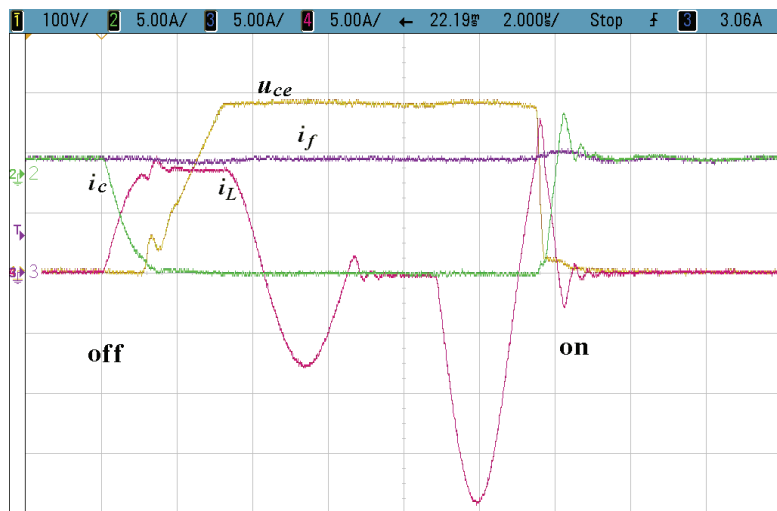
Z rysunków 5.16-5.19 wynika, że zastosowanie komutacji twardej w zakresie prądów o wartości chwilowej mniejszej od prądu granicznego ($i_f < I_{gr}$) redukuje niemal do zera amplitudę prądu rezonansowego i_L oraz napięcie u_c .

Rysunek 5.20 przedstawia typowy proces komutacji miękkiej łącznika głównego T1.

Rysunek 5.21 ilustruje proces komutacji tranzystora głównego, przy prądzie obciążenia o dużej wartości, dla której wyłączenie tranzystora w warunkach zerowego prądu nie jest możliwe. Można zauważyć, że tranzystor główny wyłącza jedynie mały prąd, będący różnicą pomiędzy prądem obciążenia i_f a prądem w indukcyjności rezonansowej i_L .



Rys. 5.20. Napięcie na kondensatorze rezonansowym u_c , prąd obciążenia i_f , prąd w indukcyjności rezonansowej i_L oraz prąd kolektora i_c tranzystora głównego T1; komutacja miękka



Rys. 5.21. Napięcie kolektor – emiter u_{ce} , prąd kolektora i_c tranzystora głównego T1, prąd obciążenia i_f , prąd w indukcyjności rezonansowej i_L

Jak wynika z rysunku 5.8, dla prądów obciążenia o małej wartości chwilowej, amplitudy prądów rezonansowych I_{R0-2} oraz I_{R5-7} mają dużą wartość (bliską $2,5 I$). Dlatego w tego typu falowniku straty w obwodzie pomocniczym są największe w obszarze prądów o małej wartości chwilowej. Jak można zauważyć na rysunku 5.5 – linia czerwona – w tym zakresie prądów wartość międzyszczytowa napięcia na kondensatorze rezonansowym jest również najwyższa. Wymienione właściwości tego typu falownika, potwierdzone wynikami badań eksperymentalnych, skłaniają do stwierdzenia, że w zakresie prądów obciążenia o wartości chwilowej niższej od prądu granicznego, zastosowanie komutacji twardej jest szczególnie uzasadnione.

Rozdział 6

WNIOSKI

1. Metoda sterowania trójfazowego falownika biegunowego typu ARCPI oraz falownika z transformatorami pomocniczymi o komutacji ZVS, w której czas trwania sygnałów sterujących jest regulowany w funkcji wartości chwilowej prądu obciążenia, umożliwi istotne ograniczenie strat. Przyczynia się w ten sposób do podniesienia sprawności falownika, co jest szczególnie wymagane w przypadku zastosowań w napędach pojazdów elektrycznych. W zakresie prądów obciążenia o dużej wartości, algorytm sterowania powinien umożliwić przeprowadzenie procesu wyłączenia tranzystora głównego w warunkach zerowego napięcia bez udziału obwodu pomocniczego.
2. Zaproponowana przez autora metoda doboru wartości elementów obwodu rezonansowego dla falownika biegunowego typu ARCPI oraz falownika z transformatorami pomocniczymi, potwierdzona wynikami badań eksperymentalnych, zapewnia wysoką sprawność nawet w przypadku falowników małej mocy. Zna dotychczas podobna metoda [20] nie znalazła szerszego zastosowania praktycznego ze względu na bardzo złożone zależności matematyczne. Jak wykazano w niniejszej pracy, inna najczęściej stosowana, mocno dyskusyjna metoda doboru [28], preferująca stosowanie dużych wartości pojemności kondensatora rezonansowego, przyczynia się do zwiększenia strat w obwodzie pomocniczym, w efekcie czego falownik o komutacji twardej wykazuje wyższą sprawność od falownika ARCPI [29].
3. W zakresie małych prądów obciążenia, sprawność falownika biegunowego o komutacji typu ZCS może być znacznie większa, jeśli zastosujemy komutację twardą. Dynamiczna zmiana algorytmu sterowania odbywa się na podstawie pomiaru wartości chwilowej prądu obciążenia. Wadą takiej metody sterowania są szumy akustyczne o częstotliwości czterokrotnie wyższej od częstotliwości pierwszej harmonicznej prądu fazowego falownika.
4. W falowniku biegunowym nie można zapewnić komutacji typu ZCS w całym zakresie zmian wartości prądu obciążenia, tj. od zera do wartości maksymalnej, na którą jest projektowany obwód rezonansowy. Obliczenia przeprowadza się biorąc pod uwagę proces załączenia tranzystora głównego, natomiast w procesie wyłączenia, wraz ze wzrostem prądu obciążenia maleje amplituda prądu rezonansowego. Z wyprowadzonych zależności analitycznych i przeprowadzonych badań eksperymentalnych wynika, że wartość maksymalna prądu obciążenia, dla której również w procesie wyłączenia tranzystora głównego zachodzi komutacja typu ZCS, jest o 10% niższa od wartości założonej na etapie projektowania obwodu rezonansowego.

5. Opracowane zależności analityczne dla falownika biegunowego o komutacji ZCS znacznie ułatwiają dobór wartości granicznej prądu obciążenia, na podstawie której dobór układu sterowania zależy od rodzaju komutacji: **twardej**, jeśli wartość chwilowa prądu obciążenia jest poniżej wartości granicznej, lub **miękkiej typu ZCS**, jeśli wartość chwilowa prądu obciążenia jest większa od wartości granicznej.
6. Falownik biegunowy typu: ARCPI, a zwłaszcza falownik z transformatorami pomocniczymi, emituje znacznie niższe zakłócenia EMI przenoszone przez fale elektromagnetyczne niż falownik o komutacji twardej. Jest to szczególnie istotna zaleta przy zastosowaniach w pojazdach z napędem elektrycznym, gdzie w sąsiedztwie falownika przebywają ludzie oraz użytkowane są różnorodne urządzenia elektroniczne.
7. Ze względu na wysoką sprawność i niski poziom emitowanych zakłóceń EMI, falownik biegunowy z transformatorami pomocniczymi powinien być szczególnie zalecanym rozwiązaniem do realizacji napędów pojazdów elektrycznych. Właściwości te zostały potwierdzone przez wyniki badań symulacyjnych i eksperymentalnych. Nawet zastosowanie kontrowersyjnej metody doboru wartości elementów obwodu rezonansowego (kładącej nacisk na stosowanie jak największych wartości pojemności kondensatora rezonansowego) w przypadku tego falownika nie prowadzi do drastycznego wzrostu strat w obwodzie pomocniczym. Wynika to ze znacznej wartości indukcyjności rozproszenia transformatora pomocniczego, która wpływa na ograniczenie amplitudy prądu rezonansowego.

Literatura

- [1] Agelidis V.G., Ziogas P.D., Joos G.: *An Optimum Modulation Strategy for a Novel Notch Commutated 3- Φ PWM Inverter*. In Proceedings of IEEE-IAS, 1991, pp. 809-818.
- [2] Barbi I., Martins D.C.: *A True PWM Zero-Voltage Switching Pole with Very Low Additional RMS Current Stress*. In Proceedings of IEEE-PESC, 1991, pp. 261-267.
- [3] Beukes H.J., Enslin J.H.R., Spee R.: *Experimental Evaluation of AC/AC Converter Topologies in Utility Applications*. In Proceedings of IEEE-PESC. Vol. 1, 1995, pp. 517-522.
- [4] Bolkowski S.: *Teoria obwodów elektrycznych*, WNT, Warszawa 2008.
- [5] Caudros C., Borojevic D., Frame S., Vlatkovic V., Mao H., Lee F.C.: *Space Vector Modulated Zero-Voltage-Commutation Three-Phase to DC Bidirectional Converter*. In Proceedings of IEEE-PESC, 1994, pp. 16-23.
- [6] Chen S., Lipo T.A.: *A Passively Clamped Resonant DC-Link Inverter*. In Proceedings of IEEE-IAS, 1994, pp. 841-848.
- [7] Chen S., Lipo T.A.: *A Novel Soft-Switched PWM Inverter for AC Motor Drives*. IEEE Transactions on Power Electronics. Vol. 11, 1996, pp. 653-659.
- [8] Cheriti A., Al-Haddad K., Dessaint L.A., Meynard T. Mukhedkar A.D.: *A Rugged Soft Commutated PWM Inverter for AC Drives Now*. In Proceedings of IEEE-PESC, 1990, pp. 656-666.
- [9] Cho J.G., Baek J.W., Yoo D.W., Won Ch.Y.: *Three Level Auxiliary Resonant Commutated Pole Inverter for High Power Applications*. In Proceedings of IEEE-PESC 1996, pp. 1019-1026.
- [10] Cho J.G., Baek J.W., Yoo D.W., Won Ch.Y., Rim G.H.: *Zero-Voltage-Switching Three-Level Auxiliary Resonant Commutated Pole Inverter for High-Power Applications*. In Proceedings of IEEE-EPA. Vol. 145, 1998, pp. 25-32.
- [11] Choi J.W., Sul S.K.: *Resonant Link Bidirectional Power Converter: Part I – Resonant Circuit*, Transaction on Power Electronics. Vol. 10, 1995, pp. 485-493.
- [12] Choi J.-Y., Boroyevich D., Lee F.C.: *A Novel ZVT Three-Phase Inverter with Coupled Inductors*. In Proceedings of IEEE-PESC, 1999, pp. 975-980.
- [13] Choi J.-Y., Boroyevich D., Lee F.C.: *A SVM Strategy and Design of a ZVT Three-Phase Inverter for Electric Vehicle Drive Applications*. In Proceedings of IEEE-PESC, 1999, pp. 65-71.
- [14] Choi J.-Y., Boroyevich D., Lee F.C.: *Phase-Lock Circuit for ZVT Three-Phase Inverters with Two Auxiliary Switches*. In Proceedings of IEEE-PESC, 2000, pp. 1215-1220.
- [15] Choi J.-Y., Boroyevich D., Lee F.C.: *A Novel ZVT Inverter with Simplified Auxiliary Circuit*. In Proceedings of IEEE-APEC, 2001, pp. 1151-1157.
- [16] Citko T., Tunia H., Winiarski B.: *Układy rezonansowe w energoelektronice*. Wydawnictwa Politechniki Białostockiej, Białystok 2001.
- [17] Citko T.: *Układy wysokiej częstotliwości*. Wydawnictwa Politechniki Białostockiej, Białystok 2007.
- [18] Clemente S., Pelly B.: *An Algorithm for the Selection of the Optimum Power device for Electric Vehicle Propulsion*, In Proceedings of IEEE Workshop on Power Electronics in Transportation, 1992, pp. 129-136.

- [19] Dawidziuk J., Jałbrzykowski S., Prajs Z.: *A Comparative Analysis of Simulation and Experimental Investigations of Chosen Soft-Switched Inverter Topologies*. In Proceedings of IEEE-ISIE, 1996, pp. 743-748.
- [20] Dawidziuk J.: *Analiza strat mocy w biegunowych falownikach napięcia*. Wydawnictwa Politechniki Białostockiej, Białystok 2002.
- [21] Dawidziuk J.: *Optymalizacja i projektowanie elementów rezonansowych falownika*. SENE'2005, s. 69-74.
- [22] De Doncker R.W., Lyons J.P.: *The Auxiliary Resonant Commutated Pole Converter*. In Proceedings of IEEE-IAS, 1990, pp. 1228-1235.
- [23] Dhmlow M., Heumann K., Sommer R.: *Comparison of Resonant Converter Topologies*. In Proceedings of IEEE-IECON, 1993, pp.765-770.
- [24] Divan D.M.: *The Resonant DC-Link Converter – a New Concept in Static Power Conversion*. In Proceedings of IEEE-IAS, 1986, pp. 648-656.
- [25] Divan D.M., Skibiński G.: *Zero Switching Loss Inverter for High Power Applications*. In Proceedings of IEEE-IAS, 1987, pp. 627-634.
- [26] Dong W., Choi J., Li Y., Yu H., Lai J., Boroyevich D., Lee F.C.: *Efficiency Considerations of Load Side Soft-Switching Inverters for Electric Vehicle Applications*. In Proceedings of IEEE-APEC, (2000), pp. 1049-1056.
- [27] Dong W., Peng D., Yu H., Lee F.C., Lai J.: *A Simplified Control Scheme for Zero Voltage Transition (ZVT) Inverter Using Coupled Inductors*. In Proceedings of IEEE-PESC, August 2000, pp. 1221-1226.
- [28] Dong W., Choi J., Yu H., Lee F.C.: *A 50 kW Auxiliary Resonant Commutated Pole Inverter for Electric Vehicle Applications-Practical Issues*. In Proceedings of IEEE-PESC Conf. Rec., 2001, pp. 136-141.
- [29] Dong W., Choi J., Lee F.C., Boroyevich D., Lai J.: *Comprehensive Evaluation of Auxiliary Resonant Comutated Pole Inverter for Electric Vehicle Applications*. In Proceedings of IEEE-PESC, 2001, pp. 625-630.
- [30] Ferreira J.A.: *A Hybride Phase Arm Power Module with Non-linear Resonant Tank*. In Proceedings of IEEE-IAS. Vol. 2, 1990, pp. 1679-1685.
- [31] Filho B.J., Lipo T.A.: *Space Vector Analysis and Modulation Issues of Passively Clamped Quasi-resonant Inverter*. In Proceedings of IEEE-IAS, 1996, pp. 1179-1185.
- [32] Frame S.C., Katsis D., Lee D.H., Boroyevich D., Lee F.C.: *A Three-Phase Zero-Voltage-Commutation Inverter witch Inductor Feedback*. In Proceedings of IEEE-PESC, 1997, pp. 4708-4716.
- [33] Hinrichesen F, Canders W.-R.: *The resonant commutated twin pole inverter*. In Proceedings of. IEEE-PESC 2008, pp. 1414-1420.
- [34] Hua G., Yang E., Jiang Y., Lee F.C.: *Novel Zero-Current-Transition PWM Converters for High Power Applications*. In Proceedings of IEEE-PESC, 1993, pp. 538-544.
- [35] Jiang M-Ch, Tu G-B, Chen C-H, Chen C-T.: *Analysis and Design of a Novel Soft-Switching Three-Phase Inverter*. In Proceedings of IPEC 2010, pp. 125-130.
- [36] Iida K., Sakuma T., Mechi A., Matsuo H., Kurokawa F.: *The Influence of the Conducting Inductance in the Auxiliary Resonant Commutated Pole Inverter*. In Proceedings of IEEE-PESC. Vol. 2, 1997, pp. 1238-1245.
- [37] Inaba C.Y., Yamazaki T., Yoshida M., Hiraki E., Konishi Y., Nakaoka M.: *Three Phase Soft Switching Inverter With Pulse Current Transformer – Assisted Resonant Snubbers*. In Proceedings of IEEE-ISIE, 2000, pp. 1106-1111.

- [38] Johnson C.M., Pickert V.: *Three-phase Soft-switching Voltage Source Converters for Motor Drives. Part 2: Fundamental Limitations and Critical Assessment*. In Proceedings of IEE Electric Power Application. Vol. 146, No. 2, 1999, pp. 155-162.
- [39] Karyś S.: *Sprawność samochodu elektrycznego z silnikiem indukcyjnym*, Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym SENE'01, Łódź, 2001, s. 251-256.
- [40] Karyś S.: *Sterowanie trójfazowego przekształtnika rezonansowego o komutacji typu ZCT*, Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym SENE'03, Łódź, 2003, s. 235-240.
- [41] Karyś S.: *CPLD Based Control System of the Three-Phase Zero-Current-Transition Inverter*, Electrical Power Quality and Utilisation, 2004, pp. 57-62.
- [42] Karyś S.: *Projektowanie trójfazowego rezonansowego falownika napięcia, sterowanego metodą PWM o komutacji typu ZCT*, Zeszyty Naukowe PŚK, Kielce 2004, s. 71-84.
- [43] Karyś S.: *Trójfazowy, rezonansowy przekształtnik biegunowy typu ARCP*, Zeszyty Naukowe PŚK, Kielce 2005, s. 205-216.
- [44] Karyś S.: *Szeregowy falownik rezonansowy klasy D sterowany fazowo z dwoma łącznikami połączonymi odwrotnie równolegle*. Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym SENE'05, Łódź, 2005, s. 255-259.
- [45] Karyś S.: *Badania eksperymentalne szeregowego falownika rezonansowego klasy D sterowanego fazowo z dwoma łącznikami połączonymi odwrotnie równolegle*. Sterowanie w energoelektronice i napędzie elektrycznym SENE'07, Łódź 2007, s. 215-219.
- [46] Karyś S.: *Phase-Shift Driven Class D Series Resonant Inverter With Two Anti Parallel-Connected Auxiliary Switches*. Pomiary Automatyka Kontrola, Warszawa 2008, nr 2, pp. 56-63.
- [47] Karyś S.: *Wpływ metody sterowania na straty mocy w falowniku napięcia o komutacji miękkiej typu ZVS z dławikami sprzężonymi*. Pomiary Automatyka Kontrola, Warszawa 2009, nr 9, s. 774-758.
- [48] Karyś S.: *Analiza strat trójfazowego falownika o komutacji miękkiej ZCS sterowanego metodą PWM*. Elektronika, Konstrukcje, Technologie, Zastosowania, Warszawa 2009, nr 9, s. 152-156.
- [49] Karyś S.: *Selection of Resonant Circuit Elements for the ARCP Inverter*. In Proceedings of IEEE. 10th International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation, 15-17 September 2009, Lodz, pp. 1-6.
- [50] Karyś S.: *Dobór wartości elementów obwodu rezonansowego falownika typu ARCP*. Pomiary Automatyka Kontrola, nr 12, Warszawa 2010, s. 1457-1460.
- [51] Karyś S.: *Power Loss Comparison for the ARCP Resonant Inverter Regard to Control Method*. „Przegląd Elektrotechniczny” nr 11, Warszawa 2008, pp. 64-68.
- [52] Karyś S.: *The influence of control method on power loss in the ARCP resonant inverter – experimental results*. „Przegląd Elektrotechniczny”, nr 10, Warszawa 2010, pp. 345-348.
- [53] Karyś S.: *Three-Phase Soft-Switching Inverter with Coupled Inductors, Experimental Results*, Bulletin of Polish Academy of Science, Vol. 59, issue 4, Warszawa 2011, pp. 535-540.
- [54] Katsis D.C., Henvald M.A., Choi J., Boroyevich D., Lee F.C.: *Drive Cycle Evaluation of A Soft-Switched Electric Vehicle Inverter*. In Proceedings of IEEE – IECON, November 1997, pp. 658-663.
- [55] Kheraluwala M., Divan D.M.: *Delta Modulation Strategies for Resonant Link Inverters*. Applications in Proceedings of IEEE-PESC, 1987, pp. 271-278.

- [56] Kolar J.W., Etrl H., Zach F.C.: *Influence of the modulation method on conduction and switching loss of a PWM converter system*. IEEE Transactions on Industrial Applications. Vol. 27, No. 6, Nov./Dec. 1991, pp. 1063-1075.
- [57] Kondo S., Katayama H.: *Neutral Point Voltage Fluctuation Suppression Control for Auxiliary Resonant Commutated Pole Inverter*. Transactions on Institute of Electrical Engineering of Japan, Part D. Vol. 115-D, No. 4, April 1995, pp. 373-378.
- [58] Lai J.S., Young R.W., McKeever J.W.: *Efficiency Consideration of DC Link Soft-Switching Inverters for Motor Drive Applications*. In Proceedings of IEEE-IAS, 1994, pp. 1003-1008.
- [59] Lai J.S., Zhang J.: *Efficiency Design Considerations for a Wide-Range Operated High-Power Soft-Switching Inverter*. In Proceedings of IEEE Industrial Electronics Conference, November 2005, pp. 604-609.
- [60] Lai J.S., Yu W., Park S.Y.: *Variable Timing Control for Wide Current Range Zero-Voltage Soft Switching Inverters*. In Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Washington, February 2009, pp. 407-412.
- [61] Lee S.R., Ko S.H., Kwon S.S., Kim S.H., Song I.S.: *An Improved Zero-Voltage-Transition Inverter for Induction Motor drive Application*. In Proceedings of IEEE-TENCON, 1999, pp. 986-989.
- [62] Li Y., Lee F.C., Lai J., Boroyevich D.: *A Low-Cost Three-phase Zero-Current-Transition Inverter with Three Auxiliary Switches*. In Proceedings of IEEE-PESC. Vol. 1, 2000, pp. 527-532.
- [63] Li Y., Lee F.C.: *Design Considerations for a 50-kW Soft-Transition Inverter with Zero-Current and Near-Zero-Voltage Switching*. In Proceedings of IEEE-APEC, 2001, pp. 931-937.
- [64] Li Y., Lee F.C., Katsis D., Mao Y.: *Design of 50-kW Three-Phase Zero-Current-Transition Inverter with Three Auxiliary Switches for Electric Propulsion Drives*. In Proceedings of IEEE-PESC 2001, pp. 311-318.
- [65] Li Y., Lee F.C.: *Design Methodologies for High-Power Three-Phase Zero-Current-Transition Inverters*. In Proceedings of IEEE-PESC 2001, pp. 1217-1223.
- [66] Li Y.P., Lee F.C., Boroyevich D.: *A simplified three-phase zero-current-transition inverter with three auxiliary switches*. In Proceedings of IEEE Transaction Power Electronics. Vol. 18, No. 3, May 2003, pp. 803-813.
- [67] Malesani L.: *High Efficiency Quasi-Resonant DC-Link Three-Phase Power Inverter for Full Range PWM*. IEEE Transaction on Industry Applications. Vol. 31, 1995, pp. 141-148.
- [68] Mao H., Lee F.C.: *An Improved Zero-Voltage-Transition Three-Phase Rectifier/Inverter*. In Proceedings of IEEE-IPEC, 1995, pp. 853-858.
- [69] Mao H., Lee F.C., Zhou X., Boroyevich D.: *Improved Zero-Current – Transition Converters for High Power Applications*. In Proceedings of IEEE-IAS, 1996, pp. 1145-1152.
- [70] Martinez B.L.C., Li R., Ma K., Xu D.: *Hard Switching and Soft Switching Inverters Efficiency Evaluation*. In Proceedings of ICEMS 2008, pp. 1752-1757.
- [71] Matsuo H.: *Now soft commutated PWM Inverter with AC Current Transformer*. In Proceedings of IEEE-IECON. Vol. 2, 1993, pp. 1275-1280.
- [72] McMurray W.: *SRC Inverter Commutated by Auxiliary Impulse*. IEEE Transactions on Communications and Electronics. Vol. 8-75. Nov./Dec., 1964, pp. 824-829.
- [73] McMurray W.: *Thyristor Commutation in DC Choppers – a Comparative Study*. Transaction on Industry Applications. Vol. 14-6, 1978, pp. 547-558.

- [74] McMurray W.: *Resonant Snubbers with Auxiliary Switches*. In Proceedings of IEEE-IAS, 1989, pp. 829-834.
- [75] Muttaqi K.M., Haque M.E.: *Electromagnetic Interference Generated from Fast Switching Power Electronic Devices*. International Journal of Innovations in Energy Systems and Power. Vol. 3, No. 1, 2008, pp. 19-45.
- [76] Nakamura H.: *Quasi Current Resonant DC-Link AC/AC Converter*. In Proceedings of IEEE-PESC, 1993, pp. 279-283.
- [77] Nowak M., Barlik R.: *Poradnik inżyniera energoelektronika*. WNT, Warszawa 1998.
- [78] Ohsugi M., Shimizu T., Kimura G., Toba A., Sano S.: *The Analysis of ZVS Turn-off Loss and the New Snubber Circuit for the ARCP Inverter*. In Proceedings of IEEE-IECON. Vol. 1, 1994, pp. 316-321.
- [79] Oliveira Stein C.M., Gründling H.A., Pinheiro H., Pinheiro J.R., Hey H.L.: *Zero-Current and Zero-Voltage Soft-Transition Commutation Cell for PWM Inverters*. IEEE Trans on Power Electronics, Vol. 19, No. 2, March 2004, pp. 396-403.
- [80] Pan S., Pan J.: *A Novel Zero-Voltage Switching Resonant Pole Inverter*. In Proceedings of Power Electronics and Motion Control Conference, IPEMC 2006. CES/IEEE 5th International, Vol. 2, pp. 1-5.
- [81] Pan Z.Y., Luo F.L.: *Novel Resonant Pole Inverter for Brushless DC Motor Drive System*. IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 20, No. 1, January 2005, pp. 173-181.
- [82] Patterson O.D., Divan D.M.: *Pseudo Full Bridge DC/DC Converter*. In Proceedings of IEEE-PESC, 1987, pp. 424-430.
- [83] Pfisterer H.J., Mahlein J., Simon O., Späth H.: *An Auxiliary Resonant Commutated Pole Converter Design and Practical Realization*. In Proceedings of IEEE – Optimization of Electrical and Electronic Equipments – Brasov, 1998, pp. 335-340.
- [84] Pickert V., Johnson C.M.: *An Assessment of Resonant Converters for Induction Motor Drives Applications up to 100 kW*. In Proceedings of IEEE Power Electronics and Variable Speed Drives: 23-25 September 1996, Conference Publication No. 429, pp. 214-219.
- [85] Pickert V., Johnson C.M.: *DSP Controlled Auxiliary Resonant Commutated Pole Inverter without Switch Status Sensors*. Power Electronics and Variable Speed Drives, 24-23 September 1998, Conference Publication No. 456, IEE 1998.
- [86] Pickert V., Johnson C.M.: *Three-phase Soft-switching Voltage Source Converters for Motor Drives. Part I: Overview and Analysis*. In Proceedings of IEEE Electric Power Applications. Vol. 146, No. 2, 1999, pp. 147-154.
- [87] Radomski G., Tunia H.: *Realisation of Vienna Rectifier I Real Time Control System*, In Proceedings of Computer Applications in Electrical Engineering under the auspices of Electrical Engineering Committee of Polish Academy of Sciences, Poznań 2006, pp. 213-230.
- [88] Radomski G.: *Modelling and Modulation of Voltage Source Converter*. In Proceedings of IEEE-EPE-PEMC 2008, Poznań, pp. 504-511.
- [89] Radomski G.: *Control and Modulation Methods of Voltage Source Converter*. Bulletin of the Polish Academy of Sciences, Vol. 57, No. 4, December 2009, pp. 323-336.
- [90] Rashid M.H.: *Power Electronics Handbook*, Academic Press, Canada, 2001.
- [91] Skibinski G.L., Kerkman R.J., Schlegel D.: *EMI emission of modern PWM AC drives*, IEEE Transactions on Industrial Applications. Vol. 5, No. 6, 1999, pp. 47-80.
- [92] Sontheimer P., Mathoy A.: *Power for Automotive and Hybrid Electric Vehicle Applications*. Power Systems Design Europe, September 2006, pp. 14-20.

- [93] Shukla J., Fernandes B.G.: *Three-phase Soft-switched PWM Inverter for Motor Drive Application*. IET Electronics Power Applications. Vol. 1, No. 1, January 2007, pp. 93-104.
- [94] Sun P., Lai J.S., Qian H., Yu W., Smith C., Bates J.: *High Efficiency Three-Phase Soft-Switching Inverter for Electric Vehicle Drives*. In Proceedings of IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, Dearborn, September 2009, pp. 761-766.
- [95] Sun P., Lai J.S., Qian H., Yu W., Smith C., Bates J., Arnet B., Litvinov A., Leslie S.: *Efficiency Evaluation of A 55 kW Soft-Switching Module Based Inverter for High Temperature Hybrid Electric Vehicle Drives Application*. In Proceedings of Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE, pp. 474-479.
- [96] Takano H., Domoto T., Takahashi J., Nakaoka M.: *Auxiliary Resonant Commutated Soft-Switching Inverter with Bidirectional Active Switches and Voltage Clamping Diodes*. In Proceedings of IEEE Industry Applications Conference. Vol. 3, October 2001, pp. 1441-1446.
- [97] Taniguchi K., Komiyama S.: *A PWM Method for Quasi-Resonant Zero-Voltage-Switching Inverter*. In Proceedings of European Conference on Power Electronics and Application, EPE. Vol. 3. 1993, pp. 41-45.
- [98] Tmmasin P.: *A Novel Topology of Zero-current Switching Voltage-source PWM Inverter for High Power Applications*. In Proceedings of IEEE-PESC, 1995, pp. 1245-1251.
- [99] Toba A., Shimizu Kimura T., Shioya G., Sano M.S.: *Auxiliary Resonant Commutated Pole Inverter Using Two Internal Voltage-Points of DC Source*. IEEE Transactions on Industrial Electronics. Vol. 45, No. 2, 1998, pp. 200-206.
- [100] Toda H., Yamamoto M.: *1/3 Weight Core of A Capacitor-Less ARCP Method Three-Phase Voltage Source Soft-Switching Inverter suitable for EV*. In Proceedings of Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE, pp. 4101-4106.
- [101] Tunia H., Winiarski B.: *Energoelektronika*, WNT, Warszawa 1964.
- [102] Turpin Ch., Forest F., Richardeau F., Meynard T.A., Lacarnoy A.: *Switching Faults and Safe Control of an ARCP Multicell Flying Capacitor Inverter*. IEEE Transactions on Power Electronics. Vol. 18, No. 5, 2000, pp. 1158-1167.
- [103] Venkataramanan G., Divan D.M., Jahns T.M.: *Discrete Pulse Modulation Strategies for High Frequency Inverter Systems*. IEEE Transactions on Power Electronics. Vol. 8, 1993, pp. 279-287.
- [104] Vlatkovic V., Borojevic D., Lee F.C., Cuadros C., Gataric S.: *A New Zero-Voltage Transition, Three-Phase PWM Rectifier/Inverter*. In Proceedings of IEEE-PESC, 1993, pp. 868-873.
- [105] Wu T.S., Bellar M.D., Tchamdjou A., Mahdavi J., Ehsani M.: *A Review of Soft-Switched DC-AC Converters*. In Proceedings of IEEE-IAS. Vol. 2, 1996, pp. 1133-1144.
- [106] Yaogang K.M., Ji F.F., Zhou L.D., Chenchen.: *A ZVS-ZCS inverter with Transformer-Assisted Commutation*. In Proceedings of IEEE-ICIT, December 2005, pp. 401-406.
- [107] Yonemori H., Hayashi K., Nakaoka M.: *A Novel Space Voltage Vector Modulated Sinewave Three-Phase Inverter with High-Frequency Transformer-Coupled Resonant DC Link*. In Proceedings of IEEE-PESC. Vol. 1, 1994, pp. 651-658.
- [108] Yoshida M., Yamamoto M., Hiraki S., Chandhaket S., Nakaoka M.: *Active Resonant Leg-Link Snubber-Assisted Three Phase Soft Commutation PFC Converter and its Practical Evaluations*, In Proceedings of IECON 2000, Vol. 4, pp. 2660-2665.

- [109] Yu H., Dong W., Song B.M., Lai J.: *Variable timing control for coupled-inductor feedback ZVT inverter*. In Proceedings of IEEE-IPERC, August 2000, pp. 1138-1143.
- [110] Yu W., Lai J.S., Park S.Y.: *An Improved Zero-Voltage Switching Inverter Using Two Coupled Magnetics in One Resonant Pole*. IEEE Transactions on Power Electronics, May 2010, pp. 1331-1338.
- [111] Yuan X., Stemmler H., Barbi I.: *Evaluation of Soft Switching Techniques for the Neutral-Point-Clamped (NPC) Inverter*. In Proceedings of IEEE-PESC. Vol. 2, 1999, pp. 659-664.
- [112] Yuan X., Barbi I.: *Soft-Switched Three Level Capacitor Clamping Inverter with Clamping Voltage Stabilisation*. In Proceedings of IEEE-APEC, 1999, pp. 502-508.
- [113] Yuan X., Barbi I.: *Control Simplification and Stress Reduction in a Modified PWM Zero-Voltage Switching Pole Inverter*. In Proceedings of IEEE-APEC, 1999, pp. 1019-1025.
- [114] Yuan X., Barbi I.: *A Transformer Assisted Zero Voltage Switching Scheme for Neutral-Point-Clamped (NPC) Inverter*. In Proceedings of IEEE-APEC, 1999, pp. 1259-1265.
- [115] Yuan X., Orglmeister G., Barbi I.: *ARCPI Resonant Snubber for the Neutral-Point-Clamped Inverter*. IEEE Transactions on Industry Applications. Vol. 33, No. 2, 2000, pp. 586-595.
- [116] Yuan X., Barbi I.: *Analysis, Designing, and Experimentation of a Transformer-Assisted PWM Zero-Voltage Switching Pole Inverter*. IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 15, 2000, pp. 72-82.
- [117] Yuan X., Barbi I.: *ARCPI Zero-Voltage Switching for the Neutral-Point-Clamped (NPC) Inverter*. IEEE Transactions on Industry Applications. Vol. 49, No. 4, 2002, pp. 800-808.

METODY STEROWANIA PODNOSZĄCE SPRAWNOŚĆ TRÓJFAZOWYCH FALOWNIKÓW NAPIĘCIA O KOMUTACJI MIĘKKIEJ

Streszczenie

Niniejsza rozprawa poświęcona jest wybranym metodom sterowania trójfazowych biegunowych falowników napięcia o komutacji miękkiej, które znacząco ograniczają straty energii w procesie przełączania. Do badań wybrano te rodzaje falowników biegunowych, które mogą znaleźć zastosowanie w napędach pojazdów elektrycznych. Z tego względu falownik wraz z układem sterowania musi spełniać szereg wymagań. Podstawowe z nich to:

- sterowanie szerokością impulsu, które umożliwia zastosowanie zaawansowanych wektorowych metod modulacji,
- bardzo wysoka sprawność, która zapewnia ekonomiczne zarządzanie źródłem energii pojazdu.

Na podstawie analizy różnych typów falowników, spełniających przedstawione kryteria, skoncentrowano się na następujących falownikach biegunowych:

- falownik z pomocniczym fazowym obwodem rezonansowym ARCPI, przełączany w warunkach zerowego napięcia (ZVS),
- falownik z transformatorami pomocniczymi, przełączany w warunkach zerowego napięcia (ZVS),
- falownik przełączany w warunkach zerowego prądu (ZCS).

Oprócz zagadnień teoretycznych, w pracy przedstawiono wyniki badań eksperymentalnych dla każdego z analizowanych falowników biegunowych.

Do najważniejszych osiągnięć uzyskanych w pracy należy – zdaniem autora – zaliczyć:

- Przeprowadzenie analizy wpływu metod sterowania na ograniczenie strat w wybranych falownikach biegunowych. Zarówno przesłanki teoretyczne, jak i badania eksperymentalne wykazały, że w przypadku falownika typu ARCPI oraz falownika z transformatorami pomocniczymi, zastosowanie zaawansowanej metody sterowania, o zmiennych czasach sygnałów sterujących, przynosi wymierne korzyści w postaci istotnego ograniczenia strat. Wprowadzenie komutacji twardej w zakresie prądów obciążenia o małej wartości chwilowej w falowniku biegunowym o komutacji typu ZCS zapewnia niższy poziom strat niż w przypadku stosowania komutacji miękkiej. Dopiero dla prądów obciążenia o wartości chwilowej większej od wyznaczonej wartości granicznej, dzięki komutacji miękkiej uzyskuje się niższe straty niż w przypadku komutacji twardej.
- Opracowanie metody doboru wartości elementów obwodu rezonansowego dla falownika ARCPI oraz falownika z transformatorami pomocniczymi, która zapewnia minimum energii oscylującej w tym obwodzie. Metoda ta pozwala uzyskać niski poziom strat w obwodzie pomocniczym i jest łatwa do zastosowania praktycznego.

- Określenie zakresu zmian wartości prądu fazowego falownika biegunowego typu ZCS, w którym możliwa jest komutacja miękka. Analiza teoretyczna i badania eksperymentalne wykazały, że wartości elementów obwodu rezonansowego, zaprojektowane na podstawie założonej wartości maksymalnej prądu obciążenia, zapewniają jedynie załączenie tranzystora głównego w warunkach zerowego prądu. W procesie wyłączenia, komutacja typu ZCS jest możliwa dla prądu obciążenia o wartości maksymalnej niższej o 10% w odniesieniu do wartości założonej.
- Opracowanie oryginalnej metody identyfikacji indukcyjności rozproszenia transformatora, przydatnej zwłaszcza w konstrukcji obwodu rezonansowego falownika biegunowego z transformatorami pomocniczymi.
- Wykonanie trzech eksperymentalnych układów analizowanych trójfazowych falowników biegunowych małej mocy wraz z zaawansowanymi układami sterowania. Umożliwiły one weryfikację eksperymentalną przesłanek teoretycznych i pozwoliły na zgromadzenie cennej wiedzy praktycznej z zakresu konstrukcji systemów wieloprocessorowych.
- Opracowanie wielu programów do analizy symulacyjnej badanych falowników, a w szczególności programu wspomagającego wyznaczenie wartości granicznej prądu obciążenia, od którego zależy wybór rodzaju komutacji dla falownika typu ZCS.

CONTROL METHODS FOR ENHANCING THE EFFICIENCY OF THREE-PHASE VOLTAGE-SOURCE SOFT-SWITCHED INVERTERS

S u m m a r y

The monograph is concerned with the selected control methods for three-phase voltage-source soft-switched inverters which significantly decrease switching losses. The research work focuses on pole inverters that are used in the electric vehicle drive systems. Those types of inverters and control systems have to satisfy a number of requirements. The latter include the following:

- pulse width modulation which makes it possible to employ advanced vector control methods,
- very high efficiency that contributes to economical power management.

The analysis of different inverter types that satisfy the criteria stated above led to selecting the following pole inverters:

- auxiliary resonant commutated pole inverter ARCPI, operating under zero voltage switching (ZVS),
- transformer-assisted resonant commutated pole inverter, operating under zero voltage switching (ZVS),
- zero current switching (ZCS) pole inverter.

Besides theoretical considerations, experimental results for each of the analyzed inverters were presented. The major outcome of the work, in the author's opinion, includes the following:

- Analysis of the effect of control methods on power loss decrease in the selected pole inverters. Both theoretical prerequisites and experimental results proved that for ARCPI and transformer-assisted inverter, applying advanced control method with variable-time control yields measurable benefits in significant loss reduction. Using hard switching in the region in which an instantaneous value of the load current in the ZCS inverter is small results in lower loss when compared with soft switching. It is only when the instantaneous value of the load current is higher than the determined border value, soft switching produces smaller loss than hard switching.
- Developing the selection method for ARCPI and transformer-assisted inverter resonant circuit elements, which ensures the minimum energy oscillating in the circuit. The method, which is easily implemented in practice, makes it possible to obtain low level of losses in the auxiliary circuit.
- Determining the range of phase current changes in the ZCS pole inverter, within which soft switching is allowed.
- Developing a method for transformer leakage inductance identification.
- Producing three experimental, low-power soft-switching pole inverters equipped with advanced control units.
- Developing several simulation programs, in particular a program to determine the ZCS pole inverter border current value.

