

AKADEMIA GÓRNICZO-HUTNICZA IM. STANISŁAWA STASZICA W KRAKOWIE WYDZIAŁ ELEKTROTECHNIKI, AUTOMATYKI, INFORMATYKI I INŻYNIERII BIOMEDYCZNEJ

KATEDRA ENERGOELEKTRONIKI i AUTOMATYKI SYSTEMÓW PRZETWARZANIA ENERGII

AUTOREFERAT

Energoelektroniczne rezonansowe przekształtniki mocy DC-DC o przełączanych kondensatorach podwyższające napięcie

Resonant switched capacitor DC-DC step-up power converters

Mgr inż. Adam Kawa

Promotor: Dr hab. inż. Robert Stala

Promotor pomocniczy: Dr hab. inż. Adam Penczek

Spis treści

Wstęp			5
1.	. Badania układu SCVM		7
	1.1.	Zasada działania tyrystorowego układu SCVM	7
	1.2.	Badania symulacyjne układu SCVM	9
	1.3.	Badania eksperymentalne układu SCVM	10
	1.4.	Podsumowanie badań przekształtnika SCVM	13
2.	. Badanie Przekształtnika wielopoziomowego o przełączanych kondensatorach MRSCC		15
	2.1.	Opis koncepcji przekształtnika	15
	2.2.	Analiza matematyczna w stanie ustalonym – przybliżenie podstawową harmoniczną	16
	2.3.	Dobór parametrów elementów przekształtnika	17
	2.4.	Analiza pracy przekształtnika MRSCC z wykorzystaniem symulacji komputerowej	18
	2.4	4.1.Analiza wpływu wartości prądu początkowego oscylacji na pracę gałęzi rezonansowej	20
	2.4	4.2. Analiza zjawisk zachodzących w interwale czasu martwego	20
	2.4	4.3.Symulacja układu przekształtnika z uwzględnieniem pojemności pasożytniczej tranzystorów w programie PSpice	22
	2.5. Badania eksperymentalne przekształtnika MRSCC		
	2.	5.1.Opis konstrukcji stanowiska laboratoryjnego do badania przekształtnika MRSCC w układzie kaskadowym	22
	2.	5.2.Pomiar podstawowego układu laboratoryjnego bez modyfikacji	24
	2.	5.3.Pomiar układu laboratoryjnego przy obniżonym napięciu	24
	2.	5.4.Dławik wspomagający komutację łączników i dodatkowe gałęzie komutacyjne - modyfikacja układu MRSCC	25
	2.	5.5.Podatność zmodyfikowanego układu na odstrojenie częstotliwości impulsowania	27
	2.6.	Podsumowanie i wnioski z przeprowadzonych badań przekształtnika MRSCC	27
3.	Poc	dsumowanie rozprawy	28

WSTĘP

Jednym z kluczowych problemów dzisiejszej techniki jest przekształcanie energii elektrycznej. Bez tego procesu trudno wyobrazić sobie nowoczesne urządzenia otaczające człowieka zarówno te przemysłowe jak i te, które można znaleźć w każdym domu czy biurze. Działanie większości urządzeń technicznych nie byłoby możliwe bez odpowiedniego przekształcania energii, którego dokonuje się w celu zapewnienia właściwego funkcjonowania odbiornika, efektywnego wykorzystania źródeł energii, magazynowania oraz przesyłu energii. Niemal wszystkie urządzenia techniczne spotykane na co dzień są zasilane energią elektryczną i niemal wszystkie z nich zawierają w sobie odpowiedni przekształtnik energoelektroniczny. Energoelektronika stosowana iest na szeroka skale zarówno w przemysłowych układach o mocy rzędu setek kilowatów, w elektroenergetyce gdzie moce urządzeń sięgają setek megawatów do kilku gigawatów, jaki i w niewielkich urzadzeniach domowvch oraz przenośnych. adzie moc przekształtników energoelektronicznych może wynosić nawet poniżej jednego wata.

Przekształtniki podnoszące napięcie mają rozległe zastosowanie w układach zasilających w bardzo szerokim zakresie napięć, współczynnika wzmocnienia napięciowego oraz mocy. Różne wymogi podyktowane przez nierzadko wyrafinowane i specjalistyczne zastosowania wymuszały i nadal wymuszają opracowywanie nowych topologii i technologii przekształtników DC-DC podnoszących napięcie.

Układy przekształtników DC-DC, w ogólnym ujęciu, pracują na zasadzie ciągłego powtarzania sekwencji składającej się z magazynowania energii pobranej z wejścia oraz przekazywania tej energii na wyjście przy innym napięciu. Główny podział układów, jaki można przyjąć to klasyfikacja ze wzglądu na rodzaj elementu, który wykorzystywany jest do magazynowana przenoszonej energii: może być to dławik indukcyjny bądź kondensator.

Dławik indukcyjny jest elementem, który może magazynować oraz oddawać uprzednio zmagazynowaną energię elektryczną przy dowolnej bezwzględnej wartości przyłożonego napięcia. Tę właściwość wykorzystują przekształtniki o modulacji PWM (ang. Pulse Width Modulation) dając możliwość płynnego sterowania napięciem wyjściowym, często w bardzo szerokim zakresie. Ze względu na rozpowszechnienie i niezliczoną liczbę aplikacji tych układów można przyjąć umownie i ogólnie, że są to przekształtniki klasyczne. Rozwój tego rodzaju przekształtników odbywa się głównie za sprawa ciągłego i skutecznego doskonalenia łączników energoelektronicznych, które pozwala na ograniczenie strat mocy w elementach półprzewodnikowych i zwiększenie częstotliwości pracy. Zwiększanie częstotliwości pracy umożliwia zmniejszanie gabarytu między innymi elementów indukcyjnych, jednak powyżej częstotliwości ok. 200 kHz tendencja ta słabnie ze względu na zjawiska w.cz. zachodzące w uzwojeniach i rdzeniu. Powyżej pewnej częstotliwości optymalnej (250-500 kHz) dalsze zwiększanie częstotliwości pracy nie powoduje istotnego zmniejszania gabarytu elementów indukcyjnych, a w skrajnym przypadku wymusza wręcz ich zwiększanie, w celu utrzymania strat mocy w tych elementach na akceptowalnym poziomie. By kontynuować rozwój przekształtników energoelektronicznych konieczny jest, zatem nie tylko rozwój łączników energoelektronicznych, ale również elementów pasywnych lub opracowanie sposobów i układów, które wykorzystywałyby je w bardziej efektywny sposób. Rozwój elementów indukcyjnych, jest powolny i polega na ulepszaniu materiałów magnetycznych i optymalizacji konstrukcji tych elementów. Mając na uwadze wymienione ograniczenia elementów indukcyjnych, można stwierdzić, że istotnym kierunkiem rozwoju przekształtników DC-DC mogą być układy o kondensatorach przełączanych, tym bardziej, że ostatnio obserwuje się rozwój technologii kondensatorów ceramicznych, w tym także dedykowanych dla energoelektroniki. Gęstość objętościowa CZV wagowa

energii w nowoczesnych kondensatorach foliowych, czy szczególnie w ceramicznych dalece przewyższa gęstość w elementach indukcyjnych przy zachowaniu niewielkiej stratności. W tym kontekście technika przełączanych kondensatorów może być obiecująca i umożliwić dalszą miniaturyzację przekształtników.

Kondensator magazynuje lub oddaję uprzednio zmagazynowaną energię elektryczną przy dowolnej bezwzględnej wartości prądu przez niego płynącego, przy czym napięcie zależy od ilości zmagazynowanej w nim energii. Przekształtnik, który ma wykorzystywać kondensatory (rzadziej jeden kondensator) do przenoszenia energii z wejścia na wyjście oraz zmieniać napięcie musi zawierać odpowiednią liczbę łączników, które właściwie sterowane, cyklicznie wykonują sekwencję zmian w połączniach pomiędzy kondensatorami, wejściem i wyjściem. Teoretyczny współczynnik wzmocnienia napięciowego takiego przekształtnika jest zawsze liczbą całkowitą, ponieważ jest ściśle powiązany z liczbą przełączanych kondensatorów. Nie ma metody płynnego sterowania współczynnikiem wzmocnienia napięciowego w układach o przełączanych kondensatorach bez utraty sprawności energetycznej lub częściowego wykorzystania elementów magnetycznych do przenoszenia energii. Ogólna koncepcja pracy przekształtnika o kondensatorach przełączanych polega na wymianie energii pomiędzy kondensatorami lub kondensatorami i źródłami napięcia bez udziału innych elementów niż łączniki. Taka wymiana energii jest procesem stratnym, nawet w ujeciu teoretycznym przy założeniu, że wszystkie elementy sa idealne. Kondensatory są ładowane i rozładowywane krótkimi impulsami prądu o dużej w ujęciu bezwzględnym wartości szczytowej. W rezultacie układy te charakteryzują się niewielką sprawnością oraz tendencją do generowania zakłóceń elektromagnetycznych. przełączanych Dodatkowo układy 0 kondensatorach składają się z relatywnie dużej liczby łączników, co w wykonaniu dyskretnym jest szczególnie problematyczne. Wady te spowodowały, że historycznie układy o przełączanych kondensatorach były rozwijane niemal tylko na potrzeby zastosowania w monolitycznych układach scalonych. Przesądziło o tym to, że składają się wyłącznie z elementów, które można wykonać w strukturze układu scalonego, co nie dotyczy układów zawierających elementy magnetyczne.

Zastosowanie układów o przełączanych kondensatorach w roli przekształtników energoelektronicznych, szczególnie większych mocy, wymaga wprowadzenia modyfikacji mających na celu zwiększenie sprawności energetycznej. Użycie dławików w układach o kondensatorach przełączanych daje w rezultacie przekształtniki rezonansowe, co pozwala na wyeliminowanie prądów impulsowych o dużej wartości szczytowej i uzyskanie komutacji łączników przy zerowym prądzie ZCS (ang. *Zero Current Switch*). Należy jednak nadmienić, że w takim rozwiązaniu dławiki nie biorą udziału w przenoszeniu energii, a jedynie pełnią funkcję pomocniczą i mogą być relatywnie niewielkie.

Istotnym problemem jest relatywnie duża liczba łączników wymagana w układach o kondensatorach przełączanych, o wytrzymałości prądowej i napięciowej uzależnionej od konkretnej topologii i parametrów projektowych samego układu. Badania nad zastosowaniem różnego rodzaju łączników w układach o przełączanych kondensatorach wydają się być szczególnie istotne, ponieważ zastosowanie łączników wykonanych w technologii odpowiedniej dla danej aplikacji czesto ma kluczowe znaczenie dla uzyskiwanych rezultatów. Ze względu na rozpowszechnienie tyrystorów w klasycznych układach dużych i bardzo możliwości dużych mocy, zbadanie zastosowania tyrystorów układach w o przełączanych kondensatorach wydaje się być uzasadnionym kierunkiem rozwoju tej technologii. Pozytywne wyniki takich badań mogą przyczynić się, bowiem, do rozszerzenia potencjalnych aplikacji układów o kondensatorach przełączanych o układy dużej mocy. Było to motywacją do poświęcenia pierwszej części rozprawy układowi o przełączonych

kondensatorach typu SCVM (ang. Switched Capacitor Voltage Multiplier) zbudowanego w oparciu o tyrystory.

Innym kierunkiem badań może być zastosowanie nowoczesnych łączników z materiału półprzewodnikowego o szerokim paśmie zabronionym WBG (ang. Wide Band Gap) w celu uzyskania dużej częstotliwości pracy, dużej gęstości mocy przy dużej sprawności energetycznej. Jest to powód, dla którego drugą części rozprawy stanowi opis przeprowadzonych badań rezonansowego przekształtnika wielopoziomowego 0 przełączanych kondensatorach (MRSCC ang. Multi-Level Resonant Switched Capacitor Converter) wykonanego w oparciu o tranzystory MOSFET SiC. Ze względu na swój wielopoziomowy charakter, przekształtnik MRSCC dobrze nadaje się do pracy przy znacznych napięciach, ponieważ wszystkie elementy tego przekształtnika pracują przy napięciu porównywalnym z napięciem jednego poziomu. Możliwe jest zatem konstruowanie przekształtników o przełączanych kondensatorach na napięcia wielokrotnie przekraczające wytrzymałość napięciową elementów, z których są one zbudowane i dotyczy to nie tylko łaczników energoelektronicznych, ale także elementów pasywnych oraz układów pomocniczych. Opisany w rozprawie układ MRSCC ma charakter dwukierunkowy dwukwadrantowy z nawrotem prądu.

1. BADANIA UKŁADU SCVM

1.1. Zasada działania tyrystorowego układu SCVM



Rys. 1.1 Przekształtnik tyrystorowy SCVM: a) schemat koncepcyjny, b) rozpływ prądów w interwale ładowania kondensatorów, c) rozpływ prądów w interwale rozładowania kondensatorów

Na rys. 1.1a zamieszczono schemat koncepcyjny tyrystorowego przekształtnika SCVM (*Switched Capacitor Voltage Multiplier*). Układ składa się z *n* liczby identycznych komórek, dławika wejściowego *L*, diody D_{out} (bądź w alternatywnej wersji tyrystora T_{out}), oraz kondensatora filtrującego napięcie wyjściowe C_{out} . Każda komórka układu składa się z diody, kondensatora przełączanego, tyrystora ładującego (oznaczonego nieparzystym indeksem) oraz tyrystora rozładowującego (oznaczonego parzystym indeksem). Pracę układu w stanie ustalonym i bez przeciążenia można podzielić na dwa interwały: ładowania oraz rozładowania kondensatorów.



Rys. 1.2 Przebiegi w przekształtniku SCVM w stanie ustalonym. Sygnał bramkowy tyrystorów nieparzystych- S_1 , parzystych- S_2 . Proporcje pomiędzy czasami t_{ps} i t_{pd} zachowano takie jak dla układu o n=4.

Na rys. 1.2 zamieszczono szkic przebiegów prądów i napięć występujących w układzie SCVM w stanie ustalonym pracy i bez przeciążenia. Interwał ładowania rozpoczyna się od załączenia wszystkich tyrystorów o indeksach nieparzystych, co powoduje ładowanie poprzez indukcyjność wejściową *L* kondensatorów C_1 - C_n zestawionych równolegle. Rozpływ prądów w interwale ładowania przestawiono na rys. 1.1b. Zakładając, że wszystkie kondensatory C_1 - C_n mają taką samą pojemność, przebiegi napięcia oraz prądu są jednakowe dla każdego z nich. Po zakończeniu interwału ładowania kondensatorów następuje zwłoka t_d , w której przez elementy półprzewodnikowe nie płynie prąd, a która jest konieczna do tego, by tyrystory ładowania poprawnie wyłączyły się. Zwłoka musi trwać przynajmniej tyle, ile wynosi t_q , czyli czas odzyskiwania zdolności blokowania napięcia tyrystorów, który jest parametrem katalogowym. Z chwilą t_2 następuje załączenie tyrystorów rozładowczych oznaczonych indeksami parzystymi oraz tyrystora T_{out} , jeżeli występuje w układzie. Rozpoczyna się interwał, w którym kondensatory C_1 - C_n oraz źródło napięcia

zasilającego *U*_{in} są zestawione szeregowo i przekazują swoją energię na wyjście układu. Na rys. 1.1c zamieszczono schemat z zaznaczonym rozpływem prądów w interwale rozładowania. Po interwale rozładowania następuje przedział czasu, w którym tyrystory rozładowcze odzyskują zdolność blokowania napięcia. W rozprawie zamieszono wyprowadzenie zależności opisującej wzmocnienie napięciowe układu (z pominięciem rezystancji i spadków napięcia na diodach i tyrystorach):

$$k_{\rm u} = \frac{U_{\rm out}}{U_{\rm in}} = n+1 \tag{1.1}$$

W rozprawie zamieszczono kompletną analizę teoretyczną układu SCVM, oraz wyprowadzono zależności potrzebne przy projektowaniu układu tego typu. Opisano procedurę projektowania przekształtnika SCVM na przykładzie projektu układu laboratoryjnego, na którą składa się: dobór tyrystorów, elementów pasywnych oraz projektowanie filtru wejściowego LC typu Γ.

1.2. Badania symulacyjne układu SCVM

Badania symulacyjne przeprowadzono przy użyciu oprogramowania MATLAB/SIMULINK z wykorzystaniem biblioteki Simscape. Celem symulacji było sprawdzenie poprawności koncepcji układu oraz analiza zjawisk zachodzących w stanie pracy z przeciążeniem. Wykonanie symulacji wymagało opracowania modelu tyrystora z uwzględniającego minimalny prąd podtrzymania przewodzenia. Próba wykorzystania wbudowanych w program gotowych modeli tyrystorów nie dała oczekiwanych rezultatów. W rozprawie dokładnie opisano zagadnienie budowy modelu tyrystora oraz przyczyny, dla której było to konieczne.

W wyniku symulacji uzyskano przebiegi prądów i napięć dla pracy układu SCVM w stanie ustalonym w tym także dla pracy w stanie przeciążenia. Na podstawie wielokrotnego powtarzanie symulacji wykreślono także charakterystykę napięcia wyjściowego w funkcji mocy wejściowej. Przykładowe wyniki zamieszczono na rys. 1.4 oraz rys. 1.3. Za pomocą zamieszczonych w rozprawie wyników symulacyjnych wykazano teoretycznie poprawność koncepcji przekształtnika oraz poprawność uprzednio wyprowadzonych zależności matematycznych oraz opracowanej procedury projektowej.



Rys. 1.3 Charakterystyka napięcia wyjściowego przekształtnika SCVM w funkcji mocy wejściowej. Napięcie wejściowe U_{in} =100V.



Rys. 1.4 Wynik symulacji układu SCVM przy znamionowej mocy wejściowej – przebiegi prądu poszczególnych elementów przekształtnika oraz napięć na kondensatorach przełączanych a także na wejściu i wyjściu układu. Napięcie wejściowe *U*_{in} =100V, moc wej. *P*_{in}=1kW.

1.3. Badania eksperymentalne układu SCVM

Badania eksperymentalne przeprowadzono przy użyciu wykonanego modelowego układu SCVM o mocy znamionowej 1kW, napięciu wejściowym 100V oraz wyjściowym 500V.Przekształtnik został zaprojektowany przy użyciu opisanej w rozprawie procedury projektowej. Wygląd przekształtnika laboratoryjnego zaprezentowano na rys. 1.5, natomiast fotografię całego stanowiska laboratoryjnego pokazano na rys. 1.6. Podstawą konstrukcji przekształtnika jest płyta z tworzywa sztucznego, do której zostały przymocowane radiatory z tyrystorami oraz diodami. Do pomiarów sprawności układu wykorzystano precyzyjny analizator mocy model *Yokogawa WT1800.* Wynikami pomiarów laboratoryjnych są przebiegi napięć i prądów występujących w układzie w ustalonym stanie pracy w tym także przy przeciążeniu oraz charakterystyki sprawności oraz napięcia wyjściowego w funkcji mocy obciążenia.



Rys. 1.5 Przekształtnik laboratoryjny



Rys. 1.6 Stanowisko laboratoryjne do badania przekształtnika SCVM.

Zmierzone charakterystyki sprawności energetycznej układu oraz napięcia wyjściowego w funkcji mocy wyjściowej zamieszczono na rys. 1.7. Charakterystyki zmierzono dla dwóch różnych napięć wejściowych: znamionowej U_{in} =100V oraz obniżonej U_{in} =70V. Obniżenie napięcia wejściowego powoduje zmniejszenie sprawności

przekształtnika, ze względu na zwiększenie znaczenia napięć złączowych diod i tyrystorów, co potwierdza wnioski z analizy teoretycznej zawartej w rozprawie. Przekształtnik osiąga sprawność energetyczną w punkcie znamionowym równą ok. 95,5%, co można zakwalifikować, jako wynik poprawny, jednak dość niski. Należy mieć na uwadze, że badany przekształtnik jest modelem niewielkiej mocy, skonstruowanym na potrzeby zbadania wykonalności i poprawności koncepcji, a więc o mniejszej możliwej do uzyskania sprawności energetycznej. W rozprawie zamieszczono także analizę strat w przekształtniku poprzez dopasowanie modelu teoretycznego do danych pomiarowych.

W wyniku przeprowadzonych eksperymentów potwierdzono wykonalność tyrystorowego przekształtnika SCVM oraz poprawność wykonanej analizy teoretycznej, symulacji komputerowej oraz procedury projektowej, według której zbudowano przekształtnik laboratoryjny.



Rys. 1.7 Sprawność energetyczna oraz napięcie wyjściowe przekształtnika laboratoryjnego w funkcji mocy wyjściowej

1.4. Podsumowanie badań przekształtnika SCVM

W pierwszej części rozprawy zamieszczono wyniki badań nad tyrystorowym przekształtnikiem SCVM. Przedstawiono wyniki analizy teoretycznej, wyniki symulacji komputerowej oraz pomiary układu laboratoryjnego. Uzyskane wyniki wskazują, że:

- 1. Koncepcja tyrystorowego układu SCVM jest poprawna i możliwa do realizacji praktycznej
- Częstotliwość pracy układu jest istotnie ograniczona ze względu na konieczność zapewnienia czasu na wyłączenie tyrystorów. W zależności od zastosowanej technologii tyrystorów i mocy układu, częstotliwość może wynosić od kilkuset herców do kilku kiloherców.
- Sprawność układu rośnie wraz ze wzrostem napięcia wejściowego, co oznacza, że układ powinien być stosowany w aplikacjach wysokonapięciowych. Wynika to z konieczności minimalizacji udziału napięć złączowych tyrystorów i diod w relacji do napięcia zasilającego.
- 4. Narażenia napięciowe elementów półprzewodnikowych są znaczne, co ogranicza maksymalne napięcie pracy układu.
- 5. Narażenie napięciowe elementów półprzewodnikowych w układzie SCVM jest zróżnicowane. Powoduje to konieczność zastosowania wielu różnych typów elementów.
- 6. Istotną zaletą tyrystorów jest prostota sterowania. Jest to szczególnie istotne w przekształtnikach o kondensatorach przełączanych ze względu na wymaganą w tych układach dużą liczbę łączników.

Układy tyrystorowe cechuje duża pewność ruchowa, ze względu na zdolność tyrystorów do wytrzymywania znacznych chwilowych przeciążeń prądowych oraz to, że mogą być skutecznie i w prosty sposób zabezpieczane bezpiecznikami topikowymi. Potencjalne zastosowanie układu tyrystorowego SCVM należy przypuszczalnie ograniczyć do układów o dużych mocach rzędu setek kilowatów i więcej, dla których zastosowanie elementów w pełni sterowanych jest utrudnione ze względu na technologiczne ograniczenia ich parametrów maksymalnych.

Prace badawcze dotyczące tyrystorowego przekształtnika SCVM były prowadzone zespołowo. Badania wykonane przez autora rozprawy dotyczyły głównie weryfikacji eksperymentalnej koncepcji przekształtnika, na co składało się zaprojektowanie i wykonanie przekształtnika laboratoryjnego, przeprowadzenie pomiarów laboratoryjnych oraz interpretacja wyników. Zamieszczona analiza matematyczna przekształtnika SCVM zawiera pewne elementy oraz modyfikacje wykonane samodzielnie, przez autora rozprawy, jednak nie stanowią one głównej wartości merytorycznej.

2. BADANIE PRZEKSZTAŁTNIKA WIELOPOZIOMOWEGO O PRZEŁĄCZANYCH KONDENSATORACH MRSCC

2.1. Opis koncepcji przekształtnika

Na rys. 2.1a przedstawiono schemat koncepcyjny wielopoziomowego rezonansowego przekształtnika o kondensatorach przełączanych - MRSCC (ang. *Multilevel Resonant Switched Capacitor Converter*). Układ składa się z dowolnej (*n*) liczby szeregowo połączonych kondensatorów C_k , które stanowią kolejne poziomy napięciowe przekształtnika.



Rys. 2.1 Schemat koncepcyjny przekształtnika MRSCC: a) złożonego z *n* liczby poziomów napięciowych, b) złożonego z 4 poziomów napięciowych z zaznaczonym rozpływem prądów podczas przewodzenia łączników parzystych oraz c) nieparzystych. *U*_N - napięcie strony niskiej, *U*_W - napięcie strony wysokiej.

Napięcia na poszczególnych kondensatorach poziomowych wyrównywane są za pomocą przełączanych szeregowych gałęzi rezonansowych $C_{\rm R}L_{\rm R}$ występujących w liczbie *n*-1. Na potrzeby podstawowych rozważań należy przyjąć, że każda z gałęzi rezonansowych ma taką samą częstotliwość własną f_0 . Łączniki energoelektroniczne są podzielone na grupy elementów o parzystych oraz nieparzystych indeksach, sterowanie natomiast polega na naprzemiennym załączaniu wszystkich łączników jednej bądź drugiej grupy. W idealnym przypadku przełączanie odbywa się z częstotliwością rezonansową, wspólną dla wszystkich gałęzi rezonansowych. Na rys. 2.1b oraz rys. 2.1c zamieszczono schemat przekształtnika o czterech poziomach napięciowych wraz z rozrysowaną poglądową interpretacją pracy układu. W wyniku załączania na przemian parzystych i nieparzystych łączników każda gałąź rezonansowa przełaczana jest pomiedzy dwoma sasiadujacymi kondensatorami poziomowymi. W wyniku tego, napięcia na kondensatorach poziomowych są wyrównywane, co jest rezultatem prądu płynącego w gałęziach rezonansowych. W rezultacie, napięcie na wszystkich kondensatorach poziomowych wynosi U_N. Ze względu na swój

wielopoziomowy charakter, rozpatrywany przekształtnik dobrze nadaje się do pracy przy znacznych napięciach, ponieważ wszystkie elementy tego przekształtnika pracują przy napięciu porównywalnym z napięciem jednego poziomu. Możliwe jest zatem konstruowanie przekształtników o przełączanych kondensatorach na napięcia wielokrotnie przekraczające wytrzymałość napięciową elementów, z których są one zbudowane i dotyczy to nie tylko łączników energoelektronicznych, ale także elementów pasywnych oraz układów pomocniczych. Narażenie napięciowe elementów jest jednakowe, co ogranicza wymaganą liczbę typów elementów. Jest to istotna zaleta w porównaniu do układu SCVM, w którym narażenie napięciowe elementów jest zróżnicowane i porównywalne do, lub dla niektórych elementów nawet większe od napięcia wyjściowego. Przedstawiony przekształtnik ma charakter dwukierunkowy dwukwadrantowy z nawrotem prądu i jest to konsekwencja zastosowania łączników mogących przewodzić prąd w obu kierunkach, przy czym sterowanych przynajmniej w jednym kierunku, np. tranzystorów MOSFET lub IGBT z diodą zwrotną. Wszystkie prace badawcze prezentowane w rozprawie dotyczą układu zbudowanego z tranzystorów MOSFET z węglika krzemu (*SiC*).

2.2. Analiza matematyczna w stanie ustalonym – przybliżenie podstawową harmoniczną

W wyniku analizy z przybliżeniem za pomocą podstawowej harmonicznej wyprowadzono zależności opisujące: obciążenie prądowe gałęzi rezonansowych, obciążenie prądowe łączników, matematyczny model efektywności napięciowej oraz model sprawności energetycznej.

W stanie ustalonym średnia wartość prądu kondensatorów poziomowych w okresie impulsowania przekształtnika musi być zerowa, i na tej podstawie możliwe jest zapisanie dwóch układów równań tj. dla przypadku, gdy zamknięte są łączniki parzyste lub nieparzyste. Rozwiązanie tych układów równań (przy założeniu, że prądy wszystkich gałęzi rezonansowych są sinusoidalne) daje w wyniku zależności opisujące obciążenie prądowe gałęzi rezonansowych. Na podstawie wyprowadzonych zależności można wnioskować, że w każdej gałęzi rezonansowej przekształtnika płynie prąd o innej wartości.

Na podstawie wyprowadzonych zależności dotyczących prądów gałęzi rezonansowych określono wartości skuteczne prądów płynących w łącznikach energoelektronicznych. Z wyprowadzonych zależności wynika, że łączniki S_1 oraz S_2 przewodzą prąd o wartości skutecznej porównywalnej do I_N , a zarazem *n*-1 razy większej niż pozostałe łączniki (n-liczba poziomów napięciowych przekształtnika). Łączniki S_3 - S_n przewodzą prąd o jednakowej wartości skutecznej porównywalnej do wartości prądu I_W . Można zatem przyjąć, że przekształtnik powinien być zbudowany z dwóch typów łączników o różnych obciążalnościach, jeżeli liczba poziomów napięciowych (*n*) jest większa niż dwa. Dysproporcja w obciążaniu prądowym obu grup łączników jest tym większa, im więcej poziomów napięciowych ma przekształtnik.

Wartość międzyszczytowa napięcia występującego na danej gałęzi rezonansowej może być w łatwy sposób powiązana z wartością napięć na dwóch sąsiadujących kondensatorach poziomowych, pomiędzy którymi ta gałąź jest przełączana. Znając wartości prądów, jakie muszą płynąć przez gałęzie rezonansowe by przekształtnik znajdował się w stanie ustalonym oraz impedancję każdej z gałęzi rezonansowych możliwe jest wyznaczenie różnicy napięć pomiędzy każdymi z sąsiadujących kondensatorów poziomowych. W taki sposób wyprowadzono w rozprawie zależność opisującą wzmocnienie napięciowe przekształtnika z uwzględnieniem rezystancji szeregowych gałęzi rezonansowych oraz rezystancji łączników dla przypadku, w którym wszystkie gałęzi są w stanie rezonansu

(gałęzi rezonansowe są idealnie dostrojone do częstotliwości impulsowania). Na podstawie wyprowadzonej zależności można wyciągnąć istotny wniosek, że największy wpływ na efektywność napięciową przekształtnika mają rezystancje elementów występujących w niższych poziomach napięciowych. Jest to ewidentne wskazanie przydatne przy doborze elementów przekształtnika.

Przy opracowywaniu modelu sprawności energetycznej uwzględniono straty energii związane z szeregowymi rezystancjami elementów oraz straty związane z ładowaniem i rozładowywaniem pojemności wyjściowych łączników. Ponieważ w przekształtniku MRSCC zachodzi, w założeniu upraszczającym, tylko komutacja typu *ZCS* (ang. *Zero Current Switch*, tj. przełączenie przy zerowym prądzie), straty komutacyjne wynikają jedynie ze stratnego ładowania oraz rozładowywania pojemności wyjściowych łączników energoelektronicznych w każdym okresie impulsowania. W przypadku łączników o znacznej pojemności, takich jak np. tranzystory MOSFET, straty tego typu mogą być znaczne, szczególnie przy względnie dużej częstotliwości pracy. Ponieważ układ MRSCC składa się *n*-liczby półmostków (ang. *HB*, *Half Bridge*), analizę mocy strat związanych z komutacją *ZCS* można ograniczyć do pojedynczego półmostka i następnie uogólnić na cały przekształtnik. W pracy zawarto wyprowadzenie zależności opisujących moc strat energii związanych z pojemnościami wyjściowymi łączników w półmostku.

2.3. Dobór parametrów elementów przekształtnika

Właściwy dobór elementów przekształtnika ma bezpośredni wpływ z jednej strony na jego niezawodność z drugiej natomiast na jego parametry, czyli masę, objętość, efektywność napięciową, sprawność energetyczną, poziom tętnień prądu wejściowego i napięcia wyjściowego oraz koszt przy danych parametrach znamionowych. Wyprowadzone w pracy zależności i płynące z nich wnioski stanowią podstawę do zaprojektowania prawidłowo działającego przekształtnika, a odnoszą się do doboru elementów gałęzi rezonansowych oraz doboru łączników energoelektronicznych. W rozprawie zawarto także podstawowe wnioski oraz spostrzeżenia dotyczące doboru elementów przekształtnika MRSCC pracującego w potencjalnym zastosowaniu aplikacyjnym oraz poruszono zagadnienia projektowe specyficzne dla omawianej technologii i topologii przekształtnika.

Dobór parametrów gałęzi rezonansowych musi być wykonany w taki sposób by wszystkie gałęzie były dostrojone do tej samej częstotliwości równej przyjętej częstotliwości impulsowania przekształtnika. Wymóg ten nie pozwala na jednoznaczne określenie parametrów L i C. W rozprawie wprowadzono parametr względnego tętnienia napięcia na kondensatorach przełączanych. Dopiero żądana częstotliwość rezonansowa, przyjęte parametry znamionowe przekształtnika (napięcie strony niskiej, moc, liczba poziomów napięciowych) oraz założona wartość względnego tętnienia napięcia na kondensatorach rezonansowych jednoznacznie określa parametry L i C gałęzi rezonansowych. W rozprawie wykazano bezpośredni związek pomiędzy znamionową wartością względnego tętnienia kondensatorze rezonansowym a gabarytem gałęzi rezonansowej. napięcia na Wyprowadzono zależność na wartość optymalną (dla minimalnej objętości elementów) wzglednych tetnień napiecia na kondensatorach przełaczanych i wartość ta zależy wyłącznie od współczynników gęstości energii elementów L_R i C_R. Stałe gęstości energii są z kolei współczynnikami charakteryzującymi daną technologię wykonania elementów, choć zależą także od wielu innych czynników, takich jak rodzaj i sposób wykonania obudowy czy też w pewnym stopniu także od gabarytu elementu. Dla warunków i elementów zastosowanych w skonstruowanych laboratoryjnych przekształtnikach (opisanych w podrozdziale 2.5.1) można szacować, że wartość $\Delta U_{CR\% opt}$ <10% (k_{VC} >100 k_{VL}).

W rozprawie podano także praktyczne zasady doboru tranzystorów MOSFET do pracy w układzie MRSCC ze szczególnym uwzględnieniem zagadnień związanych z narażeniem napięciowym. Przeprowadzono również całą procedurę projektową dla układu laboratoryjnego.

2.4. Analiza pracy przekształtnika MRSCC z wykorzystaniem symulacji komputerowej

W rozprawie przeprowadzono symulację komputerową przy użyciu programu MATLAB/SIMULINK, z pominieciem wiekszości elementów pasożytniczych. W ten sposób przeanalizowano pracę przekształtnika w ustalonym stanie pracy w wyidealizowanym przypadku, w którym sterowanie nie realizuje czasu martwego pomiędzy przełączeniami łączników. Jest to przypadek odzwierciedlający założenia analizy teoretycznej z przybliżeniem za pomocą podstawowej harmonicznej, jednak niemożliwy do zrealizowania praktycznie. W wyniku symulacji uzyskano przebiegi prądów i napięć dla ustalonego stanu pracy. Sporządzono także wykresy obrazujące podatność przekształtnika na zmiane czestotliwości impulsowania fs. Wykreślono charakterystykę skutecznej wartości prądu wszystkich trzech gałęzi rezonansowych, oraz efektywności napięciowej przekształtnika w funkcji względnej częstotliwości impulsowania. Charakterystyki zaprezentowano na rys. 2.2. Każdy punkt charakterystyki powstał poprzez wykonanie symulacji opisanego modelu przekształtnika dla innej częstotliwości impulsowania, przy niezmienionych pozostałych parametrach modelu. Opierając sie na uzyskanych wynikach stwierdzono w rozprawie, że modelowany układ jest całkowicie nieodporny nawet na niewielkie odstrojenie częstotliwości rezonansowej. Uzyskany wynik nie pokrywa się jednak z zachowaniem układu rzeczywistego ze względu na pominiecie czasu martwego w sterowaniu łacznikami.



Rys. 2.2 Charakterystyka wartości skutecznej znormalizowanej prądu gałęzi rezonansowych w funkcji względnej częstotliwości impulsowania d_{F1} . Wartości prądu znormalizowano do wartości teoretycznych dla d_{F1} =1. Praca w trybie BOOST.

Wprowadzenie czasu martwego w sterowaniu przekształtnikiem powoduje wstępowanie zjawiska zaniku prądu gałęzi rezonansowych w interwale czasu martwego, w przypadku pracy z odstrojeniem częstotliwości impulsowania. Zjawisko powoduje naturalną odporność układu MRSCC na pracę z odstrojeniem częstotliwości impulsowania. By przenalizować wpływ czasu martwego na pracę przekształtnika MRSCC na drodze symulacji komputerowej, zmodyfikowano sterowanie w modelu wprowadzając interwał czasu martwego. W wyniku symulacji uzyskano przebiegi prądów i napięć w układzie MRSCC w tym także dla przypadku odstrojenia częstotliwości impulsowania 10% powyżej i poniżej częstotliwości rezonansowej. Przykładowe przebiegi prądów gałęzi rezonansowych zamieszczono na rys. 2.3.



Rys. 2.3 Wynik symulacji układu MRSCC pracującego w trybie podnoszenia napięcia z uwzględnieniem czasu martwego dla częstotliwości impulsowania $f_s=0.9f_{sRDT}$.

W wyniku zanikania prądu gałęzi rezonansowych w interwale czasu martwego każda oscylacja w gałęziach rezonansowych rozpoczyna się od zerowej wartości prądu, co sprawia, że nie dochodzi do znacznego przesunięcia fazowego prądów gałęzi rezonansowych, jak ma to miejsce w przypadku modelu nieuwzględniającego interwałów czasu martwego.



Rys. 2.4 Charakterystyka wartości skutecznej znormalizowanej prądów gałęzi rezonansowych w funkcji względnej częstotliwości impulsowania $d_{DT} = f_s/f_{sRDT}$. Praca w trybie BOOST.

Na rys. 2.4 zamieszczono charakterystyki wartości skutecznej unormowanej prądów gałęzi rezonansowych oraz efektywności napięciowej w funkcji względnej częstotliwości impulsowania. Wartości prądów gałęzi rezonansowych pozostają umiarkowane, niemal zgodne z wartościami dla przypadku pracy z częstotliwością impulsowania $f_s=f_{sRDT}$, podobnie jak efektywność napięciowa przekształtnika. W rozprawie zamieszczono, także wyniki symulacji dla przypadku odstrojenia tylko jednej gałęzi rezonansowej, które również potwierdziły naturalną odporność układu.

2.4.1. Analiza wpływu wartości prądu początkowego oscylacji na pracę gałęzi rezonansowej

Jeżeli zanik prądu w interwale czasu martwego będzie niecałkowity, oscylacje gałęziach rezonansowych rozpoczynać się będą z pewną niezerową wartością początkową prądu, tj. $i_{GRk}(t_0)\neq 0$, i_{GRk} (t_2) $\neq 0$. Istotnym jest przeanalizowanie wpływu wartości prądu początkowego oscylacji na pracę gałęzi rezonansowej w rozumieniu zdolności tej gałęzi do wyrównania napięć na kondensatorach poziomowych, pomiędzy którymi jest przełączana, jak i obciążenia prądowego jej elementów. Szczególnie istotny przypadek dotyczy oceny zdolności danej gałęzi rezonansowej do wyrównywania napięć poziomowych przy pewnym odstrojeniu częstotliwości impulsowania w warunkach całkowitego zaniku prądu w interwale czasu martwego. W rozprawie zamieszczono całkowitą analizę teoretyczną tego problemu, której wynikiem jest zależność opisująca zdolność *k*-tej gałęzi rezonansowej do wyrównywania napięć na kondensatorach poziomowych, pomiędzy którymi jest przełączana. Z przeprowadzonej analizy wynikają następujące wnioski:

- przy pracy bez odstrojenia (d_{PGRk}=d_{DT}=1) gałąź rezonansowa powoduje wyrównanie napięć poziomowych bez względu na pozostałe parametry. Przy pominięciu rezystancji dla *k*-tej gałęzi rezonansowej U_{Ck}-U_{Ck+1}=0.
- zdolność danej gałęzi rezonansowej do wyrównywania napięć na kondensatorach poziomowych zależy od jej impedancji falowej, stopnia odstrojenia częstotliwości impulsowania przekształtnika oraz (oczywiście) obciążenia przekształtnika. Kluczowy wpływ ma również wartość prądu początkowego oscylacji I_{GR(k)Cmax}, która może być sprowadzona do zera w wyniku występowania zjawiska zaniku prądu w interwale czasu martwego.
- Jeżeli I_{GR(k)Cmax} = 0, to różnica napięć poziomowych jest minimalna (przy pewnym założonym odstrojeniu częstotliwości impulsowania).
- dodatkowym składnikiem wpływającym na zdolność danej gałęzi rezonansowej do wyrównywania napięć na kondensatorach poziomowych jest przyrost napięcia na kondensatorze rezonansowym w interwale czasu martwego. Składnik ten może wpływać na zwiększenie, jaki i na zmniejszenie różnicy napięć poziomowych, co zależy od kierunku odstrojenia częstotliwości impulsowania przekształtnika tj. od tego czy d_{PGRk}<1 czy d_{PGRk}>1. Ilościowy udział tego składnika jest zależny głównie od iloczynu ω_{GRk}t_{DT} oraz wartości prądu początkowego oscylacji I_{GR(k)Cmax}

2.4.2. Analiza zjawisk zachodzących w interwale czasu martwego

Przedstawiona w rozprawie analiza zawiera opis i wyjaśnienie podstawowych zjawisk mających miejsce w interwałach czasu martwego z pominięciem pojemności pasożytniczych łączników. Wykonana analiza dostarcza istotnych informacji o przebiegu zjawisk i ich ograniczeniach. Zamieszczono również szereg wyników symulacyjnych potwierdzających wnioski z analizy teoretycznej na konkretnych przykładach. W przeprowadzonych rozważaniach pominięto pojemności pasożytnicze łączników, oraz założono, że wszystkie

gałęzie rezonansowe pracują z tą samą częstotliwością względną. Analiza miała w zamierzeniu wyjaśnić podstawowe przyczyny zjawisk zachodzących w przekształtniku i ogólne zależności pomiędzy parametrami pracy przekształtnika. Wynik nie może być podstawą do oceny ilościowej zjawisk zachodzących w przekształtniku rzeczywistym. Analiza dostarczyła odpowiedzi na pytanie, jakie mogą być ograniczenia pozytywnego zjawiska zaniku prądu gałęzi rezonansowych w interwałach czasu martwego. Bezpośrednim wynikiem analizy jest zależność opisująca ilość czasu potrzebną na wygaśnięcie prądów we wszystkich gałęziach rezonansowych. Czas ten powinien być krótszy od czasu trwania interwałów czasu martwego. Wnioski z analizy uzyskanych zależności są następujące:

- Jeżeli przekształtnik pracuje z częstotliwością impulsowania większą niż rezonansowa (d_{PGRk}>1) w trybie BOOST wzrost obciążenia wpływa na wydłużenie czasu zanikania prądów gałęzi rezonansowych.
- Jeżeli przekształtnik pracuje z częstotliwością impulsowania mniejszą niż rezonansowa (*d*_{PGRk}<1) w trybie BOOST to wzrost obciążenia przekształtnika wpływa na wydłużenie czasu *t*_{WP1}, jednakże zależność ta jest silniejsza niż dla *d*_{PGRk}>1.
- Im mniejsze napięcie zasilania przekształtnika tym czas t_{WP1} jest dłuższy.
- Wszystkie powyższe wnioski są prawdziwe także dla pracy przekształtnika w trybie BUCK (*I*_W<0 -> *I*_{GR(k)Smax}<0).
- Wszystkie powyższe wnioski są prawdziwe dla obu interwałów czasu martwego (przed załączeniem łączników parzystych oraz nieparzystych).

Rys. 2.5 Wpływ napięcia zasilania na obciążenie gałęzi rezonansowych oraz efektywność napięciową dla trzech różnych wartości współczynnika odstrojenia d_{DT} . Na wykresie efektywności napięciowej zaznaczono przerywaną krzywą wartości wyliczone teoretycznie. Praca w trybie BOOST, obciążenie maksymalne I_{W} =2,5A, t_{DT} =140ns.

Na podstawie wniosków z analizy teoretycznej, wykonano symulacje komputerowe, w których przeanalizowano pracę układu MRSCC przy zmianie takich parametrów jak napięcie zasilania, długość interwału czasu martwego, prąd obciążenia dla trzech różnych współczynników częstotliwości względnej (0,9;1,0;1,1). Wykreślono wiele charakterystyk analogicznych do tych z rys. 2.2 metodą wielokrotnego powtarzania symulacji. Przykładowy zestaw charakterystyk zamieszczono na rys. 2.5.

2.4.3. Symulacja układu przekształtnika z uwzględnieniem pojemności pasożytniczej tranzystorów w programie PSpice

Ze względu na przypuszczenie, że pojemności wyjściowe łączników energoelektronicznych mogą mieć istotny wpływ na analizowane zjawiska, przeprowadzano również symulację układu w programie *PSpice*, w której wykorzystano dokładne modele tranzystorów MOSFET pochodzące od producentów tych elementów. Pomimo tego, że zjawiska związane z pojemnościami pasożytniczymi są dostrzegalne i powodują pewne zniekształcenia przebiegów, to nie wpływają istotnie na pracę modelu przekształtnika, co potwierdzono wynikami wyliczonych wartości skutecznych prądów gałęzi rezonansowych oraz współczynnika efektywności napięciowej.

2.5. Badania eksperymentalne przekształtnika MRSCC

W rozprawie opisano eksperymentalną weryfikację koncepcji rezonansowego wielopoziomowego przekształtnika o przełączanych kondensatorach o mocy znamionowej 5kW oraz napięciu 500V/2kV. Przeprowadzono pomiary sprawności energetycznej oraz efektywności napięciowej układu o czterech poziomach napięciowych wyposażonego w łączniki typu MOSFET *SiC*. By uniknąć konieczności stosowania wysokonapięciowego sprzętu laboratoryjnego, badania przeprowadzano w układzie kaskady 500V/2kV/500V złożonej dwóch bliźniaczych przekształtników MRSCC, z których jeden pracuje w trybie podnoszenia napięcia, drugi natomiast w trybie obniżania. Wykonano również liczne pomiary oscyloskopowe w najistotniejszych punktach układu. Na podstawie wyników badań sformułowano wnioski. Zaproponowano również modyfikację podstawowego układu MRSCC polegającą na dołączeniu dodatkowych gałęzi komutacyjnych oraz dławika wspomagającego komutację. W wyniku wprowadzonej modyfikacji uzyskano wielokrotną redukcję strat energii związanych z przeładowaniem pojemności pasożytniczych tranzystorów mocy. W rezultacie szczytowa sprawność energetyczna układu kaskadowego wzrosła z ok. 94% do 97%.

2.5.1. Opis konstrukcji stanowiska laboratoryjnego do badania przekształtnika MRSCC w układzie kaskadowym

Bv uniknać konieczności użycia wysokonapięciowej aparatury pomiarowej zaprojektowano układ złożony z dwóch bliźniaczych przekształtników. Ponieważ badany przekształtnik jest dwukierunkowy, możliwe jest połącznie kaskadowe dwóch takich samych przekształtników w taki sposób, że jeden z nich podwyższa napięcie natomiast drugi obniża. W wyniku takiego rozwiązania zarówno napięcie wejściowe U_N jak i wyjściowe U_N' kaskady przekształtników wynosi około 500V, co mieści się w zakresie pracy typowego sprzętu laboratoryjnego takiego jak precyzyjny analizator mocy, obciążenia elektroniczne czy zasilacz laboratoryjny. Wpływa to także na zapewnienie większego bezpieczeństwa i komfortu przy wykonywaniu prac uruchomieniowych i pomiarowych. Każdy z dwóch przekształtników składających się na kaskadę został wykonany w postaci jednej płyty drukowanej zawierającej wszystkie niezbędne w module mocy podzespoły takie jak:

- Łączniki energoelektroniczne tranzystory MOSFET SiC zamontowane na radiatorach
- Radiatory z osłoną tworzącą kanał powietrzny oraz wentylator 45x45mm przeznaczone do chłodzenia tranzystorów mocy
- Kondensatory poziomowe (C₁-C₄)
- Kondensatory i dławiki gałęzi rezonansowych (C_{R1}L_{R1}-C_{R3}L_{R3})
- Obwody zasilania pomocniczego składające z przetwornic separujących, które dostarczają energię do układów elektronicznych na wszystkich poziomach napięciowych przekształtnika oraz miniaturowych przetwornic zasilających układy sterowników bramkowych
- Układy driverów dla tranzystorów MOSFET SiC
- Odbiorniki światłowodowe sygnałów sterujących tranzystorami

Przy projektowaniu przekształtnika kierowano się uzyskaniem możliwie dużej przejrzystości konstrukcji i wzajemnego odizolowania poszczególnych poziomów napieciowych. Układ sterowania wykonano z wykorzystaniem uniwersalnego modułu DE0 z układem programowalnym FPGA firmy Intel (dawniej ALTERA) typu Cyclone III. Do gotowego modułu zaprojektowano i wykonano dwie niewielkie płytki z buforami oraz nadajnikami światłowodowymi, po jednej na każdy przekształtnik. Program napisano w języku VHDL (ang. Very High Speed Integrated Circuits Hardware Description Language) w środowisku programistycznym dostarczanym przez producenta układów scalonych o nazwie Quartus. Sterowanie przekształtników zrealizowano w oparciu o osiem generatorów (zaprogramowanych w FPGA), bez żadnych sprzężeń zwrotnych. Widok stanowiska laboratoryjnego zamieszczono na rys. 2.6.

Rys. 2.6 Stanowisko pomiarowe z układem kaskady przekształtników

2.5.2. Pomiar podstawowego układu laboratoryjnego bez modyfikacji

Pomiary przebiegów w układzie laboratoryjnym wykonano dla trzech różnych wartości odstrojenia częstotliwości impulsowania, analogicznie jak w przypadku prac symulacyjnych. Zarejestrowano przebiegi prądów gałęzi rezonansowy oraz napięć na łącznikach. Uzyskane wyniki pomiarowe są zbieżne z wynikami uzyskanymi na drodze symulacji w programie PSpice. Pewne różnice, głównie ilościowe, mogą być natomiast dostrzeżone w zakresie zjawisk występujących w interwale czasu martwego, natomiast ich charakter pozostaje zbieżny z wynikami symulacyjnymi. Należy także zaznaczyć, że uzyskanie dużej zgodności wyników symulacyjnych z wynikami pomiarowymi w zakresie szybkich i nieliniowych zjawisk, jakie występują w interwale czasu martwego w analizowanym przekształtniku jest trudnym zadaniem. Przykładowe przebiegi zamieszczono na rys. 2.7.

Rys. 2.7 Wynik pomiarów oscyloskopowych układu MRSCC pracującego w trybie podnoszenia napięcia dla częstotliwości impulsowania f_s =1,0 f_{sRDT} .

Zmierzono również charakterystykę sprawności energetycznej i efektywności napięciowej układu w funkcji mocy wyjściowej. Charakterystyki sprawności energetycznej i efektywności napięciowej potwierdziły niewielką wrażliwość układu na odstrojenie częstotliwości impulsowania od rezonansowej. Zmieszczone w rozprawie wyniki eksperymentalne potwierdzają także praktyczną wykonalność układu MRSCC.

2.5.3. Pomiar układu laboratoryjnego przy obniżonym napięciu

W rozprawie zamieszczono analizę zjawisk zachodzących w interwale czasu martwego, z której wynika, że maksymalna bezwzględna wartość pochodnej prądu gałęzi rezonansowej w interwale czasu martwego zależna jest od napięcia U_N , oraz chwilowej wartości napięcia na kondensatorze rezonansowym. Jak wykazano w analizie, przy pewnej krytycznej wartości napięcia zasilania oraz wartości prądu obciążenia, zanik prądów gałęzi

rezonansowych w interwale czasu martwego może być całkowicie nieskuteczny. Również przy pewnej krytycznej wartości napięcia w interwale czasu martwego mogą samoistnie zachodzić zjawiska powodujące wzrost prądów gałęzi rezonansowych. Jeżeli takie zjawiska występują, to przekształtnik MRSCC pracuje niepoprawnie w stanie odstrojenia lub także (w skrajnym przypadku) przy rezonansowej częstotliwości impulsowania jak dowiedziono wynikami symulacyjnymi. Wyniki zamieszczone w rozprawie dotyczące pomiaru układu przy obniżonym napięciu są weryfikacją eksperymentalną niekorzystnych zjawisk występujących przy pracy z obniżonym napięcie zasilania, a przewidzianych we wnioskach z analizy teoretycznej.

Zaprezentowane w rozprawie wyniki pomiarów układu eksperymentalnego potwierdzają wnioski z analizy teoretycznej wskazując na możliwość uszkodzenia przekształtnika w przypadku, gdy zanik prądu w interwale czasu martwego jest nieskuteczny. Jedną z przyczyn może być zbyt małe napięcie pracy przekształtnika. Wyniki potwierdziły także, że przypadek odstrojenia częstotliwości impulsowania powyżej częstotliwości rezonansowej (d_{DT} =1,1) jest korzystniejszy niż przypadek przeciwny (d_{DT} =0,9).

2.5.4. Dławik wspomagający komutację łączników i dodatkowe gałęzie komutacyjne - modyfikacja układu MRSCC

Dużą część strat energii w przekształtniku stanowią straty związane z ładowaniem oraz rozładowaniem pojemności wyjściowej łączników, które były przedmiotem analizy teoretycznej. Świadczy o tym znaczna moc jałowa przekształtnika wynosząca ok. 190W $(f_s=285 \text{kHz})$ dla całej kaskady. W wyniku prac eksperymentalnych opracowano także modyfikację układu przekształtnika MRSCC, która powoduje niemal całkowitą eliminację tego typu strat mocy niezależnie od obciążenia przekształtnika. Na rys. 2.8 przedstawiono schemat stanowiska pomiarowego z uwzglednieniem dodatkowych elementów wyrysowanych kolorem zielonym.

Rys. 2.8 Schemat blokowy układu kaskadowego przekształtnika laboratoryjnego z gałęziami komutacyjnymi $C_{Ck}R_{Ck}$ i dławikiem wspomagania komutacji L_{SC} .

Modyfikacja polega na dołączaniu dodatkowych kondensatorów C_{C1} , C_{C2} , C_{C3} równolegle do gałęzi rezonansowych oraz zastosowanie dławika L_{cs}. Dławik L_{cs} jest włączony pomiędzy wyjście półmostka złożonego z tranzystorów T_1 i T_2 a pojemnościowy dzielnik napięcia dzielący symetrycznie napięcie U_N złożony z kondensatorów C1a i C1b. Wszystkie półmostki w układzie MRSCC sterowane są przebiegiem prostokątnym o wypełnieniu 50%, co powoduje, że wartości napięć na kondensatorach C_{1a} i C_{1b} są wyrównywane. W efekcie prąd dławika L_{CS} ma przebieg trójkątny, symetryczny bez składowej stałej. Komutacja tranzystorów zachodzi zawsze przy maksymalnym w ujęciu bezwzględnym prądzie dławika L_{CS} . Prąd dławika L_{CS} płynie przez tranzystory T_1 lub T_2 , gdy są one wysterowane i ich kanały przewodzą, natomiast w interwałach czasu martwego prąd dławika L_{CS} płynie przez pojemności wyjściowe T_1 i T_2 oraz za pośrednictwem kondensatorów C_{C1} , C_{C2} , C_{C3} (i kondensatorów C_{1a} , C_{1b} , C_2 , C_3 , C_4) również przez pojemności pozostałych tranzystorów przekształtnika. W wyniku tego, pojemności łączników są ładowane oraz rozładowywane poprzez prąd dławika L_{CS}, i jeżeli jego wartość w momencie komutacji jest dostatecznie duża (w rozumieniu bezwzględnym) to przed końcem interwału czasu martwego dojdzie do całkowitego naładowania bądź rozładowania pojemności wyjściowych tranzystorów. W konsekwencji zachodzi komutacja przy zerowym napięciu.

> 100 Sprawność energetyczna [%] 95 90 85 0 0.5 1.5 2 2.5 3 3.5 4.5 5 5.5 Moc wyjściowa [kW] SiC z R_{Ck}C_{Ck} bez L_{SC} (285kHz) SiC z R_{Ck}C_{Ck} z L_{SC} (285kHz) SiC bez R_{Ck}C_{Ck} d_{DT}=1.0 (258kHz) 100 99.5 Efektywność napięciowa [%] 99 98.5 98 97.5 97 96.5 96 95.5 0.5 1 1.5 2 2.5 3 3.5 4 4.5 5 5.5 Moc wyjściowa [kW]

W rozprawie zamieszczono wyniki pomiarów oscyloskopowych oraz zmierzone charakterystyki sprawności energetycznej oraz efektywności napięciowej – rys. 2.9.

Rys. 2.9 Sprawność enegetyczna oraz efektywność napięciowa w funkcji mocy obciążenia. Wykreślono trzy krzywe dla różnych konfiguracji układu (z gałęziami komutacyjnymi, z gałęziami komutacyjnymi i dławikiem *L*_{SC}, wersja bazowa). Pomiary dotyczą całej kaskady przekszatłtników.

Uzyskana sprawność szczytowa kaskady przekształtników wyniosła około 97%. Współczynnik sprawności energetycznej całej kaskady jest iloczynem współczynników sprawności przekształtników składowych. Gdyby założyć, że oba przekształtniki kaskady pracują z tą samą mocą i sprawnością. oznaczało by to, że szczytowa sprawność pojedyńczego przekształtnika wyniosła około $\sqrt{97\%} = 98,5\%$, co można uznać za bardzo dobry wynik dla układu pracującego przy napięciu 2kV i częstotliwości 285kHz. Ze względu na błędy popełniane przy takim uproszczeniu, wynik należy uznać jedynie za szacunkowy.

2.5.5. Podatność zmodyfikowanego układu na odstrojenie częstotliwości impulsowania

Brak zjawiska zanikania prądu gałęzi rezonansowych w interwałach czasu martwego w przekształtniku wyposażonym w gałęzie komutacyjne może powodować dużą podatność układu na odstrojenie częstotliwości impulsowania od rezonansowej. W interwałach czasu martwego prąd gałęzi rezonansowych płynie przez gałęzie komutacyjne i ze względu na małą rezystancję szeregową i znaczną pojemność tych gałęzi, napięcia na nich niemal nie ulegają zmianom. W wyniku tego interwał czasu martwego nie ma wpływu na częstotliwość rezonansową gałęzi rezonansowych. Pod względem przebiegu oscylacji w gałęziach rezonansowych, przekształtnik działa tak jakby czas martwy nie występował.

By zbadać zachowanie układu przy pracy z odstrojoną częstotliwością impulsowania, zarejestrowano przebiegi prądu gałęzi rezonansowych dla trzech wartości współczynnika d_{1h} =1,05, d_{1h} =1,00, d_{1h} =0,95. Jak wynika z zaprezentowanych w rozprawie wyników pomiarowych oraz przeprowadzonych eksperymentów, przekształtnik wyposażony w gałęzie komutacyjne charakteryzuje się znacznie mniejszą odpornością na odstrojenie czestotliwości impulsowania niż układ podstawowy.

2.6. Podsumowanie i wnioski z przeprowadzonych badań przekształtnika MRSCC

Przedstawione w pracy wyniki badań pozwalają stwierdzić, że dwukierunkowy przekształtnik MRSCC jest wykonalny praktycznie. Potwierdzono szczególne cechy topologii MRSCC pozwalające na budową przekształtnika pracującego z napięciem strony wysokiej wielokrotnie wyższym niż dopuszczalne napięcie pracy elementów składowych. Uzyskana duża częstotliwość impulsowania przekształtnika laboratoryjnego przy zachowaniu dużej sprawności energetycznej i efektywności napięciowej podkreśla szczególnie korzystne właściwości badanej topologii.

Uzyskane osiągnięcia badawcze będące wynikiem przeprowadzonych prac dotyczących przekształtnika MRSCC są następujące:

- 1. Wyznaczenie zależności opisujących obciążenie prądowe gałęzi rezonansowych na drodze analizy matematycznej z wykorzystaniem przybliżenia pierwszą harmoniczną. Weryfikacja poprawności na drodze symulacji komputerowej.
- 2. Wyprowadzenie zależności opisującej wpływ poszczególnych rezystancji elementów na efektywność napięciową układu MRSCC.
- Wykazanie bezpośredniego związku pomiędzy znamionową wartością względnego tętnienia napięcia na kondensatorze rezonansowym a gabarytem gałęzi rezonansowej.
- 4. Opracowanie zależności matematycznych i procedury doboru głównych elementów przekształtnika bazujących na analizie z przybliżeniem pierwszą harmoniczną.

- 5. Analiza głównych strat energii w przekształtniku z uwzględnieniem strat wynikających z nieliniowych pasożytniczych pojemności tranzystorów typu MOSFET.
- 6. Wykazanie znacznej niedokładności analizy z przybliżeniem pierwszą harmoniczną w przypadku odstrojenia częstotliwości impulsowania.
- 7. Wykazanie na drodze analizy teoretycznej, symulacji oraz eksperymentu występowania zjawiska zanikania prądu gałęzi rezonansowych w interwałach czasu martwego.
- 8. Analiza teoretyczna wpływu zjawiska zaniku prądu gałęzi rezonansowej na zdolność tej gałęzi do wyrównywania napięć na kondensatorach poziomowych.
- 9. Wskazanie warunków uniemożliwiających występowanie zjawiska zanikania prądu w interwale czasu martwego, jako wynik analizy teoretycznej popartej wynikami symulacji komputerowej oraz eksperymentalnie.
- 10. Opracowanie modyfikacji układu MRSCC pozwalającej znacząco zwiększyć sprawność energetyczną układu poprzez eliminację (wielokrotne zmniejszenie) straty energii wynikających z pojemności pasożytniczych tranzystorów MOSFET.
- 11. Weryfikację eksperymentalną odporności zmodyfikowanego układu na odstrojenie częstotliwości impulsowania.
- 12. Zaprojektowanie oraz wykonanie układu laboratoryjnego przekształtnika MRSCC z tranzystorami MOSFET *SiC* (z węglika krzemu).
- 13. Wykazanie wykonalności wysokonapięciowego układu MRSCC o czterech poziomach napięciowych
- 14. Opracowanie sposobu pomiaru wysokonapięciowego przekształtnika MRSCC w układzie kaskadowym z wykorzystaniem niskonapięciowego sprzętu pomiarowego.

3. PODSUMOWANIE ROZPRAWY

W rozprawie opisano badania dwóch przekształtników DC-DC o przełączanych kondensatorach. Prace badawcze dotyczące tyrystorowego przekształtnika SCVM były prowadzone zespołowo. Badania wykonane przez autora rozprawy dotyczyły głównie weryfikacji eksperymentalnej koncepcji przekształtnika, na co składało się zaprojektowanie i wykonanie przekształtnika laboratoryjnego, przeprowadzenie pomiarów laboratoryjnych oraz interpretacja wyników. Zamieszczona analiza matematyczna przekształtnika SCVM zawiera pewne elementy oraz modyfikacje wykonane samodzielnie przez autora rozprawy, jednak nie stanowią one głównej wartości merytorycznej.

Badania dotyczące drugiego przekształtnika - MRSCC zostały wykonane w całości samodzielnie przez autora rozprawy. Podstawowa koncepcja przekształtnika była prezentowana w literaturze międzynarodowej, jednakże w znanych autorowi źródłach nie ma opisanych badań układu dwukierunkowego o więcej niż jednej gałęzi rezonansowej pracującego przy znacznych napięciach, a w szczególności z wykorzystaniem tranzystorów MOSFET *SiC*.

Wszystkie ogólne i szczegółowe cele badawcze pracy, które zostały w całości zrealizowane, są następujące:

1. Wykazanie specyficznych własności techniki przełączanych kondensatorów w przekształtnikach mocy i analiza własności wybranych energoelektronicznych rezonansowych przekształtników mocy DC-DC o przełączanych kondensatorach.

- a) Rozwinięcie metody doboru parametrów *LC* w tyrystorowym przekształtniku SCVM, z uwzględnieniem energii magazynowanej w elementach pasywnych.
- b) Wykonanie analizy narażeń napięciowych tyrystorów w przekształtniku SCVM z uwzględnieniem stanu awaryjnego.
- c) Opracowanie metody doboru parametrów *LC* w przekształtniku MRSCC, z uwzględnieniem energii magazynowanej w elementach pasywnych.
- d) Wykonanie analizy matematycznej efektywności napięciowej przekształtnika MRSCC.
- e) Wykonanie analizy zjawiska zanikania prądu gałęzi rezonansowych w interwale czasu martwego w przekształtniku MRSCC.
- 2. Określenie możliwości zastosowania łączników tyrystorowych i tranzystorowych w układach o przełączanych kondensatorach.
 - a) Weryfikacja możliwości, zastosowania łączników tyrystorowych na przykładzie układu SCVM.
 - b) Wykonanie badania nad zastosowaniem tranzystorów MOSFET SiC w przekształtnikach o przełączanych kondensatorach na przykładzie układu MRSCC.
 - c) Opracowanie rozwiązania ograniczającego straty energii wynikające z ładowania i rozładowywania pojemności pasożytniczych łączników energoelektronicznych w przekształtniku MRSCC
- 3. Wykonanie analizy strat energii w obwodach mocy i układach sterowania w wybranych topologiach przekształtników DC-DC o kondensatorach przełączanych.
 - a) Analiza strat energii w obwodzie mocy oraz układach sterowania bramkami tyrystorów w przekształtniku SCVM.
 - b) Wykonanie analizy strat energii w obwodach mocy układu MRSCC
- 4. Eksperymentalne badania wybranych złożonych topologii przekształtników DC-DC podwyższających napięcie o przełączanych kondensatorach.
 - a) Eksperymentalne badania wykonalności i poprawności koncepcji tyrystorowego przekształtnika SCVM małej mocy
 - b) Eksperymentalne badania wykonalności i poprawności koncepcji wysokonapięciowego przekształtnika MRSCC
 - c) Eksperymentalne badania wrażliwości układu MRSCC na pracę z częstotliwością impulsowania odstrojoną od rezonansowej
 - d) Eksperymentalne badania wrażliwości układu MRSCC z gałęziami komutacyjnymi i dławikiem komutacyjnym na pracę z częstotliwością impulsowania odstrojoną od rezonansowej

Oryginalne i samodzielne osiągnięcia badawcze autora, w zakresie przedstawionym w rozprawie, są następujące:

- 1. Zaprojektowanie, wykonanie i uruchomienie tyrystorowego przekształtnika SCVM.
- 2. Wykonanie pomiarów laboratoryjnych, tyrystorowego przekształtnika SCVM.
- 3. Wykonanie analizy i interpretacji wyników pomiarowych przekształtnika SCVM.

- 4. Rozszerzenie znanej metody doboru elementów *LC* przekształtnika SCVM o współczynniki znamionowego obciążenia względnego. Wykazanie wpływu współczynnika na ilość energii szczytowo magazynowanej w elementach *LC*.
- Wyznaczenie zależności opisujących obciążenie prądowe gałęzi rezonansowych w przekształtniku MRSCC, na drodze analizy matematycznej z wykorzystaniem przybliżenia pierwszą harmoniczną. Weryfikacja poprawności na drodze symulacji komputerowej.
- 6. Wyprowadzenie zależności opisującej wpływ poszczególnych rezystancji elementów na efektywność napięciową układu MRSCC.
- 7. Wykazanie bezpośredniego związku pomiędzy znamionową wartością względnego tętnienia napięcia na kondensatorze rezonansowym a gabarytem gałęzi rezonansowej w przekształtniku MRSCC.
- 8. Opracowanie zależności matematycznych i procedury doboru głównych elementów przekształtnika MRSCC, bazujących na analizie z przybliżeniem pierwszą harmoniczną.
- 9. Wykonanie analizy głównych strat energii w przekształtniku MRSCC.
- 10. Wykazanie znacznej niedokładności analizy z przybliżeniem pierwszą harmoniczną w przypadku odstrojenia częstotliwości impulsowania w przekształtniku MRSCC.
- 11. Wykazanie na drodze analizy teoretycznej, symulacji oraz eksperymentu występowania zjawiska zanikania prądu gałęzi rezonansowych w interwałach czasu martwego w przekształtniku MRSCC.
- 12. Wykonanie analizy teoretycznej wpływu zjawiska zaniku prądu gałęzi rezonansowej na zdolność tej gałęzi do wyrównywania napięć na kondensatorach poziomowych w przekształtniku MRSCC.
- 13. Wskazanie warunków uniemożliwiających występowanie zjawiska zanikania prądu w interwale czasu martwego w przekształtniku MRSCC, jako wynik analizy teoretycznej popartej wynikami symulacji komputerowej oraz eksperymentalnie.
- 14. Opracowanie modyfikacji układu MRSCC pozwalającej znacząco zwiększyć sprawność energetyczną układu poprzez eliminację (wielokrotne zmniejszenie) strat energii wynikających z pojemności pasożytniczych tranzystorów MOSFET.
- 15. Weryfikacja eksperymentalna odporności zmodyfikowanego układu MRSCC na odstrojenie częstotliwości impulsowania.
- 16. Zaprojektowanie, wykonanie i uruchomienie układu laboratoryjnego przekształtnika MRSCC z tranzystorami MOSFET *SiC* (z węglika krzemu).
- 17. Wykazanie wykonalności dwukierunkowego wysokonapięciowego układu MRSCC o czterech poziomach napięciowych.