



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

KATEDRA ENERGGOELEKTRONIKI I AUTOMATYKI SYSTEMÓW PRZETWARZANIA
ENERGII

ROZPRAWA DOKTORSKA

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

Kraków, grudzień 2019

STRESZCZENIE

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 względu na rodzaj elementu, który wykorzystywany jest do magazynowania przenoszonej energii: może być to dławik indukcyjny, jak w przypadku klasycznych przekształtników, bądź kondensator.

Mając na uwadze ograniczenia elementów indukcyjnych, można przyjąć, 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 czy 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.

Rozprawa składa się z dwóch części. Część pierwsza dotyczy badań układu w topologii SCVM (*ang. Switched Capacitor Voltage Multiplier*) wykonanego na bazie tyrystorów. Celem badań było wykazanie przydatności łączników tyrystorowych do budowy układów o przełączanych kondensatorach oraz weryfikacja koncepcji tyrystorowego układu SCVM. W pracy zamieszczono kompletną analizę teoretyczną, procedurę doboru elementów, liczne wyniki symulacyjne oraz laboratoryjne.

W drugiej części pracy, zamieszczono wyniki badań układu MRSCC (*ang. Multilevel Resonant Switched Capacitor Converter*) o charakterze dwukierunkowym dwukwadrantowym z nawrotem prądu. 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 strony niskiej. Możliwe jest zatem konstruowanie przekształtników 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. Praca zawiera obszerną analizę teoretyczną obejmującą zagadnienia: obciążenia elementów, efektywności napięciowej, strat energii, procedury doboru głównych elementów przekształtnika MRSCC. Szczególną uwagę przywiązano do analizy zjawisk zachodzących przy pracy układu z częstotliwością impulsowania odbiegającą od częstotliwości rezoanansowej. Zagadnienie to opisano na podstawie przeprowadzonych prac analitycznych, symulacji komputerowych oraz pomiarów laboratoryjnych. Część eksperymentalna została zrealizowana z wykorzystaniem zbudowanego układu laboratoryjnego bazującego na łącznikach typu MOSFET SiC o mocy znamionowej 5kW, częstotliwości impulsowania rzędu 260kHz oraz napięciu strony niskiej i wysokiej, odpowiednio 500V i 2kV. Przeprowadzono pomiary sprawności energetycznej oraz efektywności napięciowej układu dla różnych warunków pracy w tym także przy odstrojonej częstotliwości impulsowania. By uniknąć konieczności stosowania wysokonapięciowego sprzętu laboratoryjnego, badania przeprowadzono w układzie kaskady 500V/2kV/500V złożonej dwóch bliźniaczych przekształtników MRSCC. 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 uzyskano znaczący wzrost sprawności energetycznej przekształtnika. Przeprowadzone badania potwierdziły poprawność koncepcji oraz szczególnie korzystne cechy układu MRSCC.

ABSTRACT

Step-up converters have numerous of application in power supply circuits in wide range of the operation voltage, voltage gain and power. Various requirements arise from often sophisticated and specialized applications. These requirements can be met by using new topologies and technologies of the DC-DC step-up power converters.

The principle of operation of the DC-DC converters is generally based on continuous repetition of the sequence of storing energy taken from the input and afterwards transferring them to the output with changed voltage. The main classification of the converters, that can be established, is because of the type of the energy storing component: an inductor, like in classical converters or capacitor.

When considering the limitation of the magnetics components, it can be noticed, that the switched capacitor converters can be an important area for further DC-DC converters research. That is true, especially because of the recent advancements observed in ceramic capacitors dedicated for power electronics applications. The volumetric and gravimetric density of the energy storage in modern foil or especially ceramic capacitors is significantly greater than density in magnetics components, in addition with low loss factor. Considering the above facts the switched capacitor technology may be promising and may allow for further miniaturization of the converters.

The thesis consists of two parts. The first part concerns research of SCVM (*Switched Capacitor Voltage Multiplier*) converter based on thyristors. The research problem was to prove the thyristors are suitable for utilization in switched capacitor step-up converter. The other problem was verification of the thyristor based SCVM concept. Complete mathematical analysis, components selection procedure and number of experimental results are included in the thesis.

The second part of the thesis concerns MRSCC (*Multilevel Resonant Switched Capacitor Converter*) converter which has bidirectional, two quadrants (its current reverse operation ability). Because of the multilevel nature, the MRSCC converter is suitable for operation with high voltages, since all components of the converter operate with moderate voltage stresses. The voltage stresses of the components are comparable to the value of the low side voltage. Therefore, it is possible to design a converter that operates with voltage that is multiple times higher than the rated voltage of the components. This applies not only for switches but also for passive components as well as axillary components. The thesis contains detailed theoretical analysis that covers problems as follows: current stresses of the components, voltage efficiency, energy losses, and the main components selection procedure of the MRSCC converter. The special attention is given for the analysis of phenomena that occurs when the converter operates with detuned switching frequency in respect to the resonant frequency. The problem is addressed, based on the mathematical analysis, computer simulation and experimental results. The experimental results are obtained from the laboratory setup of 5 kW converter with switching frequency of 260kHz and 500V/2kV of voltage on low and high side respectively. The power and voltage efficiency has been measured under different conditions of the operation including the operation with detuned switching frequency. To mitigate challenging high-voltage measurement equipment the special laboratory setup was utilized. Twin MRSCC converters were connected back to back, creating a 500V/2kV/500V cascade with the common high-voltage link. Also, modification method of the basic topology is proposed for significant power efficiency improvement. The modification is based on application of the additional commutation inductor and commutation branches. It brings a significant reduction of the switching losses related to the output capacitance of the MOSFET transistors. As the result the significant increase of the power efficiency of the converter has been achieved. The research confirmed the correctness of the concept as well as beneficial features of the MRSCC converter.

*Składam podziękowania wszystkim osobom, które przyczyniły się do powstania tej
pracy...*

*Część pracy powstało w wyniku realizacji projektu badawczego
o nr 2016/21/N/ST7/02355 finansowanego ze środków Narodowego Centrum Nauki.*

Spis treści

1. Wstęp	19
1.1. Cele badawcze pracy i ich realizacja.....	22
1.2. Stan wiedzy	23
1.3. Struktura pracy	26
2. Powielacz napięcia w topologii SCVM	29
2.1. Zasada działania tyrystorowego układu SCVM	29
2.2. Dobór parametrów elementów układu.....	38
2.2.1.Dobór parametrów elementów L i C	38
2.2.2.Dobór tyrystorów oraz diod.....	40
2.2.3.Dobór parametrów elementów układu laboratoryjnego	45
2.3. Symulacja komputerowa przekształtnika SCVM	51
2.4. Pomiary laboratoryjne przekształtnika SCVM.....	60
2.4.1.Opis stanowiska laboratoryjnego	60
2.4.2.Wyniki pomiarów laboratoryjnych	62
2.5. Podsumowanie badań przekształtnika SCVM	67
3. Przekształtnik wielopoziomowy o przełączanych kondensatorach MRSCC	69
3.1. Stan wiedzy	69
3.2. Opis koncepcji przekształtnika	70
3.3. Analiza matematyczna w stanie ustalonym – przybliżenie podstawową harmoniczną	72
3.3.1.Podstawowe zależności, założenia i schematy zastępcze	72
3.3.2.Obciążenie prądowe gałęzi rezonansowych	74
3.3.3.Obciążenie prądowe łączników	76
3.3.4.Model i ocena efektywności napięciowej przekształtnika – wpływ rezystancji łączników.....	78
3.3.5.Analiza głównych strat energii oraz model sprawności	80
3.4. Dobór parametrów elementów przekształtnika	85
3.4.1.Dobór elementów gałęzi rezonansowych	86
3.4.2.Dobór łączników – tranzystory MOSFET	89
3.4.3.Dobór elementów i parametrów układu laboratoryjnego	91
3.5. Analiza pracy przekształtnika MRSCC z wykorzystaniem symulacji komputerowej...95	
3.5.1.Układ przekształtnika wyidealizowanego – bez uwzględnienia czasu martwego ..95	
3.5.2.Praca przekształtnika MRSCC z uwzględnieniem czasu martwego.....	102
3.5.3.Wpływ wartości prądu początkowego oscylacji na pracę gałęzi rezonansowej ...	111
3.5.4.Analiza zjawisk zachodzących w interwale czasu martwego	117
3.5.5.Symulacja układu przekształtnika z uwzględnieniem pojemności pasożytniczej tranzystorów w programie PSpice	129
3.6. Badania eksperymentalne przekształtnika MRSCC	134
3.6.1.Opis konstrukcji stanowiska laboratoryjnego do badania przekształtnika MRSCC w układzie kaskadowym	134

3.6.2. Opis konstrukcji modułu sterowania	139
3.6.3. Przyrządy pomiarowe oraz metody wykonywania i przetwarzania pomiarów	140
3.6.4. Pomiar podstawowego układu laboratoryjnego bez modyfikacji.....	143
3.6.5. Pomiar układu laboratoryjnego przy obniżonym napięciu	147
3.6.6. Dławik wspomagający komutację łączników i dodatkowe gałęzie komutacyjne ..	152
3.6.7. Podatność zmodyfikowanego układu na odstrojenie częstotliwości impulsowania.....	159
3.7. Podsumowanie i wnioski z przeprowadzonych badań przekształtnika MRSCC.....	161
4. Podsumowanie	165
5. Bibliografia	171

Wykaz akronimów:

BUCK	-tryb pracy przekształtnika z obniżaniem napięcia
BOOST	-tryb pracy przekształtnika z podwyższaniem napięcia
FPGA (ang. <i>Field Programmable Gate Array</i>) FKP1	-programowalny scalony układ logiki -oznaczenie producenta dotyczące kondensatora z okładzinami z folii metalowej i dielektrykiem z folii polipropylenowej (WIMA) [117]
MRSCC (ang. <i>Multi-Level Resonant Switched Capacitor Converter</i>)	-topologia przekształtnika
MOSFET (ang. <i>Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor</i>)	-w kontekście pracy polowy tranzystor mocy
RCT (ang. <i>Reverse Conducting Thyristor</i>)	-tyrystor z przewodzeniem wstecznym
SCR (ang. <i>Silicon Controlled Rectifier</i>)	-tyrystor (klasyczny)
SCVM (ang. <i>Switched Capacitor Voltage Multiplier</i>)	-topologia przekształtnika
SiC	-węgiel krzemu
WBG (ang. <i>Wide Band Gap</i>)	-szerokie pasmo zabronne (w odniesieniu do półprzewodników)
ZCS (ang. <i>Zero Current Switch</i>)	-przełączenie łącznika przy zerowym prądzie
ZVT (ang. <i>Zero Voltage Transition</i>)	-komutacja przy zerowym napięciu

Wykaz ważniejszych oznaczeń użytych w tekście:

Dotyczące przekształtnika SCVM:

C	-wartość pojemności kondensatorów przełączanych
C_F	-wartość pojemności kondensatora filtru wejściowego przekształtnika
C_{out}	-wartość pojemności kondensatora wyjściowego przekształtnika
ΔP_{TD}	-średnia moc strat energii w tyrystorach i diodach w całym przekształtniku związana z napięciem złączowym (przewodzenia) tych elementów
ΔP_{DTstr}	-średnia moc strat energii w tyrystorze lub diodzie (ogólnie)
ΔP_R	-średnia wartość mocy strat energii wydzielanych w rezystancjach szeregowych elementów w całym przekształtniku
ΔU_{Cd}	-przyrost napięcia na kondensatorze przełączanym w trakcie interwału rozładowania
ΔU_{out}	-założona wartość międzyszczytowa tętnień napięcia wyjściowego
E_{CmaxN}	-maksymalna wartość energii magazynowanej we wszystkich kondensatorach łącznie przy znamionowych warunkach pracy
E_{LmaxN}	-maksymalna wartość energii magazynowanej w dławiku przy znamionowych warunkach pracy
η	-sprawność energetyczna przekształtnika
f	-częstotliwość pracy przekształtnika
f_{max}	-maksymalna częstotliwość pracy przekształtnika
i_C	-prąd kondensatora przełączanego (rys. 2.2)
I_{CRMS}	-skuteczna wartość prądu płynącego przez kondensatory przełączane
I_{FAVmD}	-maksymalny prąd średni diod D_1 - D_n oraz D_{out}

I_{FRMS}	-katalogowy maksymalny prąd skuteczny diod D_1-D_n
I_{FRMS_Dout}	-katalogowy maksymalny prąd skuteczny diody D_{out}
i_{in}	-prąd wejściowy przekształtnika (rys. 2.2)
I_{in1}	-amplituda podstawowej harmonicznnej prądu wejściowego przekształtnika
I_{inAV}	-średni prąd wejściowy przekształtnika
I_{inRMS}	-skuteczna wartość prądu wejściowego przekształtnika (i_{in})
I_{Lpk}	-wartość szczytowa prądu dławika
I_p	-wartość szczytowa pulsu prądu ładowania i rozładowania kondensatorów przełączanych (przy założeniu, że są równe)
I_{pd}	-wartość szczytowa pulsu prądu ładowania kondensatorów przełączanych (rys. 2.2)
I_{ps}	-wartość szczytowa pulsu prądu ładowania kondensatorów przełączanych (rys. 2.2)
I_{psR}	-wartość szczytowa pulsu prądu ładowania całkowicie rozładowanych kondensatorów przełączanych (np. przy rozruchu)
I_{S1}	-założona maksymalna amplituda podstawowej harmonicznnej prądu źródła
I_{TAVmTN}	-maksymalny prąd średni tyrystorów nieparzystych
I_{TAVmTP}	-maksymalny prąd średni tyrystorów parzystych
I_{TNRMS}	-skuteczna wartość prądu płynącego przez tyrystory o nieparzystych indeksach
I_{TPRMS}	-skuteczna wartość prądu płynącego przez tyrystory o parzystych indeksach
I_{TRMS_TN}	-katalogowy maksymalny prąd skuteczny tyrystorów nieparzystych
I_{TRMS_TP}	-katalogowy maksymalny prąd skuteczny tyrystorów parzystych
K_{dptd}	-współczynnik, do którego wprost proporcjonalna jest średnia moc strat energii we wszystkich rezystancjach elementów przekształtnika
$k_{ECmaxNW}$	-współczynnik wyliczony jako maksymalna wartość energii magazynowanej w kondensatorach przełączanych w znamionowych warunkach pracy odniesiona do maksymalnej wartości energii magazynowanej w kondensatorach przełączanych w znamionowych warunkach pracy w przekształtniku zaprojektowanym dla $p_{wN} = 1$
$k_{ELmaxNW}$	-współczynnik wyliczony jako maksymalna wartość energii magazynowanej w dławiku w znamionowych warunkach pracy odniesiona do maksymalnej wartości energii dławika w znamionowych warunkach pracy w przekształtniku zaprojektowanym dla $p_{wN} = 1$
k_u	-teoretyczne wzmocnienie napięciowe przekształtnika
L	-wartość indukcyjności dławika
L_F	-wartość indukcyjności dławika filtra wejściowego przekształtnika
m_{ku}	-współczynnik marginesu bezpieczeństwa przy doborze napięciowym diod i tyrystorów
n	-liczba komórek (kondensatorów), z których złożony jest przekształtnik
P_{in}	-średnia moc wejściowa przekształtnika
P_{max}	-moc maksymalna przekształtnika-powyżej tej wartości przekształtnik pracuje w trybie przeciążenia, w którym zachodzą dodatkowe zjawiska (rys. 2.13)
p_{wN}	-znamionowy współczynnik obciążenia względnego
ρ_d	-impedancja falowa obwodu LC w konfiguracji do rozładowania (kondensatory zestawione szeregowo)
ρ_s	-impedancja falowa obwodu LC w konfiguracji do ładowania (kondensatory zestawione równolegle)
t_0	-chwila czasu, w której rozpoczyna się puls ładowania (rys. 2.2)

t_1	-chwila czasu, w której kończy się puls ładowania (rys. 2.2)
t_d	-czas trwania przerwy pomiędzy pulsami prądu ładowania i rozładowania (rys. 2.2)
t_{pd}	-czas trwania pulsu rozładowania (rys. 2.2)
t_{ps}	-czas trwania pulsu ładowania (rys. 2.2)
t_q	-czas wyłączenia tyrystora (wspólny dla wszystkich) – parametr katalogowy
u_C	-napięcie kondensatora przełączanego (rys. 2.2)
U_{CF1}	-założona amplituda podstawowej harmonicznej napięcia wyjściowego filtra
U_{Cmax}	-wartość minimalna napięcia na kondensatorze przełączanym (rys. 2.2)
U_{CmaxN}	-szczytowa wartość napięcia na kondensatorze przełączanych w znamionowym punkcie pracy przekształtnika
U_{Cmin}	-wartość minimalna napięcia na kondensatorze przełączanych (rys. 2.2)
$U_{D(k)max}$	-wartość maksymalna napięcia występującego na k -tej diodzie
$U_{Doutmax}$	-wartość maksymalna napięcia występującego na diodzie Dout
U_{DRM}	-maksymalne napięcie blokowania - parametr katalogowy tyrystora (nie dotyczy diod)
U_{in}	-średnie napięcie wejściowe przekształtnika
U_{RRM}	-maksymalne napięcie wsteczne - parametr katalogowy tyrystora lub diody
$U_{T(2k-1)max}$	-wartość maksymalna napięcia występującego na poszczególnych tyrystorach nieparzystych
$U_{T(2k-1)maxA}$	-wartość maksymalna napięcia występującego na poszczególnych tyrystorach nieparzystych na początku interwału rozładowania
$U_{T(2k-1)maxB}$	-wartość maksymalna napięcia występującego na poszczególnych tyrystorach nieparzystych na końcu interwału rozładowania
$U_{T(2k)max}$	-wartość maksymalna napięcia występującego na poszczególnych tyrystorach parzystych
ω_d	-pulsacja obwodu LC w konfiguracji do rozładowania (kondensatory zestawione szeregowo)
ω_s	-pulsacja obwodu LC w konfiguracji do ładowania (kondensatory zestawione równolegle)

Dotyczące przekształtnika MRSCC:

C_{C1}, C_{C2}, C_{C3}	-pojemności kondensatorów gałęzi komutacyjnych
$C_{ossH}(u_{DSH})$	-charakterystyka pojemności wyjściowej łącznika (tranzystora) od napięcia dla S_3 do $S_{(2n)}$.
$C_{ossL}(u_{DSL})$	-charakterystyka pojemności wyjściowej łącznika (tranzystora) od napięcia dla S_1 i S_2 .
C_{Rk}	-pojemność k -tego kondensatora rezonansowego
d_{DTk}	-względna wartość częstotliwości impulsowania przekształtnika dla k -tej gałęzi rezonansowej
ΔP_{Coss}	-średnia moc strat energii wynikających z przeładowywania pojemności wyjściowych tranzystorów dla całego przekształtnika MRSCC
ΔP_{HBstr}	-średnia moc strat energii półmostka wynikających z przeładowywania pojemności wyjściowych tranzystorów
ΔP_P	-średnia moc strat energii wynikających z rezystancji elementów dla całego przekształtnika MRSCC

$\Delta U_{CR\%}$	-względna wartość tętnień napięcia na kondensatorach rezonansowych dla znamionowych warunków pracy, przy założeniu, że wartość jest taka sama dla wszystkich kondensatorów w przekształtniku
$\Delta U_{CR\%_{opt}}$	-wartość optymalna ze względu na objętość (gabaryt) gałęzi rezonansowej, względnej wartości tętnień napięcia na kondensatorach rezonansowych
$\Delta U_{CR(k)\%}$	-względna wartość tętnień napięcia na poszczególnych kondensatorach rezonansowych dla znamionowych warunków pracy
d_{F1}	-względna częstotliwość impulsowania bez uwzględnienia czasu martwego (np. dla przybliżenia pierwszą harmoniczną)
d_{PGRk}	-współczynnik względnego czasu trwania oscylacji dla k -tej gałęzi rezonansowej. W wielu przypadkach można przyjąć przybliżenie $d_{PGRk} \approx d_{DTk}$.
η_{UP}	-sprawność energetyczna przy pracy w trybie podnoszenia napięcia (BOOST)
f_i	-częstotliwość impulsowania półmostka (przypadek ogólny)
f_s	-częstotliwość impulsowania przekształtnika
f_{sRDT}	-częstotliwość rezonansowa z uwzględnieniem czasu martwego, wspólna dla wszystkich gałęzi rezonansowych
G_{DT}	-współczynnik względnego czasu trwania oscylacji
i_{GRk}	-prąd k -tej gałęzi rezonansowej
$i_{GRk_fs(1)}$	-prąd k -tej gałęzi rezonansowej przybliżony za pomocą podstawowej harmonicznego
$I_{GR(k)Cmax}$	-początkowa wartość prądu oscylacji dla k -tej gałęzi rezonansowej (przy analizie interwałowej), współczynnik stojący przy cos w równaniu opisującym prąd k -tej gałęzi rezonansowej (3.104), (3.114)
$I_{GR(k)DTmax}$	-wartość szczytowa prądu k -tej gałęzi rezonansowej przy uwzględnieniu czasu martwego
$I_{GR(k)max}$	-wartość szczytowa prądu k -tej gałęzi rezonansowej
$I_{GR(k)RMS}$	-wartość skuteczna prądu k -tej gałęzi rezonansowej
$I_{GR(k)RMSpu}$	-względna wartość skuteczna prądu gałęzi rezonansowej (odniesiona do wartości skutecznej wynikającej z analizy z przybliżeniem pierwszą harmoniczną dla układu z idealnie dostrojonymi gałęziami rezonansowymi)
$I_{GR(k)RMSsym}$	-wartość skuteczna prądu k -tej gałęzi wyliczona numerycznie z przebiegu będącego wynikiem symulacji komputerowej (lub pomiaru dla danych eksperymentalnych).
$I_{GR(k)Smax}$	-szczytowa wartość prądu k -tej gałęzi (3.104), (3.113)
I_N	-prąd średni strony niskiej przekształtnika
$I_{S(2k)RMS}$	
$I_{S(2k-1)RMS}$	-wartość skuteczna prądu płynącego przez łączniki o odpowiednio parzystych i nieparzystych indeksach
I_W	-prąd średni strony wysokiej przekształtnika
κ	-efektywność napięciowa przekształtnika
k_{URE}	-wzmocnienie napięciowe przekształtnika z uwzględnieniem rezystancji elementów
k_{UTE}	-teoretyczne wzmocnienie napięciowe przekształtnika
k_{VC}	-współczynnik wolumetrycznej gęstości energii kondensatora [J/m^3]
k_{VL}	-współczynnik wolumetrycznej gęstości energii dławika [J/m^3]
L_{CS}	-indukcyjność dławika wspomagającego komutację
L_{Rk}	-wartość indukcyjności dławików rezonansowych
n	-liczba kondensatorów poziomowych występujących w przekształtniku

Ψ_{SDR}	-suma strumieni magnetycznych dławików rezonansowych
Q_{oss}	-ładunek zgromadzony w nieliniowej pojemności wyjściowej tranzystora mocy
$R_{\text{C1}}, R_{\text{C2}}, R_{\text{C3}}$	-rezystancje gałęzi komutacyjnych
r_{DSH}	-szeregowa zastępcza rezystancja łączników, taka sama dla od S_3 do S_{2n}
r_{DSL}	-szeregowa zastępcza rezystancja łączników, taka sama S_1 do S_2
$\rho_{\text{GR}k}$	-impedancja falowa k -tej gałęzi rezonansowej
R_{SZW}	-szeregowa rezystancja zastępcza przekształtnika sprowadzona na stronę wysoką
s_{E}	-sygnał sterujący łącznikami o parzystych indeksach
s_{O}	-sygnał sterujący łącznikami o nieparzystych indeksach
t_0, t_1, t_2, t_3	-charakterystyczne chwile czasu związane z sygnałami sterowania łączników (rys. 3.10)
$U_{\text{C1}} \dots U_{\text{Ck}} \dots U_{\text{Cn}}$	-napięcia na poszczególnych kondensatorach poziomowych
$u_{\text{CR}k}$	-napięcie na k -tym kondensatorze rezonansowym
$U_{\text{CR}(k)\text{pk-pk}}$	-wartość międzyszczytowa napięcia na kondensatorach rezonansowych przy znamionowych warunkach pracy
U_{CRmax}	-napięcie maksymalne na kondensatorach rezonansowych dla znamionowych warunków pracy, przy założeniu, że wartość jest taka sama dla wszystkich kondensatorów w przekształtniku
U_{N}	-napięcie strony niskiej przekształtnika
U_{NN}	-wartość napięcia strony niskiej dla znamionowych warunków pracy
u_{Pk}	-napięcia występujące na schemacie zastępczym (niemierzalne fizycznie) (rys. 3.2)
$u_{\text{Pk_fs}(1)}$	-napięcia u_{Pk} przybliżone za pomocą podstawowej harmonicznej
u_{SNG}	-napięcie będące sumą wszystkich napięć gałęzi rezonansowych
U_{W}	-napięcie strony wysokiej przekształtnika
V_{C}	-objętość (gabaryt) kondensatora
V_{L}	-objętość (gabaryt) dławika
$V_{\text{LC}k}$	-objętość (gabaryt) k -tej gałęzi rezonansowej

1. 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 jest na szeroką skalę zarówno w przemysłowych układach o mocy rzędu setek kilowatów, w elektroenergetyce gdzie moce urządzeń sięgają setek megawatów do kilku gigawatów, jaki i w niewielkich urządzeniach domowych oraz przenośnych, gdzie 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 [25].

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 względu na rodzaj elementu, który wykorzystywany jest do magazynowania 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 sprawą ciągłego i skutecznego doskonalenia łączników energoelektronicznych [48], 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.c.z. 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 [45], [46], [48]. By kontynuować rozwój przekształtników [49], [48], [46], [45], [47] 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 [48] i optymalizacji konstrukcji tych elementów [46]. 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 [98], [48]. Gęstość objętościowa czy wagowa energii w nowoczesnych kondensatorach foliowych, czy szczególnie w ceramicznych dalece przewyższa gęstość w elementach indukcyjnych przy zachowaniu niewielkiej stratności [4], [70]. W tym kontekście technika przełączanych kondensatorów może być obiecująca i umożliwić dalszą miniaturyzację przekształtników.

Kondensator magazynuje lub oddaje 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 połączeniach 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 [35] lub częściowego wykorzystania elementów magnetycznych do przenoszenia energii [51]. 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 ujęciu teoretycznym przy założeniu, że wszystkie elementy są 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 [120], [122], [35]. Dodatkowo układy o przełączanych 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 kondensatorach przełączanych w strukturach scalonych obejmuje między innymi: zasilanie pamięci półprzewodnikowych [62], [116], polaryzację wyświetlaczy ciekłokrystalicznych [95], sterownie mikromechanicznymi elementami piezoelektrycznymi [1], zasilanie obwodów wejściowych wzmacniaczy operacyjnych [19] oraz wiele innych. Należy także nadmienić, że scalone układy o przełączanych kondensatorach opracowywano także do przetwarzania sygnałów tworząc na przykład filtry analogowe nie zawierające cewek [34].

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 [120], [97], [50], co pozwala na wyeliminowanie prądów impulsowych o dużej wartości szczytowej i komutację 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. Przeprowadzano także udane próby zastosowania dławików powietrznych (bez rdzenia) [85] [112]. Istnieją źródła informujące o udanych konstrukcjach przekształtników o przełączanych kondensatorach gdzie do ograniczenia impulsów prądowych wykorzystano jedynie indukcyjności pasożytnicze połączeń [13] i to także przy znacznej mocy znamionowej układu [115]. Tego rodzaju układy stanowią odrębną grupę i nie leżą w zakresie tematycznym pracy. Inne rozwiązanie problemu dużego prądu ładowania kondensatorów przełączanych polega

na zastawieniu przekształtnika klasycznego (z dławikiem) z układem o przełączanych kondensatorach w wyniku, czego otrzymuje się przekształtnik o kondensatorach przełączanych o łagodnym ładowaniu [72] (*soft-charging*). Cechą charakterystyczną tych układów jest możliwość płynnej regulacji współczynnika wzmocnienia napięciowego, niemniej jednak układy te wykraczają poza ramy tematyczne niniejszej pracy.

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 często ma kluczowe znaczenie dla uzyskiwanych rezultatów. Ze względu na rozpowszechnienie tyrystorów w klasycznych układach dużych i bardzo dużych mocy [3] [81], zbadanie możliwości zastosowania tyrystorów w układach 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 tej pracy układowi o przełączonych kondensatorach zbudowanego w oparciu o tyrystory SCR (ang. *Silicon Controlled Rectifier*). 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. W układach o miękkiej komutacji najistotniejszymi zaletami elementów typu WBG, do których zalicza się węglik krzemu SiC, są relatywnie małe pojemności pasożytnicze oraz mała rezystancja kanału w stanie przewodzenia. Te zalety elementów SiC mogą być szczególnie ważne w układach o kondensatorach przełączanych, ponieważ układy te mają stały współczynnik wzmocnienia napięciowego, bez możliwości łatwego sterowania. Istotne jest, zatem, by w takich układach minimalizować wszelkie rezystancje szeregowo elementów, w tym głównie rezystancje łączników, które pogarszają efektywność napięciową przekształtnika, lub inaczej ujmując, zwiększają zastępczą szeregową rezystancję wyjściową. Niewielkie pojemności pasożytnicze łączników są szczególnie ważne w układach pracujących przy dużych częstotliwościach, bowiem pozwalają ograniczyć energię rozpraszaną w tranzystorach oraz moc potrzebną do ich sterowania. Zagadnienie jest szczególnie istotne w układach rezonansowych o kondensatorach przełączanych, ponieważ charakteryzują się one, co prawda, komutacją łączników przy zerowym prądzie jednak najczęściej również i przy pełnym napięciu. Może to powodować znaczne straty energii związane z ładowaniem i rozładowywaniem pojemności pasożytniczych łączników, szczególnie jeżeli wziąć pod uwagę ich względnie dużą liczbę wymaganą w układach o kondensatorach przełączanych. W drugiej części pracy opisano przeprowadzone badania rezonansowego przekształtnika wielopoziomowego o przełączanych kondensatorach wykonanego w oparciu o tranzystory MOSFET SiC.

1.1. Cele badawcze pracy i ich realizacja

Na etapie otwarcia przewodu doktorskiego przyjęto następujące cele badawcze pracy:

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

Osiągnięcie tego celu wynika z licznych rezultatów badań przedstawionych w pracy, które dotyczą dwóch układów o przełączanych kondensatorach o odmiennej koncepcji działania.

- Określenie możliwości zastosowania łączników tyrystorowych i tranzystorowych w układach o przełączanych kondensatorach.

Jednym z badanych układów był przekształtnik SCVM (ang. *Switched Capacitor Voltage Multiplier*) wykorzystujący w roli łączników tyrystory oraz diody. Wyniki badań w tym także eksperymentalnych potwierdziły możliwość zastosowania tyrystorów w układach o kondensatorach przełączanych. Drugim z badanych układów był przekształtnik MRSCC (ang. *Multi-Level Resonant Switched Capacitor Converter*) wykonany przy użyciu tranzystorów z węgla krzemu MOSFET SiC. Przeprowadzone badania eksperymentalne poprzedzone dogłębnymi analizami teoretycznymi oraz symulacyjnymi wykazały możliwość realizacji praktycznej oraz szczególnie korzystne parametry takiego układu.

- Analiza strat energii w obwodach mocy i układach sterowania w wybranych topologiach przekształtników DC-DC o kondensatorach przełączanych.

Dla obu przebadanych przekształtników opracowano modele matematyczne sprawności energetycznej bazujące na analizie strat energii. Przeprowadzone badania eksperymentalne obu układów obejmowały pomiar sprawności energetycznej obwodów mocy. Dla przekształtnika SCVM wykonano również pomiar mocy zasilania obwodów sterowania.

- Eksperymentalne badania wybranych złożonych topologii przekształtników DC-DC podwyższających napięcie o przełączanych kondensatorach.

Dla obu badanych przekształtników przedstawiono liczne wyniki eksperymentalne obejmujące pomiary sprawności, efektywności napięciowej oraz pomiary oscyloskopowe. Układ laboratoryjny tyrystorowego przekształtnika SCVM został zwymiarowany na moc 1kW przy napięciu wejściowym 100V i wyjściowym 500V, w zamyśle jako model znacznie większego układu.

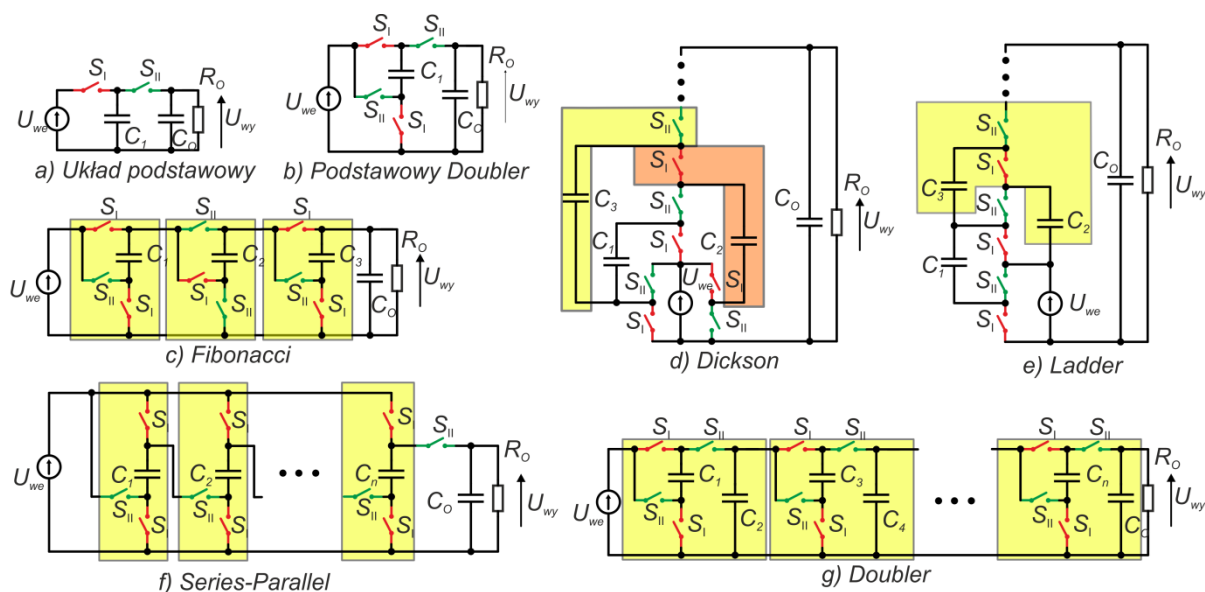
Laboratoryjny układ przekształtnika MRSCC zwymiarowano na moc 5kW, przy czym duży nacisk położono na to, by pracował on przy możliwie dużym napięciu. Wymagało to wykonania specjalnego stanowiska składającego się z dwóch przekształtników MRSCC połączonych kaskadowo, w wyniku czego możliwe było przebadanie układu przy napięciu pracy 500V/2kV, przy wykorzystaniu standardowej aparatury pomiarowej.

1.2. Stan wiedzy

Energoelektroniczne przekształtniki DC-DC o kondensatorach przełączanych były i są intensywnie rozwijane w dążeniu do minimalizacji elementów magnetycznych, uzyskaniu dużego wzmocnienia napięciowego, dużej gęstości mocy oraz dużej sprawności energetycznej. Energoelektroniczne przekształtniki DC-DC o przełączanych kondensatorach stanowią w większości adaptację mikromocowych układów rozwijanych na potrzeby zastosowania w strukturach scalanych [97], [34], [67], [120]. Schematy podstawowych układów o przełączanych kondensatorach wywodzące się z mikroelektroniki przedstawiono na rys. 1.1. Ze względu na to, że bazują one na przekazywaniu ładunku pomiędzy kondensatorami, źródłem oraz obciążeniem, są często nazywane pompami ładunku (*Charge Pump*).

Na rys. 1.1a przedstawiono schemat podstawowego układu pompy ładunku. W wyniku naprzemiennego zamykania łączników S_I i S_{II} napięcie wyjściowe osiąga wartość napięcia wejściowego w wyniku przenoszenia ładunku z wejścia na wyjście układu za pośrednictwem przełączanego kondensatora C_1 . Choć podstawowy układ nie ma zastosowania w układach zasilania, to jest istotnym składnikiem obwodów analogowych wykonywanych w strukturach scalonych. Układ podstawowej pompy ładunku może bowiem zachowywać się jak rezystor, o oporności zależnej od częstotliwości przełączania łączników i pojemności kondensatora [52]. Na podobnej zasadzie działania, lecz z wykorzystaniem czterech łączników konstruowane są układy np. separatorów galwanicznych sygnału analogowego [54].

Na rys. 1.1b przedstawiono schemat układu o przełączanym kondensatorze podwajający napięcie wejściowe. Kondensator C_1 jest ładowany ze źródła napięcia wejściowego natomiast rozładowanie kondensatora na wyjście następuje przy szeregowym połączeniu ze źródłem napięcia wejściowego. Kaskadowe połączenie wielu takich komórek daje w rezultacie układ znany w literaturze pod nazwą *Doubler*, którego schemat zamieszczono na rys. 1.1g. Należy zwrócić uwagę, że wzmocnienie napięciowe układu typu *Doubler* rośnie wykładniczo wraz z liczbą użytych kondensatorów. Zaletą układu jest możliwość uzyskania bardzo dużych współczynników wzmocnienia napięciowego przy relatywnie niewielkiej liczbie elementów składowych. Wadą są znaczne wymagania



Rys. 1.1 Schematy podstawowych układów stosowanych w mikroelektronice. Łączniki grup SI i SII sąysterowywane naprzemiennie. Zaznaczono powtarzalne fragmenty układów, których powielanie umożliwia zwiększenie wzmocnienia napięciowego (w przypadku układu Dickson można wyróżnić dwa odmienne fragmenty układu, które w celu rozbudowy układu należy dołączać naprzemiennie).

względem napięcia pracy kondensatorów przełączanych oraz łączników szczególnie tych pracujących w końcowych sekcjach układu. Ponadto napięcia pracy elementów składowych są różne dla każdej sekcji układu, co utrudnia ich dobór i zwiększa wymagany asortyment komponentów. Należy zwrócić także uwagę, że w układzie wymagane są dodatkowe kondensatory filtrujące pomiędzy poszczególnymi sekcjami. Przykładem realizacji układu energoelektronicznego bazującego na tej koncepcji może być przekształtnik podwójny zaprezentowany w [119] oraz pojedynczy w [64].

Na rys. 1.1c przedstawiono schemat układu występującego pod nazwą *Fibonacci* lub *Makowski* [25]. Napięcie na każdym kolejnym kondensatorze przełączanym jest sumą napięć występujących na dwóch poprzednich. W rezultacie wzmocnienie napięciowe przekształtnika w zależności od liczby kondensatorów przełączanych opisuje ciąg Fibonacciego, stąd też wzięta się nazwa tego układu. Podobnie jak układ *Doubler*, przekształtnik *Fibonacci* charakteryzuje się dużym wzmocnieniem napięciowym, i ma podobne wady polegające na zróżnicowanym napięciu pracy elementów składowych oraz względnie dużym napięciu pracy elementów tworzących sekcje końcowe. W publikacji [55] przedstawiono analizę i dowód na to, że układ, w którym wartości napięcia na kolejnych kondensatorach przełączanych odpowiadają liczbom ciągu Fibonacciego, ma największe wzmocnienie napięciowe możliwe do uzyskania przy danej liczbie kondensatorów.

Na rys. 1.1d zamieszczono schemat układu o nazwie *Dickson*, który został opracowany na potrzeby podnoszenia napięcia w scalonych układach pamięci [18]. Wzmocnienie napięciowe tego układu zależy liniowo od zastosowanej liczby kondensatorów przełączanych, natomiast na niektórych łącznikach występuje podwójne napięcie wejściowe [97]. Układ pod tym względem ustępuje opisanemu dalej przekształtnikowi *Ladder*. Dodatkową wadą jest to, że napięcie na poszczególnych kondensatorach są wielokrotnością napięcia wejściowego, co w przypadku układów wysokonapięciowych jest dodatkowym utrudnieniem. W [56] zaprezentowano przekształtnik o bardzo dużej gęstości mocy oraz sprawności, pracujący przy relatywnie niskich napięciach (25/100V) bazujący na układzie *Ladder*.

Na rys. 1.1f zamieszczono schemat układu, którego zasada działania polega na naprzemiennym zestawieniu kondensatorów za pomocą łączników w połączenie szeregowe bądź równoległe, od czego pochodzi nazwa tej topologii *Series-Parallel*. Układ ten charakteryzuje się jednolitym napięciem pracy oraz jednolitym obciążeniem prądowym kondensatorów przełączanych przy liniowej zależności współczynnika wzmocnienia napięciowego od liczby kondensatorów. Wadą układu jest niejednakowe napięcie pracy łączników. Na bazie tej koncepcji powstał rezonansowy przekształtnik energoelektroniczny podnoszący napięcie występujący pod nazwą SCVM (ang. *Switched Capacitor Voltage Multiplier*) [71]. W autorskiej publikacji [36], będącej efektem pracy zespołowej, przebadano możliwość wykonania układu SCVM w oparciu o tyrystory z myślą o zastosowaniu w układach dużej mocy. Zaproponowano również przekształtnik RSCVM (ang. *Reduced Switched Capacitor Voltage Multiplier*) działający na podobnej zasadzie, co SCVM, przy czym zbudowany z mniejszej liczby elementów za cenę mniejszej sprawności. W [63] zaprezentowano i przeanalizowano modyfikację przekształtnika RSCVM, polegającą na zastosowaniu dodatkowego dławika, co wpłynęło na uzyskanie większej sprawności i zmniejszenie zastępczej rezystancji wyjściowej układu. W patentach [87] [88] [89] [90] oraz publikacji [83], które powstały przy współudziale autora rozprawy, przedstawiono rodzinę układów tyrystorowych, z których większość bazuje na przekształtniku SCVM. W artykule [37] przeanalizowano dogłębnie pracę układu SCVM w stanie przeciążenia. W toku późniejszych prac badany był również przekształtnik SCVM zbudowany w oparciu o tranzystory MOSFET [85], w tym także w wersji synchronicznej [84], bądź z innymi modyfikacjami [86], [113]. Podjęto także udane próby zastosowania dławików powietrznych

[85], [112] oraz o planarnym rdzeniu ferrytowym [64]. Cechą wspólną obu opisanych rozwiązań jest to, że uzwojenie elementu indukcyjnego zostało wykonane w postaci ścieżek na PCB (ang. *Printed Circuit Board*) w wyniku, czego uzyskano wysoce zintegrowaną konstrukcję. W [68] przeanalizowano różne strategie sterowania, a w [114] zagadnienia doboru elementów przekształtnika pracującego z dużą częstotliwością. W publikacji [96] dokonano analizy matematycznej i porównania układu SCVM o jednym dławiku głównym oraz układu SCVM wykorzystującego indukcyjności pasożytnicze. Porównano także kolejnościową metodę sterowania z metodą dwutaktową. Temat zastosowania tyrystorów w przekształtniku bazującym na koncepcji układu *Series-Parallel* został zaprezentowany również w publikacji [41] jednak w wersji obniżającej napięcie i pod nazwą SCDDC (ang. *Switched-Capacitor-DC-DC-Converter*). Opis badań tyrystorowego układu SCVM, jest pierwszą częścią niniejszej pracy.

Na rys. 1.1e przedstawiono schemat układu znanego w literaturze pod nazwą Ladder [82]. Jest to układ o szczególnej właściwości, ponieważ napięcie występujące na wszystkich elementach oprócz kondensatora wyjściowego jest jednakowe i równe napięciu wejściowemu. W układach przekształtnikowych jest to cenna właściwość, która umożliwia konstruowanie urządzeń wysokonapięciowych przy relatywnie niewielkim napięciu pracy elementów składowych. Wadą rozwiązania jest niejednakowe obciążenie prądowe kondensatorów. Należy zauważyć, że w przypadku tego układu duża liczba łączników, charakterystyczna dla wszystkich układów o przełączanych kondensatorach, jest zrekompensowana obniżeniem maksymalnego napięcia występującego na łącznikach. W publikacjach [26], [27], [118], [74] zaproponowano nierezonansowe przekształtniki wielopoziomowe *DC-DC* bazujące na koncepcji układu *Ladder*. W publikacji [91] zaprezentowano rezonansowy układ bazujący na topologii *Ladder* służący do wyrównywania napięć na szeregowo połączonych ogniwach fotowoltaicznych. W artykule [26] zamieszczono analizy oraz pomiary układu niskonapięciowego. Eksperymenty laboratoryjne opisane w [26] dotyczą przekształtników niskonapięciowych (42V), co zdaniem autora rozprawy nie pozwala na podkreślenie zalet konstrukcji wielopoziomowej ujawniających się głównie przy układach wysokonapięciowych. Eksperymenty niskonapięciowe nie pozwalają także na przebadanie specyficznych zjawisk zachodzących przy większych napięciach. W publikacjach [14], [15] analizowano możliwość zastosowania układu rezonansowego opracowanego według tej koncepcji w systemie przesyłania energii elektrycznej ze śródoceanicznych elektrowni wiatrowych. Przedstawione badania dotyczyły układu jednokierunkowego podwyższającego napięcie gdzie dużą liczbę łączników zastąpiono diodami. Zaproponowany układ ma charakterystyczną symetryczną budowę, która powoduje, że zasilanie i obciążenie nie mają wspólnego punktu. W [15] przedstawiono wyniki eksperymentu z tym przekształtnikiem o teoretycznym napięciu wyjściowym 10,8kV. W [103] opublikowano badania przekształtnika rezonansowego wykonanego na tranzystorach z azotku galu (GaN), który za sprawą specjalnego sterowania pracuje z komutacją typu ZVT (ang. *Zero Voltage Transition*) uzyskując dużą sprawność energetyczną. Podobne badania przeprowadzono również z wykorzystaniem tranzystorów z węgla krzemu w [93] oraz [94]. Koncepcja jest jednak ograniczona tylko do układu podwajającego napięcie z jednym obwodem rezonansowym. W autorskiej publikacji [38] przedstawiono podstawową analizę teoretyczną, symulacje komputerowe oraz wyniki weryfikacji eksperymentalnej dwukierunkowego rezonansowego układu pod nazwą MRSCC (ang. *Multilevel Resonant Switched Capacitor Converter*) pracującego z napięciem strony wysokiej wynoszącym 1,2kV, częstotliwością 270kHz oraz wzmocnieniem napięciowym równym 4, zbudowanego przy użyciu tranzystorów MOSFET z węgla krzemu. W publikacjach znanych autorowi pracy nie ma kompletnej analizy ani też weryfikacji eksperymentalnej wysokonapięciowego dwukierunkowego rezonansowego układu o przełączanych kondensatorach o topologii MRSCC. Badania układu o tej topologii

były kontynuowane, a ich opis stanowi zasadniczą część tej rozprawy doktorskiej. Badania układu MRSCC są samodzielnym wkładem autora do niniejszej pracy.

W wyniku intensywnego rozwoju energoelektronicznych układów o przełączanych kondensatorach opracowano także topologie, które są słabo lub w ogóle nie są powiązane z którąkolwiek z bazowych koncepcji układów, które opisano powyżej. Jako przykład można tutaj podać topologię *MMCCC* (*Multilevel Modular Capacitor Clamped Converter*) zaprezentowaną między innymi w publikacjach [42], [11], [12], [43], [13] oraz wersję symetryczną tego przekształtnika [75]. Obie topologie wywodzą się z koncepcji gałęzi falownika wielopoziomowego typu *FC* (*Flying Capacitor*). Do tej grupy można zaliczyć również przekształtnik, który w publikacji [10] został nazwany uogólnionym przekształtnikiem wielopoziomowym (*Generalized Multi-Level Converter*), a w [69] przekształtnikiem wielopoziomowym (*Multi-Level Converter*). Na podstawie koncepcji tych układów, opracowano rezonansowy przekształtnik *MLSCC* (*Multi-Level Switched Capacitor Converter*), który został przebadany na drodze analizy teoretycznej i symulacji [40] oraz weryfikacji eksperymentalnej [39] przez autora rozprawy. Cechą charakterystyczną układu jest to, że kondensatory rezonansowe są cały czas dołączone do obciążenia układu i ich wzajemne połączenie nie ulega zmianie. Źródło zasilania za pośrednictwem sieci łączników jest dołączane kolejno do każdego z kondensatorów poprzez dławik zapewniający oscylacyjny charakter ładowania oraz miękką komutację. Ze względu na wymaganą dużą liczbę łączników, część z nich zastąpiono diodami upraszczając znacząco obwody sterowania, co wpłynęło jednak negatywnie na uzyskaną sprawność. Brak wspólnego punktu dołączenia obciążenia i źródła zasilania oraz zmienny potencjał pomiędzy nimi należy zaliczyć do istotnych ograniczeń konstrukcji.

1.3. Struktura pracy

Praca składa się z dwóch części. Część pierwsza dotyczy badań układu w topologii SCVM (*ang. Switched Capacitor Voltage Multiplier*) wykonanego na bazie tyrystorów. Dla tego układu wykonano badania analityczne, symulacyjne oraz eksperymentalne, których wyniki zamieszczono w rozdziale 2. Celem opisanych badań było wykazanie przydatności łączników tyrystorowych do budowy układów o przełączanych kondensatorach.

W drugiej części pracy, zawartej w rozdziale 3, zamieszczono wyniki badań układu MRSCC (*ang. Multilevel Resonant Switched Capacitor Converter*) wykonanym w oparciu o tranzystory MOSFET SiC.

W podrozdziale 3.2, przedstawiono ogólną koncepcję budowy oraz działania rezonansowego przekształtnika MRSCC.

W podrozdziale 3.3 przedstawiono analizę matematyczną pracy przekształtnika w stanie ustalonym z wykorzystaniem przybliżenia pierwszą harmoniczną. Wyprowadzono zależności opisujące obciążenie prądowe elementów przekształtnika, efektywność napięciową układu oraz sprawność energetyczną z uwzględnieniem strat wynikających z pojemności pasożytniczych łączników.

W podrozdziale 3.4, na podstawie wyprowadzonych wcześniej zależności zaproponowano procedurę doboru elementów gałęzi rezonansowych oraz łączników. Zaproponowano wprowadzenie wartości tętnień napięcia na kondensatorach rezonansowych, jako parametru projektowego. Wykazano analitycznie bezpośredni związek pomiędzy wartością tętnienia napięcia na kondensatorach rezonansowych, a energią magazynowaną w elementach gałęzi rezonansowych, co ma przełożenie na gabaryty elementów. Zakładając pewne stałe współczynniki gęstości magazynowania energii wyprowadzono zależność na optymalną wartość tętnień napięcia na kondensatorach rezonansowych odpowiadającą minimalnemu gabarytowi gałęzi rezonansowych.

W rozdziale 3.5 opisano symulację z wykorzystaniem pakietu MATLAB\SIMULINK odzwierciedlającą założenia analizy z przybliżeniem za pomocą podstawowej harmonicznej. Zbadano wpływ odstrojenia częstotliwości impulsowania od rezonansowej na pracę układu oraz wpływ zastosowania kondensatorów poziomowych o niewielkiej pojemności. Wykonano weryfikację zbieżności wyników symulacyjnych z analitycznymi. W dalszej części rozdziału zaprezentowano wyniki symulacji układu MRSCC, która uwzględnia czas martwy przy sterowaniu łącznikami. Wykazano różnice względem modelu bez czasu martwego oraz wskazano ograniczenia stosowania analizy z przybliżeniem pierwszą harmoniczną. Zwrócono szczególną uwagę na zjawisko zaniku prądu gałęzi rezonansowych w interwale czasu martwego, który przy spełnieniu pewnych warunków powoduje znaczące ograniczenie podatności przekształtnika na odstrojenie częstotliwości impulsowania od rezonansowej. Zjawisko jest przyczyną bardzo dużej rozbieżności obliczeń z przybliżeniem podstawową harmoniczną względem rzeczywistego układu przy niewielkim nawet odstrojeniu częstotliwości impulsowania od rezonansowej. Zjawisko zaniku prądu w interwale czasu martwego przeanalizowano teoretycznie oraz symulacyjnie. Ponieważ zjawiska występujące w interwale czasu martwego przebiegają z udziałem pojemności pasożytniczych tranzystorów, zbadano ich wpływ na pracę układu za pomocą symulacji komputerowej wykonanej w programie *PSpice*. Wykorzystano w tym celu modele tranzystorów użytych w przekształtniku laboratoryjnym, uzyskane od producentów. Wykazano, że pomimo występowania pojemności pasożytniczych zjawisko zaniku prądu gałęzi rezonansowych może przebiegać skutecznie i znacząco ograniczać podatność układu na odstrojenie częstotliwości impulsowania.

W podrozdziałach 3.5, 3.6.1 oraz 3.6.2 zamieszczono opis wykonanego układu laboratoryjnego. Opisano wykorzystane metody pomiarowe oraz szczegóły konstrukcyjne układów badawczych. Opisano konstrukcję układu kaskadowego umożliwiającego badanie przekształtnika przy napięciu strony wysokiej przekraczającym możliwości zastosowanego sprzętu pomiarowego. Zamieszczono też liczne uwagi dotyczące praktycznego wykonania układu przekształtnika MRSCC.

W podrozdziale 3.6.4 zamieszczono i omówiono wyniki wykonanych pomiarów przekształtnika laboratoryjnego. Zwrócono uwagę na zbieżność wyników symulacyjnych z eksperymentalnymi. Zamieszczono wyniki pomiarów oscyloskopowych, sprawności energetycznej, efektywności napięciowej oraz unormowanej wartości skutecznej prądu poszczególnych gałęzi rezonansowych dla trzech różnych wartości częstotliwości pracy.

W podrozdziale 3.6.5 zamieszczono wyniki pomiarów układu przy pracy z obniżonym napięciem zasilania. W takich warunkach pracy przekształtnika zanik prądu gałęzi rezonansowych w interwale czasu martwego może być nieskuteczny, co potwierdzono wykonanymi pomiarami.

W podrozdziale 3.6.6 zaproponowano modyfikację przekształtnika MRSCC polegającą na zastosowaniu dodatkowego dławika wspomagającego komutację łączników, który ma w założeniu ograniczyć straty powodowane przez pojemności pasożytnicze tranzystorów mocy. Skuteczność proponowanego rozwiązania wykazano eksperymentalnie. Uzyskano znaczne zwiększenie sprawności energetycznej układu przekształtnika laboratoryjnego.

W podrozdziale 3.6.7 wykazano ograniczenia zmodyfikowanego układu polegające na znacznie większej podatności na odstrojenie częstotliwości impulsowania.

W podrozdziale 3.7 zamieszczono wnioski z przeprowadzonych prac badawczych oraz określono dalsze kierunki badań.

W rozdziale 4 zawarto podsumowanie, w którym określono znacznie wykonanych prac badawczych, osiągnięte cele naukowe oraz ich oryginalność.

2. POWIELACZ NAPIĘCIA W TOPOLOGII SCVM

2.1. Zasada działania tyrystorowego układu SCVM

Na rys. 2.1a 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, 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. Przedstawione dalej zależności opisujące zjawiska w obu interwałach zostały wyprowadzone przy założeniu, że wszystkie elementy są idealne oraz tętnienia napięcia na C_{out} są pomijalnie małe. Zastosowanie diody D_{out} lub tyrystora T_{out} nie powoduje różnic w pracy nieprzeciążonego układu [37].

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 przedstawiono na rys. 2.1b. Zakładając, że wszystkie kondensatory C_1 - C_n mają taką samą pojemność, przebiegi napięcia oraz prądu są jednakowe dla każdego z nich. Przy pominięciu rezystancji, napięcie oraz prąd każdego z kondensatorów przełączanych opisane są zależnościami:

$$i_C = \frac{1}{n} I_{ps} \sin[\omega_s(t-t_0)] \quad (2.1)$$

$$u_C = (U_{Cmin} - U_{in}) \cos[\omega_s(t-t_0)] + U_{in} \quad (2.2)$$

Gdzie:

$$I_{ps} = \frac{U_{in} - U_{Cmin}}{\rho_s} \quad (2.3)$$

$$U_{Cmin} = u_C(t_0) \quad (2.4)$$

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{nLC}} \quad (2.5)$$

$$\rho_s = \sqrt{\frac{L}{nC}} \quad (2.6)$$

$$C = C_1 = C_2 = \dots = C_n \quad (2.7)$$

$$t\epsilon < t_0; t_1 >$$

t_0 - chwila czasu rozpoczynająca interwał ładowania

t_1 - chwila czasu kończąca interwał ładowania

n - liczba kondensatorów przełączanych (komórek), z których złożony jest przekształtnik

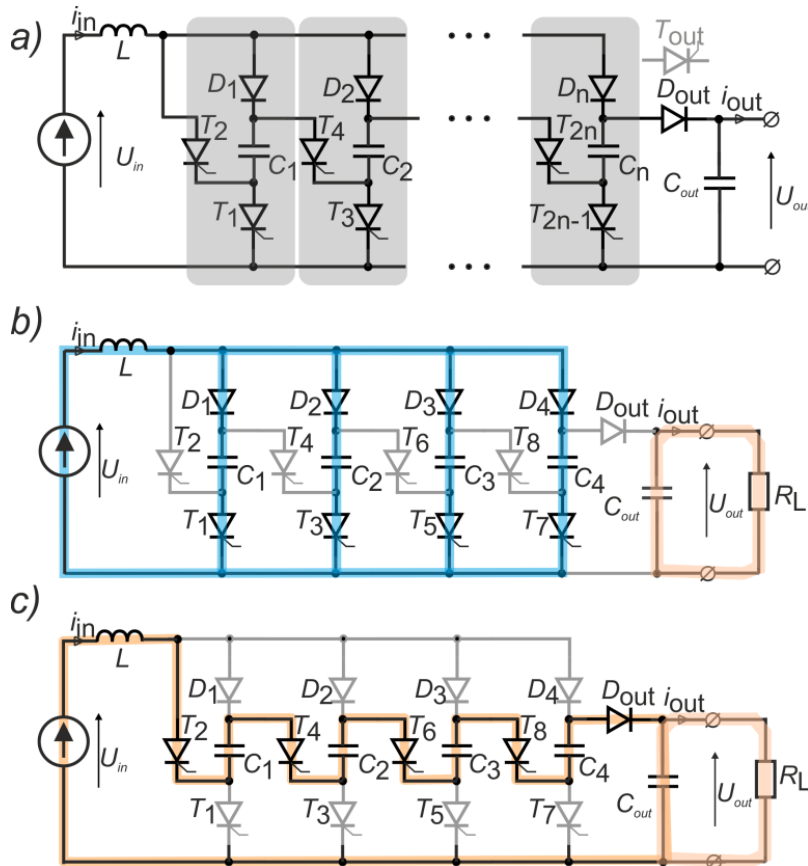
Interwał ładowania kondensatorów kończy się, gdy prąd kondensatorów osiąga wartość zerową, co zachodzi w chwili czasu t_1 :

$$t_1 = t_0 + t_{ps} \quad (2.8)$$

$$t_{ps} = \pi\sqrt{nLC} \quad (2.9)$$

Z zależności (2.2) wynika, że napięcie na każdym kondensatorze przełączanym wynosi wówczas:

$$U_{Cmax} = u_C(t_1) = 2U_{in} - U_{Cmin} \quad (2.10)$$



Rys. 2.1 Przekształtnik tyrystorowy SCVM: a) schemat koncepcyjny, b) rozpływ prądów w interwale ładowania kondensatorów, c) rozpływ prądów w interwale rozładowania kondensatorów

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. Musi być, zatem spełniona zależność:

$$t_d \geq t_q \quad (2.11)$$

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. 2.1c zamieszczono schemat z zaznaczonym rozpływem prądów w interwale rozładowania. Przebiegi prądów i napięć na kondensatorach są opisane zależnościami:

$$i_c = -I_{pd} \sin[\omega_d(t-t_2)] \quad (2.12)$$

$$u_c = \left(U_{Cmax} - \frac{U_{out} - U_{in}}{n} \right) \cos[\omega_d(t-t_2)] + \frac{U_{out} - U_{in}}{n} \quad (2.13)$$

Gdzie:

$$I_{pd} = \frac{nU_{Cmax} - U_{out} + U_{in}}{\rho_d} \quad (2.14)$$

$$U_{Cmax} = u_c(t_2) \quad (2.15)$$

$$\omega_d = \frac{1}{\sqrt{\frac{LC}{n}}} = \omega_s n \quad (2.16)$$

$$\rho_d = \sqrt{\frac{nL}{C}} = \rho_s n \quad (2.17)$$

$$t_{pd} = \frac{t_{ps}}{n} \quad (2.18)$$

$$t \in < t_2; t_3 >$$

t_2 - chwila czasu rozpoczynająca interwał rozładowania

t_3 - chwila czasu kończąca interwał rozładowania

n – liczba kondensatorów przełączanych/komórek, z których złożony jest przekształtnik

Rozładowanie kończy się, gdy prąd kondensatorów osiąga wartość zerową, co zachodzi w chwili czasu:

$$t_3 = t_2 + t_{pd} \quad (2.19)$$

$$t_{pd} = \pi \sqrt{\frac{LC}{n}} \quad (2.20)$$

Napięcie na każdym z kondensatorów przełączanych, na końcu interwału rozładowania wynosi:

$$U_{Cmin} = 2 \frac{U_{out} - U_{in}}{n} - U_{Cmax} \quad (2.21)$$

Po interwale rozładowania następuje przedział czasu, w którym tyrystory rozładowcze odzyskują zdolność blokowania napięcia. Na podstawie (2.10) oraz (2.21) można wyznaczyć wzmocnienie napięciowe układu (z pominięciem rezystancji i spadków napięcia na diodach i tyrystorach):

$$2U_{in} = U_{Cmax} + U_{Cmin} = 2 \frac{U_{out} - U_{in}}{n} \quad (2.22)$$

$$k_u = \frac{U_{out}}{U_{in}} = n + 1 \quad (2.23)$$

Przebieg prądu wejściowego i_{in} można opisać zależnością:

$$i_{in} = \begin{cases} ni_C & \text{dla } t \in < t_0; t_1 > \\ 0 & \text{dla } t \in (t_1; t_2) \\ -i_C & \text{dla } t \in < t_2; t_3 > \\ 0 & \text{dla } t \in (t_3; t_4) \end{cases} \quad (2.24)$$

Wykorzystując (2.10), (2.14) można dokonać przekształceń, w wyniku których otrzymuje się:

$$I_{pd} = \frac{n(U_{in} - U_{Cmin})}{\rho_d} \quad (2.25)$$

Przekształcając zależność (2.25) z wykorzystaniem (2.17) oraz (2.3) uzyskuje się [36]:

$$I_{pd} = \frac{U_{in} - U_{Cmin}}{\rho_s} = I_{ps} \quad (2.26)$$

Na podstawie (2.24), (2.1), (2.12) można wnioskować, że równość (2.26) jest tożsama z równością wartości szczytowych pulsów ładowania i rozładowania w przebiegu prądu i_{in} .

Na rys. 2.2 przedstawiono szkic przebiegu prądu wejściowego, impulsów sterujących tyrystorami oraz napięcia na kondensatorach przełączanych. Proporcje pomiędzy długością trwania impulsów zachowano takie jak dla układu o czterech komórkach.

Częstotliwość pracy przekształtnika wynosi:

$$f = \frac{1}{t_{ps} + t_{pd} + 2t_d} \quad (2.27)$$

Ponieważ czas t_d nie może być krótszy niż katalogowy parametr tyrystorów t_q , maksymalna częstotliwość pracy układu SCVM wynosi:

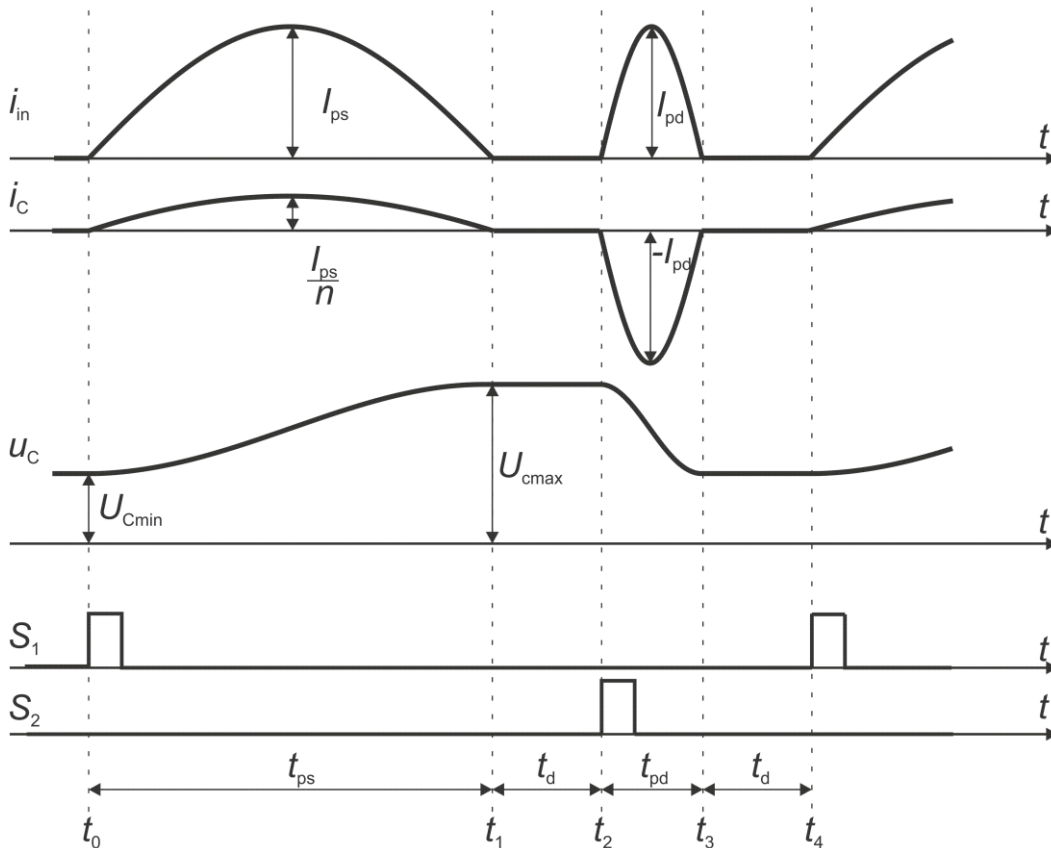
$$f_{\max} = \frac{1}{t_{ps} + t_{pd} + 2t_q} \quad (2.28)$$

Gdzie:

t_q - czas odzyskiwania zdolności blokowania napięcia - parametr katalogowy użytych tyrystorów

Wstawiając (2.18) do (2.28) uzyskuje się:

$$f_{\max} = \frac{1}{t_{ps} \left(1 + \frac{1}{n}\right) + 2t_q} \quad (2.29)$$



Rys. 2.2 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 $n=4$.

Wartość szczytowa pulsów ładowania i rozładowania w przebiegu prądu i_{in} zależna jest od mocy pobieranej ze źródła obciążenia i może być wyznaczona w następujący sposób:

$$P_{in} = I_{inAV} U_{in} \quad (2.30)$$

$$I_{inAV} = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_4} i_{in} dt = 2 \frac{I_p t_{ps}}{\pi T} \left(1 + \frac{1}{n}\right) \quad (2.31)$$

$$I_p = \pi \frac{P_{in}}{2U_{in}} \left(1 + \frac{n}{n+1} \frac{2t_d}{t_{ps}}\right) \quad (2.32)$$

Gdzie:

$$I_p = I_{ps} = I_{pd}$$

P_{in} - moc wejściowa

I_{inAV} - średni prąd wejściowy

W wyniku rozładowania kondensatorów w interwale t_{pd} napięcie na każdym z nich zmienia się o wartość:

$$\Delta U_{Cd} = \frac{1}{C} \int_{t_2}^{t_3} i_c dt = -\frac{2t_{pd}}{\pi C} I_p \quad (2.33)$$

Gdzie:

ΔU_{Cd} - wartość, o którą zmienia się napięcie na każdym kondensatorze w interwale rozładowania

W stanie ustalonym zachodzi równość:

$$-\Delta U_{Cd} = \Delta U_{Cs} = U_{Cmax} - U_{Cmin} \quad (2.34)$$

Gdzie:

ΔU_{Cs} - wartość, o którą zmienia się napięcie na każdym kondensatorze w interwale ładowania

Podstawiając zależność (2.32) do (2.33) otrzymuje się:

$$P_{in} = -\Delta U_{Cd} U_{in} C f (1 + n) \quad (2.35)$$

Kondensatory C_1 - C_n , w czasie trwania interwału t_{pd} , mogą być maksymalnie rozładowane do wartości napięcia (pomijając spadki napięcia na elementach półprzewodnikowych):

$$U_{Cmin} = 0 \quad (2.36)$$

Ograniczenie wynika z tego, że w interwale rozładowania napięcie na wszystkich połączonych szeregowo kondensatorach C_1 - C_n jest również przyłożone do diody D_n , która uniemożliwia przeładowanie kondensatorów do napięcia ujemnego. Jeżeli $U_{Cmin}=0$ to na podstawie (2.21) oraz (2.34):

$$U_{Cmax} = 2U_{in} \quad (2.37)$$

$$\Delta U_{Cd} = -2U_{in} \quad (2.38)$$

Podstawiając (2.38) do (2.35) otrzymuje się zależność na maksymalną moc wejściową przekształtnika. Ponieważ w założeniu wszystkie elementy są idealne, moc wejściowa równa jest wyjściowej:

$$P_{\max} = 2U_{\text{in}}^2 Cf(1 + n) \quad (2.39)$$

Gdzie:

$$P_{\max} = P_{\text{inmax}} = P_{\text{outmax}}$$

P_{inmax} - maksymalna moc wejściowa przekształtnika

P_{outmax} - maksymalna moc wyjściowa przekształtnika

Zależność (2.39) może być także wyprowadzona na podstawie analizy energii przekazywanej z kondensatorów oraz źródła zasilającego w interwale t_{pd} jak zaprezentowano to w [36] oraz [96]. Jeżeli moc obciążenia przekroczy wartość określoną przez (2.39) przekształtnik wchodzi w tryb pracy z przeciążeniem, co powoduje wystąpienie dodatkowych zjawisk, które opisano w [36], [37] oraz w zakresie podstawowym w rozdziale 2.3.

Moc strat energii w diodach oraz tyrystorach może być obliczona na podstawie założenia, że na wartość napięcia przewodzenia tych elementów składają się dwa czynniki: napięcie progowe (złączowe) oraz spadek napięcia na zastępczej rezystancji szeregowej zwanej też rezystancją dynamiczną. Moc wydzielana w diodzie lub w tyrystorze w wyniku przepływu prądu głównego wynosi [6]:

$$\Delta P_{\text{DTstr}} = I_{\text{FAV}} U_{\text{FTD}} + I_{\text{FRMS}}^2 r_{\text{TD}} \quad (2.40)$$

Gdzie:

I_{FAV} - wartość średnia przewodzonego prądu (w obwodzie głównym)

I_{FRMS} - wartość średniokwadratowa prądu (w obwodzie głównym)

U_{FTD} - wartość napięcia złączowego (napięcia progowego) – parametr katalogowy elementu

r_{TD} - wartość szeregowej rezystancji zastępczej (rezystancji dynamicznej) tyrystora lub diody

W [36] zamieszczono analityczny model sprawności układu w wersji z tyrystorem wyjściowym T_{out} . W dalszej części analizy zostanie wyprowadzona zależność opisująca sprawność przekształtnika w wersji z diodą wyjściową D_{out} oraz z uwzględnieniem rezystancji zastępczej diod oraz tyrystorów. Podobnie jak w [36] straty w przekształtniku tyrystorowym SCVM można podzielić na trzy grupy:

1. Straty przewodzenia związane z napięciem złączowym tyrystorów oraz diod

Przyjmując, że napięcie złączowe diod i tyrystorów nie zależą od przewodzonego przez nie prądu to moc strat rozpraszana w tych elementach jest wprost proporcjonalna do wartości średniej tego prądu. Wartość średnia prądu przewodzonego przez tyrystory grupy parzystej, nieparzystej oraz diody jest taka sama i w zależności od mocy wejściowej przekształtnika wynosi [36]:

$$I_{\text{DAV}} = I_{\text{TPAV}} = I_{\text{TNAV}} = \frac{P_{\text{in}}}{U_{\text{in}}(n + 1)} \quad (2.41)$$

Gdzie:

I_{DAV} - wartość średnia prądu diod D_1 - D_n oraz D_{out}

I_{TPAV} - wartość średnia prądu tyrystorów parzystych

I_{TNAV} - wartość średnia prądu tyrystorów nieparzystych

W układzie występuje $n+1$ diod oraz $2n$ tyrystorów, w związku, z czym straty mocy we wszystkich tych elementach półprzewodnikowych wynoszą:

$$\Delta P_{TD} = \frac{P_{in}}{U_{in}(n+1)} [(n+1)U_{FD} + 2nU_{FT}] \quad (2.42)$$

Gdzie:

U_{FD} -napięcie przewodzenia (złączowe) diod

U_{FT} -napięcie przewodzenia (złączowe) tyrystorów

2. Rezystancyjne straty mocy

Straty rezystancyjne są proporcjonalne do kwadratu wartości skutecznej prądu płynącego przez rezystancje elementów. Wartość skuteczna prądu płynącego przez dławik wejściowy wynosi:

$$I_{inRMS} = I_p \sqrt{\frac{t_{ps}}{2T} + \frac{t_{ps}}{2Tn}} \quad (2.43)$$

Wartość skuteczna prądu płynącego przez kondensatory C_1-C_n :

$$I_{CRMS} = I_p \sqrt{\frac{t_{ps}}{2Tn^2} + \frac{t_{ps}}{2Tn}} \quad (2.44)$$

Wartość skuteczna prądu płynącego przez tyrystory parzyste i diodę D_{out} wynosi:

$$I_{TPRMS} = I_p \sqrt{\frac{t_{ps}}{2Tn}} \quad (2.45)$$

Wartość skuteczna prądu płynącego przez tyrystory nieparzyste i diody D_1-D_n :

$$I_{TNRMS} = I_{DRMS} = I_p \sqrt{\frac{t_{ps}}{2Tn^2}} \quad (2.46)$$

Dla uproszczenia można przyjąć, że wszystkie diody w układzie mają jednakowe napięcie przewodzenia oraz jednakową rezystancję wewnętrzną. Podobne uproszczenie przyjęto dla wszystkich tyrystorów. Straty w rezystancjach szeregowych dławika, kondensatorów, tyrystorów i diod wynoszą łącznie:

$$\Delta P_R = I_{inRMS}^2 R_L + nI_{CRMS}^2 R_C + nI_{TNRMS}^2 (r_T + r_D) + I_{TPRMS}^2 (nr_T + r_D) \quad (2.47)$$

Gdzie:

r_T - szeregową rezystancję tyrystorów (rezystancja dynamiczna)

r_D - szeregową rezystancję diod (rezystancja dynamiczna)

R_C - szeregową zastępczą rezystancję kondensatorów przełączanych

R_L - szeregową zastępczą rezystancję dławika

Po podstawieniu (2.32), (2.43), (2.44), (2.45), (2.46) do (2.47) otrzymuje się zależność strat w rezystancjach elementów od mocy wejściowej przekształtnika:

$$\Delta P_R = \frac{P_{in}^2 \pi^2}{8U_{in}^2} \frac{1}{1 - 2t_{df}} \left(R_C + R_L + r_T + \frac{2r_D}{n+1} \right) \quad (2.48)$$

Z zależności (2.48) wynika, że moc strat rezystancyjnych zależy nie tylko od obciążenia przekształtnika czy rezystancji elementów, ale również od relacji czasu t_d do okresu pracy przekształtnika. Wynika to z tego, że wydłużanie t_d przy stałym okresie wymusza skracanie (poprzez dobór parametrów LC) czasu t_{ps} i t_{pd} , co przekłada się na wzrost wartości szczytowej prądu (2.32) pulsu ładowania i rozładowania. Skutkuje to zwiększeniem wartości skutecznej prądów płynących przez elementy przekształtnika (2.43), (2.44), (2.45), (2.46) pomimo zachowania stałej mocy wejściowej. Czas t_d wynika z technologii użytych tyrystorów, zatem konieczność utrzymania strat energii na umiarkowanym poziomie jest głównym ograniczeniem na maksymalną częstotliwość pracy układu.

3. Pozostałe straty mocy

Pozostałe straty mocy wynikają z licznej grupy zjawisk występujących w elementach energoelektronicznych, które ze względu na niewielki udział w całkowitej mocy strat mogą zostać pominięte w uproszczonym modelu analitycznym. Spośród wielu można tutaj wymienić energię strat wydzielaną w rdzeniu dławika, dielektryku kondensatorów, rezystancji szeregowej kondensatora C_{out} , straty energii związane z ładunkiem przejściowym diod i tyrystorów, sterowaniem tyrystorów oraz z prądem upływu tyrystorów oraz diod. Typowe tyrystory półsterowane w tym również tyrystory szybkie wyzwalane są impulsem bramkowym [6], [7] o wartości szczytowej prądu do ok. 2A przy napięciu bramki rzędu 3V-4V. W rezonansowym przekształtniku SCVM możliwe jest zastosowanie pojedynczego impulsu bramkowego o czasie trwania rzędu kilkudziesięciu mikrosekund. Zakładając maksymalną częstotliwość pracy przekształtnika, która dla tyrystorów szybkich może wynosić do kilku, maksymalnie kilkunastu kiloherców, otrzymuje się moc średnią potrzebną do wyzwalania jednego tyrystora rzędu pojedynczych watów, przy czym jest to moc dostarczana do tyrystora przez układy bramkowe, które również rozpraszają pewną ilość energii. Można jednak przyjąć, że w przekształtniku SCVM pracującym z mocą rzędu kilkudziesięciu kilowatów i większą, moc potrzebna do zasilania obwodów sterowania jest pomijalnie mała.

Całkowite straty przekształtnika na podstawie (2.42) oraz (2.48) można zapisać w uogólnionej postaci:

$$\Delta P = \Delta P_R + \Delta P_{TD} = R_{PZ} I_{in}^2 + U_{ZTD} I_{in} \quad (2.49)$$

Gdzie:

$$R_{PZ} = \frac{\pi^2}{8} \frac{1}{1-2t_{df}} \left(R_C + R_L + r_T + \frac{2r_D}{n+1} \right) - \text{zastępcza rezystancja elementów}$$

$$U_{ZTD} = \frac{1}{(n+1)} [(n+1)U_{FD} + 2nU_{FT}] - \text{zastępcze napięcie złączowe tyrystorów i diod}$$

$$I_{in} = \frac{P_{in}}{U_{in}} - \text{wartość średnia prądu wejściowego}$$

Na podstawie wyprowadzonych zależności opisujących wartość strat mocy możliwe jest wyznaczenie analitycznego modelu sprawności przekształtnika. Ogólna zależność na sprawność energetyczną ma postać:

$$\eta = 1 - \frac{\Delta P_{TD} + \Delta P_R}{P_{in}} \quad (2.50)$$

Wstawiając do (2.50) zależności (2.42) (2.48) otrzymuje się model analityczny sprawności tyrystorowego przekształtnika SCVM:

$$\eta = 1 - \frac{(n+1)U_{FD} + 2nU_{FT}}{U_{in}(n+1)} - \frac{\pi^2(R_C + R_L + r_T + \frac{2r_D}{n+1})}{8U_{in}^2} \frac{1}{1 - 2t_d f} P_{in} \quad (2.51)$$

Na podstawie (2.51) można sformułować wniosek [36], że sprawność przekształtnika w dużej mierze zależy od relacji napięć złączowych diod i tyrystorów do wartości napięcia wejściowego. Jest to istotne wskazanie na ograniczenie tyrystorowego układu SCVM do aplikacji wysokonapięciowych. Na sprawność ma wpływ wartość t_d , który zależy od technologii użytych tyrystorów (2.11). Zastosowanie tyrystorów wymagających długiego czasu t_d przekłada się na konieczność doboru niewielkiej częstotliwości pracy dla uzyskania dużego współczynnika sprawności energetycznej. Sprawność przekształtnika w niewielkim stopniu [36] zależy od liczby komórek n , więc układ SCVM może pracować efektywnie również ze znacznym wzmocnieniem napięciowym. Należy jednak zauważyć, że zwiększanie liczby komórek przy stałej mocy i napięciu wejściowym powoduje zmniejszanie prądu średniego (2.41) diod i tyrystorów, czego naturalną konsekwencją jest dobór tych elementów o mniejszym dopuszczalnym prądzie pracy. Zwiększanie wzmocnienia napięciowego, przy niezmiennym napięciu wejściowym wymusza także zastosowanie elementów o większej wytrzymałości napięciowej. Dokładna analiza zagadnienia wpływu liczby komórek układu na sprawność musiałaby również uwzględnić i takie zależności.

2.2. Dobór parametrów elementów układu

W tabeli 2.1 zamieszczono listę parametrów wyjściowych koniecznych do zaprojektowania przekształtnika. Podane przykładowe parametry dotyczą wykonanego układu laboratoryjnego.

Tabela 2.1 Lista założonych parametrów do doboru elementów przekształtnika SCVM

Parametr		Wartość	
Znamionowe napięcie wejściowe (U_{in})	U_{inN}	100	V
Teoretyczne wzmocnienie napięciowe (liczba komórek)	k_U (n)	5	V/V
Znamionowa moc wejściowa	P_{inN}	1	kW
Częstotliwość impulsowania	f	5	kHz

2.2.1. Dobór parametrów elementów L i C

W [36] zaproponowano metodę doboru elementów L i C polegającą na założeniu pewnej częstotliwości pracy z uwzględnieniem minimalnego czasu potrzebnego na odzyskanie zdolności blokowania napięcia przez tyrystory. Wybór większej częstotliwości pracy powoduje zmniejszenie elementów pasywnych, przy czym zmniejsza równocześnie sprawność, z powodu zwiększenia straty rezystancyjnych, co zostało pokazane w rozdziale 2.1. Przy założonej częstotliwości pracy oraz mocy maksymalnej posługując się przekształconą zależnością (2.39) możliwe jest wyznaczenie potrzebnej pojemności kondensatorów C_1 - C_n :

$$C = \frac{P_{\max}}{2U_{inN}^2 f (1 + n)} \quad (2.52)$$

Moc $P_{\max}$ występująca w zależności (2.52) oraz (2.39) oznacza maksymalną moc wejściową przekształtnika. Przy mocy $P_{\max}$ dochodzi do przeładowania napięcia na kondensatorach przełączanych w maksymalnym zakresie od 0 do $2U_{in}$. Musi zachodzić, zatem:

$$\frac{P_{inN}}{P_{\max}} = p_{wN} \leq 1 \quad (2.53)$$

Gdzie:

p_{wN} -znamionowy współczynnik obciążenia względnego

$P_{\max}$ - moc maksymalna przekształtnika (2.39)

P_{inN} - znamionowa moc wejściowa

Znając pojemność kondensatorów przełączanych wyznacza się indukcyjność rezonansową dla osiągnięcia założonej częstotliwości pracy korzystając z zależności wyprowadzonych na podstawie (2.18), (2.20) i rys. 2.2:

$$t_{ps} = \frac{T - 2t_d}{1 + n} n \quad (2.54)$$

$$L = \left(\frac{t_{ps}}{\pi} \right)^2 \frac{1}{nC} \quad (2.55)$$

Gdzie:

$T = \frac{1}{f}$ – okres impulsowania przekształtnika

Wartość szczytową prądu dławika należy obliczyć z zależności (2.32) po podstawieniu parametrów znamionowych pracy:

$$I_{Lpk} = \pi \frac{P_{inN}}{2U_{inN}} \left(1 + \frac{n}{n+1} \frac{2t_d}{t_{ps}} \right) \quad (2.56)$$

Od wartości współczynnika p_{wN} (2.53) zależy ilość energii szczytowo magazynowanej w kondensatorach i dławiku. Napięcie szczytowe na dowolnym kondensatorze przełączanym, dla znamionowych parametrów pracy wynosi:

$$U_{CmaxN} = (1 + p_{wN})U_{inN} \quad (2.57)$$

Pojemność kondensatorów przełączanych, na podstawie (2.52), (2.53), wynosi:

$$C = \frac{P_{inN}}{2U_{inN}^2 f (1+n)p_{wN}} \quad (2.58)$$

Stąd wartość szczytowa energii magazynowanej we wszystkich kondensatorach przełączanych dla znamionowego punktu pracy:

$$E_{CmaxN} = \frac{CU_{Cmax}^2}{2} = \frac{(1+p_{wN})^2 P_{inN}}{p_{wN}} \frac{n}{4f(n+1)} \quad (2.59)$$

Wartość szczytowa energii magazynowanej w dławiku dla znamionowych warunków pracy, może być wyznaczona na podstawie (2.32) i (2.55):

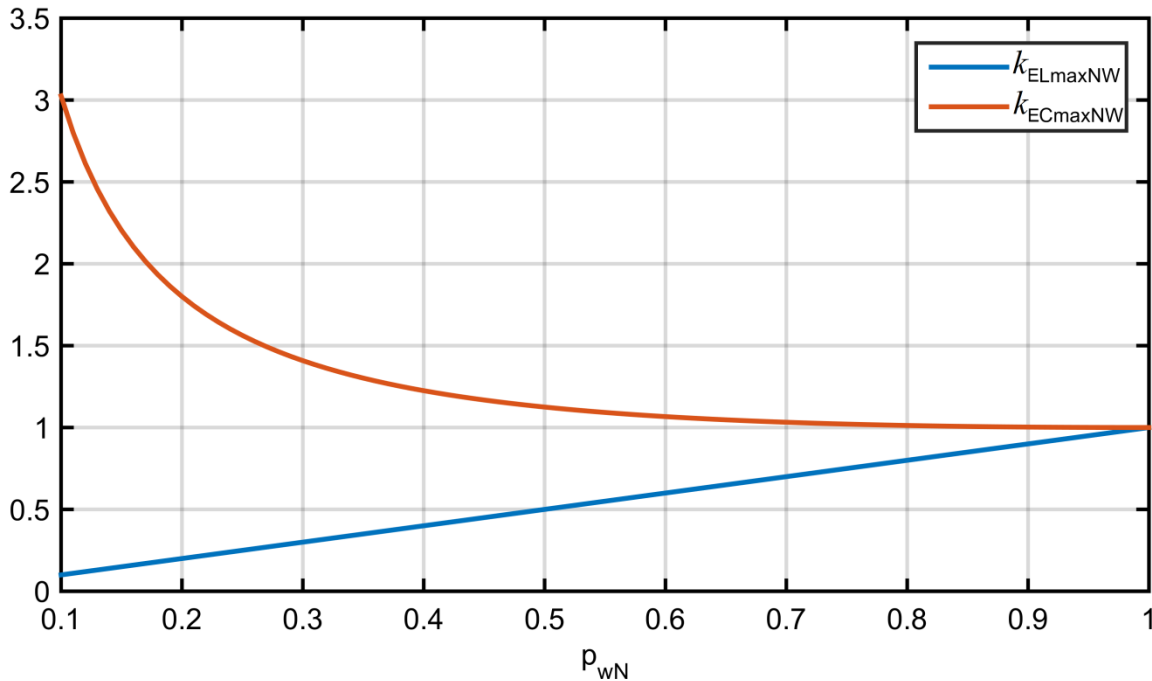
$$E_{LmaxN} = \frac{LI_{Lpk}^2}{2} = p_{wN} \frac{P_{inN}}{4U_{inN}} \frac{n}{n+1} \quad (2.60)$$

Wartości szczytowej energii kondensatorów (2.59) i dławika (2.60) mogą być odniesione do wartości wyliczonych dla $p_{wN}=1$:

$$k_{ECmaxNW} = \frac{E_{CmaxN}}{E_{CmaxN(p_{wN}=1)}} = \frac{(1+p_{wN})^2}{4p_{wN}} \quad (2.61)$$

$$k_{ELmaxNW} = \frac{E_{LmaxN}}{E_{LmaxN(p_{wN}=1)}} = p_{wN} \quad (2.62)$$

Na rys. 2.3 przedstawiono wykresy funkcji (2.61) i (2.62). Zmniejszanie współczynnika p_{wN} powoduje zmniejszanie napięcia szczytowego kondensatorów (2.57) ale również wymusza zwiększanie ich pojemności (2.58), co wypadkowo wpływa jednak na wzrost szczytowej ilości energii magazynowanej w kondensatorach. Zarazem wzrost pojemności powoduje zmniejszenie indukcyjności dławika (2.55) dla utrzymania stałej częstotliwości pracy, co w wyniku powoduje zmniejszanie wartości szczytowej energii magazynowanej w dławiku. Prąd szczytowy dławika jest niezależny od doboru wartości p_{wN} . Wyprowadzone zależności nie uwzględniają gradacji parametrów dostępnych kondensatorów oraz innych praktycznych aspektów projektowania jak na przykład konieczności zapewnienia odpowiednich marginesów bezpieczeństwa. W [36] zaproponowano procedurę doboru elementów L i C , dla której założono, że $p_{wN}=1$. Taka metoda doboru elementów charakteryzuje się tym, że ilość szczytowo magazynowanej energii w kondensatorach jest minimalna, w dławiku natomiast maksymalna. W przypadku rozruchu bezpośredniego przekształtnika przy znamionowym



Rys. 2.3 Współczynniki względnej wartości szczytowej energii w dławiku oraz kondensatorach w zależności od znamionowego współczynnika mocy maksymalnej p_{wN} (2.53).

napięciu wejściowym pierwszy puls prądu i_{in} ładującego kondensatory przełączane będzie miał wartość szczytową:

$$I_{psR} = \frac{1}{p_{wN}} \frac{\pi P_{inN}}{2U_{inN}} \left(1 + \frac{n}{n+1} \frac{2t_d}{t_{ps}} \right) \quad (2.63)$$

Dobór niewielkiego współczynnika p_{wN} powoduje ograniczenie energii magazynowanej w dławiku w punkcie znamionowym pracy, co może być korzystne ze względu na optymalizację gabarytu elementów pasywnych, ale powoduje również przeciążenie elementów (2.63) w trakcie bezpośredniego rozruchu układu. W takim przypadku konieczne jest zastosowanie obwodów wstępnego ładowania kondensatorów dla ograniczenia prądu rozruchowego stanowiących dodatkową komplikację układu. Zwiększenie współczynnika p_{wN} może być również celowe ze względu na to, że maksymalna moc wejściowa przekształtnika określona przez (2.52) zależy od napięcia wejściowego w drugiej potęgze. Zależność (2.52) nie uwzględnia również spadków napięcia na elementach półprzewodnikowych, które wpływają na zmniejszenie mocy maksymalnej.

2.2.2. Dobór tyrystorów oraz diod

Tyrystory i diody należy dobrać ze względu na dopuszczalne obciążenie prądowe, oraz maksymalne napięcie pracy. W przypadku tyrystorów bardzo istotnym parametrem doboru jest czas odzyskiwania zdolności blokowania napięcia.

Wytrzymałość prądowa tyrystorów (diod) charakteryzowana jest za pomocą trzech głównych parametrów:

- maksymalnej wartości średniej prądu przewodzenia I_{TAVm} (I_{FAVm}), który może ciągle przepływać przez tyrystor (diodę) bez uszkodzenia elementu przy zapewnieniu na tyle skutecznego chłodzenia, że temperatura obudowy nie przekroczy pewnej założonej wartości. Parametr najczęściej podawany jest w katalogach dla impulsów prądu będących półokresem przebiegu sinusoidalnego o częstotliwości 50Hz. Jest to

główny parametr wykorzystywany do scharakteryzowania wytrzymałości prądowej tyrystorów (diod).

- b) maksymalnej wartości skutecznej prądu przewodzenia I_{TRMS} (I_{FRMSm}), który może ciągle płynąć przez element nie powodując uszkodzenia przy zapewnieniu na tyle skutecznego chłodzenia, że temperatura obudowy nie przekroczy pewnej założonej wartości. Jest to parametr pomocniczy, podawany w katalogach zazwyczaj bez dodatkowych specyfikacji względem kształtu przebiegu prądu.
- c) maksymalnej niepowtarzalnej wartości szczytowej prądu przewodzenia I_{TSM} (I_{FSM}), który może popłynąć przez element nie powodując uszkodzenia przy maksymalnej dopuszczalnej temperaturze struktury złączonej. Wartość dotyczy zazwyczaj pojedynczego impulsu będącego półokresem przebiegu sinusoidalnego, o założonym czasie trwania, najczęściej 10ms. Jest to parametr pomocny przy analizie stanów awaryjnych, w których dochodzi do przeciążenia elementów w wyniku np. zwarcia.

Wszystkie tyrystory i diody przekształtnika SCVM w stanie ustalonym obciążone są jednakową wartością średnią prądu (2.41), zatem wszystkie muszą spełniać warunek:

$$I_{TAVmTP} \text{ oraz } I_{TAVmTN} \text{ oraz } I_{FAVMD} \geq \frac{P_{inN}}{U_{in}(n+1)} \quad (2.64)$$

Gdzie:

I_{TAVmTP} -maksymalny prąd średni tyrystorów parzystych

I_{TAVmTN} -maksymalny prąd średni tyrystorów nieparzystych

I_{FAVMD} -maksymalny prąd średni diod D_1 - D_n oraz D_{out}

Należy również sprawdzić czy dopuszczalna maksymalna skuteczna wartość prądu wstępnie dobranych elementów z warunków (2.64) jest wystarczająca. Wartości skuteczne prądów diod i tyrystorów można wyznaczyć na podstawie (2.32), (2.45), (2.46):

$$I_{FRMS_Dout} \text{ oraz } I_{TRMS_TP} \geq \frac{\pi P_{inN}}{2U_{inN}} \left(1 + \frac{n}{n+1} \frac{2t_d}{t_{ps}} \right) \sqrt{\frac{t_{ps}}{2Tn}} \quad (2.65)$$

$$I_{FRMS} \geq \frac{\pi P_{inN}}{2U_{inN}} \left(1 + \frac{n}{n+1} \frac{2t_d}{t_{ps}} \right) \sqrt{\frac{t_{ps}}{2Tn^2}} \quad (2.66)$$

$$I_{TRMS_TN} \geq \frac{\pi P_{inN}}{2U_{inN}} \left(1 + \frac{n}{n+1} \frac{2t_d}{t_{ps}} \right) \sqrt{\frac{t_{ps}}{2Tn^2}} \quad (2.67)$$

Gdzie:

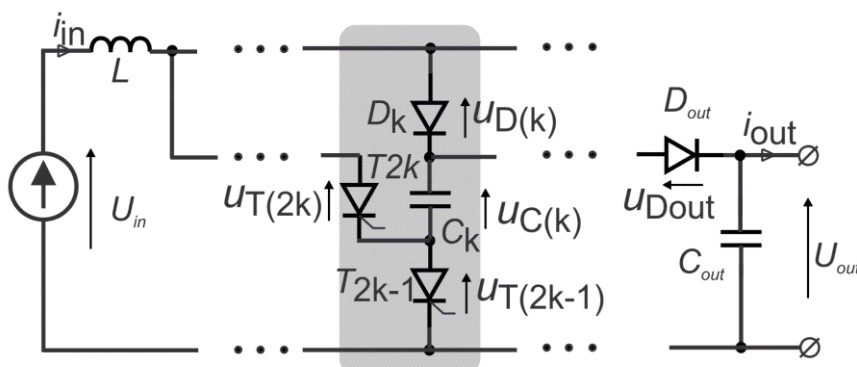
I_{TRMS_TP} - katalogowy maksymalny prąd skuteczny tyrystorów parzystych

I_{FRMS_Dout} - katalogowy maksymalny prąd skuteczny diody D_{out}

I_{TRMS_TN} -katalogowy maksymalny prąd skuteczny tyrystorów nieparzystych

I_{FRMS} -katalogowy maksymalny prąd skuteczny diod D_1 - D_n

Maksymalny prąd średni oraz skuteczny diod lub tyrystorów jest podawany w katalogu dla bardzo wydajnego chłodzenia, zatem konieczne jest zachowanie pewnego marginesu bezpieczeństwa. Dokładny dobór tyrystorów i diod ze względu na obciążalność prądową wynika z obliczeń cieplnych, w których uwzględnia się możliwą do uzyskania wydajność chłodzenia, w danej konstrukcji i zastosowaniu przekształtnika. Obliczenia cieplne polegają



Rys. 2.4 Przyjęte strzałkowanie napięć na poszczególnych elementach przekształtnika, dla k-tej komórki gdzie $k=1, 2 \dots n$

na wyznaczeniu maksymalnej mocy strat wydzielającej się w poszczególnych elementach półprzewodnikowych. Obliczenia przeprowadza się z uwzględnieniem właściwości statycznych elementów takich jak rezystancja dynamiczna oraz napięcie złączone (2.41). W przypadku dużej częstotliwości pracy konieczne jest także uwzględnienie właściwości dynamicznych elementów półprzewodnikowych takich jak np. ładunek przejściowy. Uzyskana wartość mocy rozpraszanej w elementach służy w dalszej kolejności do doboru odpowiednich radiatorów poprzez oszacowanie temperatury wewnętrznej struktury elementów, która musi być utrzymana na odpowiednio niskim poziomie. Sposób przeprowadzania takich obliczeń jest tematem wielu publikacji książkowych na przykład [5], [6], [7] i zostanie pominięty.

Drugim kryterium doboru tyrystorów oraz diod jest dopuszczalne napięcie pracy. W przypadku diod podawane jest maksymalne powtarzalne napięcie wsteczne (zaporowe) oznaczane w katalogach, jako U_{RRM} . W przypadku tyrystorów podawane jest dodatkowo maksymalne powtarzalne napięcie blokowania U_{DRM} . Dla typowych tyrystorów zachodzi $U_{RRM}=U_{DRM}$, zatem polaryzacja napięcia, jakie występuje na tyrystorze najczęściej nie ma znaczenia dla doboru wytrzymałości napięciowej elementów. Napięcia występujące na elementach półprzewodnikowych można wyznaczyć poprzez zapisanie i rozwiązanie równań II prawa Kirchhoffa dla interwału rozładowania oraz ładowania. Przyjęte strzałkowanie napięć na poszczególnych elementach zaprezentowano na rys. 2.4. Największe, w rozumieniu bezwzględnym, wartości napięć na tyrystorach nieparzystych i diodzie wyjściowej występują w interwale rozładowania (na początku lub na końcu) i wynoszą [36], [83] :

$$U_{Doutmax} = -U_{out} \quad (2.68)$$

$$U_{T(2k-1)max} = \begin{cases} U_{T(2k-1)maxA} & \text{jeżeli } |U_{T(2k-1)maxA}| \geq |U_{T(2k-1)maxB}| \\ U_{T(2k-1)maxB} & \text{jeżeli } |U_{T(2k-1)maxB}| > |U_{T(2k-1)maxA}| \end{cases} \quad (2.69)$$

$$U_{T(2k-1)maxA} = U_{out} - (n+1-k)U_{Cmax} \quad (2.70)$$

$$U_{T(2k-1)maxB} = U_{out} - (n+1-k)U_{Cmin} \quad (2.71)$$

Gdzie:

$k = 1, 2 \dots n$

n -liczba komórek, z których składa się przekształtnik

$U_{T(2k-1)maxA}$ – napięcie na tyrystorach nieparzystych na początku interwału rozładowania ($t=t_2$)

$U_{T(2k-1)maxB}$ – napięcie na tyrystorach nieparzystych na końcu interwału rozładowania ($t=t_3$)

Z dwóch wartości (2.70) i (2.71) należy wybrać tę, która dla danego tyrystora jest największa w ujęciu bezwzględnym jak wskazuje zależność (2.69). Wartości szczytowe napięcia tyrystorów parzystych w interwale ładowania i diod w interwale rozładowania wynoszą:

$$U_{D(k)\max} = -kU_{C\max} \quad (2.72)$$

$$U_{T(2k)\max} = U_{C\max} \quad (2.73)$$

Gdzie:

$k = 1, 2 \dots n$

n -liczba komórek, z których składa się przekształtnik

Z zależności (2.68), (2.70), (2.71), (2.72), (2.73) wynika, że napięcia na poszczególnych elementach półprzewodnikowych są zróżnicowane i zależne od napięcia na kondensatorach przełączanych. Minimalna i maksymalna wartość napięcia, która może wystąpić na kondensatorach przełączanych została określona przez (2.36), (2.37). Przyjmując te wartości można wyznaczyć maksymalne (w rozumieniu bezwzględnym) napięcia na diodach i tyrystorach przy znamionowym napięciu wejściowym:

$$U_{Dout\max} = U_{outN} \quad (2.74)$$

$$U_{T(2k-1)\max A} = U_{outN} - 2(n+1-k)U_{inN} = -\frac{(n+1-2k)}{n+1}U_{outN} \quad (2.75)$$

$$U_{T(2k-1)\max B} = U_{outN} \quad (2.76)$$

$$U_{D(k)\max} = -2kU_{inN} = -2\frac{k}{n+1}U_{outN} \quad (2.77)$$

$$U_{T(2k)\max} = 2U_{inN} = 2\frac{1}{n+1}U_{outN} \quad (2.78)$$

Gdzie:

$k = 1, 2 \dots n$

$U_{outN} = (n+1)U_{inN}$ - znamionowe napięcie wyjściowe

n -liczba komórek, z których składa się przekształtnik

Należy również rozpatrzyć przypadek, w którym napięcie wyjściowe jest mniejsze niż U_{outN} . Gdy układ jest zasilony, ale nie impulsuje, napięcie na wyjściu, w stanie ustalonym, równe jest napięciu wejściowemu, ponieważ przewodzi dioda D_{out} oraz D_n . Jest to najmniejsze napięcie wyjściowe, jakie może wystąpić np. w stanie awaryjnym bądź rozruchu. Uwzględnienie takiego skrajnego przypadku, powoduje znaczące zwiększenie (w rozumieniu bezwzględnym) wartości niektórych napięć określonych przez (2.75):

$$U_{T(2k-1)\max A} = U_{inN} - 2(n+1-k)U_{inN} = -\frac{(2n+1-2k)}{n+1}U_{outN} \quad (2.79)$$

Na podstawie wyznaczonych napięć maksymalnych należy dobrać tyrystory i diody, tak by dla każdego elementu spełniona była nierówność [80]:

$$U_{DRM} \text{ oraz } U_{RRM} \geq m_{ku}|U_{TD\max}| \quad (2.80)$$

Gdzie:

U_{DRM} -maksymalne napięcie blokowania - parametr katalogowy tyrystora (nie dotyczy diod)

U_{RRM} -maksymalne napięcie wsteczne - parametr katalogowy tyrystora lub diody

m_{ku} -współczynnik marginesu bezpieczeństwa

$U_{TD\max}$ - napięcie maksymalne konkretnego tyrystora lub diody wyliczone z podanych powyżej zależności

Współczynnik m_{ku} powinien być dobrany z względu na przepięcia, jakie mogą pojawić się w układzie. Literatura [6] zaleca stosowanie współczynnika $m_{ku}=1,5-2$ pod warunkiem, że układ zasilany jest ze źródła, w którym nie występują duże przepięcia. Duże zróżnicowanie napięcia pracy tyrystorów nieparzystych oraz diod wymagałoby zastosowania kłopotliwie dużej liczby różnych typów komponentów. Ujednolicenie dobranych typów tyrystorów oraz

diod wprowadza pewną nadmiarowość, niekorzystną między innymi z tego względu, że wraz ze wzrostem dopuszczalnego napięcia diod i tyrystorów pogorszeniu zwykle ulegają pozostałe ich parametry. Przy doborze elementów półprzewodnikowych należy, zatem znaleźć kompromis pomiędzy liczbą zastosowanych typów elementów a parametrami przekształtnika. Z zależności (2.74), (2.76), (2.77), (2.78), (2.79) wynika, że największe napięcie, jakie może wystąpić na tyrystorze o największym narażeniu (T_1) to blisko dwukrotne napięcie wyjściowe przekształtnika. Szczytowe napięcie na kondensatorach (2.57), a więc i maksymalne napięcie na tyrystorach i diodach w znamionowym punkcie pracy może być ograniczone poprzez przyjęcie mniejszego od jedności współczynnika p_{wN} (2.53) przy doborze parametrów L i C . Należy jednak zauważyć, że w przypadku przeciążenia lub bezpośredniego rozruchu układu z pełnego napięcia zasilającego może dojść do przekroczenia spodziewanych wartości napięć. Konieczne jest w takim przypadku zastosowanie odpowiednich zabezpieczeń.

Po wytypowaniu grupy tyrystorów spełniających kryteria prądowe i napięciowe należy wybrać elementy o możliwie krótkim czasie odzyskiwania zdolności blokowania napięcia t_q . Klasyczne tyrystory półsterowane SCR mogą pracować przy napięciach rzędu 8-10kV i prądach rzędu 5kA. Czas t_q dla tyrystorów SCR [2], [32], [33] wynosi od 0,1 do ok. 1ms, przy czym im większe parametry prądowe i napięciowe tym dłuższy czas t_q . Grupa tyrystorów szybkich charakteryzuje się wartością czasu t_q w zakresie 15-50us przy ograniczeniu maksymalnego napięcia pracy do 2kV i prądu do 2kA. Czas t_q ma bezpośredni wpływ na straty rezystancyjne przekształtnika, jak pokazano w rozdziale 2.1, a przez to na możliwą do uzyskania częstotliwość impulsowania. Z zależności (2.48) wynika, że straty rezystancyjne zależą od czynnika:

$$K_{dptd} = \frac{1}{1 - 2t_d f} \quad (2.81)$$

Przekształcając zależność (2.81) można otrzymać, orientacyjną maksymalną częstotliwość pracy przekształtnika SCVM, zakładając pewną wartość K_{dptd} . Dla przykładu, zakładając $K_{dptd}=2$ oraz $t_d=t_q$ dla tyrystorów szybkich ($t_q=15-50us$) otrzymuje się częstotliwość pracy w zakresie 17-5kHz natomiast dla standardowych tyrystorów SCR ($t_q=0,1-1ms$) jest to przedział 2,5-0,25kHz. Należy jednak mieć na uwadze, że na czas t_q ma wpływ między innymi wartość napięcia, przy którym tyrystor odzyskuje zdolności zaworowe [7]. W danych katalogowych producenci na ogół podają wartość napięcia, przy którym określono czas t_q i zwykle jest to niewielkie napięcie polaryzujące tyrystor wstecznie. Jest to na tyle istotne, że w układzie SCVM tyrystory pracują w szeregowym połączeniu z diodami, w wyniku czego podczas interwałów t_d wartość napięcia na tyrystorach zależy od prądu upływu wszystkich elementów półprzewodnikowych. Zastosowane tyrystory w układzie SCVM muszą być zdolne do wyłączania się w przyjętym czasie t_d również w przypadku braku polaryzacji napięciem wstecznym.

2.2.3. Dobór parametrów elementów układu laboratoryjnego

W założeniach układ laboratoryjny został zwymiarowany na niewielką moc znamionową, jako model układu dużej mocy. Założone parametry projektowe zebrano w tabeli 2.1. Przyjęto, że zostaną zastosowane tyrystory szybkie pozwalające na zastosowanie czasu $t_d = 20\mu s$ i taką wartość przyjęto przy projektowaniu układu laboratoryjnego. Czas trwania interwału ładowania wynosi, zatem (2.52):

$$t_{ps} = \frac{T - 2t_d}{1 + n} n = 4 \frac{2 \cdot 10^{-4} - 2 \cdot 2 \cdot 10^{-5}}{5} = 128 \mu s \quad (2.82)$$

Przyjęto, że przekształtnik laboratoryjny będzie projektowany ze współczynnikiem (2.53) bliskim $p_{wN}=1$, ponieważ optymalizacja elementów pasywnych nie jest celem badań. Wymagana (2.52)(2.53) pojemność kondensatorów C_1-C_n wynosi:

$$C = \frac{P_{inN}}{2U_{inN}^2 f(1 + n)} = \frac{10^3}{2 \cdot 10^4 \cdot 5 \cdot 10^3 \cdot 5} = 2 \mu F \quad (2.83)$$

Indukcyjność dławika wejściowego wyznaczono z zależności (2.55):

$$L = \left(\frac{t_{ps}}{\pi}\right)^2 \frac{1}{nC} = \left(\frac{128 \cdot 10^{-6}}{\pi}\right)^2 \frac{1}{4 \cdot 2 \cdot 10^{-6}} \cong 208 \mu H \quad (2.84)$$

Uzyskane wartości skorygowano w niewielkim zakresie ze względów praktycznych. Ostatecznie przyjęto typową wartość pojemności kondensatorów $C=2,2\mu F$ oraz indukcyjność dławika $L=200\mu H$, co w rezultacie daje $t_{ps}=131,8\mu s$. Ostatecznie częstotliwość pracy skorygowano do wartości $f=4,87kHz$, co daje czas na odzyskiwanie zdolności zaworowych tyrystorów $t_d=20,3\mu s$. Moc maksymalna dla takiego doboru parametrów wynosi na podstawie (2.52):

$$P_{max} = 2U_{inN}^2 Cf(1 + n) = 2 \cdot 10^4 \cdot 2,2 \cdot 10^{-6} \cdot 4,87 \cdot 10^3 \cdot 5 \cong 1,07 kW \quad (2.85)$$

Znamionowy współczynnik obciążenia względnego wynosi, zatem:

$$p_{wN} = \frac{P_{inN}}{P_{max}} = \frac{1 \cdot 10^3}{1,07 \cdot 10^3} \cong 0,93 \quad (2.86)$$

Prąd szczytowy dławika dla dobranych wartości elementów i znamionowego punktu pracy wynosi (2.56):

$$I_{LpkN} = \pi \frac{P_{inN}}{2U_{inN}} \left(1 + \frac{n}{n+1} \frac{2t_d}{t_{ps}}\right) \cong \pi \frac{10^3}{2 \cdot 100} \left(1 + \frac{4}{5} \cdot \frac{2 \cdot 20 \cdot 10^{-6}}{132 \cdot 10^{-6}}\right) \cong 19,5 A \quad (2.87)$$

Wartość skuteczna prądu płynącego przez dławik w punkcie znamionowym pracy wynosi, na podstawie (2.43):

$$I_{inNRMS} = I_{LpkN} \sqrt{\frac{t_{ps}f}{2} + \frac{t_{ps}f}{2n}} \cong 19,5 \sqrt{\frac{132 \cdot 10^{-6} \cdot 4870}{2} + \frac{132 \cdot 10^{-6} \cdot 4870}{8}} \cong 12,4 A \quad (2.88)$$

Do wykonania dławika dla układu laboratoryjnego wybrano rdzeń ferrytowy typu E65 z materiału 3C92. Zastosowanie rdzenia ferrytowego nie jest wyborem optymalnym biorąc pod uwagę niewielką częstotliwość pracy układu nie mniej jednak optymalizacja elementów nie jest przedmiotem badań. Przy uproszczonym projektowaniu dławika, liczbę zwojów oraz długość szczeliny powietrznej można określić za pomocą zależności:

$$z = \frac{LI_{\text{sat}}}{B_{\text{sat}}A_{\text{min}}} \quad (2.89)$$

$$d = \frac{\mu_0 LI_{\text{sat}}^2}{B_{\text{sat}}^2 A_{\text{min}}} \quad (2.90)$$

Gdzie:

z - liczba zwoi

d - długość szczeliny magnetycznej

L - żądana indukcyjność

I_{sat} - prąd nasycenia

B_{sat} - indukcja nasycenia

A_{min} - minimalny efektywny przekrój poprzeczny środkowej kolumny rdzenia

μ_0 - bezwzględna przenikalność magnetyczna próżni

Prąd nasycenia dławika powinien być większy od szczytowej wartości prądu pracy i dla dławika układu laboratoryjnego przyjęto $I_{\text{sat}}=24\text{A}$. Dla wybranego materiału ferrytowego [21] można przyjąć $B_{\text{sat}}=0,38\text{T}$ natomiast wybrana kształtka E65 [22] ma minimalny efektywny przekrój kolumny środkowej $A_{\text{min}}=530\text{mm}^2$. Podstawiając te dane do (2.89) otrzymuje się:

$$z = \frac{LI_{\text{sat}}}{B_{\text{sat}}A_{\text{min}}} = \frac{200 \cdot 10^{-6} \cdot 24}{0,38 \cdot 530 \cdot 10^{-6}} \cong 24 \text{ zw} \quad (2.91)$$

Wymagana długość szczeliny powietrznej wynosi:

$$d = \frac{\mu_0 LI_{\text{sat}}^2}{B_{\text{sat}}^2 A_{\text{min}}} = \frac{1,257 \cdot 10^{-6} \cdot 200 \cdot 10^{-6} \cdot 24^2}{0,38^2 \cdot 530 \cdot 10^{-6}} \cong 1,9 \text{ mm} \quad (2.92)$$

Wyliczenie długości szczeliny nie jest precyzyjne, ze względu na uproszczony charakter wykorzystanych zależności. W praktyce szczelina magnetyczna powinna być dłuższa, by uzyskać zakładaną indukcyjność dławika. Długość szczeliny magnetycznej skorygowano tak, by uzyskać żądaną wartość indukcyjności przy pomiarze uzwojonego dławika za pomocą miernika RLC (Hameg 8118).

Warunki, jakie muszą spełnić diody oraz tyrystory ze względu na dopuszczalny prąd średni (2.64) i skuteczny (2.65), (2.66), (2.67) są następujące:

$$I_{\text{TAVmTP}} \text{ oraz } I_{\text{TAVmTN}} \text{ oraz } I_{\text{FAVMD}} \geq \frac{P_{\text{inN}}}{U_{\text{in}}(n+1)} = \frac{10^3}{100 \cdot 5} = 2 \text{ A} \quad (2.93)$$

$$I_{\text{TRMS_TP}} \geq \frac{\pi \cdot 10^3}{2 \cdot 100} \left(1 + \frac{4}{5} \cdot \frac{4 \cdot 10^{-5}}{132 \cdot 10^{-6}} \right) \sqrt{\frac{132 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 4}} \cong 5,5 \text{ A} \quad (2.94)$$

$$I_{\text{FRMS}} \geq \frac{\pi \cdot 10^3}{2 \cdot 100} \left(1 + \frac{4}{5} \cdot \frac{4 \cdot 10^{-5}}{132 \cdot 10^{-6}} \right) \sqrt{\frac{132 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 16}} \cong 2,8 \text{ A} \quad (2.95)$$

$$I_{\text{TRMS_TN}} \geq \frac{\pi \cdot 10^3}{2 \cdot 100} \left(1 + \frac{4}{5} \cdot \frac{4 \cdot 10^{-5}}{132 \cdot 10^{-6}} \right) \sqrt{\frac{132 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 16}} \cong 2,8 \text{ A} \quad (2.96)$$

Napięcia maksymalne występujące na poszczególnych półprzewodnikach (2.69), (2.74), (2.75), (2.76), (2.77), (2.78), zamieszczono w tabeli 2.2, w tym także dla skrajnego przypadku, gdy $U_{out}=0$.

Tabela 2.2 Maksymalne wartości napięcia na poszczególnych tyrystorach i diodach. Kolorem czerwonym zaznaczono maksymalne napięcia na tyrystorach nieparzystych z uwzględnieniem stanu awaryjnego (gdy napięcie wyjściowe jest równe wejściowemu), kolorem pomarańczowym zaznaczono maksymalne napięcia w poprawnie pracującym układzie.

	$U_{TmaxA} (U_{out}=U_{outN})$ [V]	$U_{TmaxA} (U_{out}=U_{in})$ [V]	U_{TmaxB} [V]		U_{Tmax} [V]		U_{Dmax} [V]		U_{Dmax} [V]
T_1	-300	-700	500	T_2	200	D_1	-200	D_{out}	500
T_3	-100	-500	500	T_4	200	D_2	-400		
T_5	100	-300	500	T_6	200	D_3	-600		
T_7	300	-100	500	T_8	200	D_4	-800		

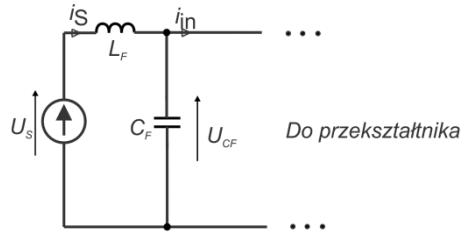
Wyznaczone wymagania prądowe są niewielkie względem specyfikacji nawet najmniejszych dostępnych obecnie na rynku tyrystorów szybkich. Tyrystory szybkie o małych maksymalnych prądach średnich nie są obecnie produkowane, ponieważ zostały wyparte z rynku przez łączniki w pełni sterowalne o nieporównywalnie lepszych parametrach dynamicznych i cechach użytkowych jak. np. tranzystory MOSFET czy IGBT. Obecnie oferowane przez producentów tyrystory szybkie mają maksymalny prąd pracy w zakresie najmniej kilkudziesięciu amperów. Do budowy laboratoryjnego przekształtnika o małej mocy zastosowano elementy starszej generacji, których parametry główne zamieszczono w tabeli 2.3.

Tabela 2.3 Parametry tyrystorów wybranych do układu laboratoryjnego

Typ	$I_{T(AV)}$ [A]	V_{RRM} V_{DRM} [V]	$I_{T(RMS)}$ [A]	I^2t [A ² s]	di/dt [A/s]	du/dt [V/s]	t_q [μs]	Uwagi	Zastosowanie
TR922-16-08	16	800	25,1	200	200	200	20	-	T_1, T_3, T_5, T_7
SN20C70	20	700	30	370	28	1000	12	RCT	T_2, T_4, T_6, T_8

Przy doborze tyrystorów ze względu na maksymalne napięcie pracy przyjęto, że przekształtnik laboratoryjny nie będzie poddawany testom w skrajnych stanach awaryjnych, a rozruch będzie realizowany płynnie poprzez zwiększanie napięcia wejściowego. Tyrystory nieparzyste dobrano zatem na napięcie pracy 500V ze współczynnikiem $m_{ku}=1,6$ (2.80), co daje $U_{RRM}=U_{DRM}=800V$. Jako T_2, T_4, T_6, T_8 zastosowano tyrystory z przewodzeniem wstecznym RCT (ang. *Reverse Conducting Thyristor*). Jest to odmiana tyrystorów, która ze względu na budowę struktury półprzewodnikowej zawiera zintegrowaną diodę zwrotną [6], [7], [5]. Tyrystory RCT podobnie jak tyrystory szybkie charakteryzują się krótkim czasem t_q , przy czym w przekształtniku SCVM mogą być zastosowane jedynie, jako tyrystory parzyste ze względu na brak możliwości pracy w stanie zaporowym. Wybrane tyrystory mają dostatecznie krótki czas t_q by pracować w układzie sterowanym z czasem $t_d = 20\mu s$, jaki został wstępnie przyjęty na początku procedury projektowania. Ze względu na zróżnicowanie napięć wstecznych, przy których pracują diody D_1-D_4 , zastosowano dwa typy tych elementów. Jako D_1 i D_2 użyto *HFA25TB60* [105], a jako D_3 i D_4 *HFA16TB120* [106], a współczynnik marginesu bezpieczeństwa dla doboru napięciowego m_{ku} (2.80) wyniósł odpowiednio 3; 1,5; 2; 1,5. Oba typy diod mają niewielką (w porównaniu do tyrystorów) obudowę typu TO-220 i spełniają z dużym zapasem wymagania prądowe (2.93). Jako D_{out} wybrano diodę *60EPF06* [107] w obudowie TO-247.

Prąd wejściowy przekształtnika zawiera znaczną składową zmienną, która w wielu przypadkach musi zostać odfiltrowana dla prawidłowej pracy źródła energii i przekształtnika. Jest to szczególnie istotne w przypadku układu laboratoryjnego zasilanego z zasilacza stabilizowanego z ograniczeniem prądowym i innymi zabezpieczeniami. Duża składowa zmienna prądu płynącego przez zasilacz może spowodować jego nieprawidłową pracę lub wyzwolenie czułych zabezpieczeń. W układzie laboratoryjnym zastosowano na wejściu układu filtr dolnoprzepustowy typu Γ - rys. 2.5.



Rys. 2.5 Filtr wejściowy przekształtnika

Przebieg prądu wejściowego przekształtnika określony zależnościami (2.24), (2.12), (2.1) można rozłożyć na harmoniczne i dla znamionowego punktu pracy oraz parametrów czasowych określonych w poprzednich krokach projektowania, pierwsze sześć harmonicznych ma wartości jak na wykresie z rys. 2.6. Wyliczenie wartości harmonicznych wykonano numerycznie przy użyciu funkcji [57] $\text{fft}()$ programu MATLAB. Projektowanie filtra można przeprowadzić ze względu na wartość podstawowej harmonicznej prądu wymuszanego przez przekształtnik, ponieważ skuteczność filtrowania zależy od rzędu harmonicznej w drugiej potęgze [73]. Należy przy tym założyć dopuszczalną wartość amplitudy pierwszej harmonicznej napięcia U_{CF1} , oraz dopuszczalną wartość amplitudy pierwszej harmonicznej prądu źródła I_{S1} . Przyjęto, że źródło napięcia U_s ma zerową impedancję, w rezultacie obliczenia przebiegają jak dla równoległego połączenia C_F i L_F . Wymagana indukcyjność i przybliżona pojemność filtra wynosi:

$$L_F = \frac{U_{CF1}}{2\pi f I_{S1}} \quad (2.97)$$

$$C_F \cong \frac{I_{in1}}{2\pi f U_{CF1}} \quad (2.98)$$

Gdzie:

U_{CF1} - założona amplituda podstawowej harmonicznej napięcia wyjściowego filtra

I_{S1} - założona maksymalna amplituda podstawowej harmonicznej prądu źródła

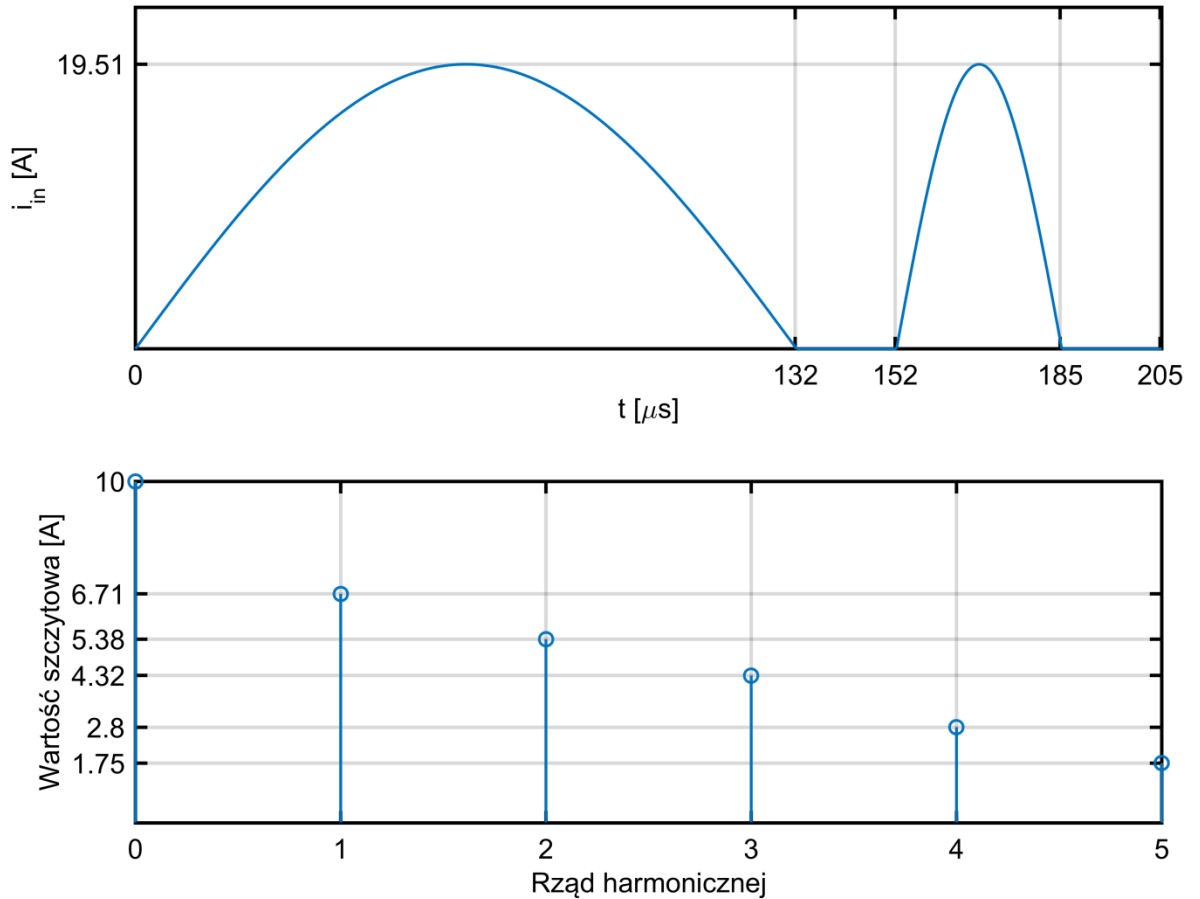
I_{in1} - amplituda pierwszej harmonicznej prądu wejściowego przekształtnika

f - częstotliwość impulsowania przekształtnika (pierwsza harmoniczna przebiegu prądu)

Zakładając $U_{CF1}=1V$ oraz $I_{S1}=1A$ wymagane parametry filtra dla przekształtnika laboratoryjnego wynoszą:

$$L_F = \frac{U_{CF1}}{2\pi f I_{S1}} = \frac{1}{2\pi \cdot 4870 \cdot 1} \cong 33 \mu H \quad (2.99)$$

$$C_F \cong \frac{I_{in1}}{2\pi f U_{CF1}} \cong \frac{6,71}{2\pi \cdot 4870 \cdot 1} = 220 \mu F \quad (2.100)$$



Rys. 2.6 Przebieg prądu wejściowego przekształtnika w znamionowym punkcie pracy oraz wartości poszczególnych harmonicznych.

Wyznaczone parametry filtru to wartości minimalne dla uzyskania zakładanej skuteczności filtrowania. Z względu na prowadzenie wielu prób w trakcie prac laboratoryjnych, w tym z różnymi częstotliwościami impulsowania oraz w różnych konfiguracjach, w układzie zastosowano przewymiarowany filtr spełniający założone wymagania w szerszym zakresie częstotliwości. Jako C_F zastosowano baterię kondensatorów elektrolitycznych o pojemności 1600 μF, natomiast, jako L_F użyto dławika na rdzeniu proszkowym o indukcyjności początkowej 50 μH.

Wymaganą pojemność kondensatora wyjściowego można oszacować zakładając, że prąd obciążenia przekształtnika nie ma składowej zmiennej. Przy takim założeniu można w łatwy sposób wyliczyć przyrost napięcia na kondensatorze wyjściowym w czasie trwania interwału rozładowania kondensatorów przełączanych. Pomijając straty energii w przekształtniku, dla założonej wartości tętnień napięcia wyjściowego pojemność C_{out} powinna wynosić:

$$C_{out} \cong \frac{1}{\Delta U_{out}} \left(2\pi I_{LpkN} - n \frac{P_{inN}}{U_{inN}} \right) \quad (2.101)$$

Gdzie:

ΔU_{out} - założona wartość międzyszczytowa tętnień napięcia wyjściowego

I_{LpkN} - wartość szczytowa prądu wejściowego

Przyjmując $\Delta U_{out}=2$ V otrzymuje się:

$$C_{out} \cong \frac{1}{\Delta U_{out}} \left(2\pi I_{LpkN} - n \frac{P_{inN}}{U_{inN}} \right) \cong \frac{1}{2} \left(2\pi \cdot 19,5 - 4 \frac{10^3}{100} \right) \cong 172 \mu F \quad (2.102)$$

Kondensator wyjściowy zestawiono z równolegle połączonych kondensatorów elektrolitycznych oraz foliowych o łącznej pojemności $C_{out} = 180\mu F$. W tabeli 2.4 podsumowano parametry zaprojektowanego przekształtnika i wybranych elementów.

Tabela 2.4 Podsumowanie parametrów przekształtnika oraz dobranych elementów

Parametr		Wartość	
Znamionowe napięcie wejściowe	U_{inN}	100	V
Teoretyczne wzmocnienie napięciowe (liczba komórek)	$k_U(n)$	5	V/V
Znamionowa moc wejściowa	P_{inN}	1	kW
Częstotliwość impulsowania	f	4,87	kHz
Indukcyjność rezonansowa	L	200	μH
Pojemność kondensatorów przełączanych	C	2,2	μF
Indukcyjność filtra wejściowego	L_F	50	μH
Pojemność filtra wejściowego	C_F	1600	μF
Pojemność kondensatora wyjściowego	C_{out}	180	μF
T_1, T_3, T_5, T_7	TR922-16-08		
T_2, T_4, T_6, T_8	SN20C70		
D_1, D_2	HFA25TB60		
D_3, D_4	HFA16TB12		
D_{out}	60EPF06		

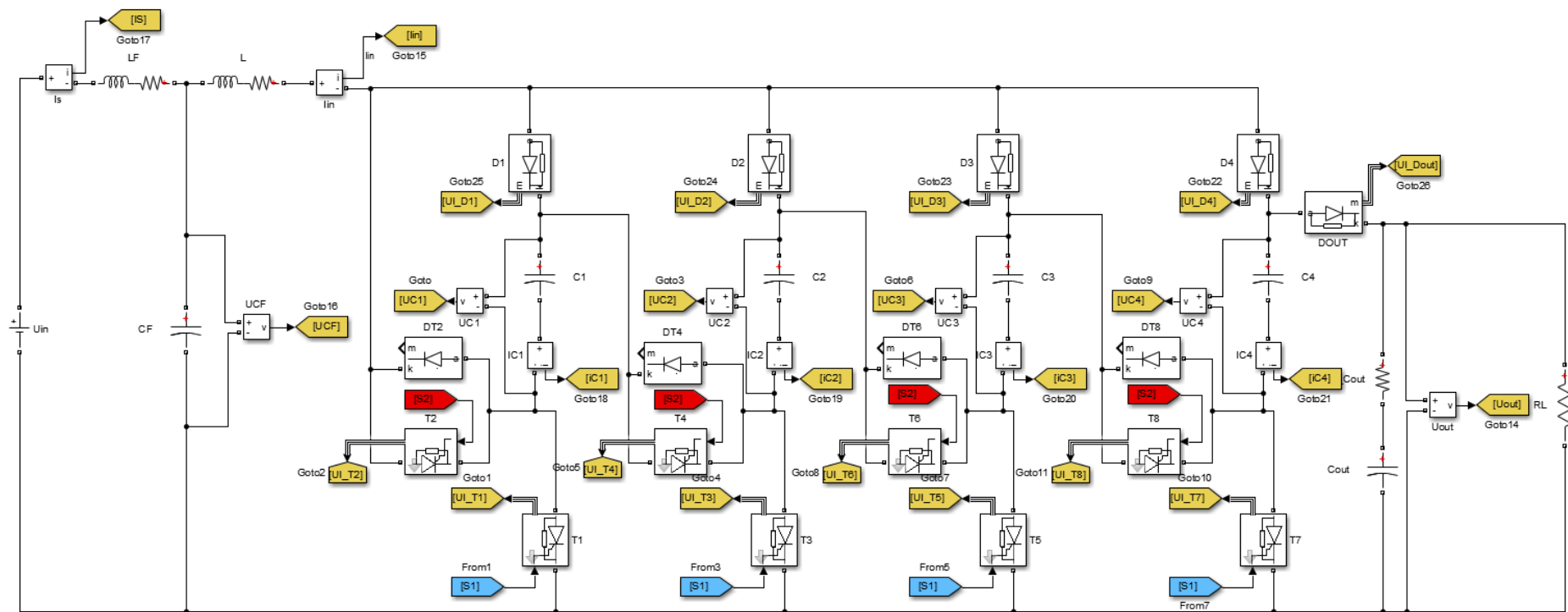
2.3. Symulacja komputerowa przekształtnika SCVM

Symulację układu wykonano w programie MATLAB/SIMULINK z wykorzystaniem biblioteki Simscape [58]. Jest to program modelowania fizycznego, który wykorzystuje uproszczone modele elementów półprzewodnikowych, bez uwzględniania złożonych zjawisk występujących w elementach rzeczywistych. W wyniku tego możliwe jest szybkie przeprowadzenie weryfikacji koncepcji złożonych układów, przy zachowaniu bardzo dużej elastyczności w sposobie prezentacji, analizy oraz obróbki wyników.

Na rys. 2.7 zamieszczono schemat modelu przekształtnika SCVM z filtrem wejściowym LC, natomiast w tabeli 2.5 zamieszczono jego parametry. Parametry elementów pasywnych przyjęto arbitralnie, z założeniem szeregu uproszczeń, ponieważ w opisanych badaniach symulacyjnych istotniejsza była weryfikacja koncepcji układu, niż dokładne modelowanie wraz z precyzyjną identyfikacją parametrów układu rzeczywistego. Stąd też przyjęto jednakową wartość napięcia przewodzenia dla wszystkich diod oraz tyrystorów.

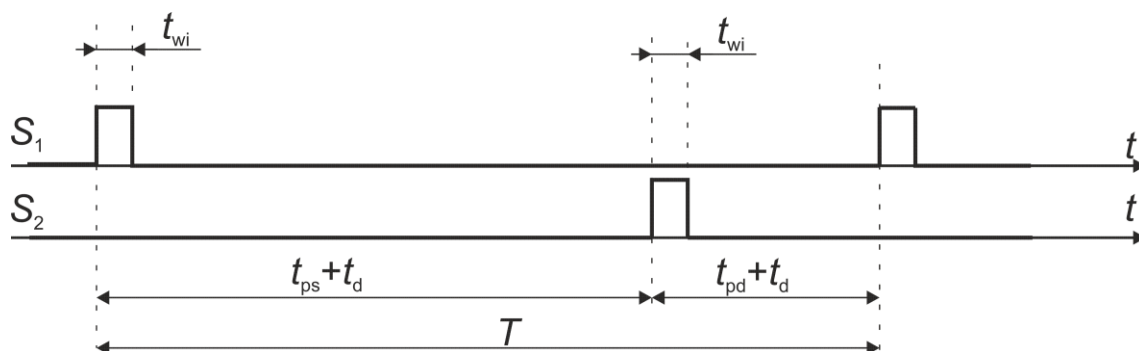
Tabela 2.5 Parametry modelu symulacyjnego

Parametr		Wartość	
Napięcie źródła zasilającego		U_s	100 V
Indukcyjność rezonansowa		L	200 μH
Szeregowa rezystancja dławika L		R_L	40 $\text{m}\Omega$
Pojemność kondensatorów przełączanych		C_1-C_4	2,2 μF
Indukcyjność filtru wejściowego		L_F	50 μH
Szeregowa rezystancja dławika L_F		R_{LF}	10 $\text{m}\Omega$
Pojemność filtru wejściowego		C_F	1600 μF
Pojemność kondensatora wyjściowego		C_{out}	180 μF
Szeregowa rezystancja kondensatora wyjściowego		$R_{C_{\text{out}}}$	10 $\text{m}\Omega$
Parametry wszystkich tyrystorów	Rezystancja szeregową	R_{on}	10 $\text{m}\Omega$
	Spadek napięcia w stanie przewodzenia	V_f	1,5 V
	Prąd załączenia	I_l	0,1 A
	Prąd podtrzymania	I_h	0,1 A
	Czas wyłączenia	T_q	20 μs
	Warunek początkowy - prąd	I_c	0 A
	Rezystancja równoległa	R_s	50 $\text{k}\Omega$
Parametry diod D_1-D_4 oraz D_{out}	Rezystancja szeregową	R_{on}	10 $\text{m}\Omega$
	Indukcyjność szeregową	L_{on}	0 μH
	Spadek napięcia w stanie przewodzenia	V_f	1,5 V
	Warunek początkowy - prąd	I_c	- A
	Rezystancja równoległa	R_s	50 $\text{k}\Omega$
Parametry diod $D_{T2}, D_{T4}, D_{T6}, D_{T8}$	Rezystancja szeregową	R_{on}	10 $\text{m}\Omega$
	Indukcyjność szeregową	L_{on}	0 μH
	Spadek napięcia w stanie przewodzenia	V_f	1,5 V
	Warunek początkowy - prąd	I_c	- A
	Rezystancja równoległa	R_s	- $\text{k}\Omega$
Parametry sterowania	Czas trwania oscylacji ładowania	t_{ps}	131,8 μs
	Czas trwania oscylacji rozładowania	t_{pd}	32,9 μs
	Czas trwania zwłoki na wyłączenie tyrystorów	t_d	20,3 μs
	Okres pracy przekształtnika	T	205,3 μs
	Czas trwania impulsu wyzwalań tyrystora	t_{wi}	25 μs



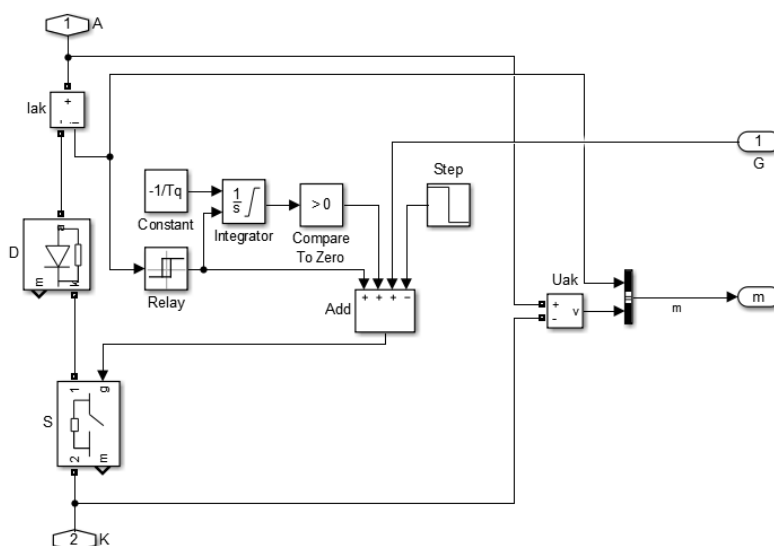
Rys. 2.7 Schemat modelu symulacyjnego przekształtnika SCVM w programie MATLAB/SIMULINK

Do układu laboratoryjnego, jako T_2, T_4, T_6, T_8 wybrano tyrystory o przewodzeniu wstecznym, co nie ma istotnego wpływu na zasadę działania układu, jednak zostało to uwzględnione w symulacji. Tyrystory przewodzące wstecznie zamodelowano przy użyciu modelu zwykłego tyrystora SCR i włączonej równolegle diody zwrotnej ($D_{T2}, D_{T4}, D_{T6}, D_{T8}$). Sterowanie tyrystorów zostało wykonane przy użyciu dwóch generatorów sygnału cyfrowego, które skonfigurowano w taki sposób, by uzyskać przebiegi jak na rys. 2.8 o parametrach jak w tabeli 2.5.



Rys. 2.8 Zależności czasowe pomiędzy sygnałami sterującymi tyrystorami nieparzystymi (S_1) oraz parzystymi (S_2)

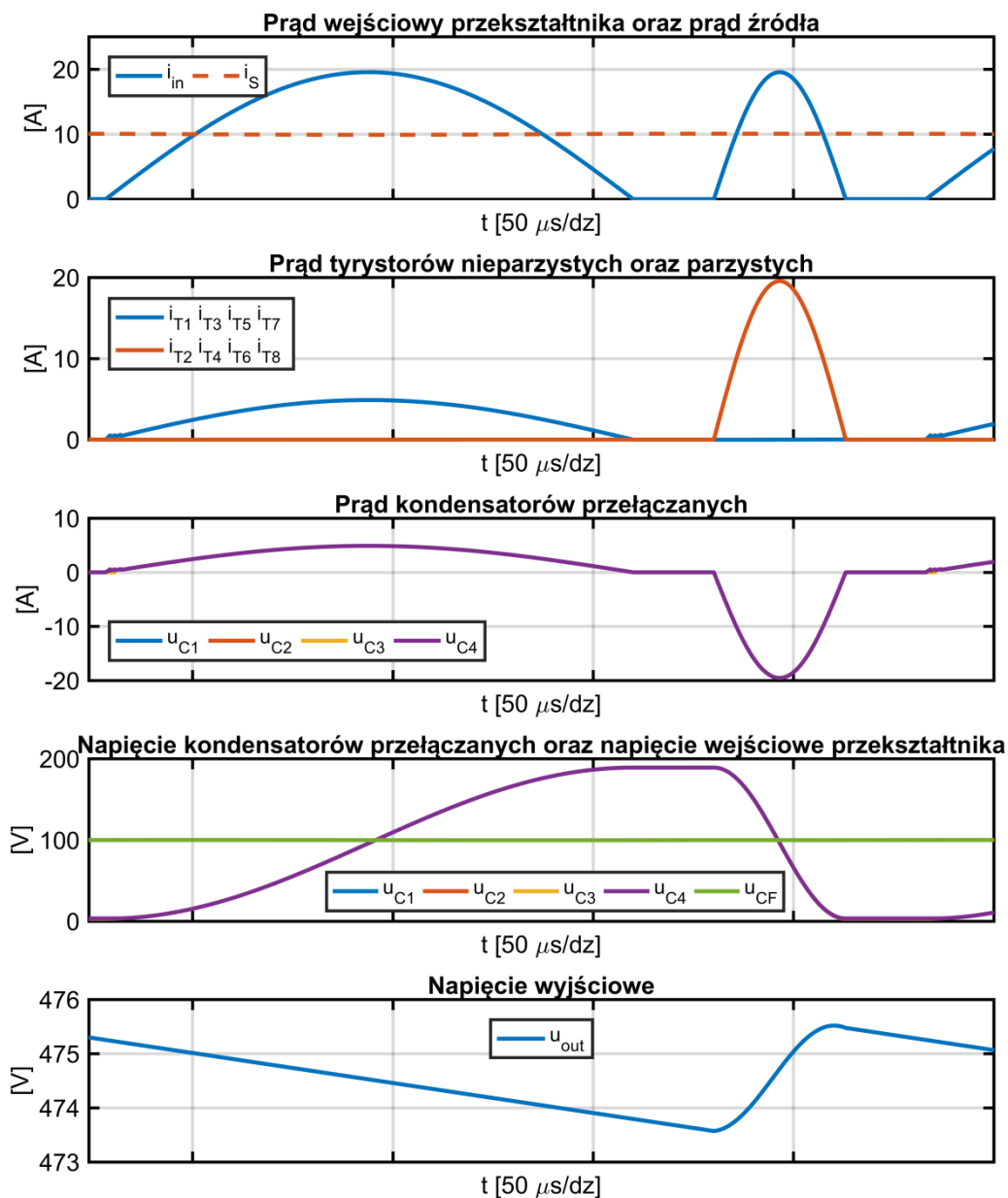
W bibliotece SimScape programu SIMULINK występuje model tyrystora, jednak nie uwzględniono w nim prądu podtrzymania przewodzenia, tym samym zakładając, że wynosi on zero. W rezultacie raz załączony model tyrystora pozostaje w stanie załączenia przy dowolnie małym prądzie anody. Takie uproszczenie uniemożliwia poprawną pracę modelu przekształtnika SCVM, ze względu na występujące w modelach elementów półprzewodnikowych rezystancje równoległe i ciągły przepływ niewielkich, maksymalnie rzędu kilkunastu miliamperów, prądów upływu. Prądy upływu, choć niewielkie uniemożliwiają wyłączenie uproszczonych modeli tyrystorów. Tyrystory dostarczane przez producenta oprogramowania w bibliotece SimScape przeznaczone są, jak należy sądzić, do budowania modeli układów energoelektronicznych o komutacji sieciowej, gdzie opisany problem nie występuje. Do wykonania symulacji przekształtnika wykonano dokładniejsze modele tyrystorów o schemacie jak na rys. 2.9. Jest to model, który odzwierciedla sposób działania rzeczywistego tyrystora, uwzględniając niezerowy prąd podtrzymania przewodzenia I_h . Model tyrystora został zrealizowany poprzez szeregowe połączenie diody D , oraz idealnego łącznika mocy S wraz z układem sterującym. Bloki funkcyjne *Constant*, *Integrator* oraz *Compare To Zero* służą do odmierzania czasu wyłączenia tyrystora poprzez całkowanie stałej ujemnej wartości ($-1/T_q$) z warunkiem początkowym o wartości 1 oraz detekcję chwili, w której wartość całki osiąga zero. Łącznik S zostaje zwarty, jeżeli na wejście G jest podany impuls wyzwalaający. Jeżeli napięcie pomiędzy anodą, a katodą jest większe od napięcia przewodzenia V_f (będącego w istocie parametrem diody D) popłynie prąd i jeżeli jego wartość będzie większa niż minimalny prąd załączenia I_l , to na wyjściu elementu *Relay* pojawi się stan wysoki i dojdzie do zatrzaśnięcia się modelu tyrystora w stanie przewodzenia. Stan wysoki na wyjściu *Relay* powoduje także wpisanie i utrzymywanie wartości początkowej na wyjściu elementu całkującego *Integrator*, co skutkuje występowaniem wartości wysokiej na wyjściu elementu *Compare To Zero*. Jeżeli prąd anody zmniejszy się poniżej wartości prądu podtrzymania I_h , to na wyjściu *Relay* pojawi się wartość zerowa, odblokowany zostanie układ całkujący *Integrator*, którego wartość wyjściowa będzie liniowo malała (całkowanie stałej wartości równej $-1/T_q$). Po czasie T_q wartość wyjściowa *Integrator*'a osiąga zero, w wyniku czego łącznik S zostaje rozarty i model tyrystora przechodzi w stan wyłączenia.



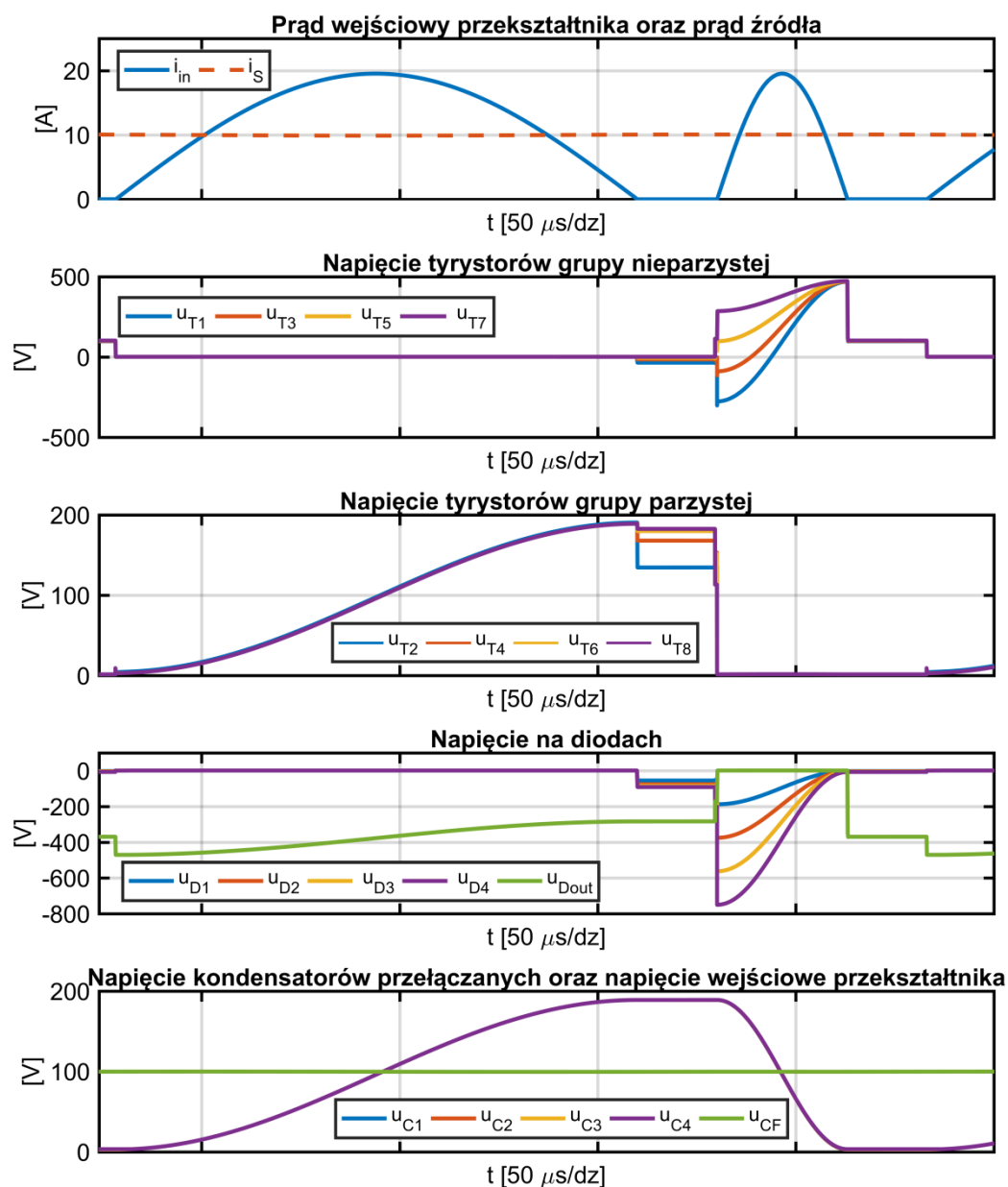
Rys. 2.9 Schemat zastosowanego modelu tyrystora

Jeżeli przed upływem czasu T_q prąd tyrystora wzrósłby powyżej wartości I_l , nastąpiłoby ponowne zresetowanie układu całkującego *Integrator* i model tyrystora pozostałby w stanie załączenia. Generator monostabilny *Step* wymusza brak przewodzenia modelu tyrystora do momentu, gdy czas symulacji osiągnie wartość większą niż $1,1T_q$, co jest konieczne ze względu na specyfikę układu odcierania czasu, który rozpoczyna pracę ze stanem wysokim. Zarówno w modelu diody *D* jak i łącznika *S* włączono równoległą rezystancję o wartości $R_s/2$ wymaganą przy szeregowym łączeniu tych elementów, gdzie R_s jest wartością przyjętą dla całego modelu tyrystora. Zastosowanie rezystancji równoległej w modelu diody lub łącznika mocy jest wymagane przez program symulacyjny, także ze względu na to, że element ma być połączony szeregowo z indukcyjnością. Opracowany model tyrystora ma dodatkowo wyprowadzone sygnały prądu anody oraz napięcia pomiędzy anodą a katodą, połączone w jedną magistralę wzorem innych modeli półprzewodników występujących w bibliotece programu.

Wynik symulacji pracy układu SCVM zamieszczono na rys. 2.10 gdzie zaprezentowano przebiegi podstawowe, na rys. 2.11 widoczne są przebiegi napięcia na poszczególnych diodach oraz tyrystorach, natomiast w tabeli 2.6 zamieszczono parametry wyliczone na podstawie wyników symulacji z przedziału czasu, w którym modelowany układ osiągnął stan ustalony. Rezystancję obciążenia $R_L=238\Omega$ dobrano, przeprowadzając serię symulacji, tak by przekształtnik pracował ze znamionową mocą wejściową. Uzyskane wyniki symulacyjne potwierdzają poprawność koncepcji układu, oraz obliczeń projektowych. Należy zwrócić uwagę, że napięcie wyjściowe w symulowanym przekształtniku jest mniejsze od wartości teoretycznej, a wynika to z uwzględnionych w symulacji napięć złączowych elementów półprzewodnikowych oraz spadków napięcia na ich rezystancjach szeregowych.



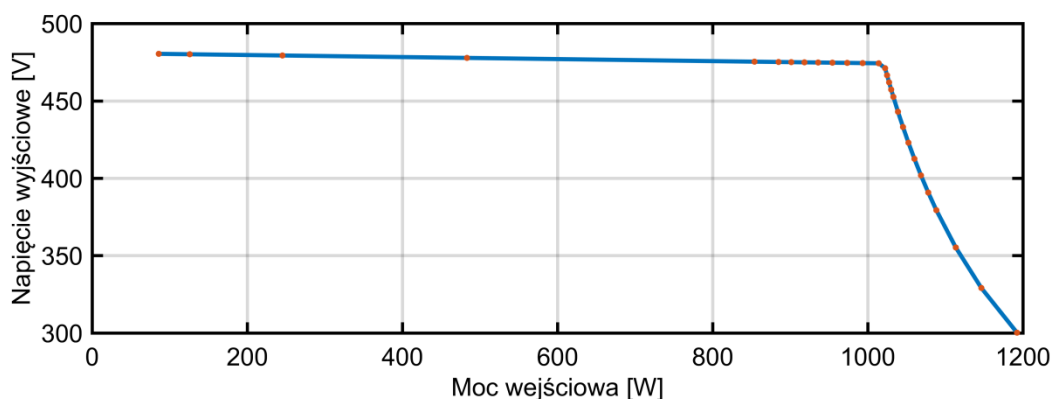
Rys. 2.10 Wynik symulacji układu SCVM przy znamionowej mocy wejściowej – przebiegi prądu poszczególnych elementów przekształtnika oraz napięć na kondensatorach przełączanych, na wejściu i wyjściu.



Rys. 2.11 Wynik symulacji układu SCVM przy znamionowej mocy wejściowej – przebieg prądu wejściowego oraz przebiegi napięcia na poszczególnych diodach, tyrystorach i kondensatorach przełączanych.

Tabela 2.6 Wynik symulacji układu SCVM - parametry wyliczone

Parametr		Wartość	
Średni prąd wejściowy	I_s	10,01	A
Średnia moc wejściowa	P_{in}	1001	W
Średnie napięcie wyjściowe	U_{out}	474,5	V
Średnia moc wyjściowa	P_{out}	946	W



Rys. 2.12 Charakterystyka napięcia wyjściowego przekształtnika SCVM w funkcji mocy wejściowej.

Na rys. 2.12 przedstawiono charakterystykę napięcia wyjściowego w funkcji mocy wejściowej przekształtnika. Charakterystykę wykreślono poprzez wielokrotne powtórzenie symulacji z każdorazowo mniejszą wartością rezystancji obciążenia. Do wartości mocy maksymalnej, napięcie wyjściowe przekształtnika wykazuje niewielką zależność od mocy, co wynika z niewielkich rezystancji elementów półprzewodnikowych i LC. Dla mocy większej od mocy maksymalnej dochodzi do przeciążenia przekształtnika i napięcie wyjściowe zmniejsza się wraz ze wzrostem obciążenia z dużą stromością. W interwale rozładowania (rys. 2.1c) napięcia na kondensatorach C_1 - C_n zmniejszają się, i jeżeli moc obciążenia przekształtnika jest mniejsza od maksymalnej określonej zależnością (2.39), to napięcia na kondensatorach na końcu interwału będą większe od zera. Jeżeli przekształtnik pracuje z mocą maksymalną $P_{\max}$ (2.39) to napięcia na kondensatorach przełączanych osiąga wartość zerową w momencie, gdy kończy się oscylacja. Na rys. 2.13 zamieszczono przebiegi prądu poszczególnych elementów przekształtnika pracującego przy $R_L=80\Omega$, czyli w stanie przeciążenia. Puls rozładowania został podzielony na dwa interwały. W pierwszym interwale t_{pdA} zachodzi oscylacyjne rozładowanie kondensatorów przełączanych. W chwili czasu t_{2B} napięcie kondensatorów osiąga wartość zerową przy niezerowej wartości chwilowej prądu dławika L , co powoduje, że przewodzenie przejmuje dioda D_4 , w wyniku czego prąd przestaje płynąć przez kondensatory przełączane, co schematycznie zilustrowano na rys. 2.14. Przy przewodzących diodach D_n , i D_{out} prąd dławika zmniejsza się pod wpływem napięcia o wartości:

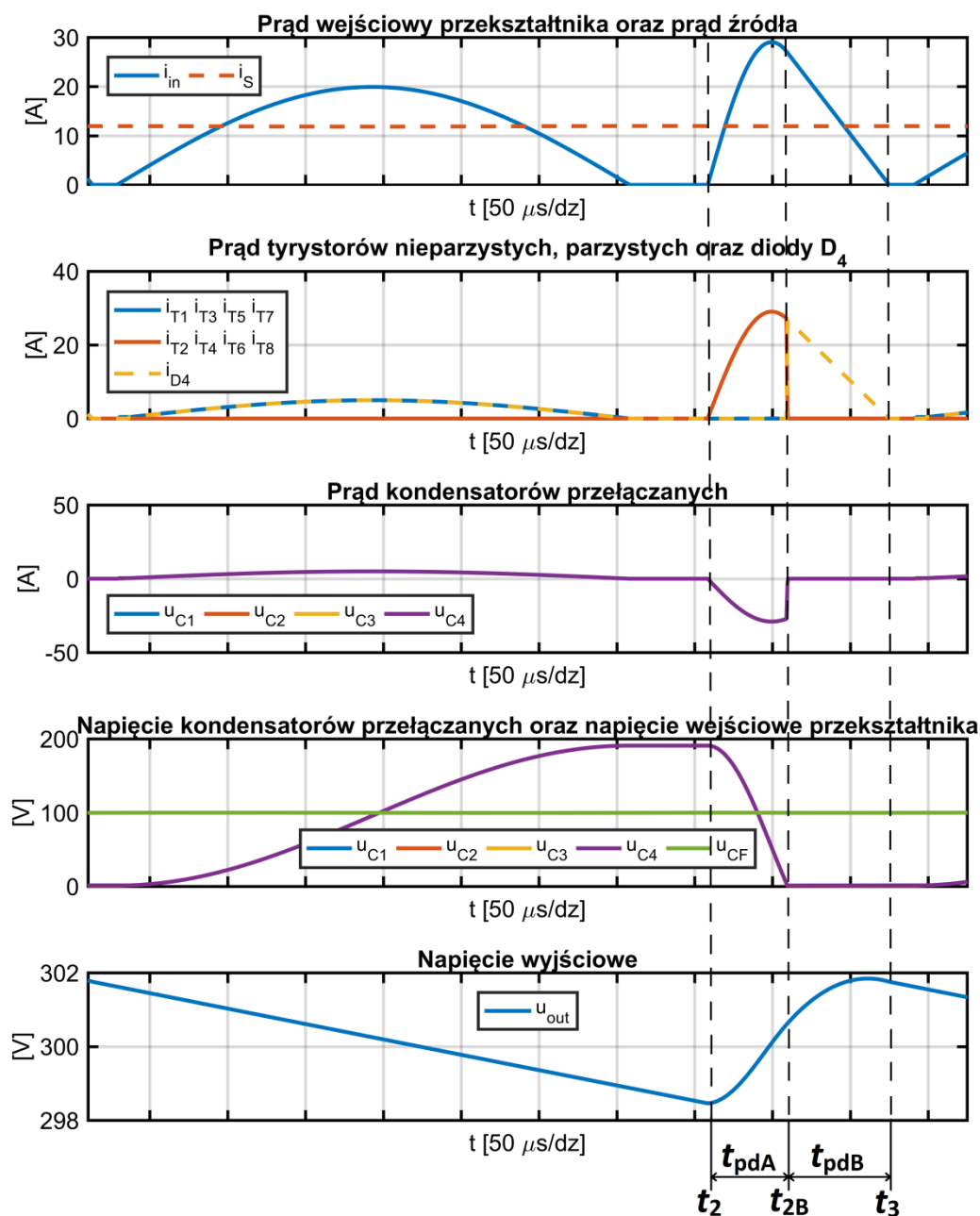
$$u_L = U_{in} - U_{out} \quad (2.103)$$

Ponieważ pojemność kondensatora C_{out} jest na tyle duża, że zmiana napięcia U_{out} jest pomijalna, można przyjąć, że prąd dławika zmniejsza się liniowo w interwale t_{pdB} . W stanie przeciążenia przekształtnika interwał rozładowania wydłuża się, tym bardziej im mniejsza jest rezystancja obciążenia. Zwiększeniu ulega również wartość szczytowa pulsu rozładowania, która w stanie przeciążenia nie jest równa wartości szczytowej pulsu prądu ładowania. Oba zjawiska zobrazowano na rys. 2.15.

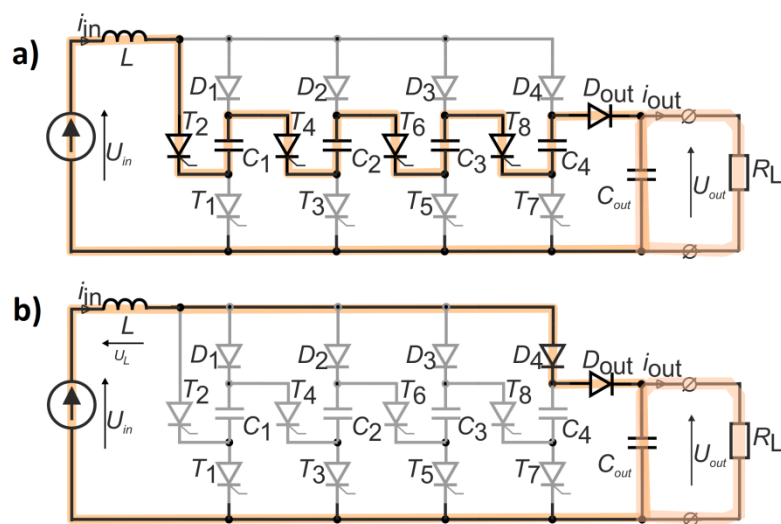
Przekształtnik może być przeciążony do tego stopnia, że napięcie na jego wyjściu może zmniejszyć się do wartości poniżej $2U_{in}$, co powoduje, że również w interwale ładowania zachodzi polaryzacja diody D_n i D_{out} . W przekształtniku, w którym zastosowany jest tyrystor wyjściowy T_{out} zamiast diody D_{out} tego rodzaju zjawisko nie zachodzi i jest to jedyna różnica pomiędzy tymi dwoma wariantami układu SCVM. Szczegółowa analiza tego stanu pracy wykracza poza ramy niniejszej pracy. Różne stany przeciążenia tyrystorowego

przekształtnika SCVM zostały dogłębnie przeanalizowane przy współudziale autora pracy w [37].

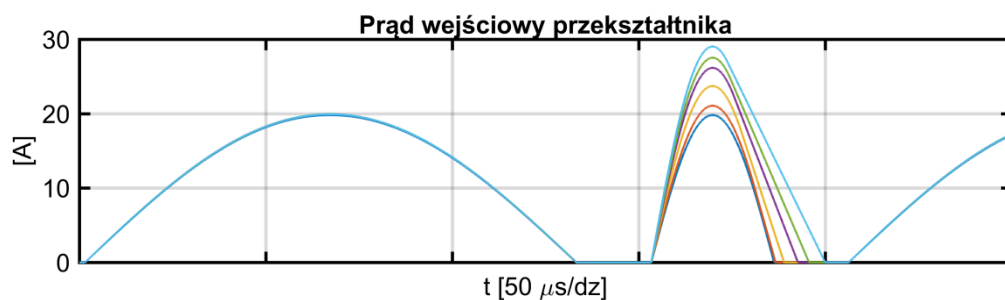
W tych rozważaniach pominięto spadki napięcia na elementach półprzewodnikowych. Analizując rys. 2.12 można zauważyć, że układ ulega przeciążeniu przy mniejszej mocy wejściowej (ok. 1,02kW) niż określono to na etapie projektowania przekształtnika na podstawie zależności (2.39), tj. 1,07kW. Różnica wynika z tego, że kondensatory przełączane nie są przeładowywane w zakresie napięcia od 0 do $2U_{in}$, jak przyjęto wyprowadzając zależność (2.39), ze względu na spadki napięcia na łącznikach półprzewodnikowych oraz uwzględnione szeregowo rezystancje elementów. Zostało to uwidocznione na przebiegach napięcia kondensatorów przełączanych na rys. 2.13.



Rys. 2.13 Wynik symulacji układu SCVM w stanie przeciążenia – przebiegi prądu poszczególnych elementów przekształtnika. $R_L=80\Omega$



Rys. 2.14 Droga prądu w interwale rozładowania a) przez kondensatory przełączane – oscylacyjne rozładowanie kondensatorów przełączanych b) przez diodę D_4 oraz D_{out} na skutek całkowitego rozładowania kondensatorów przełączanych w stanie przeciążenia

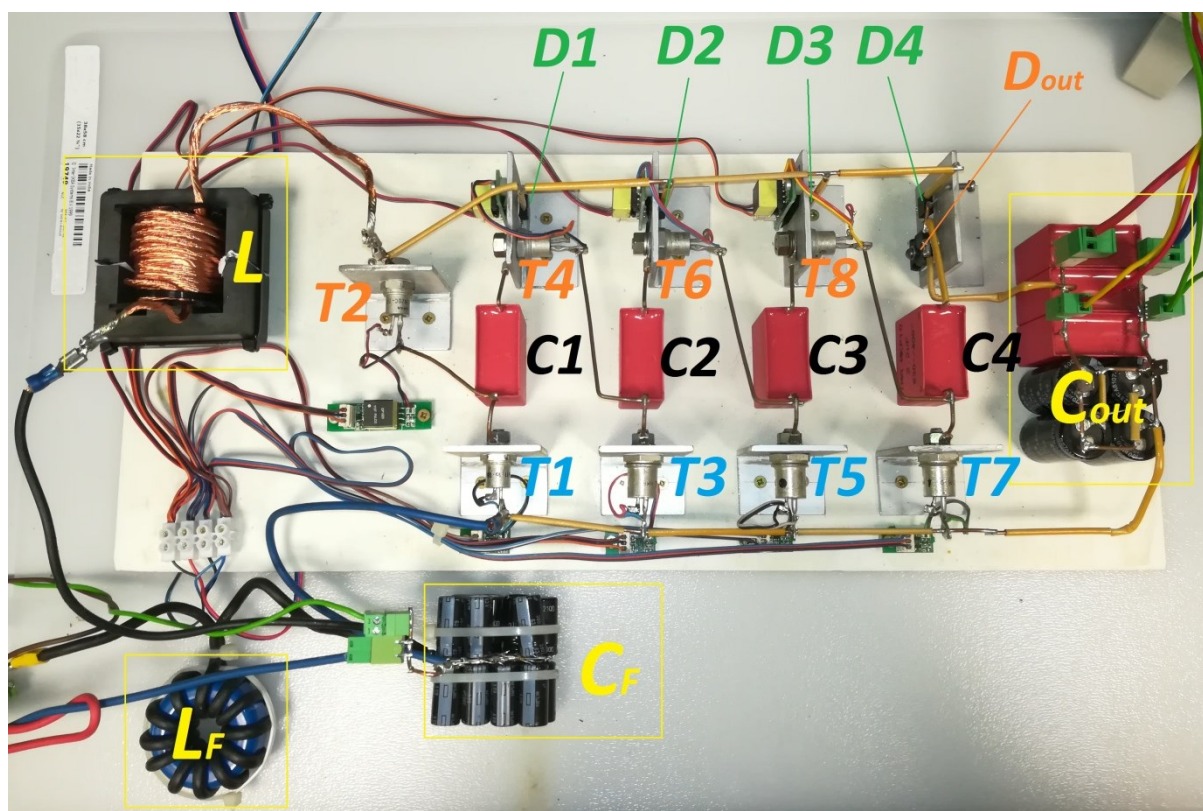


Rys. 2.15 Przebiegi prądu wejściowego przekształtnika SCVM dla różnych wartości mocy – równej i większej od mocy maksymalnej. Widoczne wydłużenie czasu trwania pulsu rozładowania w wyniku przeciążenia.

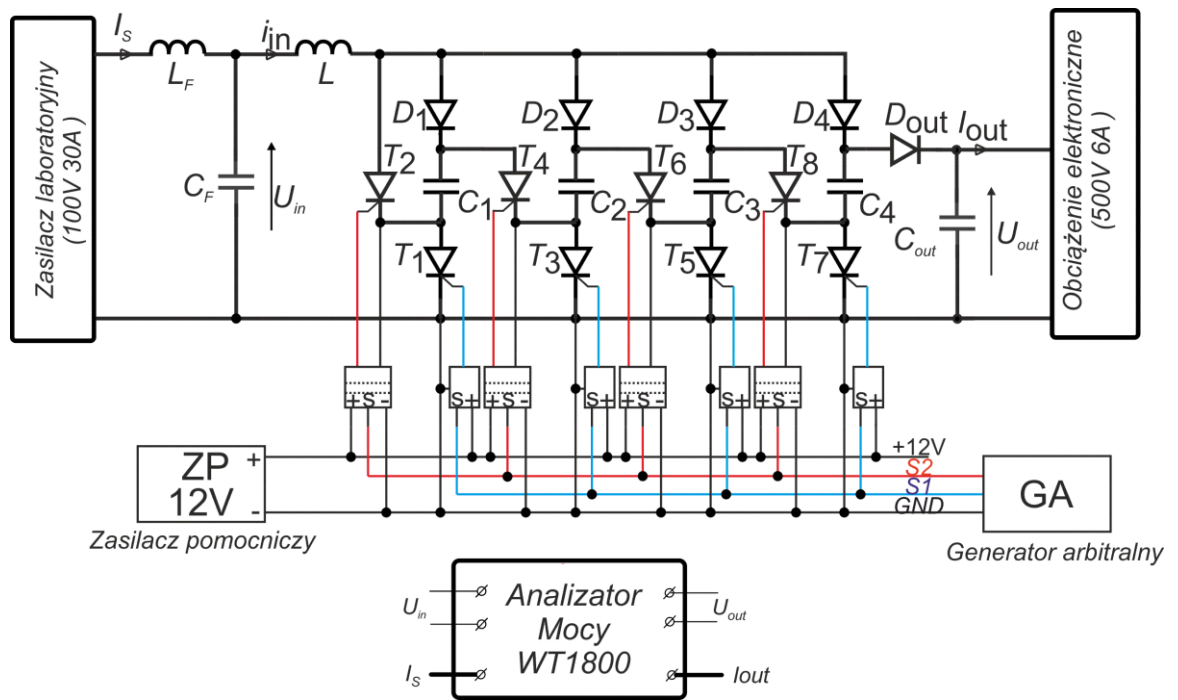
2.4. Pomiary laboratoryjne przekształtnika SCVM

2.4.1. Opis stanowiska laboratoryjnego

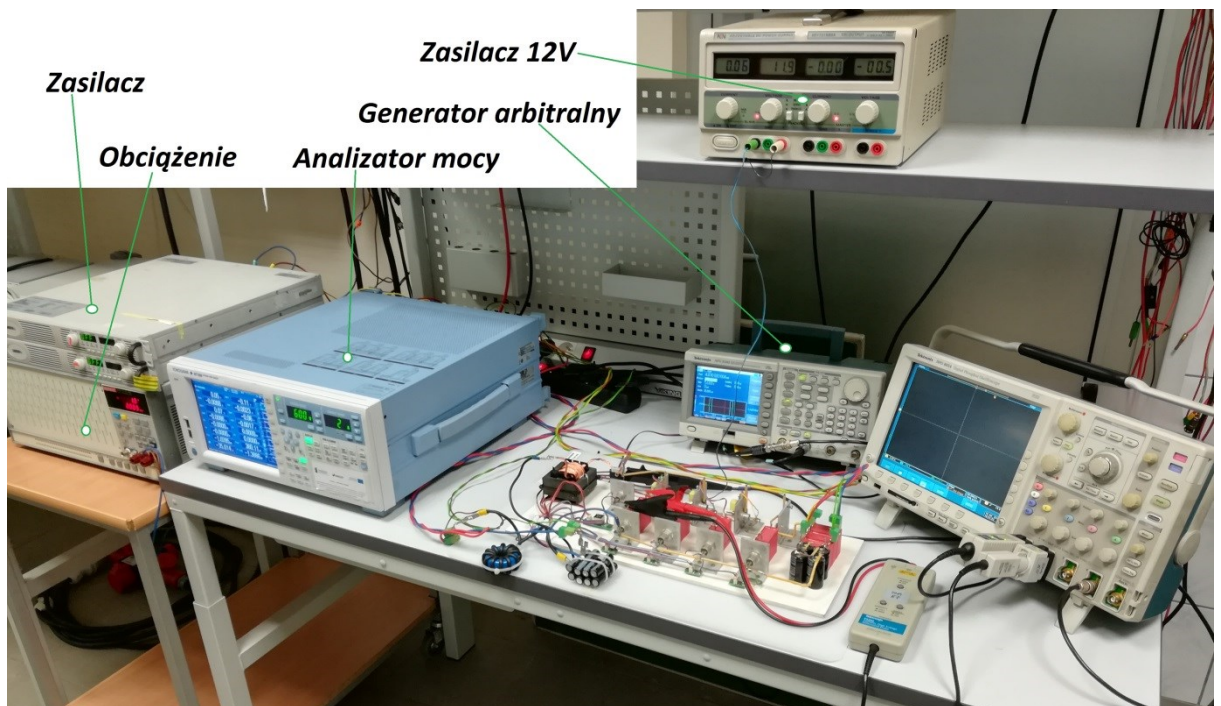
Wygląd przekształtnika laboratoryjnego zaprezentowano na rys. 2.16, schemat stanowiska laboratoryjnego na rys. 2.17, natomiast fotografię całego stanowiska laboratoryjnego pokazano na rys. 2.18. Podstawą konstrukcji przekształtnika jest płyta z tworzywa sztucznego, do której zostały przymocowane radiatory z tyrystorami oraz diodami. Przekształtnik został zbudowany z wykorzystaniem tyrystorów w obudowie śrubowej zamontowanych na indywidualnych radiatorach. Diody mocy przymocowano do radiatorów razem z tyrystorami parzystymi. Na katodach tyrystorów grupy parzystej występuje zmienny i wysoki potencjał, zatem tyrystory te zostały wyposażone w sterowniki bramkowe z transformatorem izolującym. Zastosowano miniaturowe fabryczne transformatory o rdzeniu ferrytowym i przekładni zwojowej 1:1. Na płytce sterownika znajduje się również sterownik wykonany na jednym tranzystorze bipolarnym oraz niezbędne elementy RC kształtujące impuls bramkowy. Katody wszystkich tyrystorów nieparzystych są połączone razem na potencjale bieguna ujemnego źródła zasilania, co sprawia, że sterowniki bramkowe tych tyrystorów nie muszą zapewniać separacji galwanicznej i mogą mieć wspólne zasilanie, co upraszcza konstrukcję. Sterowniki tyrystorów nieparzystych składają się z przeciwsobnego wtórnika emiterowego oraz wyjściowego układu RC kształtującego przebieg prądu bramki. Na rys. 2.19 zamieszczono zmierzone przebiegi prądu bramki tyrystora T_1 oraz T_2 , które można przyjąć jako reprezentatywne dla całej grupy tyrystorów odpowiednio nieparzystych i parzystych. Do generowania sygnałów sterujących wykorzystano dwukanałowy generator arbitralny firmy Tektronix model AFG3102. Generator skonfigurowano i sparametryzowano tak by uzyskać dwa zsynchronizowane ze sobą sygnały sterujące o przebiegach jak na rys. 2.8 i o parametrach czasowych jak w tabeli 2.1.



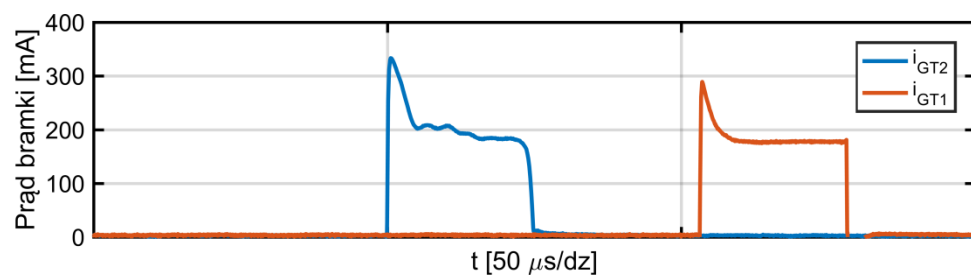
Rys. 2.16 Przekształtnik laboratoryjny



Rys. 2.17 Schemat stanowiska do badania przekształtnika laboratoryjnego



Rys. 2.18 Stanowisko laboratoryjne do badania przekształtnika SCVM.

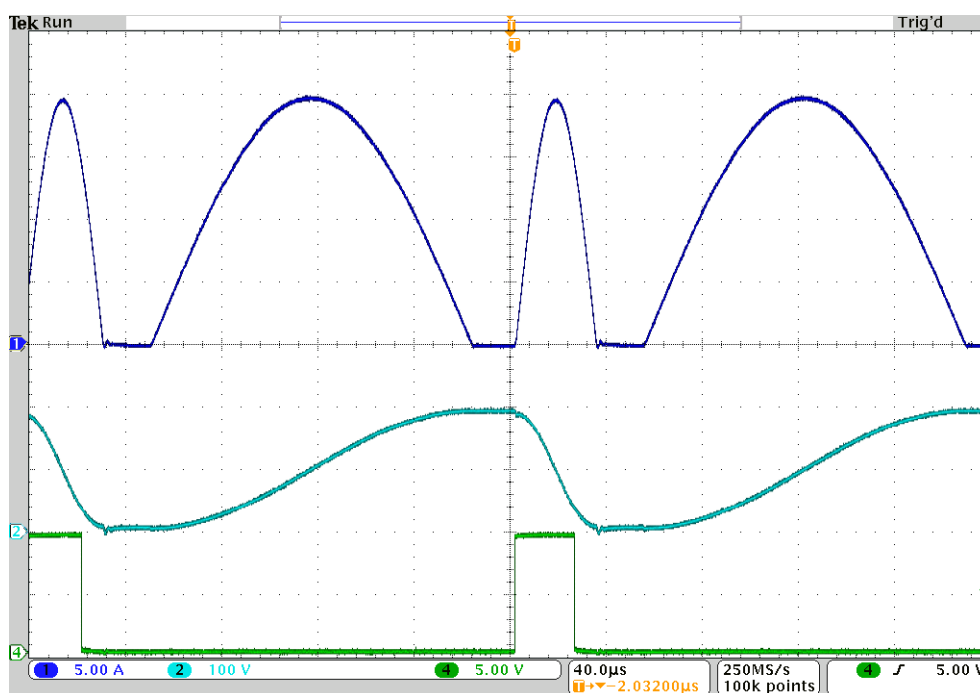


Rys. 2.19 Zmierzone przebiegi prądu bramki tyrystora T_2 (sterownik z separacją galwaniczną) oraz T_1 (sterownik bez separacji galwanicznej).

Do pomiarów sprawności układu wykorzystano precyzyjny analizator mocy model *Yokogawa WT1800* [121]. Parametry przyrządu są wystarczające do przeprowadzenia pomiarów układu laboratoryjnego za wyjątkiem dopuszczalnej maksymalnej wartości mierzonego prądu. Wymagany zakres pomiaru 10A osiągnięto poprzez zrównoleglenie dwóch kanałów pomiarowych przyrządu. Pomiar mocy wejściowej i wyjściowej wykonano w układzie poprawnie mierzonego napięcia. Moc zasilania sterowników bramkowych tyrystorów mierzone oddzielnie, ze względu na to, że są zasilane z oddzielnego zasilacza pomocniczego. Napięcie mierzone bezpośrednio na zaciskach przekształtników laboratoryjnych, by wyeliminować spadki napięcia na przewodach zasilających. Przebiegi zmierzono i zarejestrowano za pomocą oscyloskopu *DPO4054 Tektronix* wraz z wysokonapięciową sondą różnicową typu *Tektronix P5205* [99] oraz sondą prądową typu *Tektronix TCP0030* [100]. Oscyloskop wyzwalano sygnałem logicznym S2. Do zasilania całego przekształtnika wykorzystano dwa szeregowo połączone zasilacze typu *GEN50-30* firmy *Lambda* o parametrach maksymalnych 50V, 30A. W roli odbiornika regulowanego wykorzystano obciążenie elektroniczne *PRODIGIT 3255* o parametrach maksymalnych 500V, 6A, 1800W.

2.4.2. Wyniki pomiarów laboratoryjnych

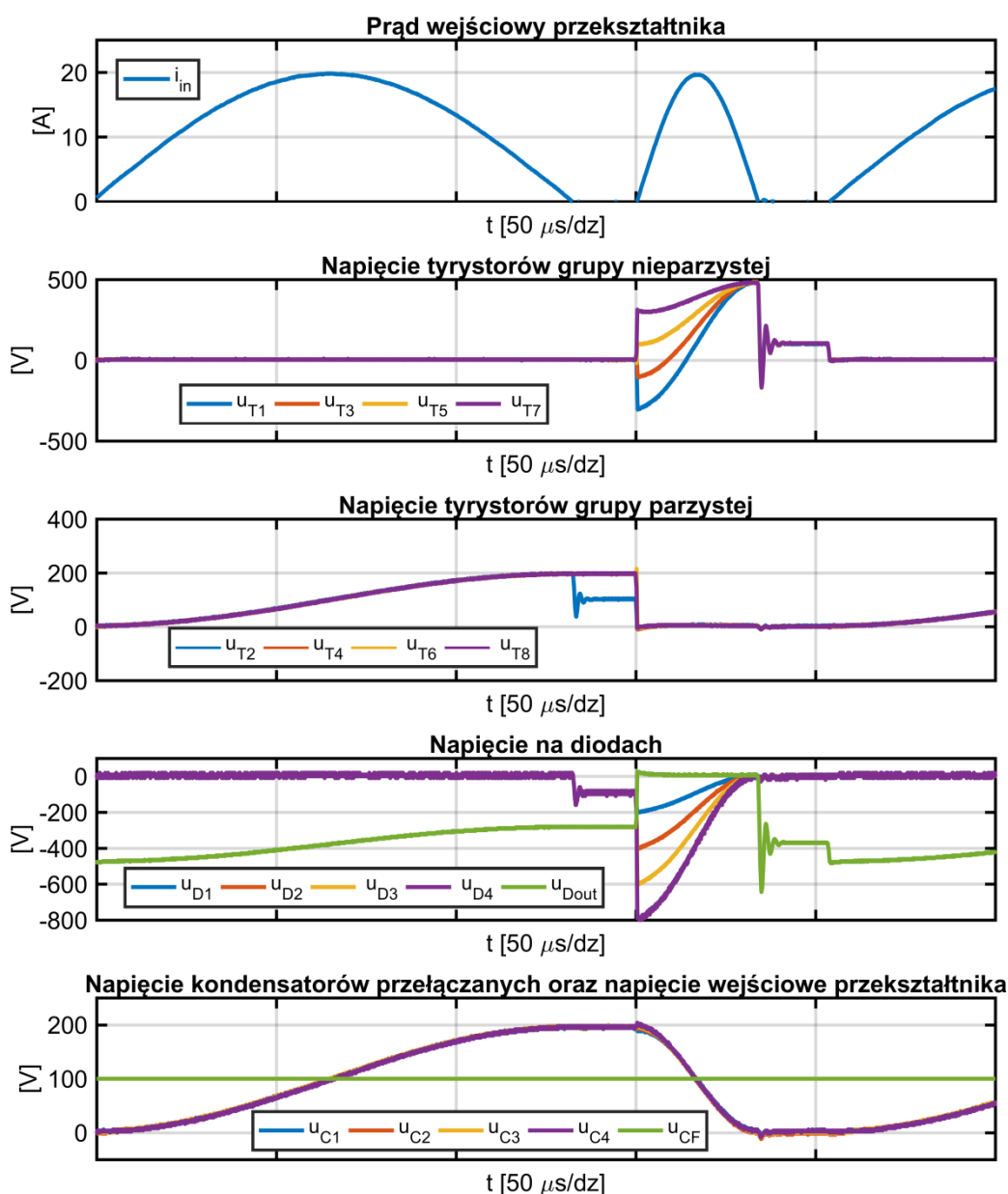
Na rys. 2.20 zamieszczono podstawowe przebiegi zarejestrowane przy pracy układu laboratoryjnego ze znamionową mocą wejściową $P_{in}=1kW$. Uzyskane przebiegi są zgodne z wynikami przeprowadzonej wcześniej symulacji komputerowej oraz obliczeniami.



Rys. 2.20 Przebiegi zmierzone w układzie laboratoryjnym przy pracy w punkcie znamionowym ($P_{in}=1kW$). 1) prąd wejściowy przekształtnika i_{in} , 2) napięcie na kondensatorze C_1 , 4) sygnał S_2 (wyzwalający tyrystory rozładowania)

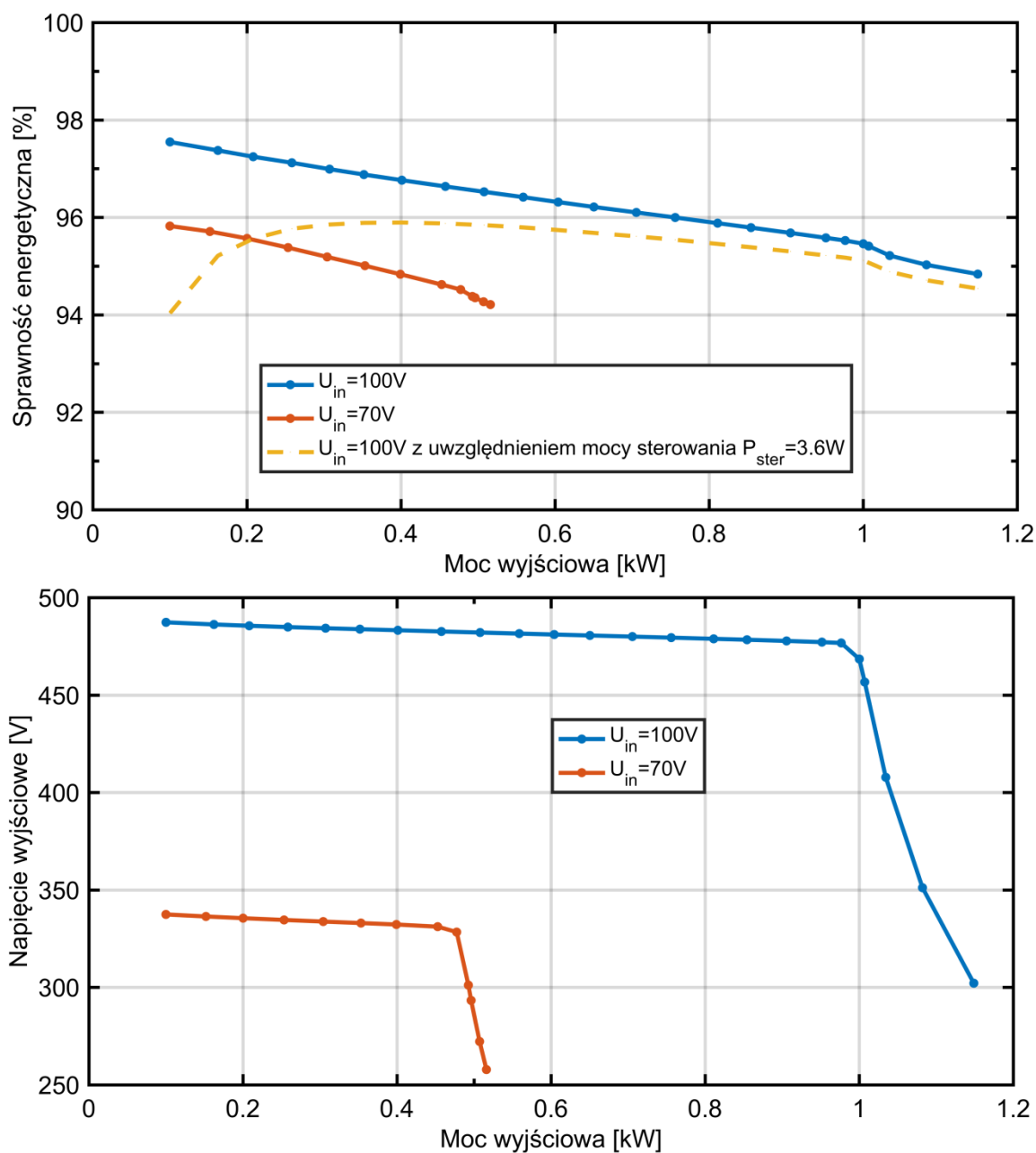
Na rys. 2.21 zamieszczono przebiegi napięć na poszczególnych elementach półprzewodnikowych. Zaprezentowany wynik otrzymano poprzez rejestrację kolejno poszczególnych przebiegów napięcia z przełączaniem punktu pomiarowego za każdym razem. Ze względu na zastosowanie wyzwalania oscyloskopu sygnałem logicznym S_2 uzyskano niezawodną i stabilną synchronizację pomiędzy rejestrowanymi przebiegami, co jest istotne, ponieważ każdy z przebiegów zaprezentowanych na rys. 2.21 pochodzi z innej

chwili czasu pracy układu w stanie ustalonym. Wykorzystana metoda jest podatna na błędy, jednak jest to jedyna możliwość zaprezentowania tak wielu przebiegów na wspólnej osi czasu. Uzyskane wyniki są zgodne z wynikami symulacji komputerowej (rys. 2.11) i analizy teoretycznej. Pewne różnice występują w przebiegach napięć w interwałach odzyskiwania zdolności zaporowej tyrystorów (t_d). Wynikają one z tego, że w symulacji komputerowej zastosowano bardzo proste modele półprzewodników, które nie odwzorowują w sposób rzetelny zachowania rzeczywistych elementów w stanie wyłączenia. W wynikach pomiarowych można zaobserwować również pewne oscylacje będące zjawiskiem typowym dla układów energoelektronicznych, a wynikające z obecności indukcyjności i pojemności pasożytniczych występujących w układzie rzeczywistym, a nieuwzględnionych w modelu komputerowym. Występujące różnice pomiędzy wynikami symulacyjnymi a pomiarowymi są spodziewane i nie mają znaczenia w kontekście prowadzonych badań.

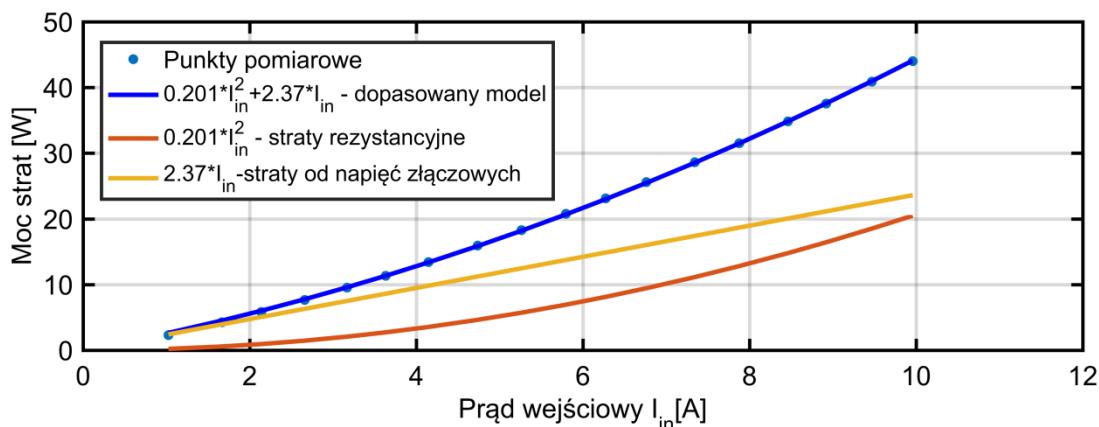


Rys. 2.21 Przebiegi napięcia i prądu zarejestrowane na poszczególnych elementach półprzewodnikowych przekształtnika laboratoryjnego. Pełne obciążenia przekształtnika.

Na rys. 2.22 zamieszczono zmierzone charakterystyki sprawności oraz napięcia wyjściowego w funkcji mocy obciążenia przekształtnika. 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 zawarte w rozdziale 2.1. 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.



Rys. 2.22 Sprawność energetyczna oraz napięcie wyjściowe przekształtnika laboratoryjnego w funkcji mocy wyjściowej

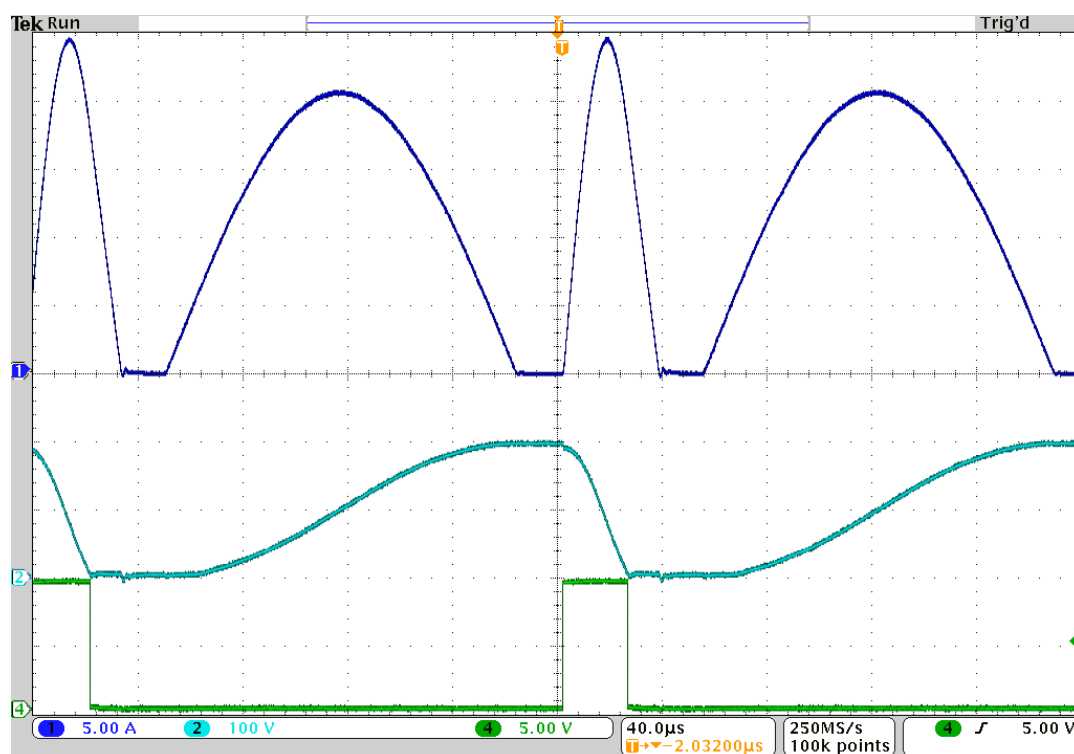


Rys. 2.23 Dopasowanie analitycznego modelu mocy strat do danych pomiarowych (organicznych do zakresu, w którym przekształtnik nie jest przeciążony). $U_{in}=100V$.

Na rys. 2.23 zamieszczono wynik analizy strat w przekształtniku SCVM poprzez dopasowanie analitycznej zależności mocy strat (2.49) do punktów pomiarowych. Dopasowanie wykonano metodą najmniejszych kwadratów za pomocą narzędzia *Curve Fitting* będącego składnikiem programu *MATLAB*. Analityczna zależność na moc strat składa się z dwóch składników: strat rezystancyjnych oraz strat związanych z napięciem złączowym diod i tyrystorów. Oba składniki zostały wykreślone, jako osobne krzywe, co umożliwia analizę ilościową obu głównych grup strat. Dla znamionowego punktu pracy układu straty rezystancyjne jak i te od napięć złączowych mają zbliżoną wartość, odpowiednio ok. 20W i 23W. Umiarkowany rozkład strat wskazuje na podstawą poprawność wykonanej konstrukcji. Na rys. 2.22 wykreślono również krzywą sprawności energetycznej układu z uwzględnieniem mocy układu sterowników bramkowym, która niezależnie od obciążenia przekształtnika wynosiła $P_{ster}=3,6W$ (12V 0,3A). Spowodowało to widoczne zmniejszenie sprawności układu dla mniejszych obciążeń. W punkcie znamionowym pracy, przekształtnik osiąga sprawność energetyczną ok. 95,1% przy uwzględnianiu energii potrzebnej do wyzwalania tyrystorów.

Napięcie wyjściowe przekształtnika jest mniejsze od wartości teoretycznej, która dla $U_{in}=100V$ wynosi 500V, a dla $U_{in}=70V$ wynosi 350V. Jest to spowodowane przez spadki napięcia na tyrystorach oraz diodach [36]. Wpływ rezystancji elementów na obniżenie napięcia wyjściowego objawia się, jako pewne niewielkie nachylenie charakterystyki napięcia wyjściowego w zależności od obciążenia [36]. Na obu charakterystykach napięcia wyjściowego są wyraźnie widoczne punkty krytyczne, w których dochodzi do przeciążenia przekształtnika. Obniżenie napięcia wejściowego ze $U_{in}=100V$ do $U_{in}=70V$ spowodowało zmniejszenie mocy maksymalnej układu około dwukrotnie. Jest to zgodne z teoretyczną zależnością (2.39), według której moc maksymalna zależy proporcjonalnie do napięcia wejściowego w drugiej potęgę. W stanie przeciążenia pomimo znacznego zmniejszenia napięcia wyjściowego, sprawność przekształtnika nie ulega istotnemu zmniejszeniu.

Na rys. 2.24 zamieszczono oscylogram z pracy układu laboratoryjnego w stanie przeciążenia. Widoczne jest, że wartości szczytowe pulsów ładowania i rozładowania nie są takie same oraz, że końcowy fragment pulsu rozładowania ma charakter liniowy. Są to objawy charakterystyczne dla pracy w stanie przeciążenia (rys. 2.15). Uzyskane wyniki pomiarowe potwierdzają poprawność wykonanej konstrukcji oraz przeprowadzonych prac analitycznych i symulacyjnych.



Rys. 2.24 Przebiegi zmierzone w układzie laboratoryjnym przy pracy w stanie przeciążenia ($U_{out}=398V$, $P_{in}=1,1kW$). 1) prąd wejściowy przekształtnika i_{in} , 2) napięcie na kondensatorze C_1 , 4) sygnał S_2 (wyzwalający tyrystory rozładowania)

2.5. Podsumowanie badań przekształtnika SCVM

W pierwszej części pracy przebadano przekształtnik SCVM wykonany przy użyciu łączników tyrystorowych. 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
2. 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.
3. 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. Dalsze kierunki badań nad przekształtnikiem SCVM obejmują:

1. Studium możliwości i korzyści płynących z zastosowania tyrystorowego układu SCVM przy dużych mocach (kilkaset kilowatów), z uwzględnieniem dostępnych na rynku elementów.
2. Opracowanie układu adaptacyjnego doboru częstotliwości pracy, który miałby zabezpieczać przed zwarcie w układzie (nieprawidłowe wyłączenie tyrystorów) w szczególnych stanach pracy. Opis problemu oraz podstawowe badania symulacyjne zawarto w artykule [37].
3. Opracowanie procedury rozruchu przekształtnika i ewentualnych rozruchowych obwodów pomocniczych.
4. Analiza możliwości współpracy układu SCVM z różnymi źródłami zasilającymi oraz innymi przekształtnikami, np. w połączeniu kaskadowym.
5. Badania układów SCVM w połączeniu kaskadowym wielosekcyjnym [92].
6. Analiza zachowania przekształtnika SCVM w stanach nieustalonych i sposobów wpływu na jego dynamikę.

3. PRZEKSZTAŁTNIK WIELOPOZIOMOWY O PRZELĄCZANYCH KONDENSATORACH MRSCC

3.1. Stan wiedzy

Koncepcja przekształtnika MRSCC jest znana w literaturze międzynarodowej [26], [27], [93], [94], [103], choć kwestia nazwy nie jest uregulowana. W [14], [15], opisano przekształtnik MRSCC w wersji jednokierunkowej gdzie znaczną liczbę łączników zastąpiono diodami. W autorskiej publikacji [38] przedstawiono podstawową analizę teoretyczną, symulację komputerową oraz wyniki weryfikacji eksperymentalnej przekształtnika MRSCC opisanego tam pod nazwą MSCC (ang. *Multilevel Switched Capacitor Converter*) pracującego z napięciem strony wysokiej wynoszącym 1,2kV, częstotliwością 270kHz oraz wzmocnieniem napięciowym równym 4, zbudowanego przy użyciu tranzystorów MOSFET z węgla krzemu. W [103] opublikowano badania przekształtnika MRSCC wykonanego na tranzystorach z azotku galu (GaN), który za sprawą specjalnego sterowania lub specjalnego sterowania i modyfikacji w układzie (przeniesienie dławika rezonansowego) pracuje z komutacją typu ZVT (ang. *Zero Voltage Transition*). Dzięki temu uzyskano dużą sprawność energetyczną ze względu na eliminację strat energii związanych z pojemnością wyjściową łączników. Ci sami autorzy przeprowadzili również podobne badania, z wykorzystaniem tranzystorów z węgla krzemu i opublikowali je w [93] oraz [94]. Koncepcja jest jednak ograniczona tylko do układu podwajającego napięcie z jednym obwodem rezonansowym. W podrozdziale 3.6.6 niniejszej pracy zaprezentowano inne rozwiązanie, wolne od tej wady, które powoduje znaczące ograniczenie (niemal eliminację) strat powodowanych przez pojemność wyjściową łączników. Uzyskano to poprzez zastosowanie relatywnie niewielkiego dławika komutacyjnego w połączeniu z gałęziami komutacyjnymi RC, dołączonymi równolegle do gałęzi rezonansowych. Ponadto w podrozdziałach 3.3, 3.4 zawarto gruntowną analizę matematyczną z przybliżeniem za pomocą podstawowej harmonicznej dotyczącą takich zagadnień jak obciążenie prądowe elementów przekształtnika, sprawność energetyczna, efektywność napięciowa, straty energii, procedura doboru elementów. Chociaż w literaturze [14], [15], [26], [27] można odnaleźć analizy matematyczne dotyczące przekształtnika MRSCC lub podobnych, to jednak ograniczają się one do podstawowych zależności opisujących obciążenie prądowe elementów. W podrozdziale 3.5 zamieszczono analizę teoretyczną z podziałem na interwały (wspartą licznymi wynikami z symulacji komputerowych) dotyczącą zjawisk występujących przy pracy układu z odstrojeniem częstotliwości impulsowania od częstotliwości rezonansowej gałęzi rezonansowych. Inna metoda analizy wynika ze znacznych błędów, jakie wprowadza aproksymacja za pomocą podstawowej harmonicznej przy opisie tego rodzaju zjawisk. W żadnej z publikacji znanych autorowi nie poruszono problemu pracy układu MRSCC o wielu gałęziach rezonansowych w stanie odstrojenia częstotliwości impulsowania od częstotliwości rezonansowej gałęzi rezonansowych. Tego zagadnienia dotyczy jeden z ważniejszych wątków badawczych niniejszej pracy, opisany na podstawie analizy matematycznej, symulacji komputerowej oraz badań eksperymentalnych.

Wyniki eksperymentalne prezentowane dotychczas w literaturze dotyczą układów:

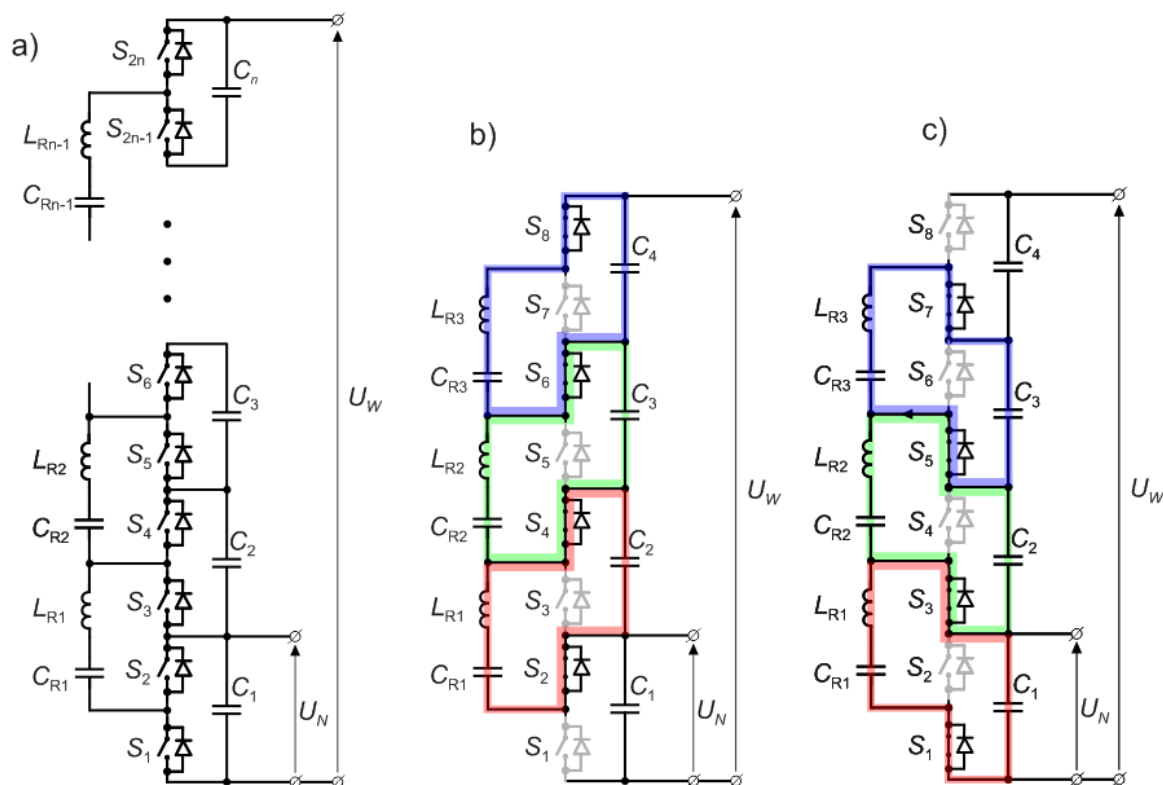
- MRSCC niskonapięciowych [26], [27] – napięcie strony wysokiej rzędu 100V
- MRSCC wysokonapięciowych, ale tylko o jednej gałęzi rezonansowej (podwajacz napięcia) [93], [94], [103] - napięcie strony wysokiej rzędu 1,5kV, z wykorzystaniem elementów półprzewodnikowych WBG
- wysokonapięciowych o wielu gałęziach rezonansowych podobnych do MRSCC, ale jednokierunkowych w których część łączników zastąpiono diodami [14], [15]. Jako

łączników użyto krzemowych tranzystorów IGBT. Napięcie strony wysokiej rzędu 10kV przy mocy rzędu 20kW.

W rozdziale 3.6 zamieszczono wyniki badań eksperymentalnych układu MRSCC o trzech gałęziach rezonansowych, i napięciu strony wysokiej 2kV. Ze względu na wykorzystanie półprzewodników WBG, konkretnie tranzystorów MOSFET SiC uzyskano bardzo dużą częstotliwość pracy tj. 250-285kHz, przy zachowaniu dużej sprawności. W literaturze znanej autorowi nie ma wyników badań eksperymentalnych układu MRSCC o zbliżonych parametrach (pomijając autorską publikację [38]).

3.2. Opis koncepcji przekształtnika

Na rys. 3.1a 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. 3.1 Schemat koncepcyjny przekształtnika MRSCC: a) złożonego z n liczby poziomów napięciowych, b) złożonego z 4 poziomów napięciowych z zaznaczonym rozplywem 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 $C_R L_R$ 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. 3.1b oraz rys. 3.1c 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 przełączana jest pomiędzy dwoma sąsiadującymi 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 . Zarówno zasilanie jak i obciążenie przekształtnika mogą być dołączone pomiędzy dwa dowolne poziomy napięć, jednak w dalszej analizie będzie rozpatrywany układ o największym znaczeniu praktycznym a więc taki, w którym zasilanie i obciążenie mają wspólny punkt bieguna ujemnego (rys. 3.1a). Przy takim podłączeniu przekształtnik charakteryzuje się teoretycznym współczynnikiem wzmocnienia napięciowego:

$$k_{UTE} = \frac{U_{WTE}}{U_{NTE}} = n \quad (3.1)$$

Gdzie :

n – liczba poziomów napięciowych przekształtnika

U_{WTE} – napięcie U_W dla przypadku przekształtnika teoretycznego bez uwzględnienia elementów i efektów pasożytniczych

U_{NTE} – napięcie U_N dla przypadku przekształtnika teoretycznego bez uwzględnienia elementów i efektów pasożytniczych

Zależność (3.1) określa współczynnik teoretyczny, co oznacza, że nie uwzględnia on żadnych efektów oraz zjawisk związanych z elementami pasożytniczymi występującymi w rzeczywistym układzie.

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 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 opisanego w rozdziale 2, w którym narażenie napięciowe elementów jest zróżnicowane i porównywalne, lub dla niektórych elementów nawet większe niż napięcie wyjściowe.

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 niniejszej rozprawie dotyczą układu zbudowanego z tranzystorów MOSFET z węgla krzemem (SiC).

3.3. Analiza matematyczna w stanie ustalonym – przybliżenie podstawową harmoniczną

3.3.1. Podstawowe zależności, założenia i schematy zastępcze

Analizę pracy układu w stanie ustalonym prezentowaną tym podrozdziale przeprowadzono przy następujących założeniach:

- Napięcia na kondensatorach poziomowych (C_k) mają pomijalnie małe tętnienia
- Prąd wejściowy oraz wyjściowy przekształtnika nie ma tętnień
- Przełączenie łączników odbywa się w nieskończenie krótkim czasie
- Czas martwy nie występuje
- Wszystkie elementy pasywne są liniowe
- Prądy jak i napięcia wstępujące w obwodzie są przybliżone pierwszą harmoniczną
- Straty w gałęziach rezonansowych są modelowane jedynie poprzez rezystancje szeregowie
- Straty w łącznikach są modelowane jedynie jako rezystancje szeregowie
- Łączniki należące do jednego półmostka (S_{2k} i S_{2k-1}) mają taką samą rezystancję szeregową.
- Poszczególne gałęzie rezonansowe $L_{Rk}C_{Rk}$ mogą mieć różne częstotliwości rezonansowe (ze względu na rozrzut parametrów $L_{Rk}C_{Rk}$)
- Przełączanie łączników odbywa się z częstotliwością f_s , która nie musi odpowiadać częstotliwości rezonansowej którejkolwiek z gałęzi rezonansowych
- Pominięto wszelkie indukcyjności i pojemności pasożytnicze

Przyjęte założenia w większości obowiązują także dla analiz przedstawionych w następnych podrozdziałach, przy czym w zależności od kontekstu i rodzaju analizowanych zagadnień zostaną zmodyfikowane lub zyskają dodatkowe obostrzenia.

Sterowanie układu polega na naprzemiennym przełączaniu pomiędzy łącznikami o parzystych i nieparzystych indeksach z częstotliwością f_s , która niekoniecznie musi odpowiadać częstotliwości rezonansowej gałęzi $L_{Rk}C_{Rk}$. Sygnały sterujące łącznikami mają następującą postać:

$$s_{2k}(t) = 0 \quad s_{2k-1}(t) = 1 \quad \text{dla } t \in [t_0, t_0 + \frac{T_s}{2}) \quad (3.2)$$

$$s_{2k}(t) = 1 \quad s_{2k-1}(t) = 0 \quad \text{dla } t \in [t_0 + \frac{T_s}{2}, t_0 + T_s) \quad (3.3)$$

Gdzie:

$$t_0 = iT_s \quad \text{dla } i \in N, T_s = \frac{1}{f_s}$$

f_s – częstotliwość impulsowania przekształtnika

$k = 1, 2, \dots, n$

n – liczba poziomów napięciowych przekształtnika

Wprowadza się uproszczenie zapisu do postaci:

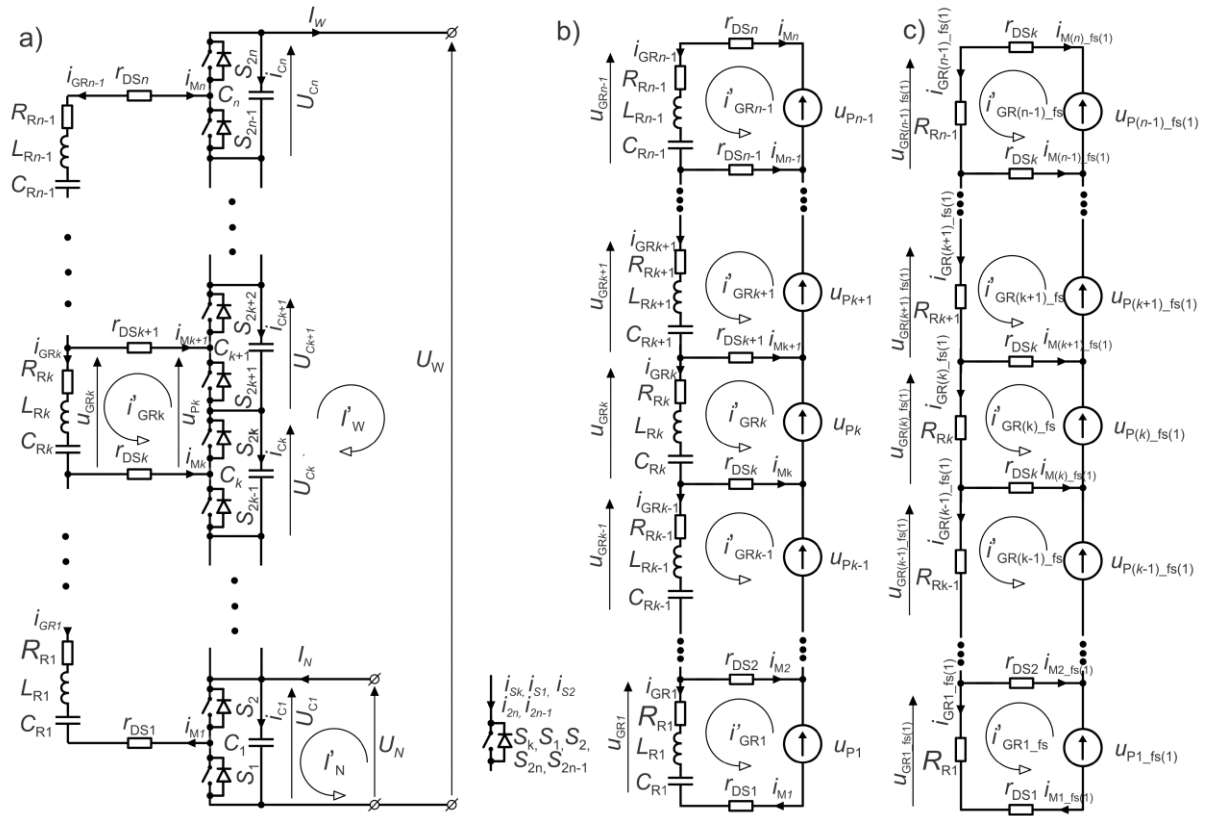
$$s_E = s_{2k}(t) \quad (3.4)$$

$$s_O = s_{2k-1}(t) \quad (3.5)$$

Gdzie:

$k = 1, 2, \dots, n$

Na rys. 3.2a zamieszczono schemat zastępczy przekształtnika o n liczbie poziomów wraz z zaznaczonymi istotnymi prądami gałęzi oraz prądami oczkowymi. Szeregowo rezystancje łączników tworzących poszczególne półmostki zostały uwzględnione jako pojedyncze



Rys. 3.2 Schemat ogólny przekształtnika MRSCC o n poziomach napięciowych: a) schemat zastępczy z uwzględnionymi rezystancjami elementów, b) schemat zastępczy do analizy rozplywu prądów w gałęziach rezonansowych, c) schemat zastępczy dla stanu, gdy wszystkie gałęzie rezonansowe są w rezonansie dla analizy z przybliżeniem podstawową harmoniczną

rezystancje w gałęziach wyjściowych półmostka. Taka modyfikacja schematu zastępczego nie zmienia rozplywu prądów, ponieważ nigdy oba łączniki półmostków nie przewodzą jednocześnie i według założenia upraszczającego oba łączniki półmostków mają taką samą wartość rezystancji szeregowej. Taki zabieg upraszcza schemat zastępczy i późniejszą analizę matematyczną. Konsekwencją uproszczenia jest także to, że w obwodzie zastępczym można zastrzałkować napięcia u_{Pk} , które nie mają reprezentacji w fizycznym obwodzie, jednak są pomocne w analizie układu przekształtnika. Przyjmuje się, że łącznik S_k jest zamknięty, gdy sygnał nim sterujący $s_k=1$ oraz otwarty, gdy $s_k=0$. Na skutek zdefiniowanego przez (3.2), (3.3), (3.4), (3.5) sterowania napięcia u_{Pk} mają postać:

$$u_{Pk} = \begin{cases} U_{Ck+1} & \text{gdy } s_E = 1 \\ U_{Ck} & \text{gdy } s_O = 1 \end{cases} \quad (3.6)$$

Gdzie:

$$k = 1, 2, 3, \dots, (n-1)$$

n -liczba poziomów napięciowych przekształtnika (liczba kondensatorów poziomych)

Napięcie określone zależnością (3.6) ma postać fali prostokątnej z pewną składową stałą, która może być pominięta przy analizie pracy w stanie ustalonym ze względu na to, że w każdej gałęzi rezonansowej występuje szeregowy kondensator blokujący składową stałą. Ze względu na to, że analizowane układy rezonansowe charakteryzują się dużą dobrocią, składowa zmienna napięcia u_{Pk} może być przybliżona pierwszą harmoniczną, a następnie wyrażona w dziedzinie liczb zespolonych, jako wartość skuteczna:

$$u_{Pk_fs(1)} = \frac{2}{\pi} (U_{Ck} - U_{Ck+1}) \sin(2\pi f_s(t-t_0)) \quad (3.7)$$

$$\overline{u_{Pk_fs(1)}} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} (U_{Ck} - U_{Ck+1}) \quad (3.8)$$

3.3.2. Obciążenie prądowe gałęzi rezonansowych

Bazując na schemacie zastępczym z rys. 3.2a, oraz posługując się metodą prądów oczkowych można zapisać układ równań wiążący prądy płynące przez poszczególne kondensatory poziomowe C_k z prądami gałęzi rezonansowych oraz ze stałymi prądami zasilania i obciążenia, dla interwałów czasu, gdy $s_E = 1$:

$$\begin{cases} i_{Cn} = -i_{GRn-1} - I_W \\ \dots \\ i_{Ck} = -i_{GRk-1} - I_W \\ \dots \\ i_{C1} = -I_W + I_N \end{cases} \quad (3.9)$$

Gdzie:

$$k = 2, 3, 4, \dots, (n-1)$$

Analogiczny układ równań można zapisać dla interwałów czasu, gdy $s_O = 1$:

$$\begin{cases} i_{Cn} = -I_W \\ \dots \\ i_{Ck} = -i_{GRk}(t) - I_W \\ \dots \\ i_{C1} = -i_{GR1}(t) - I_W + I_N \end{cases} \quad (3.10)$$

Gdzie:

$$k = 2, 3, 4, \dots, (n-1)$$

Układy równań (3.9) i (3.10) obowiązują jedynie w określonych interwałach czasu, co uniemożliwia ich zsumowanie. Ten problem można rozwiązać poprzez przemnożenie obustronne każdego z równań układu (3.9) i (3.10) przez funkcje odpowiednio s_E oraz s_O . Zsumowanie obu układów równań daje w wyniku jeden układ równań opisujący prądy kondensatorów poziomowych C_k dla dowolnej chwili czasu:

$$\begin{cases} i_{Cn} = -i_{GRn-1}s_E - I_W \\ \dots \\ i_{Ck} = -i_{GRk}s_O - i_{Rk-1}s_E - I_W \\ \dots \\ i_{C1} = -i_{GR1}s_O - I_W + I_N \end{cases} \quad (3.11)$$

Gdzie:

$$k = 2, 3, 4, \dots, (n-1)$$

W stanie ustalonym wartość średnia za okres T_s wszystkich prądów i_{Ck} występujących w układzie równań (3.11) musi być zerowa. Można, zatem zapisać układ równań obowiązujący dla ustalonego stanu pracy przekształtnika:

$$\begin{cases} 0 = -\frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_0+T_s} i_{GRn-1}s_E dt - I_W \\ \dots \\ 0 = -\frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_0+T_s} i_{GRk}s_O dt - \frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_0+T_s} i_{GRk-1}s_E dt - I_W \\ \dots \\ 0 = -\frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_0+T_s} i_{GR1}s_O dt - I_W + I_N \end{cases} \quad (3.12)$$

Gdzie:

$$k = 2, 3, 4, \dots, (n-1)$$

By równanie (3.12) doprowadzić do postaci wiążącej wartości prądów i_{GRk} z wartościami prądów I_N i I_W , wystarczy jedynie informacja o kształcie i przesunięciu fazowym przebiegów

prądów i_{GRk} . W konsekwencji założonego przybliżenia podstawową harmoniczną postać ogólna prądów i_{GRk} jest następująca:

$$i_{GRk_fs(1)} = I_{GR(k)\max} \sin[2\pi f_s(t-t_0) - \varphi_k] \quad (3.13)$$

Gdzie:

$k = 2, 3, 4, \dots, (n-1)$

φ_k - przesunięcie fazowe względem napięcia u_{pk_fs}

$I_{GRk\max}$ - wartość prądu k -tej gałęzi rezonansowej

W wyniku podstawienia wzoru (3.13) do układu równań (3.12) przy założeniu $i_{GRk} = i_{GRk_fs(1)}$ i obliczeniu całek otrzymuje się:

$$\begin{cases} 0 = \frac{\cos(\varphi_{n-1})}{\pi} I_{GR(n-1)\max} - I_W \\ 0 = -\frac{\cos(\varphi_k)}{\pi} I_{GRk\max} + \frac{\cos(\varphi_{k-1})}{\pi} I_{GR(k-1)\max} - I_W \\ 0 = -\frac{\cos(\varphi_1)}{\pi} I_{GR1\max} - I_W + I_N \end{cases} \quad (3.14)$$

Gdzie:

$k = 2, 3, 4, \dots, (n-1)$

$I_{GRk\max}, I_{GR1\max}, I_{GR(n-1)\max}$ - wartości szczytowe prądów gałęzi rezonansowych

Rozwiązaniem układu równań (3.14) są wartości szczytowe prądów gałęzi rezonansowych oraz wzajemna relacja prądów I_W oraz I_N występujące w ustalonym stanie pracy przekształtnika:

$$\begin{cases} I_{GRk\max} = \frac{\pi}{\cos(\varphi_k)} (n-k) I_W \\ I_N = n I_W \end{cases} \quad (3.15)$$

Gdzie:

$k = 1, 2, 3, 4, \dots, (n-1)$

Na podstawie zależności (3.15) można wnioskować, że w każdej gałęzi rezonansowej przekształtnika płynie prąd o innej wartości dodatkowo zależnej od przesunięcia fazowego φ_k . W przypadku, gdy:

- Częstotliwości rezonansowe wszystkich gałęzi $L_{R1}C_{R1}$ do $L_{Rn-1}C_{Rn-1}$ są zgodne z f_s , to przesunięcia fazowe φ_1 do φ_{n-1} są zerowe. Wartości prądów $I_{GR1\max}$ do $I_{GR(n-1)\max}$ można obliczyć wprost z (3.15) posiadając jedynie informację o wartości prądu I_N lub I_W (schemat zastępczy-rys. 3.2c). Jest to najkorzystniejszy przypadek pracy przekształtnika, ponieważ obciążenia prądowe elementów przekształtnika są wówczas najmniejsze. W praktyce rozrzut parametrów elementów powoduje, że taki przypadek może być traktowany jedynie jako teoretyczne przybliżenie dobrze zestrojonego układu.
- Rezystancje r_{DS1} do r_{DSn} są zerowe, to wartość φ_k można podać wprost bazując jedynie na parametrach L_{Rk}, C_{Rk}, R_{Rk} . Można zapisać ogólną zależność na prąd dowolnej gałęzi rezonansowej w dziedzinie liczb zespolonych:

$$\overline{I_{GRk_fs(1)}} = \frac{\overline{U_{GRk_fs(1)}}}{\overline{Z_{Rk}}} = \frac{|\overline{U_{GRk_fs(1)}}|}{|\overline{Z_{Rk}}|} e^{-j\varphi_{GRk}} \quad (3.16)$$

Gdzie:

$\overline{Z_{Rk}}$ - zespolona impedancja gałęzi rezonansowej $L_{Rk}C_{Rk}$

$$\varphi_{GRk} = \arctg \frac{\omega_s L_{Rk} - \frac{1}{\omega_s C_{Rk}}}{R_{Rk}}$$

$$\omega_s = 2\pi f_s$$

$$k = 1, 2, 3, \dots, (n-1)$$

Ze względu na zerowe rezystancje r_{DS1} do r_{DSn} :

$$u_{Pk} = u_{GRk} \text{ więc } \overline{U_{GRk_fs(1)}} = \overline{U_{Pk_fs(1)}} \quad (3.17)$$

Na podstawie (3.16) oraz (3.17) mając na uwadze przyjętą postać ogólną prądu gałęzi rezonansowej (3.13) można zapisać równość:

$$\varphi_k = \varphi_{GRk} \quad (3.18)$$

Gdzie:

$$k = 1, 2, 3, \dots, (n-1)$$

- c) Liczba poziomów napięciowych wynosi $n=2$, to przesunięcie fazowe φ_1 można podać analogicznie jak dla przypadku b) wliczając rezystancje r_{DS1} i r_{DS2} , jako część rezystancji R_1 .
- d) Nie można poczynić założeń wymienionych w powyższych punktach, to określenie wartości prądów I_{GR1max} do $I_{GR(n-1)max}$ ulega znacznej komplikacji ze względu na zależność wszystkich wartości od φ_1 do φ_{n-1} od wszystkich wartości od φ_{GR1} do φ_{GRn-1} i od wszystkich napięć od u_{P1} do $u_{P(n-1)}$. W konsekwencji określenie wartości I_{GR1max} do $I_{GR(n-1)max}$ wymaga analizy całego schematu zastępczego przekształtnika w celu znalezienia takich modułów napięć $\overline{U_{P1_fs(1)}}$ do $\overline{U_{P(n-1)_fs(1)}}$ przy których układ równań (3.14) jest spełniony przy znanych wartościach $\overline{Z_{GR1}}$ do $\overline{Z_{GR(n-1)}}$, r_{DS1} do $r_{DS(2n)}$ oraz I_W lub I_N . Taka analiza nie zostanie przedstawiona, natomiast w dalszych wyprowadzeniach w zależności od wymagań będą stosowane założenia upraszczające wymienione w punktach a) i b).

3.3.3. Obciążenie prądowe łączników

Bazując na schemacie z rys. 3.2 możliwe jest zapisanie równań opisujących przebiegi prądów przewodzonych przez łączniki energoelektroniczne S_1-S_n :

$$\begin{aligned} i_{S2n} &= i_{GRn-1}S_E \\ i_{S2n-1} &= i_{GRn-1}S_O \\ i_{S2k} &= (i_{GRk-1} - i_{GRk})S_E \\ i_{S2k-1} &= (i_{GRk} - i_{GRk-1})S_O \\ i_{S2} &= -i_{GR1}S_E \\ i_{S1} &= i_{GR1}S_O \end{aligned} \quad (3.19)$$

Gdzie:

$$k = 2, 3, 4, \dots, (n-1)$$

Przeprowadzając obustronne operacje na równaniach (3.19), przy założeniu, że wszystkie przebiegi prądu są antysymetryczne, można uzyskać:

$$I_{S(2n)RMS} = I_{S(2n-1)RMS} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_0+T_s} i_{GRn-1}^2 s_E dt} \quad (3.20)$$

$$I_{S(2k)RMS} = I_{S(2k-1)RMS} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_0+T_s} (i_{GRk-1} - i_{GRk})^2 s_E dt} \quad (3.21)$$

$$I_{S2RMS} = I_{S1RMS} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_0+T_s} i_{GR1}^2 s_E dt} \quad (3.22)$$

Gdzie:

$$k = 2, 3, 4, \dots, (n-1)$$

Po podstawieniu zależności (3.13 do (3.14), (3.15), (3.16), (3.17), oraz obliczeniu całek otrzymuje się:

$$I_{S(2n)RMS} = I_{S(2n-1)RMS} = \frac{\pi}{2 \cos(\varphi_n)} I_W \quad (3.23)$$

$$I_{S(2k)RMS} = I_{S(2k-1)RMS} = \frac{\pi}{2} I_W \sqrt{\left(\frac{n-k}{\cos(\varphi_k)} - \frac{n-k-1}{\cos(\varphi_{k+1})} \cos(\varphi_k - \varphi_{k+1}) \right)^2 + \left(\frac{n-k-1}{\cos(\varphi_{k+1})} \sin(\varphi_k - \varphi_{k+1}) \right)^2} \quad (3.24)$$

$$I_{S2RMS} = I_{S1RMS} = \frac{\pi}{2 \cos(\varphi_1)} (n-1) I_W \quad (3.25)$$

Na podstawie zależności (3.24) można stwierdzić, że w przypadku różnych przesunięć fazowych (w szczególności o różnych znakach), w sąsiednich gałęziach rezonansowych (φ_k oraz φ_{k+1}) odpowiadające im łączniki (S_{2k} i S_{2k-1}) mogą być szczególnie obciążone. Przy mniej wnikliwych analizach zależności (3.23), (3.24), (3.25) można uprościć zakładając, że wszystkie gałęzie rezonansowe przekształtnika pracują z zerowym przesunięciem fazowym:

$$I_{S(2k)RMS} = I_{S(2k-1)RMS} = \frac{\pi}{2} I_W \quad (3.26)$$

$$I_{S1RMS} = I_{S2RMS} = \frac{\pi}{2} (n-1) I_W \quad (3.27)$$

Gdzie:

$$k = 2, 3, 4, \dots, (n-1)$$

$$\varphi_{k-1} = \varphi_k = 0$$

Zależności (3.26), (3.27) odpowiadają sytuacji, gdy wszystkie obwody rezonansowe są dostrojone do częstotliwości impulsowania przekształtnika. Pomimo ograniczeń opisanych w rozdziale 3.3.2 w podpunkcie a) oraz b), zależności (3.26), (3.27) są bardzo pomocne w doborze łączników energoelektronicznych przekształtnika, ponieważ nie wymagają precyzyjnej znajomości parametrów schematu zastępczego przekształtnika (pkt 3.3.2 ppkt d)). W konsekwencji zależności (3.26), (3.27) reprezentują przypadek najmniejszego możliwego obciążenia łączników przy obciążeniu przekształtnika danym prądem I_W . Z zależności (3.26), (3.27) 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. Łączniki S_3-S_n przewodzą prąd o jednakowej wartości skutecznej (tylko przy opisanych założeniach upraszczających) 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.

3.3.4. Model i ocena efektywności napięciowej przekształtnika – wpływ rezystancji łączników

Przyjmuje się, że pojęcie efektywności napięciowej przekształtnika odnosi się do rzeczywistego wzmocnienia napięciowego w relacji do wyidealizowanej wartości teoretycznej:

$$\kappa = \frac{k_{URE}}{k_{UTE}} \quad (3.28)$$

Gdzie:

k_{URE} - wzmocnienie napięciowe przekształtnika z uwzględnieniem rezystancji elementów

k_{UTE} – teoretyczne wzmocnienie napięciowe przekształtnika (3.1)

Parametr (3.28) jest zależny od prądu obciążenia przekształtnika, zatem jako kryterium oceny efektywności napięciowej układu przyjmuje się współczynnik (3.28) określony dla konkretnej wartości prądu obciążenia, np. dla nominalnej. Przyjęto (3.3.1 ppkt. h)), że łączniki w stanie przewodzenia charakteryzują się pewną rezystancją kanału oraz brakiem napięcia złączowego, ponieważ w zamierzeniu ma to być model adekwatny do układu wykonanego w oparciu o tranzystory typu MOSFET. Określenie efektywności napięciowej przekształtnika polega na uwzględnieniu tych rezystancji oraz rezystancji od R_1 do R_{n-1} przy obliczeniu napięcia wyjściowego przekształtnika. Założono, że półmostki złożone z łączników S_3 - S_n , zestawione są z identycznych elementów i mają jednakową rezystancję kanału r_{DSH} ze względu na jednakowe obciążenie prądowe. Ze względu na to, że półmostek złożony z łączników S_1 i S_2 przewodzi prąd o większej wartości (3.15), zapewne będzie zestawiony z elementów o większej obciążalności, a zatem i o mniejszej rezystancji kanału wynoszącej r_{DSL} . Podsumowując:

$$r_{DSH} = r_{DS3} = r_{DS4} \dots = r_{DSn} \quad (3.29)$$

$$r_{DSL} = r_{DS1} = r_{DS2} \quad (3.30)$$

Rezystancję łączników można uwzględnić, jako rezystancję szeregową gałęzi wyjściowej półmostka, tak jak to przedstawiono na rys. 3.2a, natomiast na rys. 3.2b zamieszczono schemat zastępczy pomocny przy analizie dla podstawowej harmonicznej. Zakładając, że wszystkie gałęzie rezonansowe od $L_{R1}C_{R1}$ do $L_{Rn-1}C_{Rn-1}$ mają identyczną częstotliwość rezonansową równą częstotliwości impulsowania f_s , możliwe jest dalsze uproszczenie schematu zastępczego poprzez usunięcie wszystkich elementów od $L_{R1}C_{R1}$ do $L_{Rn-1}C_{Rn-1}$ (które są w rezonansie), wówczas schemat zastępczy przybiera formę widoczną na rys. 3.2c. Dla schematu zastępczego z rys. rys. 3.2c prawdziwy jest układ równań:

$$\begin{cases} u_{p(n-1)_{fs(1)}} = -r_{DSH}i_{GR(n-2)_{fs(1)}} + (R_{(n-1)} + 2r_{DSH})i_{GR(n-1)_{fs(1)}} \\ \dots \\ u_{pk_{fs(1)}} = -r_{DSH}(i_{GR(k-1)_{fs(1)}} + i_{GR(k+1)_{fs(1)}}) + (R_k + 2r_{DSH})i_{GRk_{fs(1)}} \\ \dots \\ u_{p1_{fs(1)}} = -r_{DSH}i_{GR2_{fs(1)}} + (r_{DSL} + r_{DSH} + R_1)i_{GR1_{fs(1)}} \end{cases} \quad (3.31)$$

Gdzie:

$$k = 2, 3, 4, \dots, (n-1)$$

W konsekwencji przyjętych założeń, przesunięcia fazowe φ_1 do φ_{n-1} są zerowe. Na podstawie (3.13) oraz (3.15) można zapisać:

$$i_{GRk_{fs(1)}} = \pi(n-k)I_W \sin[2\pi f_s(t-t_0)] \quad (3.32)$$

Gdzie:

$$k = 1, 2, 3, 4, \dots, (n-1)$$

Po podstawieniu zależności (3.7)(3.32) do układu równań (3.31), i przekształceniach otrzymuje się:

$$\begin{cases} U_{C(n-1)} - U_{Cn} = \frac{\pi^2}{2} I_W R_{(n-1)} \\ \dots \\ U_{Ck} - U_{C(k+1)} = \frac{\pi^2}{2} I_W (n-k) R_{(n-1)} \\ \dots \\ U_{C1} - U_{C2} = \frac{\pi^2}{2} I_W [r_{DSH} + (r_{DSL} + R_1)(n-1)] \end{cases} \quad (3.33)$$

Gdzie:

$$k = 2, 3, 4, \dots, (n-2)$$

Napięcie strony wysokiej przekształtnika U_W jest równe:

$$U_W = \sum_{k=1}^{k=n} U_{Ck} \quad (3.34)$$

Gdzie:

U_{Ck} – napięcia na kondensatorach poziomowych

Każde równanie z układu równań (3.33), (3.34) można obustronnie pomnożyć przez liczbę $(n-k)$:

$$\begin{cases} U_{C(n-1)} - U_{Cn} = \frac{\pi^2}{2} I_W R_{(n-1)} \cdot 1 \\ \dots \\ U_{Ck} - U_{C(k+1)} = \frac{\pi^2}{2} I_W (n-k) R_{(k)} \cdot (n-k) \\ \dots \\ U_{C1} - U_{C2} = \frac{\pi^2}{2} I_W [r_{DSH} + (r_{DSL} + R_1)(n-1)] \cdot (n-1) \end{cases} \quad (3.35)$$

Gdzie:

$$k = 2, 3, 4, \dots, (n-2)$$

Jeżeli wszystkie równania z (3.35) zostaną zsumowane stronami, to lewa strona równania wynikowego będzie miała postać:

$$U_{LS} = \sum_{k=1}^{k=n-1} [(U_{Ck} - U_{C(k+1)})(n-k)] = (n-1)U_{C1} - U_{C2} - U_{C3} \dots - U_{C(n-1)} \quad (3.36)$$

Gdzie:

U_{LS} – napięcie będące sumą lewej strony równań (3.36)

Na podstawie (3.34) oraz (3.36) można zapisać:

$$U_W = nU_{C1} - LS = nU_N - U_{LS} \quad (3.37)$$

Zatem na podstawie (3.35), (3.36), (3.37) otrzymuje się:

$$U_W = nU_N - \frac{\pi^2}{2} I_W \left[r_{DSH}(n-1) + r_{DSL}(n-1)^2 + \sum_{k=1}^{k=n-1} R_{R(k)}(n-k)^2 \right] \quad (3.38)$$

Korzystając z (3.38) efektywność napięciową (3.28) można wyrazić, jako:

$$\kappa = 1 - \frac{\pi^2}{2} \frac{I_W}{U_W} \left[r_{DSH}(n-1) + r_{DSL}(n-1)^2 + \sum_{k=1}^{k=n-1} R_{R(k)}(n-k)^2 \right] \quad (3.39)$$

Innym parametrem oceny przekształtnika o przełączanych kondensatorach może być zastępcza szeregową rezystancja wyjściowa. Zastępcza szeregową rezystancja wyjściowa sprowadzona na stronę wyższego napięcia przekształtnika wynosi:

$$R_{SZW} = \frac{\Delta U_W}{\Delta I_W} = \frac{\pi^2}{2} \left[r_{DSH}(n-1) + r_{DSL}(n-1)^2 + \sum_{k=1}^{k=n-1} R_{R(k)}(n-k)^2 \right] \quad (3.40)$$

Związek pomiędzy efektywnością napięciową a zastępczą rezystancją wyjściową sprowadzoną na stronę wysokiego napięcia jest następujący:

$$\kappa = 1 - \frac{I_W}{U_W} R_{SZW} \quad (3.41)$$

Na podstawie (3.39) 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.

3.3.5. Analiza głównych strat energii oraz model sprawności

Ogólna postać sprawności energetycznej dla pracy w trybie podnoszenia napięcia (ang. Step-up, BOOST) jest następująca:

$$\eta_{UP} = \frac{P_W}{P_N} = 1 - \frac{\Delta P_{str}}{P_N} \quad (3.42)$$

Gdzie:

ΔP_{str} - moc strat ogółem występująca w przekształtniku

P_N - moc po stronie niższego napięcia przekształtnika

P_W - moc po stronie wyższego napięcia przekształtnika

Straty ΔP_{str} w zależności (3.42) są związane z różnorodnymi zjawiskami, które występują w układzie złożonym z rzeczywistych, nieidealnych elementów. Zależność na sprawność przekształtnika MRSCC z uwzględnieniem trzech najważniejszych przyczyn powstawania strat energii ma postać:

$$\eta_{UP} = 1 - \frac{\Delta P_P + \Delta P_{Coss} + \Delta P_S}{P_N} \quad (125.2)$$

Gdzie:

ΔP_P - moc strat związana z szeregowymi rezystancjami elementów

ΔP_{Coss} - moc strat wynikająca z ładowania i rozładowania pojemności wyjściowej łączników

ΔP_S - moc tracona w obwodach sterowania i układach pomocniczych

Zasilanie obwodów sterowania wymaga energii, która jest potrzebna do przeładowywania pojemności wejściowych tranzystorów mocy, zasilania elektronicznych obwodów sterowania, a także pokrycia strat układów zasilaczy pomocniczych. W przekształtniku MRSCC układy zasilania pomocniczego są złożone, ponieważ muszą dostarczać energię do każdego układu sterującego półmostka, przy czym każdy z nich pracuje na innym potencjale. Z tego powodu moc strat wydzielana w złożonych układach zasilania pomocniczego może mieć znaczący udział w mocy strat ΔP_S . Ze względu na to, że ΔP_S jest zwykle niewielkie w porównaniu ze stratami w obwodzie mocy zostanie ono pominięte w szczegółowej analizie.

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. Schemat analizowanego półmostka złożonego z tranzystorów MOSFET zamieszczono na rys. 3.3a. Ze względu na to, że najczęściej w półmostku używa się tranzystorów tego samego typu, sterowanych napięciami bramkowymi o niemalże identycznych parametrach, bliskie prawdy jest założenie, że strata energii przy załączeniu tranzystora T_D jest taka sama jak przy załączeniu tranzystora T_G . Możliwe jest, zatem obliczenie strat energii przy jednej komutacji i przyjęcie, że w okresie impulsowania występują dwie takie same komutacje. Zakładając, że przewodził tranzystor T_D , napięcie U_{DSD} jest zerowe, w momencie wysterowania tranzystora T_G ładowana jest pojemność C_{ossD} , co powoduje wydzielanie się ciepła w tranzystorze T_G z dwóch powodów. Pierwszy powód jest taki, że przewodzący kanał T_G rozprasza energię zgromadzoną w C_{ossG} . Drugi wynika z tego, że przez T_G płynie prąd ładujący pojemność C_{ossD} , przy czym napięcie U_{DSG} nie jest zerowe, a jedynie w miarę postępowania procesu zmierza do wartości zerowej, co powoduje, że w T_G wydzielana jest pewna energia. Energia pobierana ze źródła napięcia zasilającego w czasie jednej komutacji częściowo jest rozpraszana w tranzystorze T_G oraz częściowo magazynowana w pojemności C_{ossD} . Obliczenie strat energii jest o tyle trudne, że pojemność C_{oss} w typowych tranzystorach MOSFET jest silnie nieliniowa jak ilustruje to przykładowa charakterystyka zaprezentowana na rys. 3.3, a zaczerpnięta z [16], która dotyczy tranzystora wykonanego z węgla krzemu (*SiC*). Znaczna nieliniowość pojemności wyjściowej tranzystorów MOSFET jest główną przyczyną znacznych strat energii związanych z przeładowywaniem tych pojemności [66], [20], [28], [29]. Ładunek, który musi być pobrany ze źródła napięcia U_{HB} by całkowicie naładować C_{ossD} wynosi:

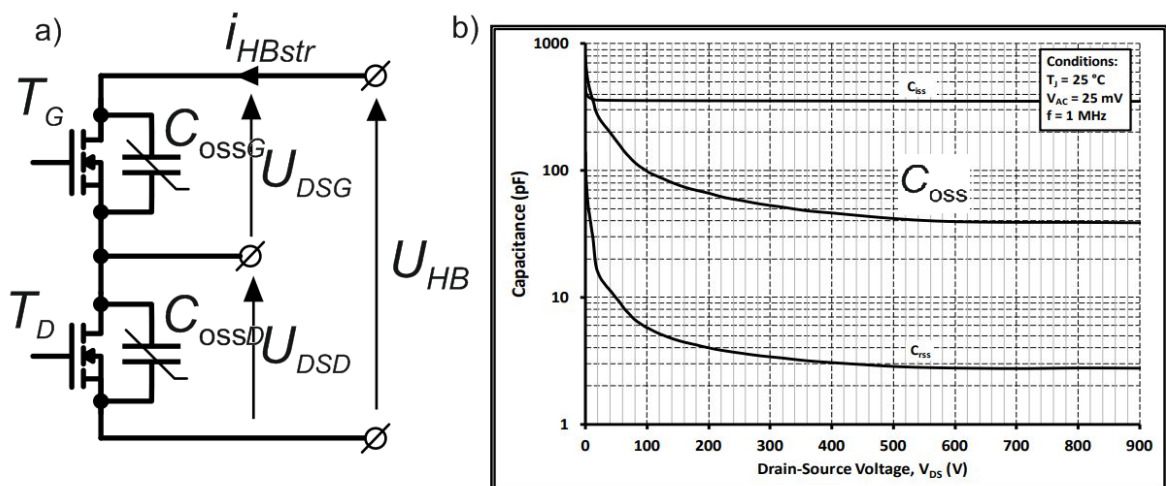
$$Q_{oss}(U_{HB}) = \int_0^{U_{HB}} C_{ossD}(u_{DSD}) du_{DSD} \quad (3.43)$$

Ponieważ w okresie impulsowania występują dwie takie komutacje, średni prąd płynący ze źródła napięcia U_{HB} wynosi:

$$I_{HBstr}(U_{HB}) = 2f_i Q_{oss}(U_{HB}) = 2f_s \int_0^{U_{HB}} C_{ossD}(u_{DSD}) du_{DSD} \quad (3.44)$$

Gdzie:

f_i - częstotliwość impulsowania półmostka



Rys. 3.3 Półmostek z tranzystorami MOSFET: a) schemat b) charakterystyka $C_{oss}(U_{DS})$ dla przykładowego tranzystora *SiC* MOSFET typu C3M0065090D (zaczerpnięto z [16])

Moc strat półmostka, wynikająca z przeładowywania pojemności wyjściowej tranzystorów wynosi zatem:

$$\Delta P_{HBstr} = 2f_i U_{HB} Q_{oss}(U_{HB}) = 2f_s U_{HB} \int_0^{U_{HB}} C_{ossD}(u_{DSD}) du_{DSD} \quad (3.45)$$

Straty związane z przeładowywaniem pojemności wyjściowych łączników energoelektronicznych półmostka można przedstawić, jako rezystancję nieliniową:

$$R_{HB}(U_{HB}) = \frac{U_{HB}}{2f_i Q_{oss}(U_{HB})} = \frac{U_{HB}}{2f_i \int_0^{U_{HB}} C_{ossD}(u_{DSD}) du_{DSD}} \quad (3.46)$$

Na rys. 3.4 zamieszczono schemat zastępczy przekształtnika z umieszczonymi rezystancjami od R_{HB1} do R_{HBn} , które reprezentują straty poszczególnych półmostków, z których złożony jest przekształtnik. Jak wynika z analizy przedstawionej w rozdziale 3.3.3 w przekształtniku MRSCC łączniki można podzielić na dwie grupy pod względem obciążenia prądowego - S_1 i S_2 oraz pozostałe. Wynika z tego dobór tranzystorów, pracujących w roli łączników w dwóch typach. Zachodzi, zatem:

$$C_{ossH}(u_{DS}) \equiv C_{ossS3}(u_{DS}) \equiv \dots \equiv C_{ossS(k)}(u_{DS}) \equiv \dots \equiv C_{ossS(2n)}(u_{DS}) \quad (3.47)$$

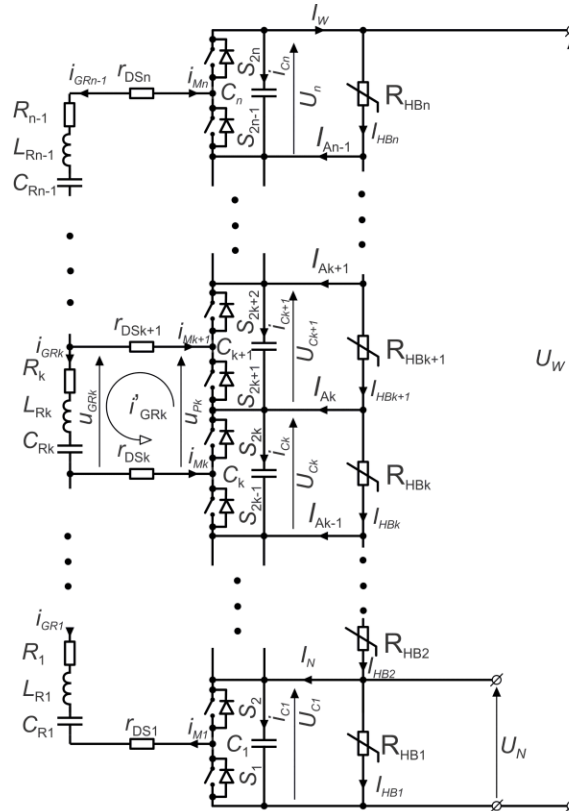
$$C_{ossL}(u_{DS}) \equiv C_{ossS1}(u_{DS}) \equiv C_{ossS2}(u_{DS}) \quad (3.48)$$

Gdzie:

$k = 4, \dots, (2n - 1)$

$C_{ossH}(u_{DSH})$ -funkcja opisująca charakterystykę pojemności wyjściowej łącznika (tranzystora) od napięcia dla S_3 do $S_{(2n)}$.

$C_{ossL}(u_{DSL})$ – funkcja opisująca charakterystykę pojemności wyjściowej łącznika (tranzystora) od napięcia dla S_1 i S_2 .



Rys. 3.4 Schemat zastępczy przekształtnika MRSCC z uwzględnieniem rezystancji modelujących straty powodowane przeładowywaniem pojemności wyjściowych łączników energoelektronicznych

Jeżeli zaniedbać to, że wartości napięć od U_{C1} do U_{Cn} różnią się, to można przyjąć, że wszystkie wartości prądów od I_{HB2} do I_{HBn} są jednakowe:

$$I_{HBH} \approx I_{HB2}(U_{C2}) \approx \dots \approx I_{HBk}(U_{Ck}) \approx \dots \approx I_{HBn}(U_{Cn}) \quad (3.49)$$

Gdzie:

$$k = 3, \dots, (n-1)$$

Na podstawie (3.44) średnie wartości prądów zasilania półmostków związane z przeładowywaniem pojemności wyjściowych łączników wynoszą:

$$I_{HB} = 2f_s Q_{ossH}(U_N) = 2f_s \int_0^{U_N} C_{ossH}(u_{DS}) du_{DS} \quad (3.50)$$

$$I_{HB1} = 2f_s Q_{ossL}(U_N) = 2f_s \int_0^{U_N} C_{ossL}(u_{DS}) du_{DS} \quad (3.51)$$

Bazując na (3.44), (3.45), (3.50), (3.51), można podać zależność na całkowitą moc strat powodowanych przeładowywaniem pojemności wyjściowych łączników przekształtnika:

$$\Delta P_{Coss} = (n-1)\Delta P_{CossH} + \Delta P_{CossL} \quad (3.52)$$

$$\Delta P_{Coss} = U_N[(n-1)I_{HBH} + I_{HB1}] \quad (3.53)$$

$$\Delta P_{Coss} = 2f_s U_N \left[(n-1) \int_0^{U_N} C_{ossH}(u_{DS}) du_{DS} + \int_0^{U_N} C_{ossL}(u_{DS}) du_{DS} \right] \quad (3.54)$$

Gdzie:

$$k = 3, \dots, (n-1)$$

f_s - częstotliwość impulsowania przekształtnika

$C_{ossH}(u_{DSH})$ – charakterystyka pojemności wyjściowej łącznika dla S_3 do $S_{(2n)}$

$C_{ossL}(u_{DSL})$ – charakterystyka pojemności wyjściowej łącznika dla S_1 i S_2

Q_{ossH} - ładunek zgromadzony w pojemności wyjściowej łącznika dla S_3 do S_n

Q_{ossL} - ładunek zgromadzony w pojemności wyjściowej łącznika dla $S1$ do $S2$

ΔP_{CossH} - moc strat jednego półmostka powodowana przez przeładowywanie pojemności wyjściowej łączników od $S3$ do S_n

ΔP_{CossL} - moc strat półmostka powodowana przez przeładowywanie pojemności wyjściowej łączników $S1$ i $S2$

Przekształtnik ze względu na występowanie strat ΔP_{Coss} jest dodatkowo obciążony, co wpływa na zwiększenie prądów w obwodach przekształtnika, a tym samym zwiększenie strat ΔP_p . Wpływ ten zostanie zaniedbany, ponieważ należy się spodziewać, że jest niewielki, szczególnie przy obciążeniu przekształtnika mocą znamionową. Przedstawiona analiza strat nie uwzględnia pewnych zjawisk, które mogą wystąpić w przekształtniku rzeczywistym:

- Pojemności wyjściowe łączników niektórych półmostków mogą być wstępnie naładowane do pewnego napięcia przed właściwą komutacją ze względu na niezerowy prąd gałęzi rezonansowych w interwale czasu martwego. Wpływa to istotnie na zmniejszenie energii potrzebnej na przeładowanie pojemności pasożytniczej łącznika.
- Przy niewielkim nawet odstrojeniu gałęzi rezonansowych, w pewnej grupie półmostków może zachodzić twarda komutacja, także z możliwością przewodzenia diod strukturalnych łączników w czasie martwym półmostka. Konieczne byłoby, zatem uwzględnienie nie tylko strat od twardej komutacji, ale też od wyłączania diod strukturalnych łączników.

To, które z wymienionych zjawisk wystąpi w danym półmostku, zależy od kierunku prądu wyjściowego tego półmostka (prądy od i_{M1} do i_{Mn} na schemacie zastępczym z rys. 3.4) w czasie trwania interwału czasu martwego. Kierunek prądu wyjściowego danego półmostka w czasie komutacji zależy natomiast od trybu pracy przekształtnika (podnoszenie czy obniżanie napięcia) oraz wartości przesunięcia fazowego prądów płynących w dołączonych

do tego półmostka gałęziach rezonansowych. Uwzględnienie wszystkich wymienionych efektów wymagałoby rozbudowanej analizy oraz użycia wielu parametrów, których precyzyjne określenie byłoby skomplikowanym zadaniem badawczym. Przygotowanie takiego modelu matematycznego wydaje się niecelowe wobec demonstracyjnego, uproszczonego charakteru prezentowanej analizy matematycznej. Wyliczenie mocy strat ΔP_{Coss} wymaga znajomości funkcji opisujących lub aproksymujących charakterystyki pojemności wyjściowej zastosowanych tranzystorów, przy czym producenci w kartach katalogowych zamieszczają zazwyczaj jedynie wykres tej charakterystyki. Najczęściej obliczenie strat pochodzących od przeładowywania pojemności wyjściowej tranzystorów wymaga odczytania punktów z wykresu zamieszczonego w kartach katalogowych i obliczenie całek w sposób numeryczny. Dokładność takiej metody jest istotnie ograniczona. W analizie pominięto również wpływ pozostałych pojemności pasożytniczych zarówno wewnętrznych samego tranzystora jak i montażowych. Możliwe jest również zastosowanie metody praktycznej polegającej na bezpośrednim pomiarze mocy źródła zasilania półmostka bez żadnego obciążenia przy znanej częstotliwości impulsowania.

Poprzez wyliczenie i zsumowanie mocy wydzielanych we wszystkich szeregowych rezystancjach elementów uwzględnionych na schemacie z rysunku rys. 3.4 możliwe jest określenie mocy strat ΔP_p :

$$\Delta P_p = I_W^2 \frac{\pi^2}{2} \left[r_{\text{DSH}}(n-1) + r_{\text{DSL}}(n-1)^2 + \sum_{k=1}^{k=n-1} R_{\text{R}(k)}(n-k)^2 \right] \quad (3.55)$$

Uzyskana zależność (3.55) jest zbieżna z wyznaczoną wcześniej, innym tokiem rozumowania, zależnością na rezystancję zastępczą przekształtnika (3.40 (3.40)), ponieważ wyodrębniając R_{SZW} z (3.55) otrzymuje się:

$$\Delta P_p = I_W^2 R_{\text{SZW}} \quad (3.56)$$

Zależność (3.56) odpowiada prostemu modelowi przekształtnika będącego idealnym źródłem napięcia z pewną szeregową rezystancją zastępczą, w której wydzielają się wszystkie straty przewodzenia ΔP_p występujące w przekształtniku.

3.4. 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. Przy projektowaniu przekształtnika można zastosować metody optymalizacji numerycznej, jednak do jej przeprowadzenia potrzebne są zweryfikowane precyzyjne modele oraz dobór właściwych kryteriów oceny. Optymalizacja metodami formalnymi jest złożonym zagadnieniem i wykracza poza ramy tematyczne pracy, nie mniej jednak w rozdziale zawarto zależności, które zostały wyprowadzone z kryterium minimalnej objętości gałęzi rezonansowych. Ze względu na przyjęte uproszczenia problemów, przedstawione zależności na dobór optymalny mają bardziej charakter demonstracyjny niż praktyczny. Wyprowadzone w tym rozdziale 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 rozdziale zawarto także podstawowe wnioski oraz spostrzeżenia dotyczące doboru elementów przekształtnika MRSCC pracującego w potencjalnym zastosowaniu aplikacyjnym. W rozdziale poruszono zagadnienia projektowe specyficzne dla omawianej technologii i topologii przekształtnika. Wiele typowych zagadnień doboru elementów i projektowania układów energoelektronicznych, choć istotnych, zostało pominiętych ze względu na ograniczenie objętościowej pracy. Należą do nich min.:

- a) projektowanie dławików, dobór rdzeni i przewodów nawojowych
- b) dobór kondensatorów
- c) projektowanie i dobór układów bramkowych
- d) dobór radiatorów oraz wentylatorów
- e) eliminacja oraz unikanie oscylacji pasożytniczych
- f) dobór filtrów wejściowych oraz wyjściowych
- g) dobór elementów w układzie sterowania

Są to typowo inżynierskie, nierzadko skomplikowane, zagadnienia, jednak stanowiące podstawową wiedzę konieczną do konstruowania układów energoelektronicznych, będące tematem licznych publikacji książkowych [5], [7], [104], [61] oraz not aplikacyjnych producentów [77], [78], [79], [80], [73]. Opracowana procedura opiera się na zależnościach wyprowadzonych w rozdziale 3.3, bazujących na aproksymacji pierwszą harmoniczną oraz innych uproszczeniach. Przyjęto, że danymi wyjściowymi do doboru elementów będą parametry podane w tabeli 3.1.

Tabela 3.1 Lista parametrów wyjściowych do doboru elementów przekształtnika

Parametr		Przykładowa wartość	
Wartość znamionowa napięcia strony niskiej (U_N)	U_{NN}	500	V
Teoretyczne wzmocnienie napięciowe (liczba poziomów)	$k_{UTE}(n)$	4	V/V
Znamionowa moc strony niskiego napięcia	P_{NN}	5	kW
Częstotliwość impulsowania	f_s	285	kHz
Względne tętnienia napięcia na kondensatorach przełączanych, przy obciążeniu znamionowym	$\Delta U_{CR\%N}$	8	%

3.4.1. Dobór elementów gałęzi rezonansowych

Procedurę doboru kondensatorów przełączanych należy rozpocząć od wyznaczenia wartości skutecznej prądów, które będą płynąć w stanie ustalonym przez poszczególne gałęzie rezonansowe będące w stanie rezonansu, bazując na układzie równań (3.15):

$$I_{GR(k)RMS} = \frac{\pi}{\sqrt{2}}(n - k)I_W \quad (3.57)$$

Gdzie:

$k = 1, 2, 3, 4, \dots, (n - 1)$ – numer porządkowy gałęzi rezonansowej

n – liczba poziomów napięciowych przekształtnika

Zależność (3.57) można wyrazić za pomocą parametrów zamieszczonych w tabeli 3.1:

$$I_{GR(k)RMS} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \frac{(n - k)P_{NN}}{nU_{NN}} \quad (3.58)$$

Popelniając niewielki błąd można przyjąć, że składowa stała napięcia na każdym z kondensatorów rezonansowych równa jest napięciu jednego poziomu przekształtnika, a więc wartości U_{NN} . Względne tętnienie napięcia na poszczególnych kondensatorach przełączanych, wyrażone w procentach jest określone jako:

$$\Delta U_{CR(k)\%} = 100 \frac{U_{CR(k)pk-pk}}{2U_{NN}} = 50 \frac{U_{CR(k)pk-pk}}{U_{NN}} \quad (3.59)$$

Gdzie:

$U_{CR(k)pk-pk}$ – wartość międzyszczytowa napięcia na k -tym kondensatorze przełączanym (C_{Rk})

Napięcie międzyszczytowe na kondensatorze należącym do wybranej gałęzi rezonansowej wynosi:

$$U_{CR(k)pk-pk} = \frac{\sqrt{2}I_{GR(k)RMS}}{\pi f_s C_{Rk}} \quad (3.60)$$

Gdzie:

$k = 1, 2, 3, 4, \dots, (n - 1)$

Poprzez podstawienie (3.57) i (3.59) do zależności (3.60) i proste przekształcenie otrzymuje się zależność na wartość pojemności każdego kondensatora przełączanego:

$$C_{Rk} = \frac{50(n - k)I_W}{U_{NN}\Delta U_{CR(k)\%}f_s} \quad (3.61)$$

Gdzie:

$k = 1, 2, 3, 4, \dots, (n - 1)$

Dla uproszczenia procesu projektowania przyjęto, że tętnienia napięcia na każdym z kondensatorów przełączanych będą jednakowe:

$$\Delta U_{CR\%} = \Delta U_{CR1\%} = \Delta U_{CR2\%} = \dots = \Delta U_{CR(n-1)\%} \quad (3.62)$$

W celu dopasowania do przyjętych danych wyjściowych projektu zamieszczonych w tabeli 3.1 należy przyjąć wspólne dla wszystkich kondensatorów C_{Rk} względne tętnienie napięcia oraz prąd I_W w zależności (3.61) wyrazić za pomocą napięcia i mocy wejściowej:

$$C_{Rk} = \frac{50P_{NN}(1 - \frac{k}{n})}{U_{NN}^2 \Delta U_{CR\%} f_s} \quad (3.63)$$

Gdzie:

$$k = 1, 2, 3, 4, \dots, (n - 1)$$

Wartość szczytową napięcia na kondensatorach C_{Rk} przy znamionowym obciążeniu można wyliczyć bazując na zależności (3.59) oraz (3.62) zakładając, że wartość średnia tego napięcia wynosi U_{NN} :

$$U_{CRmax} = U_{NN}(1 + \frac{\Delta U_{CR\%}}{100}) \quad (3.64)$$

Gdzie:

$$k = 1, 2, 3, 4, \dots, (n - 1)$$

Podstawowe parametry projektowe potrzebne do projektowania dławików rezonansowych to wymagany prąd pracy oraz indukcyjność. Pierwszym krokiem jest wyznaczenie szczytowego prądu, jaki będzie płynął przez poszczególne dławiki rezonansowe. W tym celu można skorzystać z układu równań (3.15), wyrażając prąd I_N poprzez moc i napięcie wejściowe. Otrzymana zależność ma postać:

$$I_{GR(k)max} = \frac{\pi(n - k)P_{NN}}{nU_{NN}} \quad (3.65)$$

Gdzie:

$$k = 1, 2, 3, 4, \dots, (n - 1) - \text{numer porządkowy gałęzi rezonansowej}$$

Dławiki powinny mieć taką indukcyjność, by wraz z kondensatorami tworzyły obwody LC o częstotliwości rezonansowej identycznej dla każdej gałęzi, równej częstotliwości przełączania łączników mocy f_s , zatem:

$$L_{Rk} = \frac{1}{4\pi^2 f_s^2 C_{Rk}} \quad (3.66)$$

Gdzie:

$$k = 1, 2, 3, 4, \dots, (n - 1)$$

Podane zależności zostały wyprowadzone przy założeniu, że pojemności kondensatorów od C_1 do C_n są bardzo duże i tętnienia napięcia na nich występującego są pomijalnie małe. Jest to warunek w praktyce spełniony z zapasem, jednak należy zaznaczyć, że odstępstwo od tego założenia powoduje odstrojenie gałęzi rezonansowych. Wyprowadzone zależności nie uwzględniają także strat mocy występujących w przekształtniku.

Dla danej częstotliwości pracy f_s i względnego tętnienia napięcia na kondensatorach przełączanych $\Delta U_{CR(k)\%}$ wartości od $L_{R1}C_{R1}$ do $L_{Rn}C_{Rn}$ są określone jednoznacznie przez (3.63), (3.66). Wybór częstotliwości f_s podyktowany jest technologią zastosowanych łączników oraz wymaganiami, co do masy, gabarytów czy mocy znamionowej urządzenia. Względne tętnienie napięcia na kondensatorach przełączanych nie ma wpływu na obciążenie prądowe elementów przekształtnika, można natomiast pokazać, że zależy od niego gabaryt gałęzi rezonansowych. Zarówno gabaryt kondensatora jak i dławika zależy od ilości energii, którą może zmagazynować. Można założyć w dużym uproszczeniu, że objętość dowolnego kondensatora o pojemności C wyrażona jest jako:

$$V_C = \frac{E_{Cmax}}{k_{VC}} = \frac{U_{Cmax}^2 C}{2k_{VC}} \quad (3.67)$$

Gdzie:

U_{Cmax} – maksymalne napięcie pracy kondensatora

C – pojemność kondensatora

k_{VC} - współczynnik wolumetrycznej gęstości energii kondensatora C [J/m³]

E_{Cmax} - energia maksymalna, jaką można zgromadzić w kondensatorze C

Analogiczna zależność dotyczy dławika:

$$V_L = \frac{E_{Lmax}}{k_{VL}} = \frac{I_{Lmax}^2 L}{2k_{VL}} \quad (3.68)$$

Gdzie:

I_{Lmax} – maksymalny szczytowy prąd pracy dławika

L – indukcyjność dławika

k_{VL} – współczynnik wolumetrycznej gęstości energii dławika L [J/m³]

E_{Lmax} – energia maksymalna, jaką można zgromadzić w dławiku L

Na podstawie (3.61), (3.64), (3.65), (3.66), (3.67) i (3.68) można podać zależność na objętość k -tej gałęzi rezonansowej:

$$V_{Lck} = V_{LRk} + V_{CRk} = \frac{P_{NN}(n-k)}{nf_s} \left[\frac{25(1 + \Delta U_{CR\%})^2}{\Delta U_{CR\%} k_{VC}} + \frac{\Delta U_{CR\%}}{400k_{VL}} \right] \quad (3.69)$$

Gdzie:

V_{Lck} – objętość k -tej gałęzi rezonansowej

$k = 1, 2, 3, 4, \dots, (n-1)$

Minimum lokalne funkcji (3.69), przypada dla:

$$\Delta U_{CR\%,opt} = 100 \sqrt{\frac{k_{VL}}{k_{VC} + 10^{-4}k_{VL}}} \approx 100 \sqrt{\frac{k_{VL}}{k_{VC}}} \quad (3.70)$$

Zaproponowane w (3.70) przybliżenie jest zasadne, gdy współczynnik k_{VC} jest większy lub chociaż podobnego rzędu co k_{VL} , co jest prawdą dla wszystkich znanych autorowi typów rzeczywistych elementów, które mogłyby być zastosowane w przekształtniku. Zależność (3.70) podaje wartość optymalną (dla minimalnej objętości elementów) względnych tętnień napięcia na kondensatorach przełączanych, przy czym należy zauważyć, że 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. Istotnym zagadnieniem jest także obciążalność prądowa kondensatora, maksymalne napięcie pracy dławika, które wpływają na wartości współczynników gęstości energetycznej. Znaczenie praktyczne wzoru (3.70) jest ograniczone, ponieważ został wyprowadzony w oparciu o bardzo duże uproszczenie wyliczenia objętości elementów na podstawie prostych modeli wyrażonych zależnościami (3.67) i (3.68). Praktyczne zagadnienie optymalizacji musi uwzględniać pewną gradację parametrów dostępnych elementów, należyte marginesy bezpieczeństwa, a także szereg uwarunkowań konstrukcyjnych dotyczących kształtu elementów i możliwości zagospodarowania dostępnej przestrzeni. Mimo dużych uproszczeń, zależność (3.70) ma w zamierzeniu ilustrować pewną zależność fizyczną, a także dać ogólny pogląd na temat wyboru wartości $\Delta U_{CR\%}$. Dla warunków i elementów zastosowanych w skonstruowanych laboratoryjnych przekształtnikach (opisanych w podrozdziale 3.6.1) można szacować, że wartość $\Delta U_{CR\%,opt} < 10\%$ ($k_{VC} > 100k_{VL}$).

Wartość względną tętnień napięcia na kondensatorach przełączanych $\Delta U_{CR\%}$ jest parametrem adekwatnym (zdaniem autora) do zagadnień projektowania rezonansowych przekształtników o przełączanych kondensatorach. Od tego parametru, bowiem, zależą wprost takie cechy projektowanego układu, które są szczególnie istotne dla konstrukcji energoelektronicznych jak masa czy gabaryt jak pokazano zależnościami (3.69), (3.70). Impedancja falowa obwodu rezonansowego jest klasycznym parametrem wykorzystywanym

w teorii obwodów, wraz z częstotliwością rezonansową określają, bowiem jednoznacznie wartości elementów obwodu LC . Impedancję falową można powiązać ze względnym tętnieniem napięcia na kondensatorze przełączanym, wykorzystując zależności (3.61), (3.66). Dla każdej gałęzi rezonansowej od $L_{R1}C_{R1}$ do $L_{Rn-1}C_{Rn-1}$ impedancja falowa wynosi:

$$\rho_{GRk} = \frac{U_{NN}^2}{\pi P_{NN}} \frac{\Delta U_{CR\%}}{100 \left(1 - \frac{k}{n}\right)} \quad (3.71)$$

Gdzie:

$$k = 1, 2, 3, 4, \dots, (n - 1)$$

W przypadku rozruchu przekształtnika w trybie podnoszenia napięcia, w początkowym stanie napięcia na kondensatorach od C_2 do C_n oraz od C_{R2} do C_{Rn-1} są zerowe. Można przyjąć, że napięcie na kondensatorze C_{R1} może być zerowe bądź równe napięciu wejściowemu U_{NN} w zależności od tego, w jakim stanie znajdowały się łączniki od S_1 do S_{2n} w momencie podania napięcia na wejście U_N . W obu przypadkach w pierwszym takcie pracy przekształtnika oscylacja w gałęzi rezonansowej będzie wymuszana przez napięcie równe U_{NN} , zatem wartość szczytowa bezwzględna prądu I_{GR1} wyniesie:

$$I_{GR1max_start_abs} = \frac{U_{NN}}{\rho_{GR1}} = \frac{100\pi(n-1)P_{NN}}{n\Delta U_{CR\%}U_{NN}} \quad (3.72)$$

Na podstawie (3.72) można wywnioskować, że wartość prądu rozruchowego w pierwszej gałęzi rezonansowej nie przekroczy wartości prądu pracy w warunkach znamionowych, jeżeli $\Delta U_{CR\%} \geq 100$. Nawiązując do zależności (3.70) oraz dotyczącego jej komentarza można stwierdzić, że tak duża wartość $\Delta U_{CR\%}$ jest dalece nieoptymalna pod względem gabarytu elementów gałęzi rezonansowych. W przypadku projektowania kompaktowego układu celowym byłoby zapewnienie łagodnego rozruchu przekształtnika dodatkowymi środkami, co umożliwiłoby swobodny dobór wartości $\Delta U_{CR\%}$. Przedstawione wnioski nie wyczerpują problemu rozruchu przekształtnika w warunkach rzeczywistej aplikacji. Przy uruchamianiu układów laboratoryjnych problem nie występuje, ze względu na możliwość zasilenia układu z zasilacza laboratoryjnego o ograniczonej wydajności prądowej oraz możliwość uruchomienia obwodów sterowania przed podaniem zasilania na obwody mocy.

3.4.2. Dobór łączników – tranzystory MOSFET

Przy doborze tranzystorów, które mają pracować w roli łączników od S_1 do S_{2n} należy określić wymaganą wytrzymałość napięciową oraz obciążalność prądową tych elementów. W czasie pracy przekształtnika w stanie ustalonym maksymalne napięcie, jakie może wystąpić na dowolnym łączniku równe jest napięciu jednego poziomu, a więc w przybliżeniu U_N . Ze względu na możliwość wystąpienia różnego rodzaju przebiegów komutacyjnych należy przyjąć odpowiedni margines bezpieczeństwa, którego wartość wynika z wielu czynników związanych z technologią tranzystorów, czy także uwarunkowań projektowych, jak na przykład indukcyjność pętli pólmostka i kondensatora odsprężającego [65], [53]. Niemniej jednak w przekształtniku MRSCC może wystąpić specyficzny stan, w którym napięcia na łącznikach od S_3 do S_n i kondensatorach C_2 do C_n ulegną zwiększeniu. Taki efekt ma miejsce, gdy w trybie obniżania napięcia (zasilanie od strony U_W) dojdzie do zaniku impulsów sterowania łącznikami, z równocześnie podłączonym obciążeniem (od strony U_N). Podobny stan może wystąpić podczas rozruchu w trybie obniżania napięcia, gdy na wejście przekształtnika zostanie podane napięcie U_W , i przy obecności obciążenia od strony U_N układy sterowania nie zostaną uruchomione. W obu przypadkach obciążenie rozładuje kondensator C_1 , a przyłożone napięcie U_W rozdzieli się na kondensatory od C_2 do C_n . Jeżeli

założyć, że dojdzie do równomiernego rozkładu napięcia, jego wartość na dowolnym kondensatorze od C_2 do C_n wyniesie:

$$U_{Caw} = \frac{U_W}{n-1} \quad (3.73)$$

Gdzie:

U_{Caw} - wartość napięcia na kondensatorach poziomowych w stanie awaryjnym

Stosunek wartości napięcia U_{Caw} do wartości napięcia, które występuje na kondensatorach od C_1 do C_n w stanie prawidłowej pracy wynosi:

$$\frac{U_{Caw}}{U_N} = \frac{n}{n-1} \quad (3.74)$$

Z zależności (3.74) wynika, że im więcej poziomów napięciowych ma przekształtnik, tym mniejszy będzie względny wzrost napięcia poziomowego w opisanym stanie awaryjnym. Założony równomierny podział napięcia może wystąpić, jeżeli wszystkie kondensatory poziomowe od C_2 do C_n będą miały jednakową pojemność i jednakową upływność. W rzeczywistym układzie, ze względu na rozrzut parametrów kondensatorów i ryzyko wystąpienia dodatkowych upływności, koniecznym mogłoby się okazać zastosowanie dodatkowych obwodów pomocniczych. Takie układy wyrównywałyby napięcia poziomowe w stanie awaryjnym i mogłyby być niezależne od głównego sterowania przekształtnika. W przypadku przekształtnika o liczbie poziomów $n=2$, zabezpieczenie przed uszkodzeniem przy tego rodzaju stanie awaryjnym wymagałoby użycia łączników S_1 do S_4 wytrzymujących pełne napięcie U_W , co powoduje utratę korzystnej właściwości topologii wielopoziomowej – ograniczenia napięcia pracy elementów składowych. Z tego powodu dla układów o małej liczbie poziomów napięciowych konieczne byłoby zastosowanie dodatkowych zabezpieczeń, które byłyby w stanie odłączyć obciążenie przekształtnika w przypadku zaniku sygnałów sterujących i umożliwić rozkład napięcia U_W równomiernie na wszystkie kondensatory poziomowe. Jest to zagadnienie, którego analiza musiałaby odbyć się w kontekście konkretnej aplikacji układu wraz z analizą możliwości wystąpienia takiego stanu awaryjnego i ewentualnych środków zaradczych. Ponadto, zjawisko nie występuje w przypadku pracy w trybie podnoszenia napięcia.

Jak przyjęto w rozdziale 3.3.2 na podstawie rozplywu prądów opisanego zależnością (2.15) łączniki przekształtnika ze względu na obciążenie prądowe można podzielić na dwie grupy: łączniki dolnego poziomu napięciowego tj. S_1 , S_2 oraz łączniki wyższych poziomów S_3 - S_{2n} . Naturalnym wydaje się zatem zastosowanie dwóch rodzajów łączników dostosowanych do występujących dwóch poziomów obciążenia prądowego. Wyjątkiem jest przekształtnik o $n=2$, w którym wszystkie łączniki są obciążane w równym stopniu. Dobór tranzystorów typu MOSFET w przekształtniku MRSCC przebiega jako kompromis pomiędzy kryteriami:

- Minimalizacji strat przewodzenia ΔP_p (3.55), a więc tym samym minimalizacji zastępczej rezystancji wyjściowej (3.40), rozumianej także, jako maksymalizacja efektywności napięciowej (3.39) – redukcja r_{DSH} i r_{DSL}
- Minimalizacji strat związanych z pojemnością wyjściową tranzystorów ΔP_{COSS} (zależność (3.54)) – redukcja Q_{OSSL} oraz Q_{OSSH}

Jak przyjęto w rozdziale 3.3.5 straty związane z rezystancją kanału tranzystorów są jednym z istotnych składników ogólnej mocy strat, drugim natomiast są straty związane z przeładowywaniem pojemności wyjściowej łączników.

Wartości skuteczne prądów przewodzonych przez łączniki można wyznaczyć na podstawie zależności (3.26) oraz (3.27). Po dostosowaniu tych zależności do parametrów określonych w tabeli 3.1 przyjmują postać:

$$I_{S(2k)RMS} = I_{S(2k-1)RMS} = \frac{\pi P_{NN}}{2 n U_{NN}} \quad (3.75)$$

$$I_{S1RMS} = I_{S2RMS} = \frac{\pi (n-1) P_{NN}}{2 n U_{NN}} \quad (3.76)$$

3.4.3. Dobór elementów i parametrów układu laboratoryjnego

Na podstawie zależności (3.63) oraz danych w tabeli 3.1 należy wyliczyć pojemności gałęzi rezonansowych:

$$C_{R1} = \frac{50 P_{NN} (1 - \frac{k}{n})}{U_{NN}^2 \Delta U_{CR\%} f_s} = \frac{50 \cdot 5000 (1 - \frac{1}{4})}{500^2 \cdot 8 \cdot 285 \cdot 10^3} \approx 329 \text{ nF} \quad (3.77)$$

$$C_{R2} = \frac{50 P_{NN} (1 - \frac{k}{n})}{U_{NN}^2 \Delta U_{CR\%} f_s} = \frac{50 \cdot 5000 (1 - \frac{2}{4})}{500^2 \cdot 8 \cdot 285 \cdot 10^3} \approx 219 \text{ nF} \quad (3.78)$$

$$C_{R3} = \frac{50 P_{NN} (1 - \frac{k}{n})}{U_{NN}^2 \Delta U_{CR\%} f_s} = \frac{50 \cdot 5000 (1 - \frac{2}{4})}{500^2 \cdot 8 \cdot 285 \cdot 10^3} \approx 110 \text{ nF} \quad (3.79)$$

Wyliczone wartości należy zaokrąglić do kolejno 330nF, 220nF, 100nF w celu dopasowania do standardowego typoszeru kondensatorów. Indukcyjności dławików rezonansowych należy wyznaczyć za pomocą zależności (3.66):

$$L_{R1} = \frac{1}{4\pi^2 f_s^2 C_{R1}} = \frac{1}{4\pi^2 (285 \cdot 10^3)^2 \cdot 330 \cdot 10^{-9}} \approx 945 \text{ nH} \quad (3.80)$$

$$L_{R2} = \frac{1}{4\pi^2 f_s^2 C_{R1}} = \frac{1}{4\pi^2 (285 \cdot 10^3)^2 \cdot 220 \cdot 10^{-9}} \approx 1,42 \text{ }\mu\text{H} \quad (3.81)$$

$$L_{R3} = \frac{1}{4\pi^2 f_s^2 C_{R1}} = \frac{1}{4\pi^2 (285 \cdot 10^3)^2 \cdot 100 \cdot 10^{-9}} \approx 3,12 \text{ }\mu\text{H} \quad (3.82)$$

Wartość szczytowa prądów płynących przez poszczególne gałęzie rezonansowe (3.65) wynosi:

$$I_{GR1max} = \frac{\pi (n-k) P_{NN}}{n U_{NN}} = \frac{\pi (4-1) \cdot 5000}{4 \cdot 500} \approx 23,6 \text{ A} \quad (3.83)$$

$$I_{GR2max} = \frac{\pi (n-k) P_{NN}}{n U_{NN}} = \frac{\pi (4-2) \cdot 5000}{4 \cdot 500} \approx 15,7 \text{ A} \quad (3.84)$$

$$I_{GR3max} = \frac{\pi (n-k) P_{NN}}{n U_{NN}} = \frac{\pi (4-3) \cdot 5000}{4 \cdot 500} \approx 7,9 \text{ A} \quad (3.85)$$

Wartość skuteczna prądów płynących przez poszczególne gałęzie rezonansowe (3.58) wynosi:

$$I_{GR1RMS} = \frac{\pi (n-k) P_{NN}}{\sqrt{2} n U_{NN}} = \frac{\pi (4-1) \cdot 5000}{\sqrt{2} \cdot 4 \cdot 500} \approx 16,7 \text{ A} \quad (3.86)$$

$$I_{GR2RMS} = \frac{\pi (n-k) P_{NN}}{\sqrt{2} n U_{NN}} = \frac{\pi (4-2) \cdot 5000}{\sqrt{2} \cdot 4 \cdot 500} \approx 11,1 \text{ A} \quad (3.87)$$

$$I_{GR3RMS} = \frac{\pi (n-k) P_{NN}}{\sqrt{2} n U_{NN}} = \frac{\pi (4-2) \cdot 5000}{\sqrt{2} \cdot 4 \cdot 500} \approx 5,6 \text{ A} \quad (3.88)$$

Przyjęto, że dławiki zostaną wykonane przy użyciu ferrytowych rdzeni toroidalnych ze szczeliną powietrzną z materiału 3C20 [24] firmy Ferroxcube [23]. Do wykonania wszystkich trzech dławików wybrano największy rdzeń z typoszeregu o oznaczeniu katalogowym *TN26/11-3C20-A113*. Ograniczenie strat energii w dławiku L_{R1} wymaga zastosowania dwóch rdzeni złożonych razem. Wymaganą liczbę zwoi można określić posługując się parametrem A_L rdzenia podawaną przez producenta [23]:

$$z_{LR1} = \sqrt{\frac{L_{R1}}{2 * A_L}} = \sqrt{\frac{945}{2 * 113}} \approx 2,0 \quad (3.89)$$

$$z_{LR2} = \sqrt{\frac{L_{R1}}{A_L}} = \sqrt{\frac{1420}{113}} \approx 3,5 \quad (3.90)$$

$$z_{LR3} = \sqrt{\frac{L_{R1}}{A_L}} = \sqrt{\frac{3120}{113}} \approx 5,3 \quad (3.91)$$

Zaokrąglenie liczby zwoi dławika L_{R2} do liczby całkowitej powoduje dużą zmianę indukcyjności, co wymaga korekty pojemności kondensatora C_{R2} . Ostatecznie przyjmuje się $C_{R2}=147\text{nF}$, co odpowiada połączonym równolegle kondensatorom z typoszeregu tj. 100nF i 47nF :

$$L_{R2} = \frac{1}{4\pi^2 f_s^2 C_{R1}} = \frac{1}{4\pi^2 (285 \cdot 10^3)^2 \cdot 147 \cdot 10^{-9}} \approx 2,12 \mu\text{H} \quad (3.92)$$

$$z_{LR2} = \sqrt{\frac{L_{R1}}{A_L}} = \sqrt{\frac{2120}{113}} \approx 4,3 \quad (3.93)$$

Ze względu na znaczną częstotliwość pracy uzwojenie musi być wykonane licą. Do wykonania dławika L_{R1} wybrano przewód nawojowy typu lica $630 \times 0,1\text{mm}$ w oplocie bawełnianym, natomiast do L_{R2} oraz L_{R3} wybrano przewód lica $400 \times 0,1\text{mm}$. Każda z gałęzi rezonansowych w układzie laboratoryjnym wyposażona jest w specjalną pętlę przewodu w wysokonapięciowej izolacji silikonowej, która umożliwia założenie sondy prądowej i bezpieczny pomiar oscyloskopowy. Pętla wnoszą dodatkową indukcyjność do gałęzi rezonansowych, którą można oszacować na wartość ok. 100nH . Zestrojenie gałęzi rezonansowych sprawdzono praktycznie w uruchomionym układzie obserwując wartość prądu każdej z gałęzi rezonansowych w momencie występowania komutacji. Wybrano kondensatory typu FKP1 firmy *WIMA* o napięciu pracy 1000V . Wybór kondensatorów o dużym dopuszczalnym napięciu pracy podyktowane jest względami praktycznymi. W układzie laboratoryjnym podczas testów może dojść do uszkodzenia tranzystorów mocy i wystąpienia niekontrolowanej oscylacji skutkującej wzrostem napięcia na kondensatorze rezonansowym. Dobór kondensatów z odpowiednim zapasem dopuszczalnego napięcia pracy przyczynia się do ograniczenia potencjalnych zniszczeń w stanie awaryjnym przekształtnika. Kondensatory rezonansowe typu FKP1 wybrano ze względu na małą rezystancję szeregową i dużą obciążalność prądową. Są to kondensatory z okładzinami wykonanymi z folii metalowej i z dielektrykiem polipropylenowym [117]. Na etapie uruchomienia korzystnym okazało się zmniejszenie pojemności C_{R1} do wartości 320nF ($220\text{nF} + 100\text{nF}$) w celu uzyskania precyzyjniejszego dostrojenia gałęzi rezonansowej $L_{R1}C_{R1}$. Podsumowanie przeprowadzonego doboru oraz wyniki pomiarów dławików oraz kondensatorów za pomocą miernika RLC *HAMEG 8118* zamieszczono w tabeli 3.2.

Tabela 3.2 Parametry elementów gałęzi rezonansowych

	Dane	Pomiar (1V _{pp} 100kHz)
L_{R1}	2xTN26/11-3C20-A113 2zw. lica 630x0,1mm	910nH 25mΩ
L_{R2}	TN26/11-3C20-A113 4zw. lica 400x0,1mm	2,03μH 42mΩ
L_{R2}	TN26/11-3C20-A113 5zw. lica 400x0,1mm	3,02μH 58mΩ
C_{R1}	220nF+100nF FKP1 1000V	318nF
C_{R2}	147nF FKP1 1000V	146nF
C_{R3}	100nF FKP1 1000V	99,5nF

Na etapie doboru łączników energoelektronicznych przeprowadzono pomiary mocy zasilania półmostka przełączającego z częstotliwością 285kHz wykonanego z różnych typów tranzystorów MOSFET SiC oraz Si. Celem pomiarów było wyznaczenie straty energii różnego typu tranzystorów wynikających z przeładowania pojemności pasożytniczych. Metoda analityczna zaprezentowana w rozdziale 3.4.3 wymaga znajomości charakterystyki pojemności wyjściowej i nie uwzględnia innych pojemności pasożytniczych niż C_{oss} . Z tych powodów dokładność metody analitycznej jest mocno ograniczona.

Tabela 3.3 Parametry przykładowych tranzystorów MOSFET SiC i Si oraz zmierzona moc strat dla pojedynczego nieobciążonego półmostka przełączanego z częstotliwością f_s przy napięciu zasilania U_{HB} .

Tranzystor			Pomiar		
Typ	V_{DS} [V]	R_{DSon} [mΩ]	U_{HB} [V]	f_s [kHz]	ΔP_{coss} [W]
SiHG15N60E [108]	600	230	500	285	30
SiHG21N65EF [109]	650	150			60
SiHG33N65EF [110]	650	95			93
SiHG44N65EF [111]	650	63			140
SCT3030AL [76]	650	30			42
C3M006090D [16]	900	60			30
C3M012090D [17]	900	120			15

Wartości skuteczne prądów płynących przez łączniki dla obciążenia znamionowego można wyznaczyć na podstawie zależności (3.75) i (3.76):

$$I_{S3RMS} = I_{S4RMS} = I_{S5RMS} = I_{S6RMS} = I_{S7RMS} = I_{S8RMS} = \frac{\pi P_{NN}}{2 n U_{NN}} = \frac{\pi \cdot 5000}{2 \cdot 4 \cdot 500} \approx 3,9A \quad (3.94)$$

$$I_{S1RMS} = I_{S2RMS} = \frac{\pi (n-1) P_{NN}}{2 n U_{NN}} = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{3 \cdot 5000}{4 \cdot 500} \approx 11,8A \quad (3.95)$$

W wyniku analizy dostępności handlowej elementów oraz mając na względzie uzyskanie dużej niezawodności oraz możliwie korzystnych parametrów przekształtnika wybrano tranzystory MOSFET SiC SCT3030AL [76] firmy *Rohm* jako T_1 i T_2 oraz C3M012090D [17] firmy *CREE Wolfspeed* jako T_3 - T_8 . Szacowana moc strat przewodzenia tranzystorów dla projektowanego przekształtnika wynosi:

$$\Delta P_{PS} = 2 \cdot I_{S1RMS}^2 R_{DSL} + 6 \cdot I_{S3RMS}^2 R_{DSH} = 2 \cdot 11,8^2 \cdot 0,03 + 6 \cdot 3,9^2 \cdot 0,12 \approx 27W \quad (3.96)$$

Gdzie:

R_{DSL} - rezystancja kanału tranzystorów T_1 i T_2

R_{DSH} - rezystancja kanału tranzystorów $T_3 - T_8$

Przybliżone straty energii wydzielane w tranzystorach związane z pojemnościami pasożytniczymi wynoszą, na podstawie danych z tabeli 3.3 i zależności (3.52):

$$\Delta P_{Coss} = (n - 1)\Delta P_{CossH} + \Delta P_{CossL} = 3 \cdot 15 + 42 = 87 W \quad (3.97)$$

Gdzie:

ΔP_{CossL} - moc strat energii wynikająca z pojemności pasożytniczych tranzystorów T_1 i T_2 dla pojedynczego półmostka.

ΔP_{CossH} - moc strat energii wynikająca z pojemności pasożytniczych tranzystorów $T_3 - T_8$ dla pojedynczego półmostka.

Całkowita moc strat energii wydzielanej w tranzystorach jest sumą ΔP_{PS} oraz ΔP_{Coss} i wynosi 114W przy maksymalnym obciążeniu. Jest to umiarkowana moc możliwa do rozproszenia w wytypowanych tranzystorach szczególnie przy zastosowaniu chłodzenia z wymuszonym przepływem powietrza.

W przypadku zastosowania tranzystorów krzemowych np. *SiHG44N65EF* ($T_1 - T_2$) [111] oraz *SiHG21N65EF* (T_3 - T_8) [109] moc $\Delta P_{PS} \approx 31W$ jest zbliżona do wariantu z tranzystorami SiC natomiast $\Delta P_{Coss} \approx 320W$. Łącznie moc strat we wszystkich tranzystorach wynosiłaby 351W, co jest wartością zbyt dużą (stanowiłaby 7% mocy znamionowej) i konieczne byłoby obniżenie częstotliwości impulsowania lub wybór tranzystorów o mniejszych pojemnościach pasożytniczych, a tym samym większej rezystancji kanału.

3.5. Analiza pracy przekształtnika MRSCC z wykorzystaniem symulacji komputerowej

W rozdziale tym zamieszczono wyniki prac wykonanych z wykorzystaniem symulacji komputerowej. Symulacje przeprowadzono z wykorzystaniem dwóch programów: *MATLAB/SIMULINK* oraz *PSpice*, co wynika ze zróżnicowania zagadnień, jakie poddano analizie. W programie *MATLAB/SIMULINK* przeprowadzono symulację fizykalną zjawisk z pominięciem większości 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. Wprowadzenie czasu martwego w sterowaniu przekształtnikiem powoduje wystąpienie szeregu zjawisk, które co do podstawowych zasad przeanalizowano w wyidealizowanym przypadku przy użyciu symulacji w programie *MATLAB/SIMULINK* oraz analitycznie. Ze względu na przypuszczenie, że pojemności wyjściowe łączników energoelektronicznych mogą mieć istotny wpływ na analizowane zjawiska, przeprowadzono również symulację układu w programie *PSpice*, w której wykorzystano dokładne modele tranzystorów MOSFET pochodzące od producentów tych elementów. Sformułowano wnioski dotyczące zbieżności przeprowadzonych analiz.

3.5.1. Układ przekształtnika wyidealizowanego – bez uwzględnienia czasu martwego

Symulację komputerową układu wyidealizowanego przeprowadzono w środowisku *MATLAB/SIMULINK* z wykorzystaniem biblioteki SimScape [58] dedykowanej do modelowania układów energoelektronicznych. Celem przeprowadzenia symulacji komputerowej jest weryfikacja podstawowej koncepcji układu MRSCC, weryfikacja wyprowadzonych w rozdziałach 3.3.1, 3.3.2, 3.3.3, 3.3.4 zależności oraz przebadanie właściwości układu. Schemat modelu do symulacji pracy układu w trybie podnoszenia napięcia zamieszczono na rys. 3.5, natomiast jego najważniejsze parametry zebrano w tabeli 3.4. W modelu wykorzystano idealne łączniki energoelektroniczne z uwzględnioną rezystancją szeregową. Do łączników dołączono diody równoległe również idealne. Szeregowo ze źródłem napięcia włączono rezystancję $R_{NF}=1\text{m}\Omega$, która powoduje uniknięcie niedopuszczalnego równoległego połączenia idealnej pojemności i idealnego źródła napięcia. Przy wartościach prądów występujących w symulowanym układzie, wprowadzona rezystancja nie ma istotnego wpływu na wyniki. Sterowanie łącznikami zamodelowano tak, by było ono zbieżne z definicją zawartą w rozdziale 3.3.1, czyli nie uwzględniono czasu martwego. Parametry modelu przyjęto zgodne z projektem układu laboratoryjnego z podrozdziału 3.4.3, natomiast wartości szeregowej rezystancji gałęzi rezonansowych przyjęto szacunkowo.

Wykonano podstawową symulację pracy w stanie ustalonym w dwóch wariantach: dla dużej oraz względnie małej wartości pojemności poziomowych C_1 do C_4 . Pozwala to na weryfikację przeprowadzonych analiz teoretycznych w rozdziale 3.3, wykonanych przy założeniu zerowego tętnienia napięcia na kondensatorach poziomowych. Na rys. 3.6 oraz rys. 3.7 zamieszczono przebiegi prądów i napięć będące wynikami symulacji opisanego modelu przekształtnika dla pracy odpowiednio w trybie obniżania napięcia oraz podnoszenia. Po zmniejszeniu wartości kondensatorów od C_1 do C_4 do pojemności równej $4,7\mu\text{F}$ praca układu nie uległa istotnym zmianom, jednak uzyskanie zerowego przesunięcia fazowego prądów gałęzi rezonansowych wymagało korekty indukcyjności rezonansowych L_{R1} , L_{R2} , L_{R3} , nie więcej niż o 1% dla każdej z nich. Można, zatem stwierdzić, że przyjęta w podrozdziale

3.4.3 wartość pojemności kondensatorów C_1 do C_4 jest na tyle duża, że nie powoduje istotnych odstępstw od prezentowanych teoretycznych analiz.

Na rys. 3.9 przedstawiono wykresy obrazujące podatność przekształtnika na zmianę częstotliwości impulsowania f_s . Wykreślono charakterystykę skutecznej wartości prądu wszystkich trzech gałęzi rezonansowych, oraz efektywności napięciowej przekształtnika w funkcji względnej częstotliwości impulsowania d_{F1} wg. zależności:

$$d_{F1} = \frac{f_s}{f_{SR}} \quad (3.98)$$

Gdzie:

f_s – częstotliwość impulsowania przekształtnika

f_{SR} – częstotliwość impulsowania, przy której wszystkie gałęzie rezonansowe są w stanie rezonansu

Każdy punkt charakterystyki powstał poprzez wykonanie symulacji opisanego modelu przekształtnika dla innej częstotliwości impulsowania, przy niezmiennych pozostałych parametrach modelu. Wartości skuteczne prądów gałęzi rezonansowych zostały unormowane do wartości obliczonych na podstawie zależności analitycznych (3.86), (3.87), (3.88):

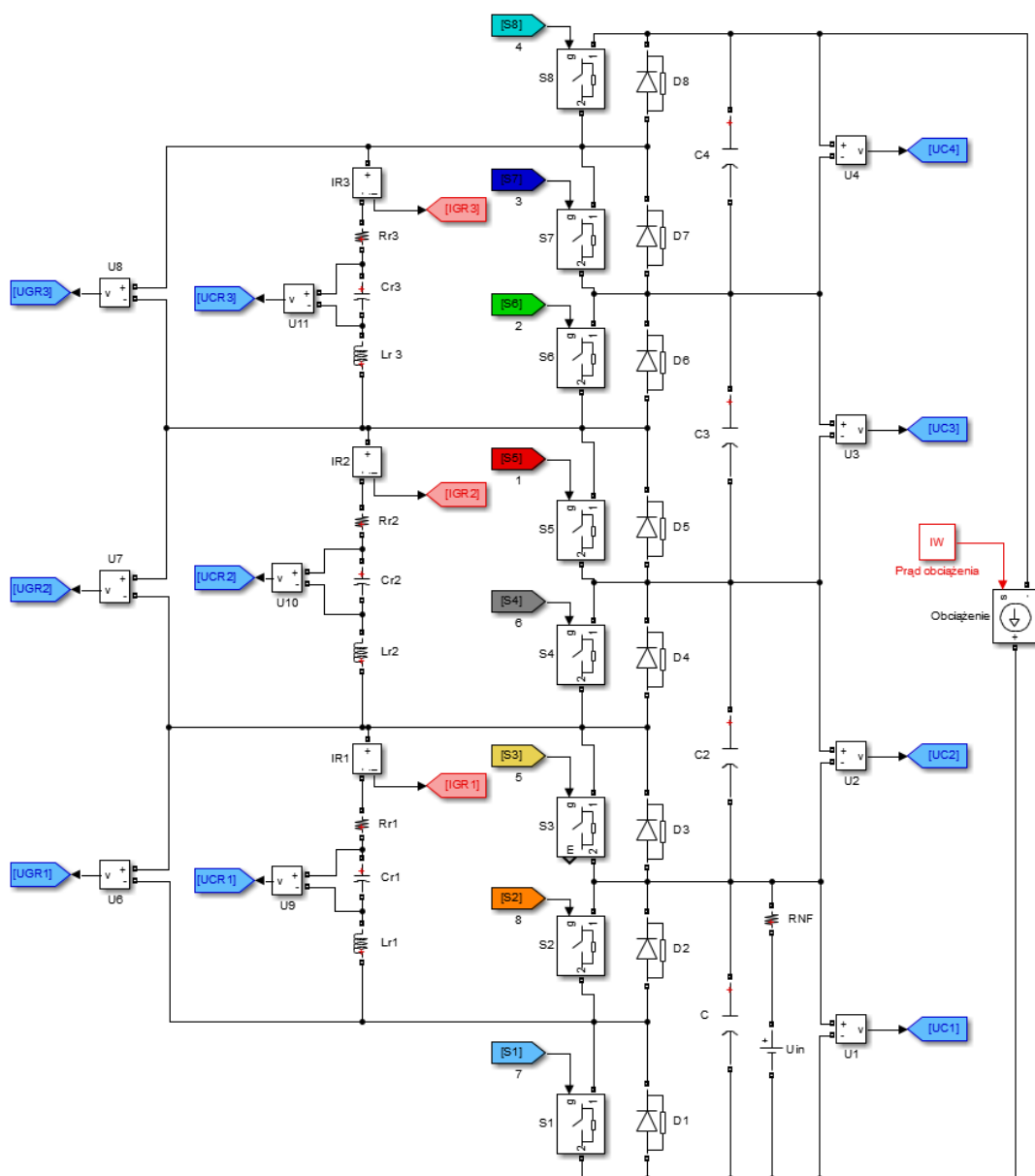
$$I_{GR(k)RMSpu} = \frac{I_{GR(k)RMSsym}}{I_{GR(k)RMS}} \quad (3.99)$$

Gdzie:

$k = 1, 2, 3$

$I_{GR(k)RMSsym}$ – wartość skuteczna prądu k -tej gałęzi wyliczona numerycznie z przebiegu będącego wynikiem symulacji komputerowej (lub pomiaru dla danych eksperymentalnych)

Na wykresie efektywności napięciowej zaznaczono również przerywaną linią wartość obliczoną na podstawie zależności (4.11), która nie uwzględnia odstrojenia od częstotliwości impulsowania, zatem jest prawdziwa tylko dla $d_{F1}=1$. Wynik efektywności napięciowej z analizy matematycznej został potwierdzony symulacyjnie. Różnica pomiędzy wynikami wynosi 0,01 punktu procentowego, co należy zakwalifikować, jako błąd numeryczny lub niedokładność modelu. Na skutek niewielkiego odstrojenia częstotliwości impulsowania od rezonansowej dochodzi do dużego wzrostu prądu gałęzi rezonansowych, a więc i znacznej utraty efektywności napięciowej w wyniku zwiększonych spadków napięcia na rezystancjach szeregowych elementów. Obciążenie prądowe gałęzi rezonansowych rośnie kilkukrotnie przy odstrojeniu częstotliwości impulsowania od rezonansowej o zaledwie kilka procent. Mając to na uwadze, można stwierdzić, 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 pominięcie czasu martwego w sterowaniu łącznikami. W następnych rozdziałach zostanie wykazane, że zjawiska występujące w interwale czasu martwego powodują znaczące ograniczenie wpływu odstrojenia częstotliwości na pracę przekształtnika.

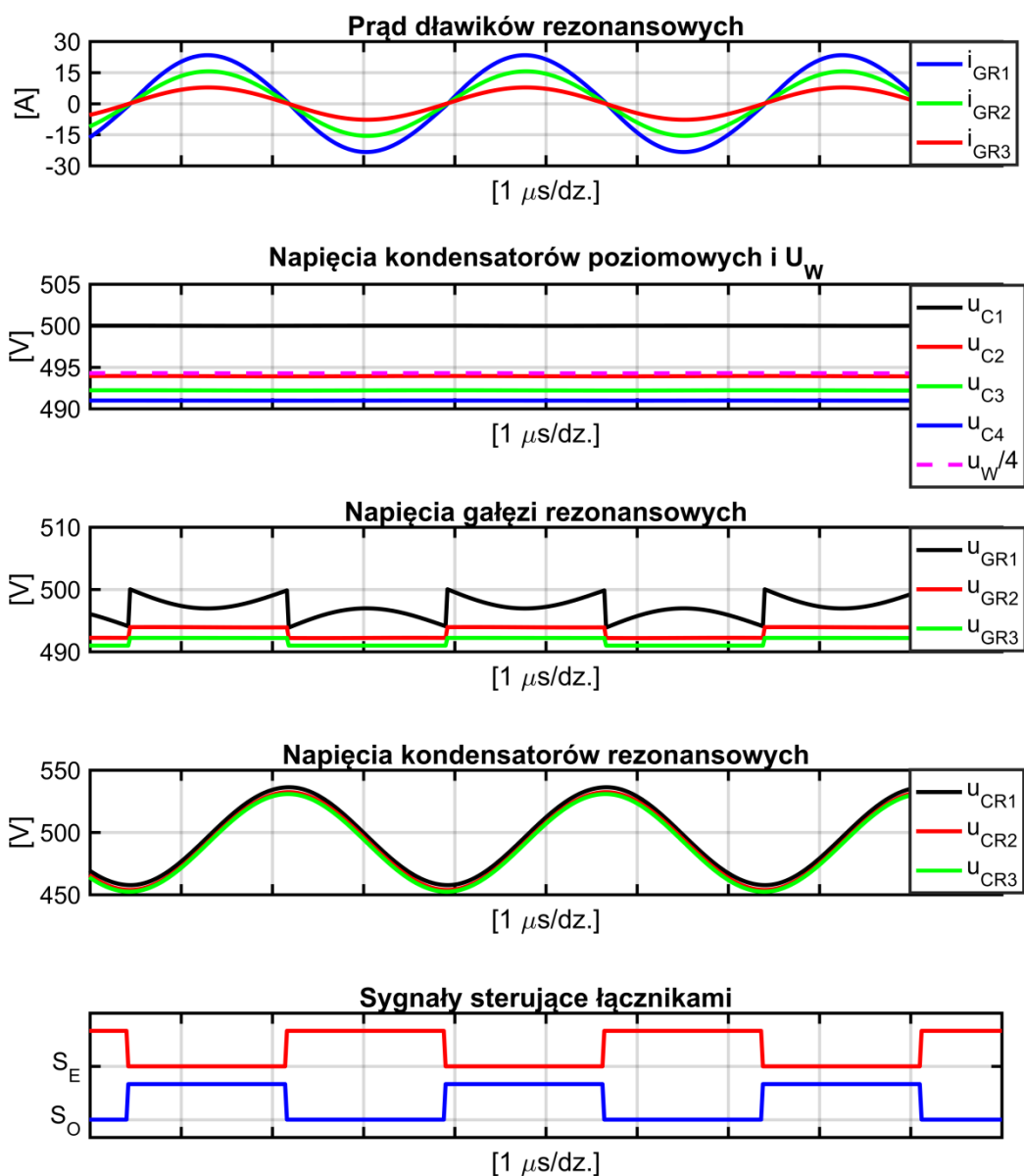


Rys. 3.5 Model symulacyjny układu MRSCC w konfiguracji do pracy w trybie podnoszenia napięcia.

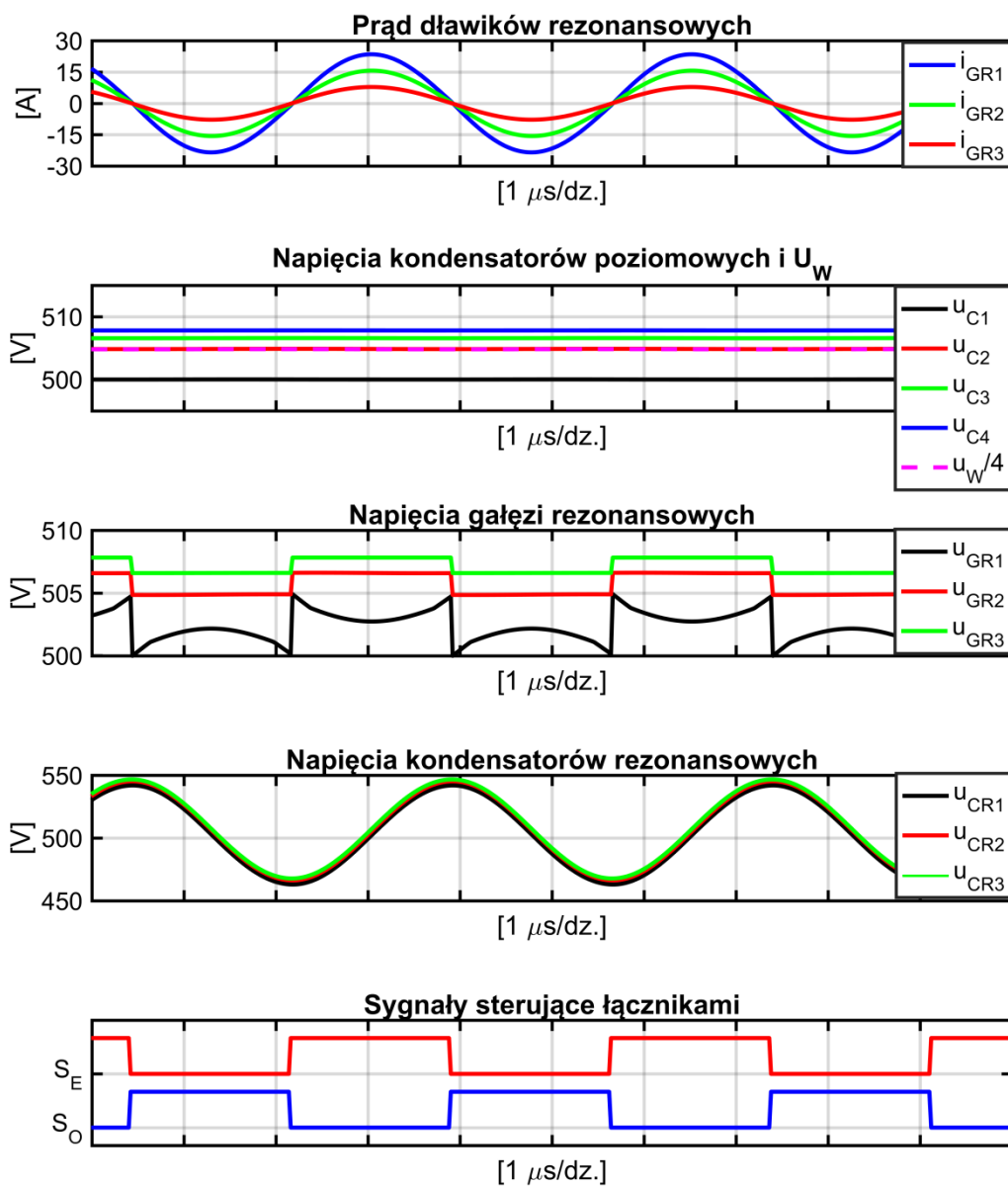
Tabela 3.4 Parametry modelu symulacyjnego (MATLAB/SIMULINK)

Parametr		Wartość	
Indukcyjność gałęzi rezonansowych	L_{R3}	3,12	μH
	L_{R2}	2,16	
	L_{R1}	0,98	
Pojemność gałęzi rezonansowych	C_{R3}	100	nF
	C_{R2}	147	
	C_{R1}	320	
Rezystancja gałęzi rezonansowych	R_3	100	m Ω
	R_2	70	
	R_1	35	
Rezystancja łączników	R_{DSH}	120	
	R_{DSL}	30	

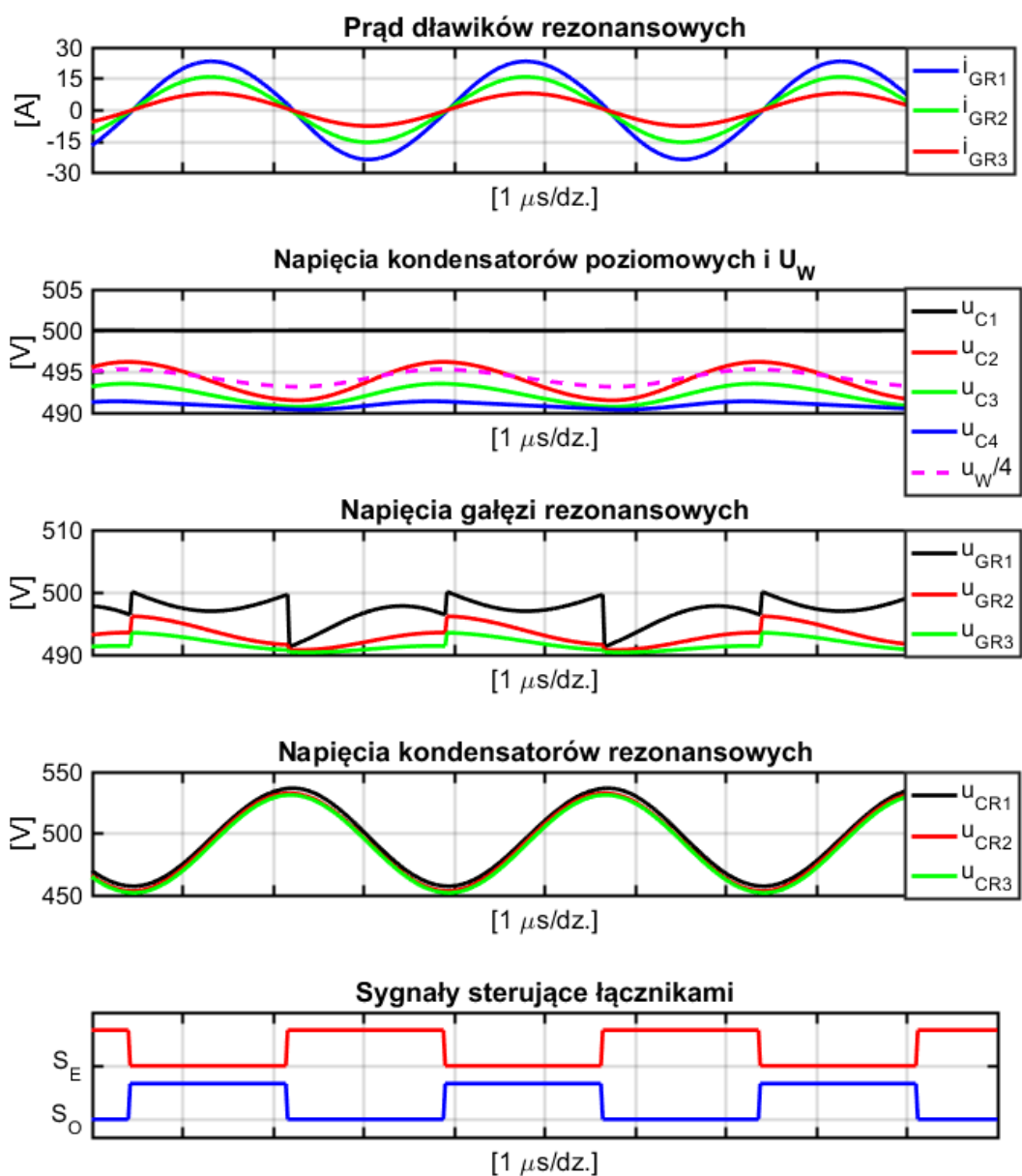
Parametr		Wartość		
Liczba poziomów napięciowych		n	4	-
Częstotliwość impulsowania		f_s	285	kHz
Pojemność kond. poziomowych, (dwa warianty symulacji)		C_4	470 / 4,7	μF
		C_3		
		C_2		
		C_1		
Podnoszenie napięcia	Nap. wejściowe	U_N	500	V
	Prąd obciążenia	I_W	2,5	A
Obniżanie napięcia	Nap. wyjściowe	U_N	500	V
	Prąd obciążenia	I_N	10	A



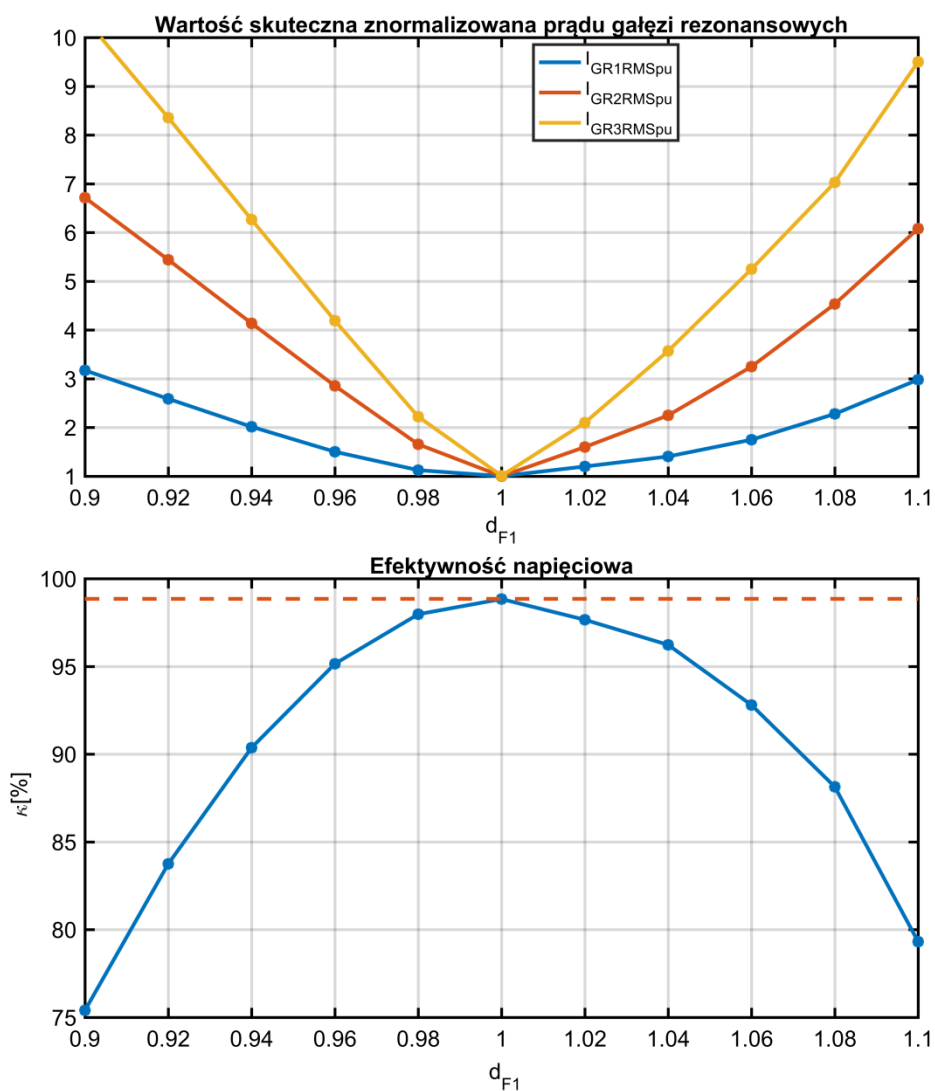
Rys. 3.6 Przebiegi przy symulacji układu MRSCC pracującego w trybie podnoszenia napięcia. S_E - sygnał sterujący łącznikami o parzystych indeksach, S_O -sygnał sterujący łącznikami o nieparzystych indeksach



Rys. 3.7 Przebiegi z symulacji układu MRSCC pracującego w trybie obniżania napięcia. S_E -sygnał sterujący łącznikami o parzystych indeksach, S_O -sygnał sterujący łącznikami o nieparzystych indeksach



Rys. 3.8 Przebiegi z symulacji układu MRSCC pracującego w trybie podnoszenia napięcia ze zmniejszoną pojemnością kondensatorów $C_1=C_2=C_3=C_4=4,7\mu\text{F}$. S_E -sygnał sterujący łącznikami o parzystych indeksach, S_O -sygnał sterujący łącznikami o nieparzystych indeksach.



Rys. 3.9 Charakterystyka wartości skutecznej znormalizowanej prądu gałęzi rezonansowych w funkcji względnej częstotliwości impulsowania d_{F1} . Wartości prądu znormalizowano do wartości teoretycznych dla $d_{F1}=1$. Na wykresie sprawności napięciowej przerywaną linią zaznaczono wartość wyliczoną z zależności (3.39). Praca w trybie BOOST.

3.5.2. Praca przekształtnika MRSCC z uwzględnieniem czasu martwego

W rozdziale 3.3 zamieszczono analizę pracy przekształtnika MRSCC z wykorzystaniem przybliżenia pierwszą harmoniczną. Analiza nie uwzględnia występowania czasu martwego w sterowaniu łącznikami, w którym dochodzi do zjawisk mających istotny wpływ na pracę przekształtnika z częstotliwością impulsowania inną niż rezonansowa. Analizę pracy przekształtnika z uwzględnieniem zjawisk zachodzących w interwałach czasu martwego można przeprowadzić z podzieleniem okresu pracy przekształtnika na interwały wedle charakterystycznych punktów sygnałów sterujących łącznikami. Sygnały sterujące z uwzględnieniem czasu martwego można zdefiniować w następujący sposób:

$$s_E(t) = 0 \quad s_O(t) = 1 \quad \text{dla } t \in \left[t_0, t_0 + \frac{T_s}{2} - t_{DT} \right) \quad (3.100)$$

$$s_E(t) = 1 \quad s_O(t) = 0 \quad \text{dla } t \in \left[t_0 + \frac{T_s}{2}, t_0 + T_s - t_{DT} \right) \quad (3.101)$$

$$s_E(t) = 0 \quad s_O(t) = 0 \quad \text{dla } t \in \left(t_0 + \frac{T_s}{2} - t_{DT}, t_0 + \frac{T_s}{2} \right) \cup \left(t_0 + T_s - t_{DT}, t_0 + T_s \right) \quad (3.102)$$

Gdzie:

$$t_0 = iT_s \quad \text{dla } i \in \mathbb{N}, T_s = \frac{1}{f_s}$$

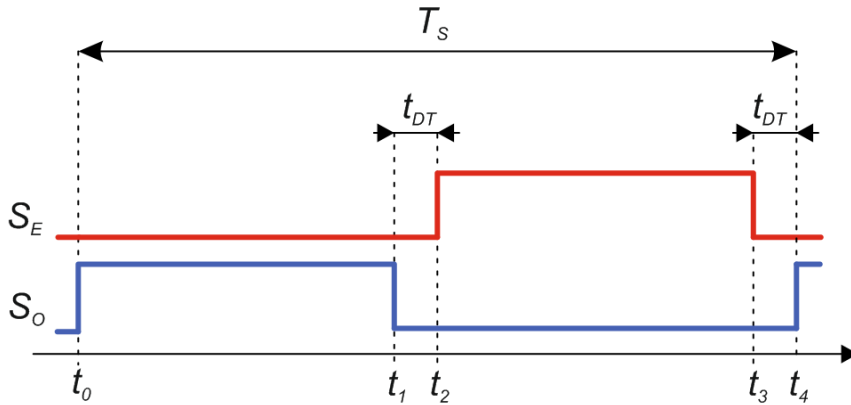
t_{DT} – czas trwania interwału czasu martwego

f_s – częstotliwość impulsowania przekształtnika

Dla ułatwienia zapisu można wprowadzić:

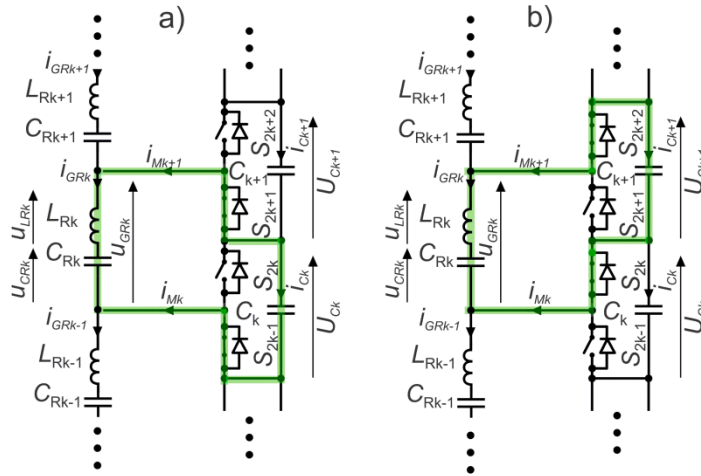
$$t_1 = t_0 + \frac{T_s}{2} - t_{DT}; \quad t_2 = t_0 + \frac{T_s}{2}; \quad t_3 = t_0 + T_s - t_{DT}; \quad t_4 = t_0 + T_s \quad (3.103)$$

Przebieg sygnałów sterujących wygląda, zatem tak jak na rysunku rys. 3.10.



Rys. 3.10 Przebieg sygnałów sterujących łącznikami z uwzględnieniem interwału czasu martwego

Na rys. 3.11 przedstawiono fragment schematu przekształtnika MRSCC dotyczący analizowanej pewnej k -tej gałęzi rezonansowej. Na schemacie z rys. 3.11 narysowano także obie sąsiednie gałęzie rezonansowe, przy czym wybrana do analizy k -ta gałąź może być równie dobrze skrajną ($k=1$ lub $k=n$) lub jedyną ($n=2$) gałęzią przekształtnika. Dla interwału t_0 - t_1 (rys. 3.11a) zachodzi oscylacyjne ładowanie bądź rozładowanie kondensatora rezonansowego, dla dowolnej k -tej gałęzi opisane równaniami:



Rys. 3.11 Fragment schematu przekształtnika MRSCC dotyczący analizowanej k -tej gałęzi rezonansowej: a) dla zamkniętych łączników nieparzystych (t_0-t_1) b) dla zamkniętych łączników parzystych (t_2-t_3)

$$i_{GRk} = \frac{U_{Ck} - u_{CRk}(t_0)}{\rho_{GRk}} \sin[\omega_{GRk}(t - t_0)] + i_{GRk}(t_0) \cos[\omega_{GRk}(t - t_0)] \quad (3.104)$$

$$u_{CRk} = (U_{Ck} - u_{CRk}(t_0))(1 - \cos[\omega_{GRk}(t - t_0)]) + i_{GRk}(t_0) \rho_{GRk} \sin[\omega_{GRk}(t - t_0)] + u_{CRk}(t_0) \quad (3.105)$$

Gdzie:

$$k = 1, 2, \dots (n - 1)$$

$$t \in < t_0, t_1 >$$

$$\rho_{GRk} - \text{impedancja falowa } k\text{-tej gałęzi rezonansowej: } \rho_{GRk} = \sqrt{\frac{L_{Rk}}{C_{Rk}}}$$

$$\omega_{GRk} = \frac{1}{\sqrt{L_{Rk} C_{Rk}}} - \text{pulsacja rezonansowa } k\text{-tej gałęzi rezonansowej}$$

W przedziale czasu t_1-t_2 realizowany jest czas martwy. Jeżeli rozpoczyna się on z zerową wartością wszystkich prądów i_{GR1} do i_{GRn-1} , to diody przeciwnoległe łączników nie będą przewodzić (jeżeli nie zachodzą szczególne warunki opisane w rozdziale 3.5.4). W wyniku tego prąd gałęzi rezonansowej i_{GRk} pozostanie zerowy przez cały czas trwania interwału. Jeżeli interwał czasu martwego rozpocznie się z pewną niezerową wartością jednego lub więcej prądów gałęziowych, wystąpią zjawiska opisane dalej, w rozdziale 3.5.4.

W przedziale czasu t_2-t_3 (rys. 3.11b) następuje oscylacja analogiczna do tej opisanej zależnością (142.2), przy czym tym razem k -ta gałąź rezonansowa dołączona jest do kondensatora poziomowego C_{k+1} :

$$i_{GRk} = \frac{U_{Ck+1} - u_{CRk}(t_2)}{\rho_{GRk}} \sin[\omega_{GRk}(t - t_2)] + i_{GRk}(t_2) \cos[\omega_{GRk}(t - t_2)] \quad (3.106)$$

$$u_{CRk} = (U_{Ck+1} - u_{CRk}(t_2))(1 - \cos[\omega_{GRk}(t - t_2)]) + i_{GRk}(t_2) \rho_{GRk} \sin[\omega_{GRk}(t - t_2)] + u_{CRk}(t_2) \quad (3.107)$$

Gdzie:

$$k = 1, 2, \dots (n - 1)$$

$$t \in < t_2, t_3 >$$

W przedziale czasu t_3-t_4 realizowany jest czas martwy, zjawiska przebiegają w sposób analogiczny do tych z interwału t_1-t_2 .

Interwały t_0-t_1 oraz t_2-t_3 trwają tyle samo czasu i kończą się zerową wartością prądu gałęzi rezonansowej, jeżeli rozpoczęły się zerową wartością prądu i pod warunkiem, że częstotliwość impulsowania przekształtnika wynosi:

$$t_1 - t_0 = t_3 - t_2 = \pi \sqrt{L_{Rk} C_{Rk}} \Rightarrow f_{sRDTk} = \frac{1}{2(\pi \sqrt{L_{Rk} C_{Rk}} + t_{DT})} \quad (3.108)$$

Gdzie:

f_{sRDTk} - częstotliwość impulsowania przekształtnika, dla którego $i_{GRk}(t_1) = i_{GRk}(t_3) = 0$ jeżeli $i_{GRk}(t_0) = i_{GRk}(t_2) = 0$

Wartość f_{sRDTk} można nazwać częstotliwością rezonansową k -tej gałęzi rezonansowej z uwzględnieniem czasu martwego, poprzez analogię do częstotliwości rezonansowej wstępującej w analizie z przybliżeniem za pomocą podstawowej harmonicznej. W obu przypadkach komutacja łączników odbywa się przy zerowym prądzie k -tej gałęzi. Jeżeli wszystkie gałęzie rezonansowe przekształtnika są dostrojone do jednej częstotliwości rezonansowej, można wprowadzić uproszczenie:

$$f_{sRDT} = f_{sRDT1} = f_{sRDT2} = \dots = f_{sRDTn-1} \quad (3.109)$$

Gdzie:

f_{sRDT} - wartość częstotliwości impulsowania przekształtnika, dla którego wszystkie gałęzie rezonansowe są w stanie rezonansu, z uwzględnieniem czasu martwego. Może być określona tylko wtedy, gdy wszystkie gałęzie rezonansowej mają tę samą częstotliwość rezonansową.

Układ równań (3.15), (3.12) z rozdziału 3.3.2 jest także prawdziwy dla sterowania z czasem martwym, jeżeli przekształtnik pracuje z częstotliwością impulsowania $f_s = f_{sRDT}$ i jeżeli w interwałach czasu martwego prądy w gałęziach rezonansowych są zerowe. Wówczas rozwiązanie tego układu równań ma postać:

$$\begin{cases} I_{GR(k)DTmax} = \frac{\pi}{G_{DT}}(n-k)I_W \\ I_N = nI_W \end{cases} \quad (3.110)$$

Gdzie:

$k = 1, 2, 3, 4, \dots, (n-1)$

$G_{DT} = 1 - \frac{2t_{DT}}{T_s} \leq 1$

Otrzymany wynik (3.110) opisujący wartości szczytowe prądów gałęziowych jest zbliżony do wyniku otrzymanego na drodze analizy z przybliżeniem pierwszą harmoniczną (3.15). Różnica polega na tym, że w (3.110) występuje współczynnik G_{DT} związany z realizacją czasu martwego, który powoduje zwiększenie szczytowej wartości prądów. Jest to efekt skrócenia czasu, w którym płyną prądy przez gałęzie rezonansowe, przy jednoczesnym zachowaniu tej samej wartości średniej wyprostowanej tych prądów. Gdyby przyjąć zerowy czas martwy, zależności (3.110) są takie same jak dla analizy z przybliżeniem za pomocą podstawowej harmonicznej dla układu ze wszystkimi gałęziami w stanie rezonansu, tj. takiego, w którym φ_1 do φ_{n-1} są zerowe. Czas martwy zazwyczaj jest krótki w odniesieniu do okresu pracy przekształtnika, zatem błąd popełniany przy jego pominięciu, jak w analizie z aproksymacją pierwszą harmoniczną, w przypadku zgrubnych obliczeń jest często akceptowalny. Wniosek ten nie dotyczy analizy przypadków pracy układu z odstrojeniem częstotliwości impulsowania przekształtnika.

By sprawdzić wpływ czasu martwego na pracę przekształtnika MRSCC na drodze symulacji komputerowej, zmodyfikowano sterowanie w modelu użytym w rozdziale 3.5.1 tak, by było zgodne z definicją (3.100), (3.101), (3.102). Wprowadzenie czasu martwego spowodowało konieczność wydłużenia okresu impulsowania przekształtnika (3.108). Pozostałe parametry pozostały bez zmian względem tabeli 3.4. Długość czasu martwego t_{DT} przyjęto na 140ns, co spowodowało zmniejszenie rezonansowej częstotliwości impulsowania do wartości $f_{sRDT}=264\text{kHz}$. Wszystkie symulacje wykonano dla pojemności poziomowych o wartościach $C_1=C_2=C_3=C_4=4,7\mu\text{F}$. Wykonano trzy symulację z częstotliwością impulsowania $f_s=f_{sRDT}$, $f_s=1,1f_{sRDT}$, $f_s=0,9f_{sRDT}$. Na rys. 3.12 zamieszczono wynik symulacji układu przy częstotliwości impulsowania $f_s=f_{sRDT}$. W interwałach czasu martwego napięcie na każdej gałęzi rezonansowej przyjmuje wartość napięcia kondensatora rezonansowego, jest

to powodowane brakiem przewodzących diod lub łączników. Prąd gałęzi rezonansowych pozostaje zerowy w interwałach czasu martwego. Wynik symulacji jest w przybliżeniu zgodny, co do wartości napięć i prądów z wynikami pracy układu bez czasu martwego (rys. 3.8).

Można wprowadzić parametr względnej częstotliwości impulsowania przekształtnika:

$$d_{DTk} = \frac{f_s}{f_{sRDTk}} \quad (3.111)$$

Gdzie:

d_{DTk} – względna wartość częstotliwości impulsowania przekształtnika dla k-tej gałęzi rezonansowej

f_s – częstotliwość impulsowania przekształtnika

f_{sRDTk} – częstotliwość impulsowania przekształtnika określana przez zależność (3.108)

Jeżeli zachodzi równość (3.109), to d_{DTk} ma jednakową wartość dla wszystkich gałęzi rezonansowych przekształtnika i wówczas można wprowadzić uproszczenie:

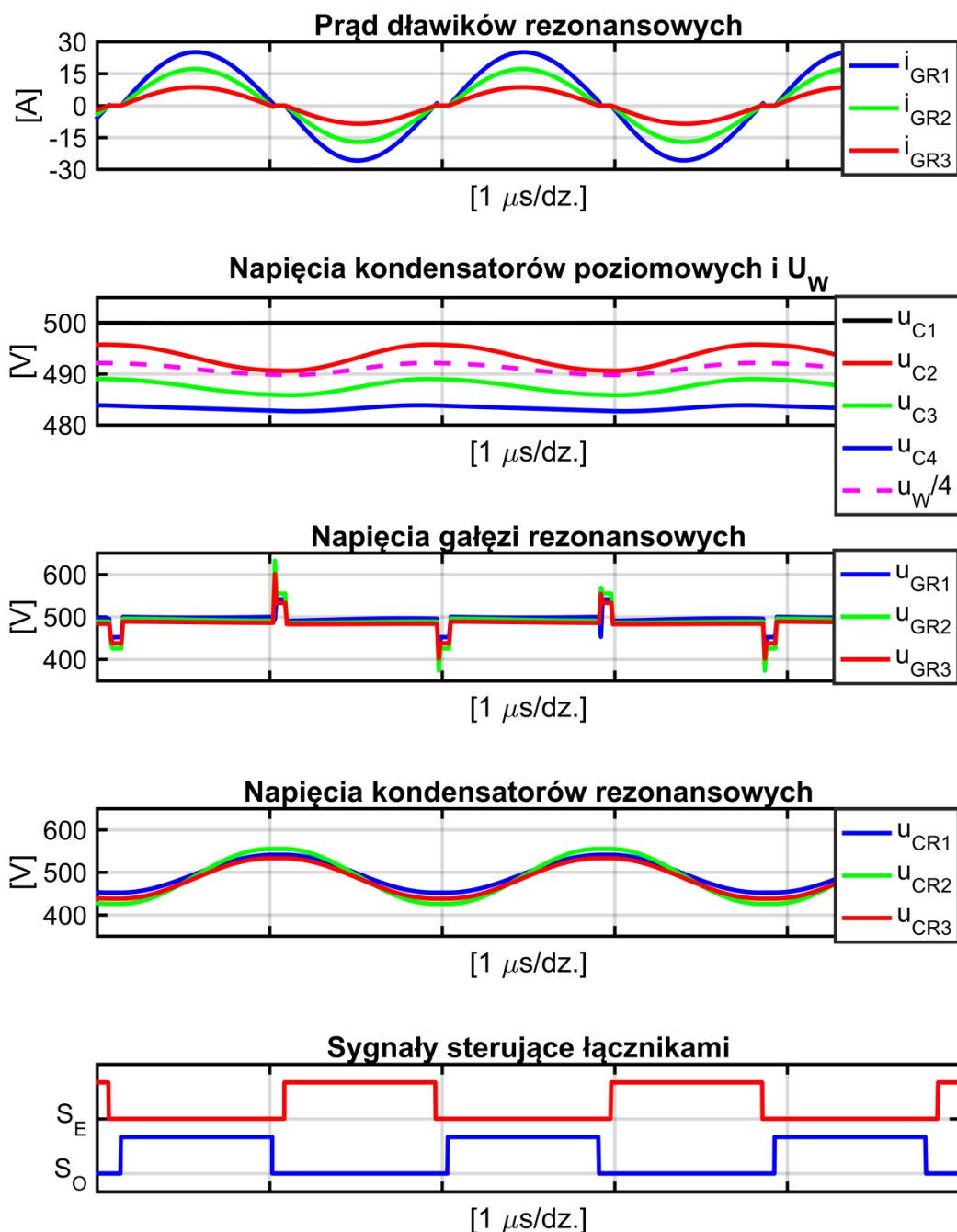
$$d_{DT} = d_{DT1} = d_{DT2} = \dots = d_{DTn-1} \quad (3.112)$$

Na rys. 3.14 i rys. 3.15 zamieszczono wynik symulacji dla przypadków, gdy częstotliwość impulsowania nie jest zgodna z częstotliwością f_{sRDT} . Interwały oscylacji t_0-t_1 oraz t_2-t_3 kończą się niezerową wartością prądu gałęzi rezonansowych. Gdy spełnione są odpowiednie warunki, opisane dalej w podrozdziale 3.5.4, zachodzi zjawisko zaniku prądów gałęzi rezonansowych w interwałach czasu martwego. W wyniku tego 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. Wartości prądów gałęzi rezonansowych pozostają umiarkowane, niemal zgodne z wartościami dla przypadku pracy z częstotliwością impulsowania $f_s=f_{sRDT}$. W przebiegach napięć gałęzi rezonansowych, w interwałach czasu martwego, występują impulsy o dużej wartości szczytowej powodujące szybki zanik prądów gałęzi rezonansowych. Pomimo istotnego odstrojenia od częstotliwości rezonansowej, symulowany układ pracuje poprawnie.

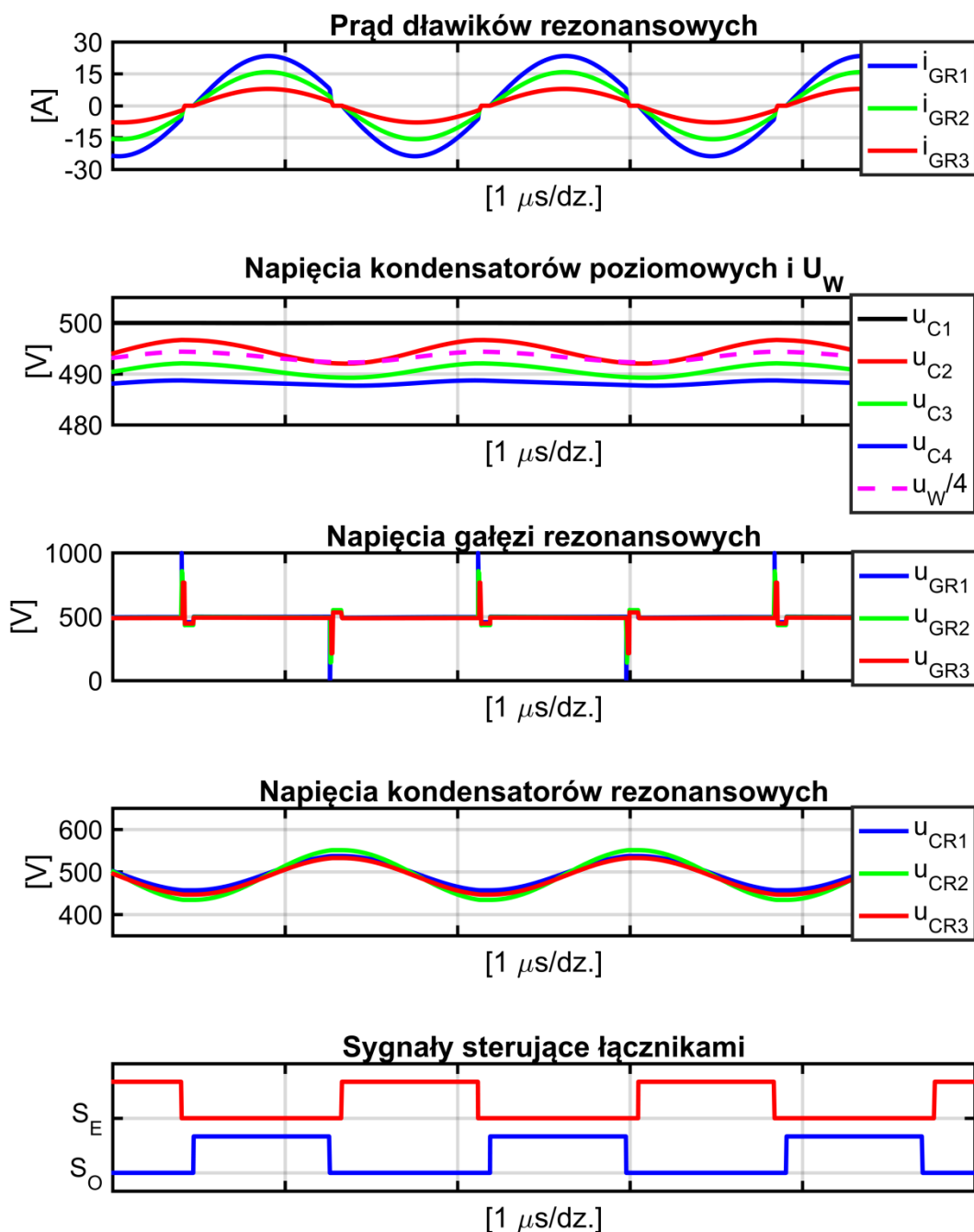
Na rys. 3.15 zamieszczono charakterystyki wartości skutecznej unormowanej prądów gałęzi rezonansowych oraz efektywności napięciowej w funkcji odstrojenia względnego d_{DT} . W zamierzeniu mają one służyć ocenie wrażliwości przekształtnika na odstrojenie częstotliwości impulsowania od częstotliwości rezonansowej. Charakterystyki sporządzono w analogiczny sposób jak te z rys. 3.9, to jest poprzez wielokrotne wykonanie symulacji komputerowej przy zmienianej wartości częstotliwości impulsowania i stałej wartości czasu martwego. Wartości skuteczne prądów gałęzi rezonansowych unormowano do tych samych wartości teoretycznych wyznaczonych z zależności (3.83), (3.84), (3.85), które wynikają z analizy z przybliżeniem pierwszą harmoniczną. Na wykresie efektywności napięciowej zaznaczono tę samą wartość teoretyczną wyliczoną z zależności (3.39). Wykorzystano dokładnie ten sam model przekształtnika, który posłużył do uzyskania wyników z rys. 3.12, rys. 3.13 oraz rys. 3.14. Względna wartość skuteczna prądu wszystkich trzech gałęzi rezonansowych dla $d_{DT}=1$ wynosi ok. 1,04. Nieco zwiększona wartość prądu gałęzi rezonansowych w stosunku do wartości z analizy z przybliżeniem pierwszą harmoniczną jest spodziewana i wynika z obecności czasu martwego. W opisie analitycznym pracy układu z uwzględnianiem czasu martwego efekt ten jest odzwierciedlony poprzez współczynnik G_{DT} , np. w zależności (3.110). Nawet dla skrajnych wartości d_{DT} modelowany przekształtnik pracuje poprawnie, obciążenie prądowe gałęzi rezonansowych jest umiarkowane i w najgorszym przypadku jest o około 13% większe niż dla $d_{DT}=1$. Przy skrajnym odstrojeniu zachodzi zmniejszenie efektywności napięciowej maksymalnie o 1,5 punktu procentowego.

Biorąc pod uwagę, że przyjęty zakres d_{DT} jest szeroki względem praktycznie realizowalnego zestrojenia układu, można uznać, że podatność przekształtnika na odstrojenie częstotliwości impulsowania jest niewielka. Przy odstrojeniu układ pracuje poprawnie, przy czym parametry pracy ulegają relatywnie nieznaczniemu pogorszeniu.

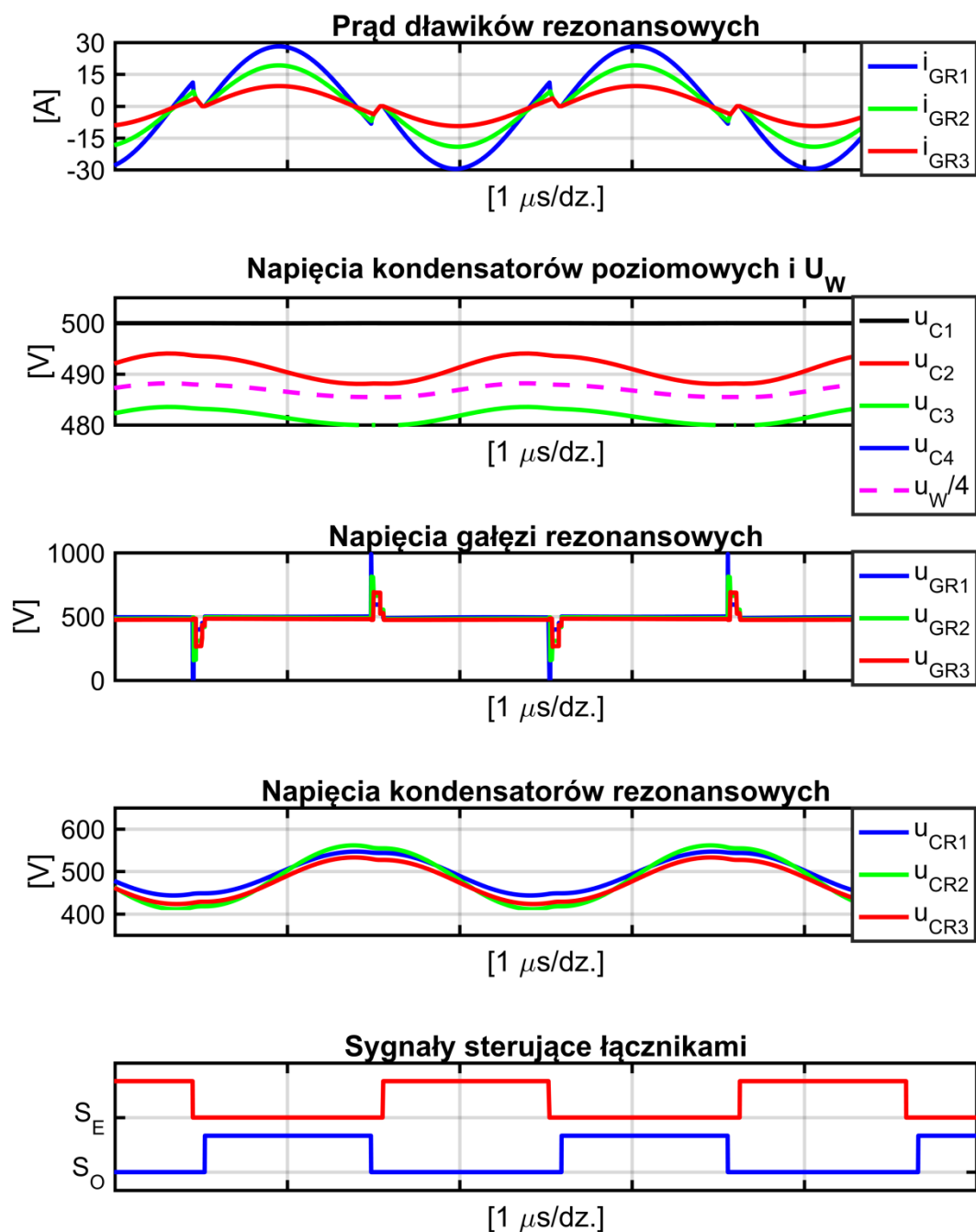
Podobne wyniki, zamieszczone na rys. 3.16, otrzymuje się w przypadku odstrojenia tylko jednej gałęzi rezonansowej poprzez zmianę wartości indukcyjności. Jest to wariant symulacji, który odzwierciedla odstrojenie jednej gałęzi rezonansowej na skutek np. niedokładnego doboru, częściowego uszkodzenia (pęknięcie rdzenia), bądź efektów starzeniowych elementów pasywnych.



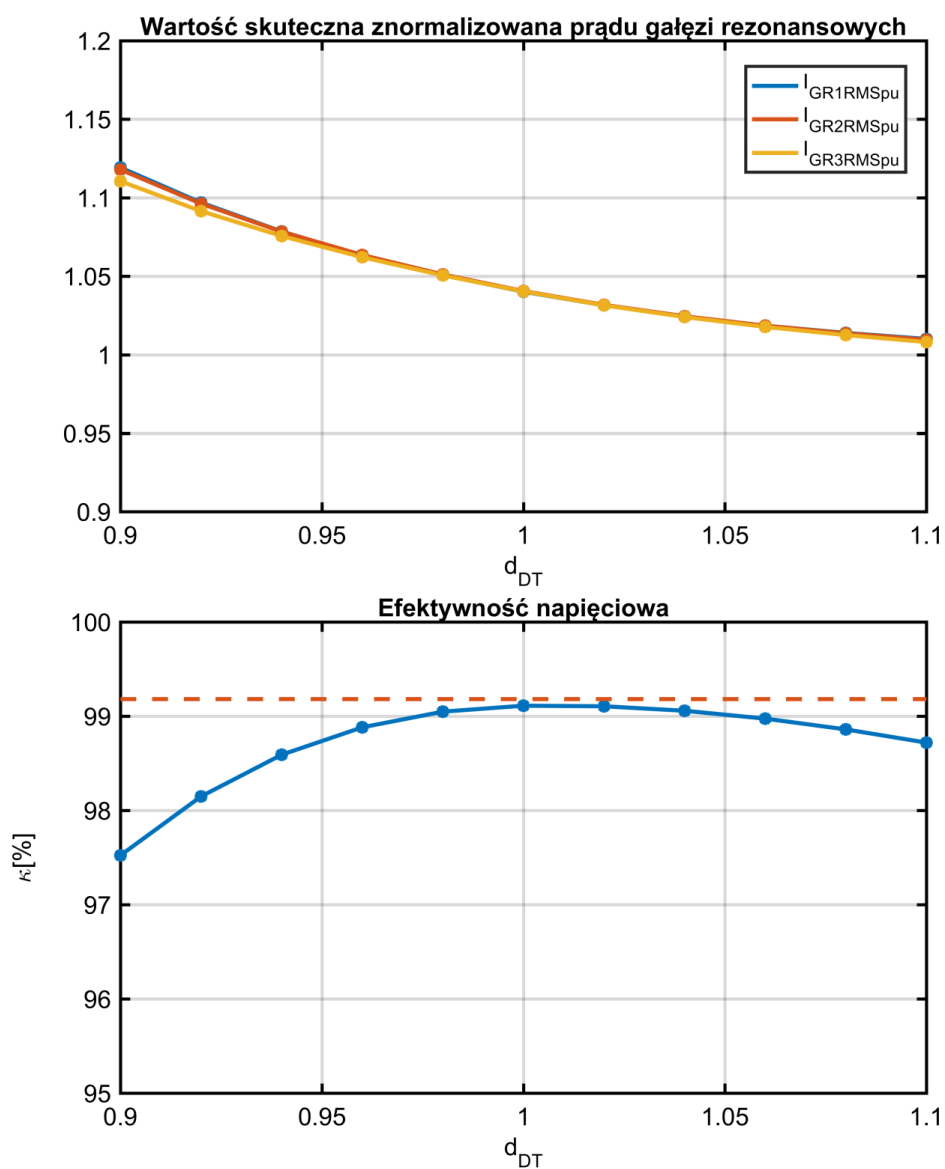
Rys. 3.12 Wynik symulacji układu MRSCC pracującego w trybie podnoszenia napięcia z uwzględnieniem czasu martwego dla częstotliwości impulsowania $f_s = f_{sRDT}$. S_E -sygnał sterujący łącznikami o parzystych indeksach, S_O -sygnał sterujący łącznikami o nieparzystych indeksach.



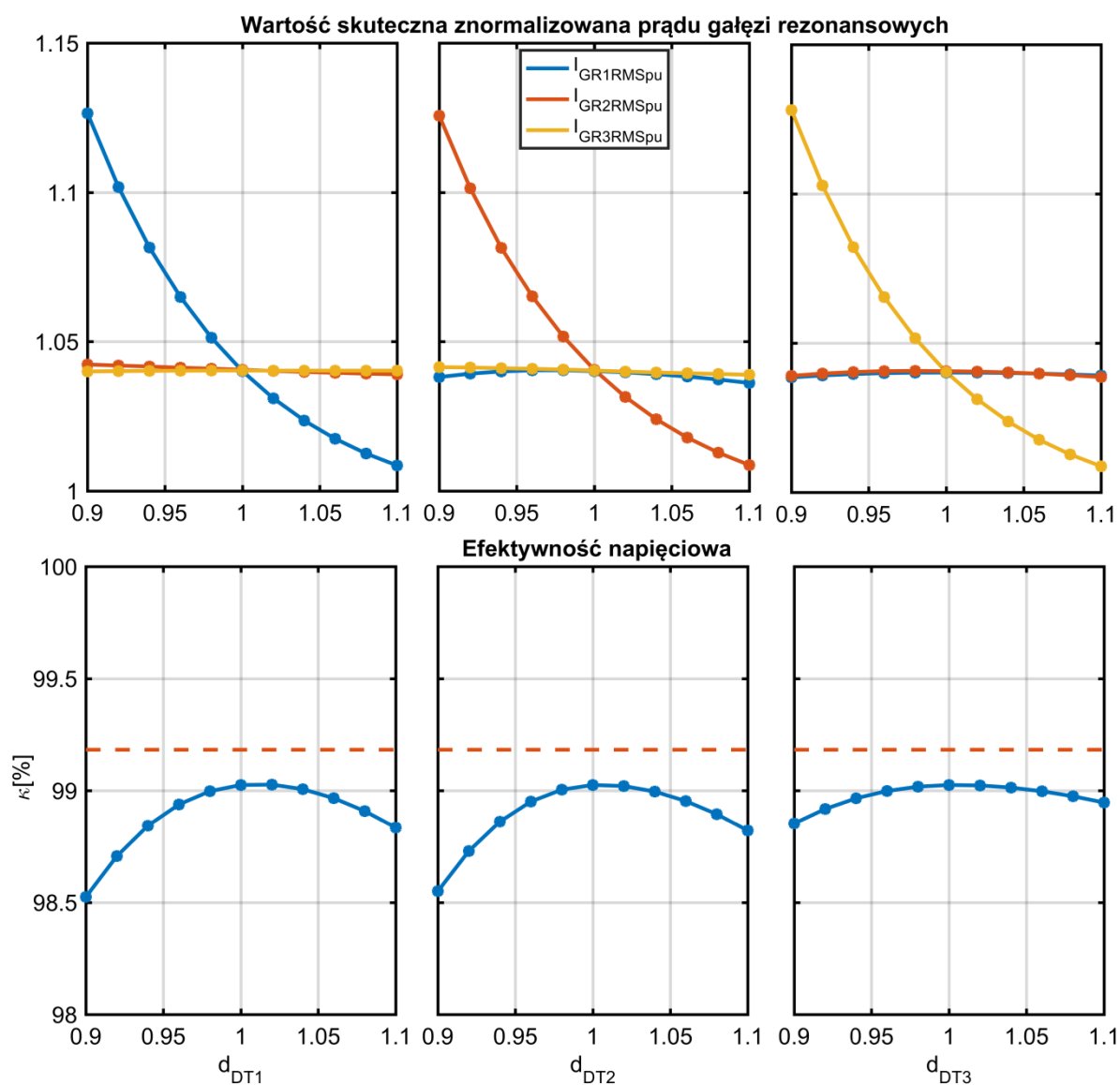
Rys. 3.13 Wynik symulacji układu MRSCC pracującego w trybie podnoszenia napięcia z uwzględnieniem czasu martwego dla częstotliwości impulsowania $f_s = 1,1f_{sR}$. S_E -sygnał sterujący łącznikami o parzystych indeksach, S_O -sygnał sterujący łącznikami o nieparzystych indeksach.



Rys. 3.14 Wynik symulacji układu MRSCC pracującego w trybie podnoszenia napięcia z uwzględnieniem czasu martwego dla częstotliwości impulsowania $f_s=0,9f_{sRDT}$. S_E -sygnał sterujący łącznikami o parzystych indeksach, S_O -sygnał sterujący łącznikami o nieparzystych indeksach.



Rys. 3.15 Charakterystyka wartości skutecznej znormalizowanej prądów gałęzi rezonansowych w funkcji względnej częstotliwości impulsowania $d_{DT} = f_s/f_{sRDT}$. Wartości prądów unormowano do wartości wyznaczonych z zależności (3.83), (3.84), (3.85). Na wykresie sprawności napięciowej zaznaczono przerywaną prostą wartość wyliczoną na bazie zależności (3.39). Praca w trybie BOOST.



Rys. 3.16 Charakterystyka wartości skutecznej znormalizowanej prądów gałęzi rezonansowych w funkcji odstrojenia tylko jednej gałęzi rezonansowej. Wartości prądów unormowano do wartości wyznaczonych z zależności (3.83), (3.84), (3.85). Na wykresie sprawności napięciowej zaznaczono przerywaną prostą wartość wyliczoną na bazie zależności (3.39). Praca w trybie BOOST.

3.5.3. Wpływ wartości prądu początkowego oscylacji na pracę gałęzi rezonansowej

Jeżeli zanik prądu w interwale czasu martwego będzie niecałkowity, oscylacje opisane równaniami (3.104), (3.106) rozpoczną się 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.

Jeżeli przyjąć, że przebiegi prądu gałęzi rezonansowych są antysymetryczne, to prawdziwe są następujące równości:

$$I_{GR(k)Smax} = \frac{U_{Ck} - u_{CRk}(t_0)}{\rho_{GRk}} = -\frac{U_{Ck+1} - u_{CRk}(t_2)}{\rho_{GRk}} \quad (3.113)$$

$$I_{GR(k)Cmax} = i_{GRk}(t_0) = -i_{GRk}(t_2) \quad (3.114)$$

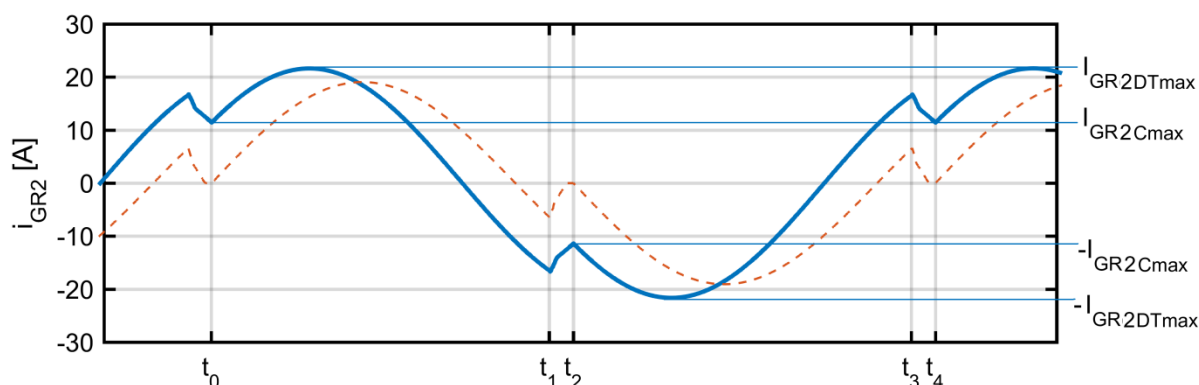
Gdzie:

$I_{GR(k)Smax}$, $I_{GR(k)Cmax}$ - wprowadzone oznaczenia wartości współczynnika stojącego odpowiednio przy funkcji sin i cos w równaniach (3.104), (3.105), (3.106), (3.107).

Można również przyjąć, że czas załączenia łączników parzystych i nieparzystych jest taki sam:

$$t_{on} = t_1 - t_0 = t_3 - t_2 \quad (3.115)$$

Na rys. 3.17 zamieszczono przykładowy przebieg prądu gałęzi rezonansowej z niecałkowitym zanikiem prądu w interwale czasu martwego, tj. $I_{GR2Cmax} \neq 0$. Przebieg jest wynikiem symulacji przekształtnika przy obniżonym napięciu zasilania. Przyczyna, dla której obniżenie napięcia zasilania powoduje niecałkowity zanik prądu w interwale czasu martwego zostanie dokładnie opisane dalej, w podrozdziale 3.5.4. Linia przerywaną wyrysowano również przebieg prądu dla znamionowego napięcia zasilania, z całkowitym zanikiem prądu w interwale czasu martwego, tj. $I_{GR2Cmax} = 0$. W obu przypadkach symulację wykonano dla częstotliwości impulsowania mniejszej niż rezonansowa (pozostałe parametry zgodne z symulacjami z podrozdziału 3.5.2).



Rys. 3.17 Przykładowy przebieg prądu (drugiej) gałęzi rezonansowej wraz zaznaczonymi wartościami charakterystycznymi. Przebieg linią przerywaną dotyczy przypadku z całkowitym zanikiem prądu gałęzi rezonansowej w interwale czasu martwego. Wynik symulacji przy obniżonym napięciu dla pracy w trybie BOOST i $d_{PGR2} = 0,9$.

Przy wyprowadzaniu układu równań (3.12) nie uwzględniono czasu martwego. Jak zostanie pokazane w podrozdziale 3.5.4, rozptyw prądów w interwałach czasu martwego zależy od wielu czynników, i jego uwzględnienie wymagałoby rozpatrzenia wielu wariantów. Ze względu na to, że interwały czasu martwego z reguły są krótkie względem okresu pracy przekształtnika, wpływ prądów gałęzi rezonansowych płynących w interwałach czasu martwego na wartość średnią prądów kondensatorów poziomowych (3.11) może być zaniedbany. Przyjmuje się zatem, że prądy wszystkich gałęzi rezonansowych są zerowe w interwałach t_1-t_2 oraz t_3-t_4 . Zależności (3.104), (3.106) mogą być podstawione do układu równań (3.12) i po obliczeniu całek oraz wykonaniu przekształceń otrzymuje się następujący wynik:

$$\begin{cases} I_{GR(k)Smax} = \frac{1}{1 - \cos\left(\frac{\pi}{d_{PGRk}}\right)} \left[\frac{2\pi I_W(n-k)}{d_{PGRk} G_{DT}} - I_{GR(k)Cmax} \sin\left(\frac{\pi}{d_{PGRk}}\right) \right] \\ I_N = nI_W \end{cases} \quad (3.116)$$

Gdzie:

$$k = 1, 2, 3, 4, \dots, (n-1)$$

$$G_{DT} = 1 - \frac{2t_{DT}}{T_s} \leq 1$$

$$d_{PGRk} = \frac{\pi}{(t_1 - t_0)\omega_{GRk}} = \frac{\pi}{(t_3 - t_2)\omega_{GRk}} = \frac{\pi}{t_{on}\omega_{GRk}}$$

$$\omega_{GRk} = \frac{1}{\sqrt{L_{Rk}C_{Rk}}} - \text{pulsacja rezonansowa } k\text{-tej gałęzi rezonansowej}$$

Wartość szczytowa prądu k -tej gałęzi rezonansowej wynosi:

$$I_{GR(k)DTmax} = \sqrt{I_{GR(k)Smax}^2 + I_{GR(k)Cmax}^2} \quad (3.117)$$

W stanie ustalonym musi zachodzić równość pomiędzy wartością napięcia na kondensatorze rezonansowym na początku i na końcu pełnego okresu pracy przekształtnika:

$$u_{CRk}(t_0) = u_{CRk}(t_4) \quad (3.118)$$

Zależność (3.118) można zapisać także jako:

$$u_{CRk}(t_0) = u_{CRk}(t_3) + \frac{1}{C_{Rk}} \int_{t_3}^{t_4} i_{GRk} dt \quad (3.119)$$

Na podstawie (3.113) uzyskuje się:

$$u_{CRk}(t_0) = U_{Ck} - I_{GR(k)Smax} \rho_{GRk} \quad (3.120)$$

$$u_{CRk}(t_2) = U_{Ck+1} + I_{GR(k)Smax} \rho_{GRk} \quad (3.121)$$

Po wstawieniu zależności (3.107), (3.120), oraz (3.121) do (3.119) i wykonaniu przekształceń otrzymuje się:

$$U_{Ck} - U_{Ck+1} = \rho_{GRk} \left[I_{GR(k)Smax} \left[1 + \cos \left(\frac{\pi}{d_{PGRk}} \right) \right] - I_{GR(k)Cmax} \sin \left(\frac{\pi}{d_{PGRk}} \right) \right] + \frac{1}{C_{Rk}} \int_{t_3}^{t_4} i_{GRk} dt \quad (3.122)$$

Gdzie:

$k = 1, 2, 3, 4, \dots, (n-1)$

$\rho_{GRk} = \sqrt{\frac{L_{Rk}}{C_{Rk}}}$ - impedancja falowa gałęzi rezonansowej

Zależność (3.122) opisuje zdolność k -tej gałęzi rezonansowej do wyrównywania napięć na kondensatorach poziomowych, pomiędzy którymi jest przełączana. W nawiązaniu do zależności (3.36) i (3.37) można stwierdzić, że im większa różnica $U_{Ck} - U_{Ck+1}$ tym mniejsze jest napięcie wyjściowe przekształtnika, przy pracy w trybie podnoszenia napięcia. Występująca w zależności (3.122) całka reprezentuje przyrost napięcia na kondensatorze rezonansowym w interwale czasu martwego. Przyrost ten może być dodatni lub ujemny, tym samym może wpływać na zwiększenie bądź zmniejszenie efektywności napięciowej przekształtnika. Wartość tej całki może być obliczona poprzez przybliżenie trapezem:

$$\frac{1}{C_{Rk}} \int_{t_3}^{t_4} i_{GRk} dt \approx \frac{t_{DT} i_{GRk}(t_3) + I_{GR(k)Cmax}}{2} \quad (3.123)$$

Przybliżenie (3.123) może być niedokładne w przypadku całkowitego zaniku prądu gałęzi rezonansowej, ponieważ prąd ten może osiągnąć wartość zerową przed chwilą czasu t_4 . Zależność (3.123), po podstawieniu (3.106), można przekształcić do postaci:

$$\frac{1}{C_{Rk}} \int_{t_3}^{t_4} i_{GRk} dt \approx -\frac{1}{2} \rho_{GRk} \omega_{GRk} t_{DT} \left[I_{GR(k)Smax} \sin \left(\frac{\pi}{d_{PGRk}} \right) + I_{GR(k)Cmax} \left(\cos \left(\frac{\pi}{d_{PGRk}} \right) - 1 \right) \right] \quad (3.124)$$

Wprowadzony w zależnościach (3.116) oraz (3.122) współczynnik d_{PGRk} jest powiązany z współczynnikiem d_{DTk} (3.111) w sposób następujący:

$$d_{PGRk} = \frac{d_{DTk} \pi \sqrt{L_{Rk} C_{Rk}}}{\pi \sqrt{L_{Rk} C_{Rk}} + t_{DT}(1 + d_{DTk})} \quad (3.125)$$

Oba współczynniki dla wartości bliskich jedności i względnie krótkiego czasu martwego są sobie niemal równe. Dla parametrów przekształtnika, dla których przedstawiono wyniki symulacyjne w rozdziale 3.5.2, wartości współczynnika względnego czasu oscylacji wynosiły $d_{PGR1} = d_{PGR2} = d_{PGR3} \approx 1,11$ dla $d_{DT} = 1,1$; $d_{PGR1} = d_{PGR2} = d_{PGR3} = 1$ dla $d_{DT} = 1$; $d_{PGR1} = d_{PGR2} = d_{PGR3} \approx 0,89$ dla $d_{DT} = 0,9$. Na potrzeby analiz o mniejszej dokładności można, zatem przyjąć, że $d_{PGR1} = d_{PGR2} = d_{PGR3} \approx d_{DT}$, jednakże rozbieżność pomiędzy współczynnikami zależy od konkretnych parametrów czasowych przebiegów sterujących.

Na rys. 3.18 zamieszczono charakterystyki wartości szczytowej prądu k -tej gałęzi rezonansowej w funkcji prądu początkowego przeładowania $I_{GR(k)Cmax}$ dla dwóch różnych wartości współczynnika d_{PGRk} . Na rys. 3.18 znajdują się również charakterystyki różnicy napięć poziomowych $U_{Ck} - U_{Ck+1}$ odniesione do impedancji falowej gałęzi rezonansowej. Obie charakterystyki zostały wykreślone przy stałej wartości:

$$\frac{\pi I_W(n-k)}{G_{DT}} = 1 \quad (3.126)$$

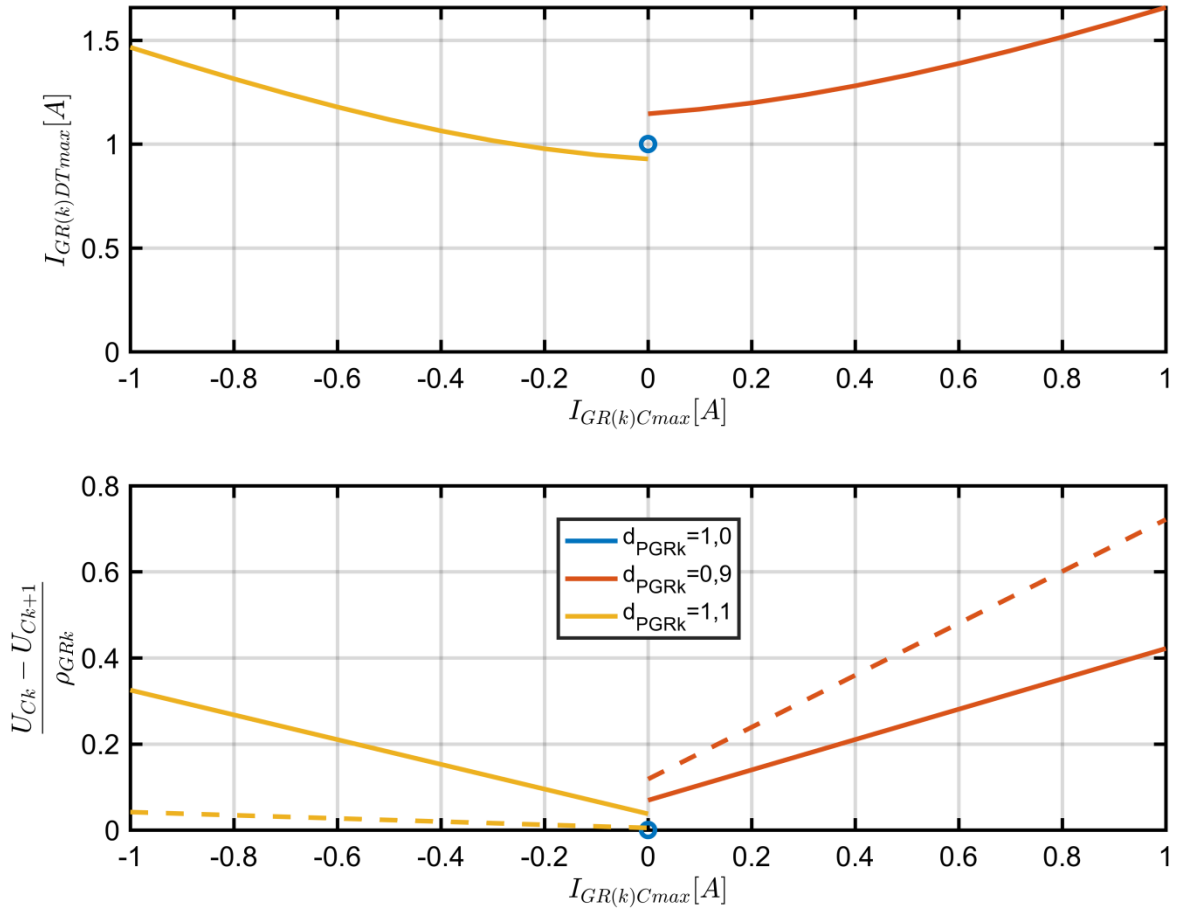
Każdy punkt charakterystyk został obliczony dla danej wartości $I_{GR(k)Cmax}$ poprzez wyznaczenie wartości $I_{GR(k)Smax}$ na podstawie (3.116) z założeniem (3.127). Wyliczona wartość $I_{GR(k)Smax}$ została podstawiona do zależności (3.117), (3.122) oraz (3.124). Charakterystyki wykreślone linią ciągłą wyliczono przy uproszczeniu:

$$u_{CRk}(t_0) - u_{CRk}(t_3) = \frac{1}{C_{Rk}} \int_{t_3}^{t_4} i_{GRk} dt = 0 \quad (3.128)$$

Charakterystyki wykreślone liniami przerywanymi sporządzono przy wykorzystaniu przybliżenia wyrażonego zależnością (3.124). Przyjęto przy tym iloczyn $\omega_{GRk} t_{DT}$ zgodny z wartościami przyjętymi w popędzających symulacjach tj. $\omega_{GRk} t_{DT} = 2\pi \cdot 285\text{kHz} \cdot 140\text{ns}$. Charakterystyki wykreślono tylko dla takich wartości $I_{GR(k)Cmax}$, dla których w interwale czasu martwego nie dochodzi do wzrostu bezwzględnej wartości prądu gałęzi rezonansowej lub zmiany jego polaryzacji. Niezerowa początkowa wartość prądu gałęzi rezonansowej $I_{GR(k)Cmax}$ od której rozpoczyna się oscylacja zwiększa wartość szczytową prądu gałęzi rezonansowej oraz zwiększa różnice napięć poziomowych, co wpływa niekorzystnie na pracę przekształtnika. Na wartość różnicy napięć poziomowych bezpośredni wpływ ma impedancja falowa gałęzi rezonansowej. Dla pracy ze współczynnikiem $d_{PGRk} = 0,9$ prąd szczytowy gałęzi rezonansowej jest nieco mniejszy niż dla $d_{PGRk} = 1$. Wynika to z tego, że puls oscylacji stanowi w tym przypadku niecały półokres funkcji sinusoidalnej. Relacja wartości szczytowej do średniej dla takiego przebiegu jest mniejsza niż dla całego półokresu ($d_{PGRk} = 1$) czy szczególnie dla pulsu dłuższego niż półokres funkcji sinus ($d_{PGRk} > 1$). W przypadku, gdy $d_{PGRk} = 1$ różnica napięć pomiędzy poziomami jest zerowa, co oznacza przypadek idealny, przy czym wyprowadzone zależności nie uwzględniają żadnych rezystancji. Wartość całki (3.124) może być zarówno dodatnia jak i ujemna, zatem może powodować wzrost lub zmniejszenie wartości różnicy napięć poziomowych (3.122). Dla danego trybu pracy, o znaku całki (3.124) decyduje jedynie kierunek odstrojenia częstotliwości impulsowania. Jeżeli założyć tryb pracy BOOST ($I_{GR(k)Smax} > 0$) to dla odstrojenia częstotliwości impulsowania powyżej częstotliwości rezonansowej gałęzi k -tej ($d_{PGRk} > 1$, $I_{GR(k)Cmax} > 0$) wartość całki (3.124) jest ujemna, zatem wpływa na zmniejszenie wartości różnicy (3.122), a więc tym samym na zwiększenie efektywności napięciowej przekształtnika (3.36), (3.37). Analogicznie, dla odstrojenia poniżej częstotliwości rezonansowej gałęzi k -tej ($d_{PGRk} < 1$, $I_{GR(k)Cmax} < 0$), wartość całki (3.124) jest dodatnia, zatem wpływa na zwiększenie wartości różnicy (3.122), a więc tym samym na zmniejszenie efektywności napięciowej przekształtnika (3.36), (3.37). Wpływ całki (3.124) widoczny jest wyraźnie na charakterystykach z rys. 3.18. Udział całki (3.124) w różnicy napięć poziomowych (3.122) zależy głównie od wartości czasu martwego, oraz współczynnika d_{PGRk} . Poprawność wyprowadzonych zależności może być sprawdzona względem wyników z symulacji komputerowej. Dla przypadku z rys. 3.17 $I_{GR2Cmax} \approx 11,4\text{A}$:

$$I_{GR2Smax} = \frac{1}{1 - \cos\left(\frac{\pi}{0,9}\right)} \left[\frac{2\pi \cdot 2,5 \cdot (4 - 2)}{0,9 \left(1 - \frac{2 \cdot 140 \cdot 10^{-9}}{4,18 \cdot 10^{-6}}\right)} - 11,4 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{0,9}\right) \right] \approx 21,3\text{A} \quad (3.129)$$

$$I_{GR2DTmax} = \sqrt{21,3^2 + 11,4^2} = 24,2\text{A} \quad (3.130)$$



Rys. 3.18 Prąd szczytowy oraz zdolność wyrównywania napięć poziomowych k -tej gałęzi rezonansowej w funkcji wartości prądu rozpoczynającej oscylację. Linia przerywaną wyrysowano charakterystyki uwzględniające wpływ całki (3.124).

Wartość szczytowa prądu jest nieco zawyżona względem wyników symulacji gdzie $I_{GR2DTmax}=21,6A$, co wynika z uproszczenia przyjętego przy wyprowadzaniu zależności (3.116), że prąd nie płynie w interwale czasu martwego. Następnie z zależności (3.124) należy wyliczyć przyrost napięcia na kondensatorze rezonansowym w interwale czasu martwego:

$$\begin{aligned} \frac{1}{C_{R2}} \int_{t_3}^{t_4} i_{GRk} dt &\approx -\frac{1}{2} \sqrt{\frac{2,16 \cdot 10^{-6}}{147 \cdot 10^{-9}}} \cdot \frac{1}{\sqrt{147 \cdot 10^{-9} \cdot 2,16 \cdot 10^{-6}}} \cdot 140 \cdot 10^{-9} \quad (3.131) \\ &\cdot \left[21,3 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{0,9}\right) + 11,4 \cdot \left(\cos\left(\frac{\pi}{0,9}\right) - 1 \right) \right] \approx 14,0V \end{aligned}$$

Różnica napięć pomiędzy poziomami U_{C2} i U_{C3} obliczona według zależności (3.122) wynosi:

$$U_{C2} - U_{C3} = 3,83 \cdot \left[21,3 \cdot \left[1 + \cos\left(\frac{\pi}{0,9}\right) \right] - 11,4 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{0,9}\right) \right] + 14,0 \approx 33,9V \quad (3.132)$$

Wartość różnicy napięć wynikająca z symulacji wynosi $U_{C2}-U_{C3}=34,1V$. Uzyskano, zatem dużą zbieżność obliczeń analitycznych z symulacyjnymi. Udział wartości całki (3.124) w całkowitej wartości różnicy napięć jest w tym przypadku istotny, ponieważ stanowi około 40%. Dla przypadku z całkowitym zanikiem prądu w interwale czasu martwego, dla którego przebieg prądu został wyrysowany linią przerywaną na rys. 3.17, odczytana wartość z wyników symulacji $U_{C2} - U_{C3}=8,9V$, obliczona $U_{C2} - U_{C3}=6,7V$ przy udziale całki ok. 30%.

Uzyskane wyniki należy uznać za poprawne mając na uwadze, że przy obliczeniach analitycznych nie uwzględniono rezystancji gałęzi rezonansowych i łączników oraz wprowadzono inne uproszczenia, z których wynikają powstałe rozbieżności.

Z przeprowadzonej analizy wynikają następujące wnioski:

- przy pracy bez odstrojenia ($d_{\text{PGR}k}=d_{\text{DT}}=1$) 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 $I_{\text{GR}(k)\text{Cmax}}$, która może być sprowadzona do zera w wyniku występowania zjawiska zaniku prądu w interwale czasu martwego.
- Jeżeli $I_{\text{GR}(k)\text{Cmax}} = 0$, 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 (3.122) 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 $d_{\text{PGR}k}<1$ czy $d_{\text{PGR}k}>1$. Ilościowy udział tego składnika jest zależny głównie od iloczynu $\omega_{\text{GR}k}t_{\text{DT}}$ oraz wartości prądu początkowego oscylacji $I_{\text{GR}(k)\text{Cmax}}$ (3.124).

3.5.4. Analiza zjawisk zachodzących w interwale czasu martwego

Jak wynika z zaprezentowanych w rozdziale 3.5.2 wyników symulacyjnych, w interwale czasu martwego dochodzi do zaniku prądu gałęzi rezonansowych. W wyniku tego każdy półokres rozpoczyna się od zerowej wartości prądu, co powoduje, że przy odstrojeniu gałęzi rezonansowych nie dochodzi do znacznego zwiększenia prądu tych gałęzi (rys. 3.15) i znacznego przesunięcia fazowego jak miało to miejsce w modelu bez czasu martwego (rys. 3.9). Jest to zjawisko korzystne ze względu na ograniczenie negatywnego wpływu odstrojenia gałęzi rezonansowych na pracę przekształtnika. Przedstawiona w tym rozdziale 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.

Jeżeli w chwili czasu t_1 prąd gałęzi rezonansowej i_{GRk} nie jest zerowy, to dojdzie do spolaryzowania w kierunku przewodzenia niektórych diod przeciwrównoległych łączników. Na rys. 3.19 zamieszczono fragment schematu przekształtnika MRSCC obrazującego możliwe konfiguracje polaryzacji diod przeciwrównoległych. Termin „konfiguracja” w odniesieniu do gałęzi rezonansowej oznacza tu liczbę poziomów, do których poprzez przewodzące diody dołączona jest ta gałąź. Konfiguracja może odnosić się również do większej liczby gałęzi rezonansowych. To, które diody zostaną spolaryzowane zaporowo, a które w kierunku przewodzenia zależy od kierunku przepływu prądów od i_{M1} do i_{Mn} , które wynoszą (rys. 3.2):

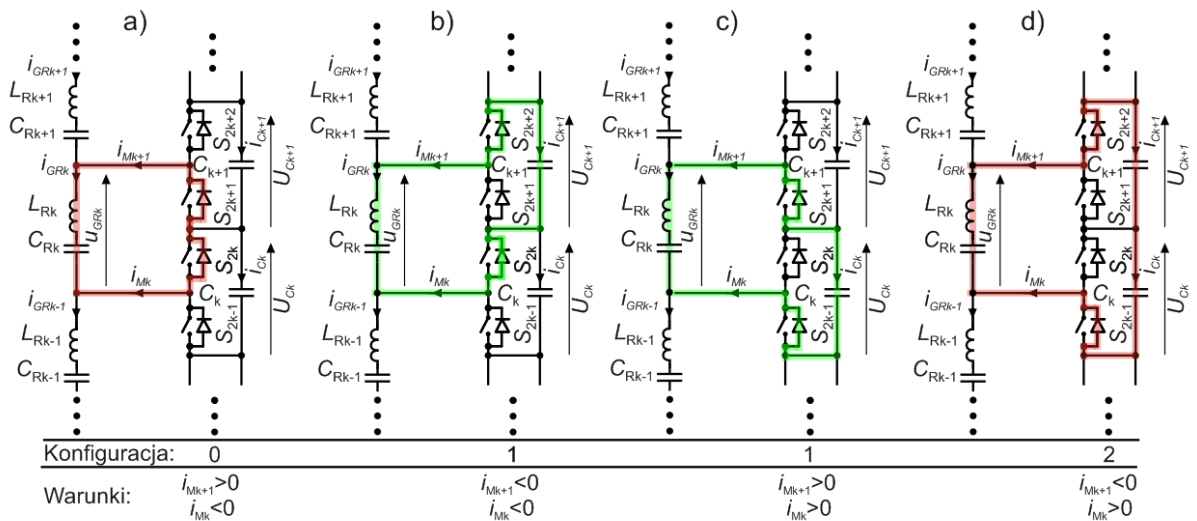
$$i_{Mn} = i_{GRn} \quad (3.133)$$

$$i_{Mk} = i_{GRk} - i_{GRk-1} \quad (3.134)$$

$$i_{M1} = i_{GR1} \quad (3.135)$$

Gdzie:

$$k = 2, 3, \dots (n-1)$$



Rys. 3.19 Możliwe konfiguracje gałęzi rezonansowej $L_{Rk}C_{Rk}$ w interwale czasu martwego. Konfiguracje b) i c) zachodzą ze względu na prądy o znacznej wartości płynące w gałęziach sąsiadujących.

Stan poszczególnych diod przekształtnika można opisać (rys.3.19):

$$D_{2k} - \text{przewodzi, jeżeli } i_{Mk} > 0 \quad (3.136)$$

$$D_{2k-1} \text{ przewodzi, jeżeli } i_{Mk} < 0 \quad (3.137)$$

$$D_{2k}, D_{2k-1} \text{ nie przewodzi, jeżeli } i_{Mk} = 0 \quad (3.138)$$

Gdzie:

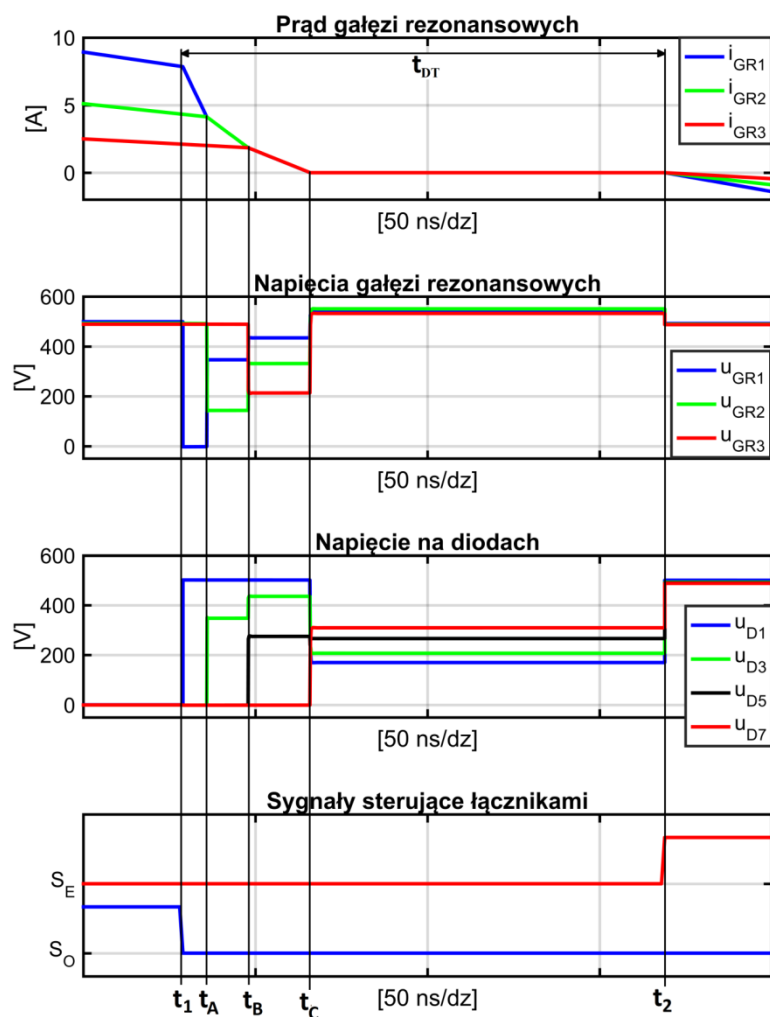
$$k = 1, 2, 3, \dots n$$

Na podstawie zależności (3.133), (3.134), (3.135) oraz nierówności (3.136), (3.137), (3.138) można stwierdzić, że o tym, która z konfiguracji z rys. 3.19 wystąpi, decyduje nie tylko chwilowa wartość prądu i_{GRk} , ale mogą mieć również wpływ i_{GRk-1} oraz i_{GRk+1} chyba, że bezwzględna wartość prądu i_{GRk} w danej chwili czasu jest największa lub gałęzie sąsiednie nie istnieją. Wówczas można pokazać, że samoistnie dojdzie do takiej polaryzacji diod (naturalnej konfiguracji gałęzi), że bezwzględna wartość prądu i_{GRk} będzie zmniejszać się – szczegóły zawiera tabela 3.5. W interwale czasu martwego, prąd gałęzi rezonansowej o największej (bezwzględnej) wartości chwilowej na pewno będzie zanikał z pochodną określoną w tabeli 3.5. W tym czasie prądy w pozostałych gałęziach rezonansowych, o mniejszych wartościach bezwzględnych, mogą zmniejszać się lub zwiększać w rozumieniu bezwzględnym. W wyniku zachodzących z upływem czasu zmian wartości prądów w gałęziach rezonansowych, a także ich wzajemnych relacji dochodzi do samoistnych zmian konfiguracji gałęzi rezonansowych (przełączeń diod) prowadzących do całkowitego zaniku prądu w gałęziach rezonansowych.

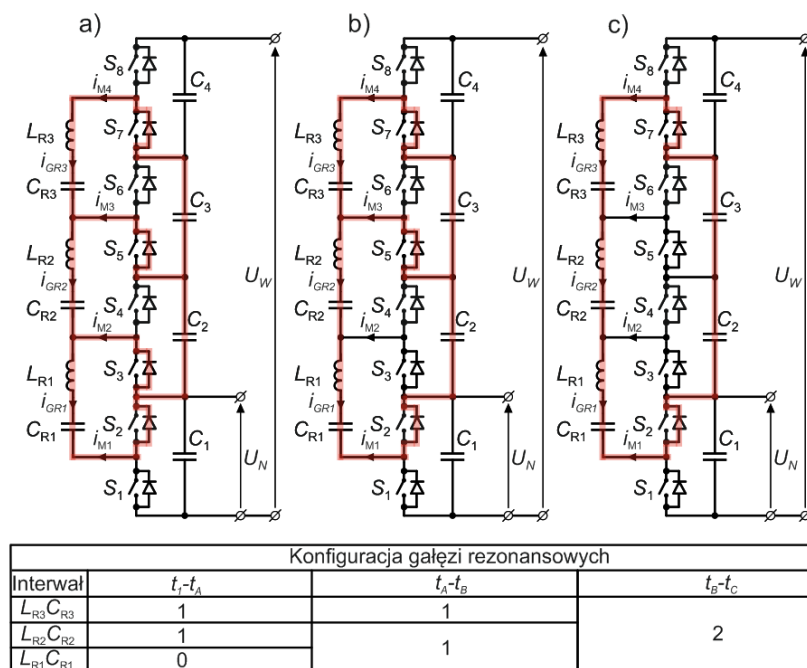
Tabela 3.5 Konfiguracja naturalna oraz wartość pochodnej dla gałęzi rezonansowej $L_{Rk}C_{Rk}$

Kierunek prądu gałęzi	Konfiguracja naturalna (rys. 3.19)	Przewodzące diody	$\frac{d}{dt} i_{GRk} =$
$i_{GRk} > 0$	0 (rys.3.19a)	$D_{2k}, D_{2(k+1)-1}$	$-\frac{u_{CRk}}{L_{Rk}} < 0$
$i_{GRk} < 0$	2 (rys.3.19d)	$D_{2k-1}, D_{2(k+1)}$	$\frac{U_{Ck} + U_{Ck+1} - u_{CRk}}{L_{Rk}} \cong \frac{2U_N - u_{CRk}}{L_{Rk}} > 0$

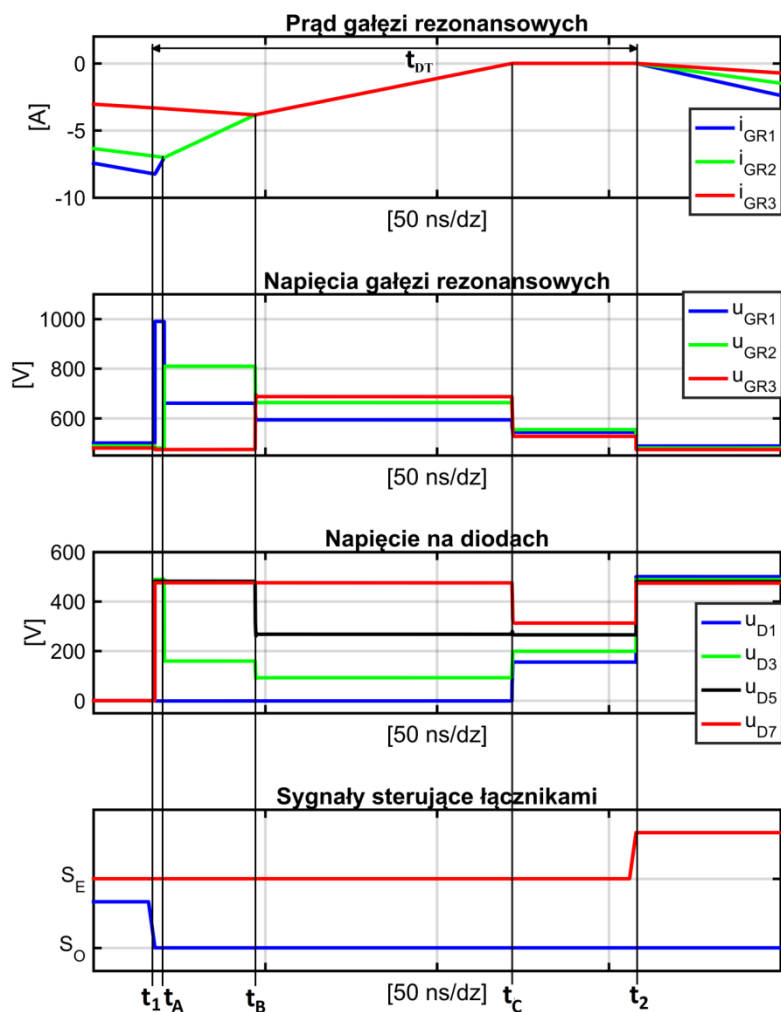
Na rys. 3.20 zamieszczono przebiegi prądów oraz napięć w interwale czasu martwego dla przekształtnika pracującego w trybie BOOST z częstotliwością $f_s = 1,1f_{sR}$. Jest to powiększony fragment wyników z rys. 3.13. Na przebiegach zaznaczono chwile czasu, w których dochodzi do zmiany konfiguracji gałęzi rezonansowych. Na podstawie przebiegów sporządzono schematy obrazujące przebieg zjawiska zanikania prądów w gałęziach rezonansowych – zamieszczono je na rys. 3.21. Analogicznie przedstawiono na rys. 3.22 oraz rys. 3.23 przypadek dla pracy przekształtnika w trybie BOOST z częstotliwością $f_s = 0,9f_{sR}$. Zaprezentowane wyniki dotyczą sytuacji, gdy wszystkie gałęzie rezonansowe są dostrojone do wspólnej częstotliwości f_{sR} , co powoduje, że w czasie interwału czasu martwego prądy wszystkich gałęzi mają ten sam kierunek oraz relacje między nimi są takie same jak wartości szczytowych tych prądów. W innych przypadkach (np. odstrojenia od częstotliwości impulsowania tylko jednej gałęzi w wyniku zmiany jej pojemności lub indukcyjności), sekwencja zmian konfiguracji gałęzi rezonansowych może być bardziej złożona, ponieważ zależy ona głównie od kierunku i wzajemnej relacji wartości prądów gałęzi rezonansowych na początku interwału czasu martwego.



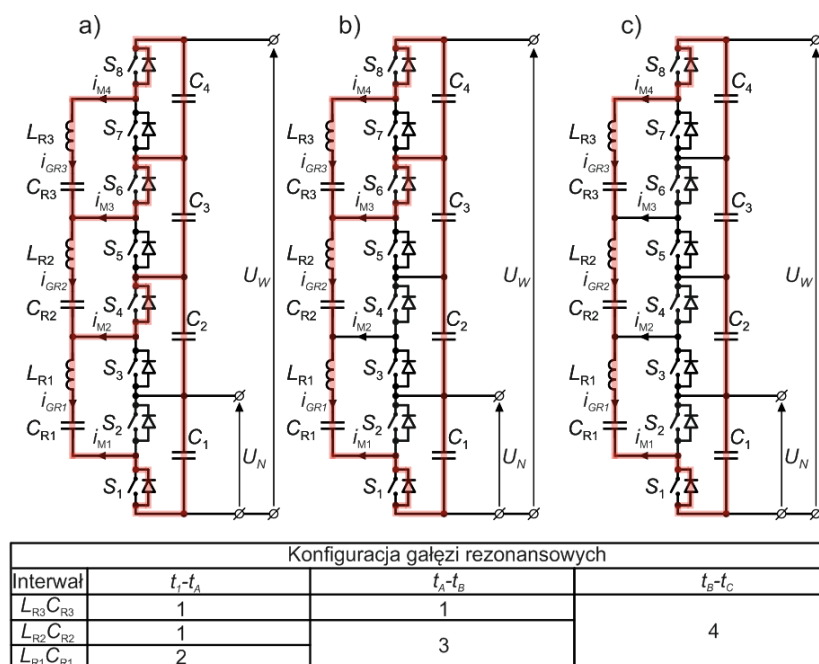
Rys. 3.20 Przebiegi prądów i napięć w interwale czasu martwego dla przekształtnika pracującego w trybie BOOST i z częstotliwością impulsowania $f_s = 1,1f_{sRDT}$. Są to zawężone do interwału czasu martwego przebiegi z rys. 3.13.



Rys. 3.21 Drogi prądów gałęzi rezonansowych w interwale czasu martwego dla przekształtnika pracującego w trybie BOOST z częstotliwością impulsowania $f_s = 1,1f_{sRDT}$. Na podstawie interpretacji przebiegów z rys. 3.20.



Rys. 3.22 Przebiegi prądów i napięć w interwale czasu martwego dla przekształtnika pracującego w trybie BOOST i z częstotliwością impulsowania $f_s = 0,9f_{sRDT}$. Są to zawężone do interwału czasu martwego przebiegi z rys. 3.14.



Rys. 3.23 Drogi prądów gałęzi rezonansowych w interwale czasu martwego dla przekształtnika pracującego w trybie BOOST z częstotliwością impulsowania $f_s = 0,9f_{sRDT}$. Na podstawie interpretacji z rys. 3.22.

Prądy gałęzi rezonansowych muszą zanikać z dostatecznie dużą stromością, by osiągnęły wartość zerową przez końcem interwału czasu martwego. Z II prawa *Kirchhoffa*, pomijając rezystancje, można zapisać następujące równanie (na podstawie schematu z rys. 3.2a lub z rys. 3.11):

$$\frac{d}{dt} \sum_{k=1}^{k=n-1} L_{GRk} i_{GRk} = \sum_{k=1}^{k=n-1} u_{GRk} - \sum_{k=1}^{k=n-1} u_{CRk} \quad (3.139)$$

Suma iloczynów prądów gałęzi rezonansowych i indukcyjności, występująca w równaniu (3.139), ma interpretację jako suma strumieni magnetycznych dławików rezonansowych:

$$\sum_{k=1}^{k=n-1} L_{GRk} i_{GRk} = \Psi_{SDR} \quad (3.140)$$

Suma strumieni Ψ_{SDR} musi osiągnąć wartość zerową w trakcie trwania interwału czasu martwego. Jest to warunek konieczny do tego, by prądy gałęzi rezonansowych wyzerowały się, jednak niewystarczający, ponieważ można znaleźć takie niezerowe wartości prądów od i_{GR1} do i_{GRn-1} , dla których $\Psi_{SDR}=0$. Jest to natomiast warunek wystarczający, jeżeli wartości chwilowe prądów i_{GR1} do i_{GRn-1} mają ten sam znak lub są zerowe, co zachodzi w przypadkach, gdy wszystkie współczynniki d_{PGR1} do d_{PGRn-1} są jednakowe lub przynajmniej wszystkie są mniejsze lub wszystkie są większe od 1. Do takiego przypadku zostanie zawężona zaprezentowana dalej analiza. W obu przypadkach wykonanych symulacji (rys. 3.20 oraz rys. 3.22) współczynniki d_{PGR1} do d_{PGR3} nie różnią się między sobą. Wartość pochodnej Ψ_{SDR} wpływa, zatem na czas wymagany do wyzerowania prądów gałęzi rezonansowych. Na podstawie zależności (3.114) i przy założeniu, że w interwale czasu martwego sumy napięć od u_{CR1} do u_{CRn-1} oraz u_{GR1} do u_{GRn-1} są stałe, otrzymuje się:

$$\frac{-\Psi_{SDR}(t_1)}{u_{SNG}(t_1) - \sum_{k=1}^{k=n-1} u_{CRk}(t_1)} = t_{WP1} \quad (3.141)$$

Gdzie:

t_{WP1} - czas, który upływa od chwili t_1 (rys. 3.10, rys. 3.20, rys. 3.22) do momentu, gdy Ψ_{SDR} osiąga wartość zerową

$$u_{SNG}(t_1) = \sum_{k=1}^{k=n-1} u_{GRk}(t_1)$$

Analogiczną zależność można podać dla interwału czasu martwego rozpoczynającego się w chwili czasu t_3 :

$$\frac{-\Psi_{SDR}(t_3)}{u_{SNG}(t_3) - \sum_{k=1}^{k=n-1} u_{CRk}(t_3)} = t_{WP3} \quad (3.142)$$

Gdzie:

t_{WP3} - czas, który upływa od chwili t_3 (rys. 3.10, rys. 3.20, rys. 3.22) do momentu, gdy Ψ_{SDR} osiąga wartość zerową

$$u_{SNG}(t_3) = \sum_{k=1}^{k=n-1} u_{GRk}(t_3)$$

By zanik prądu w interwale czasu martwego był całkowity, muszą być spełnione warunki:

$$0 < t_{WP1} \leq t_{DT}; \quad 0 < t_{WP3} \leq t_{DT} \quad (3.143)$$

Warunki (3.143) mogą być niespełnione, jeżeli:

- wartość strumienia $\Psi_{\text{SDR}}(t_1)$ lub $\Psi_{\text{SDR}}(t_3)$ jest zbyt duża w znaczeniu bezwzględnym. Taki przypadek może wystąpić jeżeli obciążenie przekształtnika lub współczynnik odstrojenia będą zbyt duże.
- różnica napięć z mianownika zależności (3.141) lub (3.142) jest zbyt mała w znaczeniu bezwzględnym
- różnica napięć z mianownika zależności (3.141) lub (3.142) ma niewłaściwą polaryzację i uzyskiwany wynik jest mniejszy od zera (zanik prądu jest całkowicie niemożliwy).

Wartość strumienia Ψ_{SDR} w chwili rozpoczęcia interwału czasu można wyznaczyć na podstawie (3.104), (3.106), (3.140) oraz (3.116). Przy założeniu, że przekształtnik pracuje ze skutecznym zanikiem prądu gałęzi rezonansowych w interwale czasu martwego ($I_{\text{GR}(k)\text{Cmax}}=0$), wartość Ψ_{SDR} na początkach interwału czasu martwego wynosi:

$$\Psi_{\text{SDR}}(t_1) = \sum_{k=1}^{k=n-1} L_{\text{Rk}} I_{\text{GR}(k)\text{Smax}} \sin\left(\frac{\pi}{d_{\text{PGRk}}}\right) \quad (3.144)$$

$$\Psi_{\text{SDR}}(t_1) = -\Psi_{\text{SDR}}(t_3) \quad (3.145)$$

$$I_{\text{GR}(k)\text{Smax}} = \frac{1}{1 - \cos\left(\frac{\pi}{d_{\text{PGRk}}}\right)} \frac{2\pi I_{\text{W}}(n-k)}{d_{\text{PGRk}} G_{\text{DT}}} \quad (3.146)$$

Gdzie:

d_{PGRk} - współczynnik względnego czasu zamknięcia łączników (3.125); dla wartości 0,9 do 1,1 z niewielkim błędem można przyjąć: $d_{\text{PGRk}} \cong d_{\text{DTk}}$ (3.111)

Wartość napięcia u_{SNG} zależy od kierunku, w którym płyną prądy gałęzi rezonansowych i_{GR1} oraz $i_{\text{GRn-1}}$, ponieważ zależy od tego polaryzacja diod D_1 , D_2 oraz D_{2n-1} i D_{2n} . Mając na względzie poczynione założenie, że prądy wszystkich gałęzi rezonansowych mają jednakowy kierunek w interwale czasu martwego można rozróżnić trzy przypadki:

$$u_{\text{SNG}} = \begin{cases} \sum_{k=2}^{k=n-1} U_{\text{Ck}} \text{ jeżeli } \Psi_{\text{SDR}} > 0; (i_{\text{GR1}} \dots i_{\text{GR}(n-1)} > 0; \text{ prz. } D_2 \text{ i } D_{(2n-1)}); (A) \\ \sum_{k=1}^{k=n} U_{\text{Ck}} \text{ jeżeli } \Psi_{\text{SDR}} < 0; (i_{\text{GR1}} \dots i_{\text{GR}(n-1)} < 0; \text{ prz. } D_1 \text{ i } D_{2n}); (B) \\ \sum_{k=1}^{k=n-1} u_{\text{CRk}} \text{ jeżeli } \Psi_{\text{SDR}} = 0; (i_{\text{GR1}} \dots i_{\text{GR}(n-1)} = 0); (C) \end{cases} \quad (3.147)$$

Przypadek (3.147)-C jest zamieszczony dla formalnej kompletności i nie ma istotnego znaczenia, ponieważ strumień Ψ_{SDR} jest niezerowy w trakcie trwania analizowanego zjawiska zaniku prądu gałęzi rezonansowych w interwale czasu martwego. Przypadek C został zapisany przy założeniu, że przy zerowych prądach gałęzi rezonansowych żadna z diod przeciwnoległych łączników nie przewodzi. Jednakże nawet, gdy wszystkie prądy od i_{GR1} do $i_{\text{GRn-1}}$ są zerowe na początku interwału czasu martwego ($t=t_1$ lub $t=t_3$), diody D_1 , D_n lub D_2 , D_{n-1} zostaną spolaryzowane w kierunku przewodzenia, jeżeli w interwale czasu martwego zachodzi:

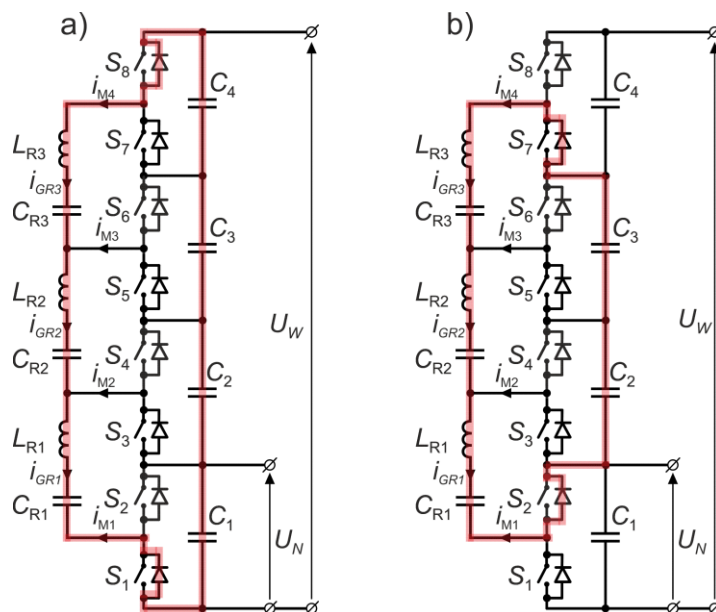
$$\sum_{k=1}^{k=n-1} u_{CRk} < \sum_{k=2}^{k=n-1} U_{Ck} \approx (n-2)U_N; \text{ (przewodzi } D_2 \text{ oraz } D_{2n-1}) \quad (3.148)$$

$$\sum_{k=1}^{k=n-1} u_{CRk} > \sum_{k=1}^{k=n-1} U_{Ck} = U_W \approx nU_N; \text{ (przewodzi } D_1 \text{ oraz } D_{2n}) \quad (3.149)$$

W takim przypadku w interwale czasu martwego prądy gałęzi rezonansowych narastają (w znaczeniu bezwzględnym), co w rezultacie może uniemożliwić poprawną pracę przekształtnika. Na rys. 3.24 zamieszczono schematy przekształtnika o $n=4$ gdzie zaznaczono drogę prądu dla opisywanych przypadków polaryzacji diod. W dalszej analizie założono, że przekształtnik został tak zaprojektowany, że warunki (3.148) i (3.149) nie są spełnione i opisywany niepożądany efekt nie występuje. Interwały czasu martwego wypadają w chwilach czasu, gdy napięcia na kondensatorach rezonansowych przyjmują swoją wartość minimalną lub maksymalną. Zaniedbując różnice ilościowe pomiędzy analizą z aproksymacją za pomocą podstawowej harmonicznej oraz interwałowej można posłużyć się wartością parametru względnego tętnienia napięcia $\Delta U_{CR\%}$ (3.59)(2.62)(3.62) wprowadzonego w podrozdziale 3.4.1. Parametr $\Delta U_{CR\%}$ dotyczy warunków znamionowych pracy przekształtnika, i żeby opisywane zjawisko nie wystąpiło jego wartość powinna spełniać nierówność:

$$\Delta U_{CR\%} \leq \frac{100}{n-1} \quad (3.150)$$

Im większa liczba poziomów przekształtnika, tym mniejsza jest dopuszczalna wartość względna tętnienia napięcia na kondensatorach rezonansowych. Jak wskazano w analizie z podrozdziału 3.4.1, optymalna (pod względem gabarytu) wartość $\Delta U_{CR\%}$ jest typowo mniejsza niż 10%. Oznacza to, że nierówność (3.150) nie jest istotnym ograniczeniem przy projektowaniu przekształtników o ok. $n < 11$. Pomimo spełnienia nierówności (3.150), spełnienie warunków (3.148), (3.149) i zakłócenie pracy przekształtnika może wystąpić w przypadku przekroczenia parametrów znamionowych pracy, np. na skutek przeciążenia lub obniżenia napięcia zasilającego przy znacznym obciążeniu.



Rys. 3.24 Droga prądu w przykładowym przekształtniku o $n=4$ w przypadku spełniania warunku: a) (3.148), b) (3.149)

Napięcia na kondensatorach rezonansowych dla chwili rozpoczynającej interwał czasu martwego mogą być wyznaczone na podstawie zależności (3.105), (3.107), (3.144). Przyjmując jak w poprzednich zależnościach, że $I_{GR(k)Cmax}=0$ otrzymuje się:

$$\sum_{k=1}^{k=n-1} u_{CRk}(t_1) = \sum_{k=1}^{k=n-1} \left(U_{Ck} - I_{GR(k)Smax} \rho_{GRk} \cos\left(\frac{\pi}{d_{PGRk}}\right) \right) \quad (3.151)$$

$$\sum_{k=1}^{k=n-1} u_{CRk}(t_3) = \sum_{k=1}^{k=n-1} \left(U_{Ck+1} + I_{GR(k)Smax} \rho_{GRk} \cos\left(\frac{\pi}{d_{PGRk}}\right) \right) \quad (3.152)$$

Gdzie:

$$\rho_{GRk} = \sqrt{\frac{L_{Rk}}{C_{Rk}}} - \text{impedancja falowa gałęzi rezonansowej}$$

W prawidłowo pracującym przekształtniku interwał czasu martwego przebiega w chwilach, w których wartości napięcia u_{CRk} są w przybliżeniu minimalne bądź maksymalne, co można potwierdzić analizując wyniki symulacji z rozdziałów 3.5.1 oraz 3.5.2. Zależności (3.151)(3.116), (3.152) opisują, zatem sumę wartości szczytowych bądź minimalnych napięć na kondensatorach rezonansowych. Gdy przekształtnik pracuje w trybie BOOST, $I_{GR(k)Smax}$ jest większe od zera (3.146), zatem szczytowa wartość napięcia na kondensatorach rezonansowych wypada w chwili t_1 , minimalna natomiast w t_3 . Dla pracy w trybie BUCK sytuacja jest odwrotna: dla t_1 napięcia wszystkich kondensatorów mają wartość minimalną, natomiast dla t_3 - maksymalną. Od polaryzacji prądów gałęzi rezonansowych (tym samym strumienia Ψ_{SDR}) w czasie trwania interwału czasu martwego zależy wartość napięcia u_{SNG} (3.147). Polaryzacja prądów gałęzi rezonansowych (tym samym strumienia Ψ_{SDR}), zależy natomiast od tego (3.144), w którą stronę odstrojone są gałęzie rezonansowe, to znaczy czy $d_{PGRk} > 1$ lub $d_{PGRk} < 1$ oraz od trybu pracy (BOOST lub BUCK). Wszystkie te czynniki wpływają na czas określony przez (3.141) oraz (3.142). Można przyjąć uproszczenie, że wszystkie napięcia od U_{C1} do U_{Cn} są sobie równe, zatem $U_{C1} = U_{C2} = \dots U_{Cn} = U_N$. Podstawiając do (3.141) zależności, (3.147), (3.151) uzyskuje się:

$$t_{WP1} = \begin{cases} \frac{-\Psi_{SDR}(t_1)}{-U_N + \sum_{k=1}^{k=n-1} I_{GR(k)Smax} \rho_{GRk} \cos\left(\frac{\pi}{d_{PGRk}}\right)} & \text{jeżeli } \Psi_{SDR}(t_1) > 0 \\ \frac{-\Psi_{SDR}(t_1)}{U_N + \sum_{k=1}^{k=n-1} I_{GR(k)Smax} \rho_{GRk} \cos\left(\frac{\pi}{d_{PGRk}}\right)} & \text{jeżeli } \Psi_{SDR}(t_1) < 0 \end{cases} \quad (3.153)$$

Analogicznie można wyznaczyć czas t_{WP3} , korzystając z zależności (3.142), (3.147), (3.152) oraz mając na uwadze (3.145):

$$t_{WP3} = \begin{cases} \frac{\Psi_{SDR}(t_1)}{-U_N - \sum_{k=1}^{k=n-1} I_{GR(k)Smax} \rho_{GRk} \cos\left(\frac{\pi}{d_{PGRk}}\right)} & \text{jeżeli } \Psi_{SDR}(t_1) < 0 \\ \frac{\Psi_{SDR}(t_1)}{U_N - \sum_{k=1}^{k=n-1} I_{GR(k)Smax} \rho_{GRk} \cos\left(\frac{\pi}{d_{PGRk}}\right)} & \text{jeżeli } \Psi_{SDR}(t_1) > 0 \end{cases} \quad (3.154)$$

Z zależności (3.153) i (3.154) oraz (3.144),(3.146) płyną następujące wnioski:

- Jeżeli przekształtnik pracuje z częstotliwością impulsowania większą niż rezonansowa ($d_{PGRk} > 1$) w trybie BOOST ($I_W > 0 \rightarrow I_{GR(k)Smax} > 0$), to $\Psi_{SDR}(t_1) > 0$. W takich warunkach pracy wzrost obciążenia przekształtnika powoduje zwiększenie bezwzględnej wartości napięcia zastępczego w mianowniku, a więc zwiększenie

stromości zanikania Ψ_{SDR} (3.139). Wypadkowo wzrost obciążenia wpływa jednak na wydłużenie czasu t_{WP1} . Wynika to z tego, że wraz ze wzrostem obciążenia proporcjonalnie rośnie bezwzględna wartość licznika, natomiast w mianowniku proporcjonalnie rośnie bezwzględna wartość tylko jednego składnika sumy.

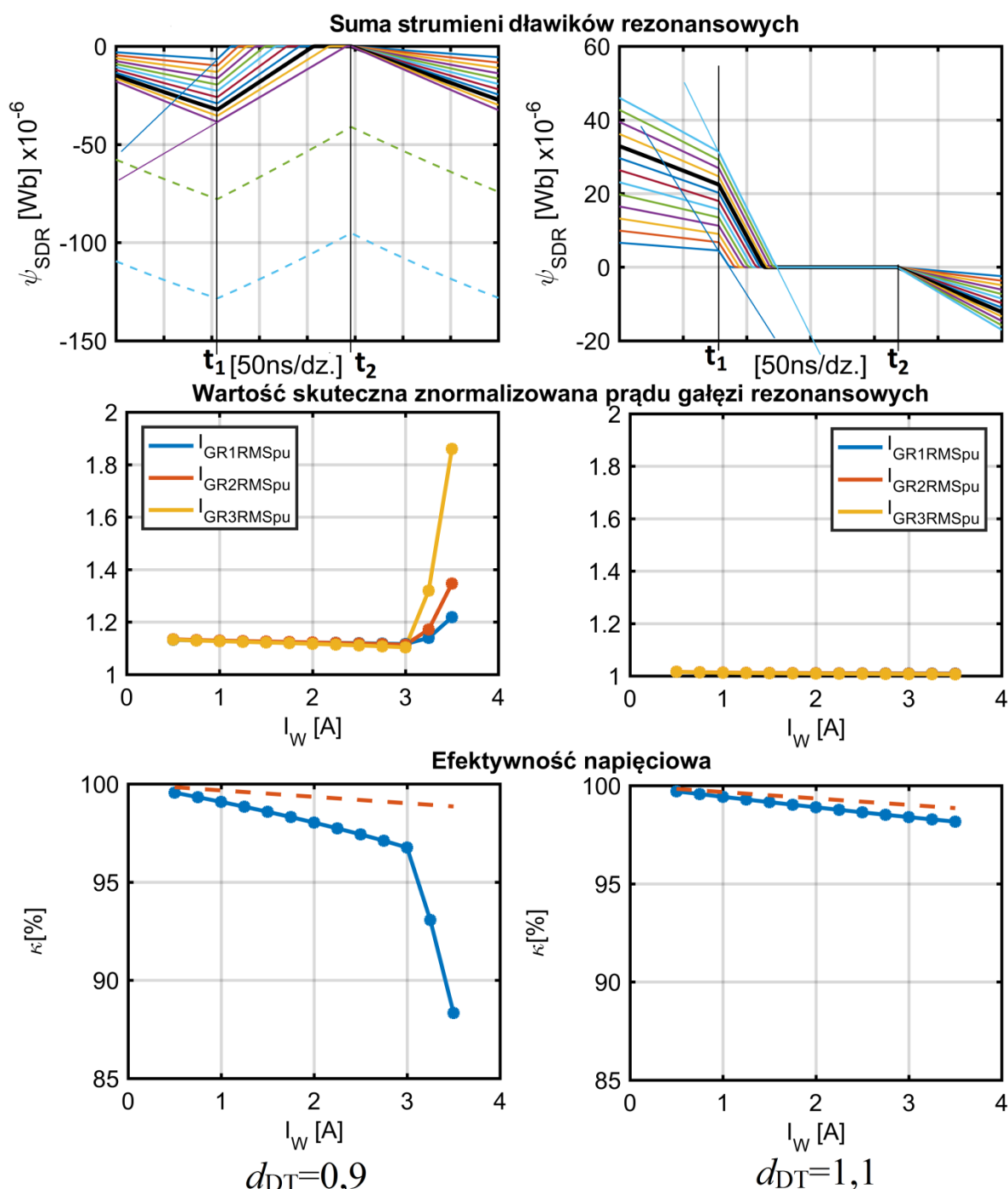
- Jeżeli przekształtnik pracuje z częstotliwością impulsowania mniejszą niż rezonansowa ($d_{\text{PGRk}} < 1$) w trybie BOOST ($I_{\text{W}} > 0 \rightarrow I_{\text{GR}(k)\text{Smax}} > 0$), to $\Psi_{\text{SDR}}(t_1) < 0$. W takich warunkach pracy wzrost obciążenia przekształtnika powoduje zmniejszenie bezwzględnej wartości napięcia zastępczego w mianowniku, a więc zmniejszenie stromości zanikania Ψ_{SDR} . Wzrost obciążenia wpływa na wydłużenie czasu t_{WP1} , zależność ta jest silniejsza niż dla $d_{\text{PGRk}} > 1$.
- Im mniejsze napięcie zasilania przekształtnika tym czas t_{WP1} jest dłuższy.
- Wszystkie wnioski są prawdziwe także dla pracy przekształtnika w trybie BUCK ($I_{\text{W}} < 0 \rightarrow I_{\text{GR}(k)\text{Smax}} < 0$).
- Wszystkie wnioski są prawdziwe także w odniesieniu do t_{WP3} .

Przedstawione wnioski zebrano w tabeli 3.6, gdzie kolorem czerwonym oznaczono przypadki o dłuższym czasie (mniejszej stromości) zaniku Ψ_{SDR} , a zielonym o krótszym (większej stromości).

Tabela 3.6 Wartość napięcia u_{CRk} i polaryzacja i_{SPN} na początku interwału czasu martwego w zależności od częstotliwości impulsowania przekształtnika i trybu pracy. Kolorem zielonym oznaczono przypadki o dużej stromości zaniku prądu, czerwonym o mniejszej.

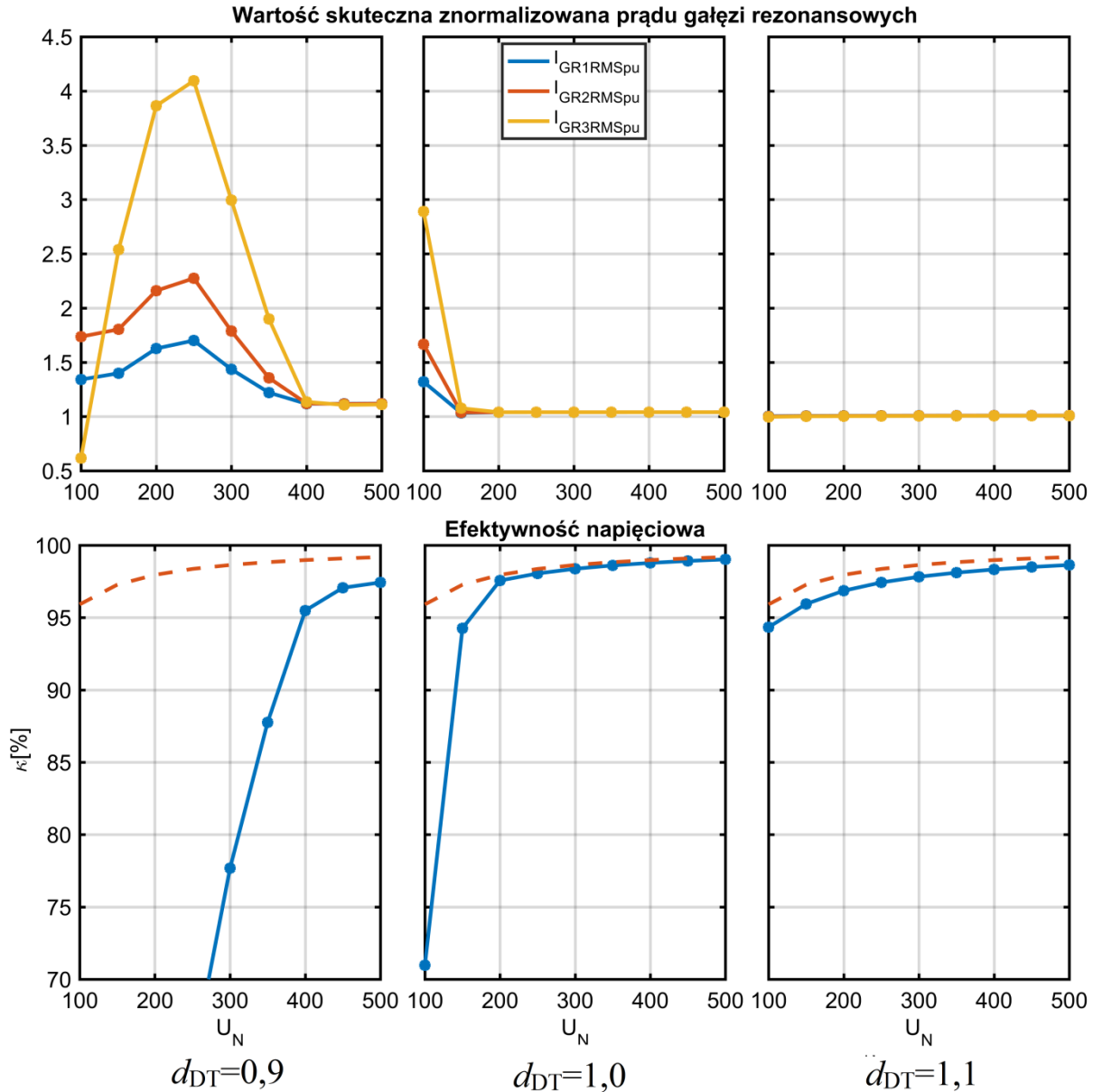
	$f_s > f_{\text{sRDTk}} (d_{\text{DT}} \approx d_{\text{PGRk}} > 1)$		$f_s < f_{\text{sRDTk}} (d_{\text{DT}} \approx d_{\text{PGRk}} < 1)$	
	$t = t_1$	$t = t_3$	$t = t_1$	$t = t_3$
BUCK	$u_{\text{CRk}}(t_1) < U_{\text{N}} (\approx \text{min})$ $\Psi_{\text{SDR}}(t_1) < 0$ $u_{\text{SNG}}(t_1) = nU_{\text{N}}(\text{max})$	$u_{\text{CRk}}(t_3) > U_{\text{N}} (\approx \text{max})$ $\Psi_{\text{SDR}}(t_3) > 0$ $u_{\text{SNG}}(t_3) = (n-2)U_{\text{N}}(\text{min})$	$u_{\text{CRk}}(t_1) < U_{\text{N}} (\approx \text{min})$ $\Psi_{\text{SDR}}(t_1) > 0$ $u_{\text{SNG}}(t_3) = (n-2)U_{\text{N}}(\text{min})$	$u_{\text{CRk}}(t_3) > U_{\text{N}} (\approx \text{max})$ $\Psi_{\text{SDR}}(t_3) < 0$ $u_{\text{SNG}}(t_1) = nU_{\text{N}}(\text{max})$
BOOST	$u_{\text{CRk}}(t_1) > U_{\text{N}} (\approx \text{max})$ $\Psi_{\text{SDR}}(t_1) > 0$ $u_{\text{SNG}}(t_3) = (n-2)U_{\text{N}}(\text{min})$	$u_{\text{CRk}}(t_3) < U_{\text{N}} (\approx \text{min})$ $\Psi_{\text{SDR}}(t_3) < 0$ $u_{\text{SNG}}(t_1) = nU_{\text{N}}(\text{max})$	$u_{\text{CRk}}(t_1) > U_{\text{N}} (\approx \text{max})$ $\Psi_{\text{SDR}}(t_1) < 0$ $u_{\text{SNG}}(t_1) = nU_{\text{N}}(\text{max})$	$u_{\text{CRk}}(t_3) < U_{\text{N}} (\approx \text{min})$ $\Psi_{\text{SDR}}(t_3) > 0$ $u_{\text{SNG}}(t_3) = (n-2)U_{\text{N}}(\text{min})$

Pochodne prądów od i_{GR1} do $i_{\text{GRn-1}}$ w interwale czasu martwego powinny mieć możliwie dużą wartość bezwzględną, by prądy te mogły osiągnąć wartość zerową przed rozpoczęciem kolejnej oscylacji. Warunkuje to odporność układu na odstrojenie częstotliwości impulsowania od częstotliwości rezonansowej, co wynika z analizy opisanej w rozdziale 3.5.3 oraz charakterystyk zamieszczonych na rys. 3.25, rys. 3.26 i rys. 3.27. Na rys. 3.25 przedstawiono przebiegi strumienia sprzężonego w interwale czasu martwego t_1 - t_2 , charakterystyki wartości znormalizowanej prądu skutecznego gałęzi rezonansowych oraz charakterystyki efektywności napięciowej wykreślone w wyniku wykonania wielokrotnej symulacji ze zmienianą wartością prądu obciążenia I_{W} od 0,5A do 3,5A z krokiem 0,25A dla dwóch wartości $d_{\text{DT}}=0,9$ oraz $d_{\text{DT}}=1,1$. Przebiegi strumienia odpowiadające znamionowemu obciążeniu $I_{\text{W}}=2,5\text{A}$ wyrysowano pogrubioną czarną linią. Dla $d_{\text{DT}}=0,9$ wraz ze wzrostem obciążenia wydłuża się czas, w którym strumień osiąga wartość zerową, ponieważ rośnie początkowa wartość strumienia (tj. dla chwili czasu t_1) oraz wyraźnie zmniejsza się stromość zanikania strumienia. Dla $I_{\text{W}} > 3\text{A}$ interwał czasu martwego jest zbyt krótki by prądy gałęzi rezonansowych (strumień) całkowicie zanikły, co powoduje znaczący wzrost wartości tych



Rys. 3.25 Wpływ prądu obciążenia na pracę przekształtnika w warunkach odstrojenia częstotliwości impulsowania od rezonansowej dla dwóch przypadków: $d_{DT}=0.9$ oraz $d_{DT}=1.1$. Stan ustalony pracy w trybie BOOST.

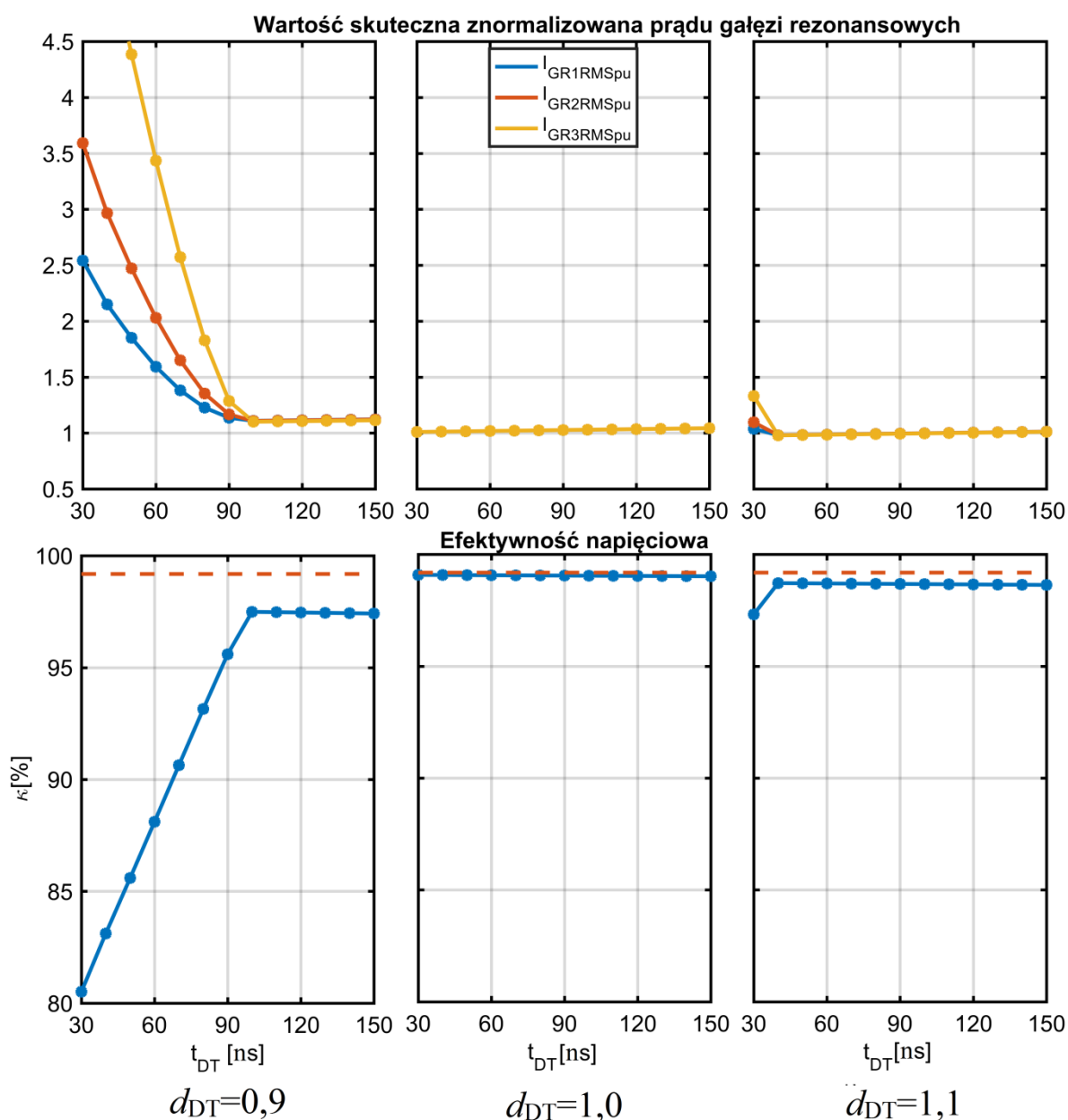
prądów (strumienia) dla chwili czasu t_1 spowodowany niezerową wartością prądu na początku każdej oscylacji ($I_{GR(k)Cmax} < 0$). W konsekwencji obciążenie prądowe gałęzi rezonansowych znacząco rośnie, a efektywność napięciowa po przekroczeniu pewnego obciążenia krytycznego gwałtownie maleje. Dla przypadku $d_{DT}=1.1$ wzrost prądu obciążenia powoduje niewielkie zwiększenie stromości zanikania strumienia. Z tego powodu czas zaniku strumienia jest znacząco krótszy niż w przypadku $d_{DT}=0.9$. Przekształtnik w całym zakresie przewidzianych obciążeń, wykraczającym nawet poza obciążenie znamionowe pracuje poprawnie. Przedstawione wyniki symulacyjne są ilustracją wniosków wyciągniętych z analizy teoretycznej.



Rys. 3.26 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 z (3.39). Praca w trybie BOOST, obciążenie maksymalne $I_W=2,5A$, $t_{DT}=140ns$.

Na rys. 3.26 zamieszczono charakterystyki uzyskane poprzez wielokrotne wykonanie symulacji komputerowej przy zmiennej wartości napięcia zasilającego U_N dla trzech różnych wartości odstrojenia częstotliwości impulsowania. Pozostałe parametry modelu nie podlegały zmianom. Wyniki symulacyjne potwierdzają wnioski wynikające z analizy teoretycznej. Przy pracy ze współczynnikiem względnej częstotliwości impulsowania $d_{DT}=0,9$ przekształtnik jest podatny na obniżenie napięcia zasilającego, i już przy $U_N=400V$ widoczne jest obniżenie efektywności napięciowej, a przy dalszym obniżeniu napięcia zasilającego pojawia się znaczne przeciążenie gałęzi rezonansowych i znaczna utrata efektywności napięciowej. Wynika to z nieskutecznego zaniku prądu gałęzi rezonansowych w interwale czasu martwego, spowodowanym zbyt dużą wartością t_{WP1} oraz t_{WP3} . Dla współczynnika $d_{DT}=1,1$ przekształtnik pracuje poprawnie w całym zakresie napięć zasilających, co znajduje bezpośrednie wytłumaczenie we wnioskach z analizy matematycznej. Przy współczynniku

$d_{DT}=1,0$ (praca z częstotliwością rezonansową) widoczna jest utrata efektywności napięciowej i wzrost obciążenia prądowego gałęzi rezonansowych przy napięciu $U_N=150V$ i mniejszym. Jest to spowodowane polaryzacją diod w interwale czasu martwego w wyniku spełnienia warunków (3.148), (3.149). W interwale czasu martwego dochodzi do zwiększania (w znaczeniu bezwzględnym) prądu gałęzi rezonansowych, co powoduje zaburzenie pracy przekształtnika. Na rys. 3.27 zamieszczono podobną rodzinę charakterystyk, przy czym zmienianym parametrem jest długość trwania interwału czasu martwego. Dla $d_{DT}=0,9$ wymagana długość czasu martwego dla zapewnienia poprawnej pracy przekształtnika jest znacznie dłuższa niż dla $d_{DT}=1,1$ co jest zbieżne z wnioskami z analizy teoretycznej.



Rys. 3.27 Wpływ czasu interwału martwego t_{DT} na obciążenie gałęzi rezonansowych oraz efektywność napięciową dla trzech różnych wartości współczynnika odstrojenia d_{DT} . Na wykresie efektywności napięciowej przerywaną prostą zaznaczono wartość wyliczoną z (3.39). Praca w trybie BOOST, obciążenie maksymalne $I_W=2,5A$, $U_N=500V$.

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

Symulacja komputerowa układu MRSCC, której wyniki zaprezentowano w rozdziale 3.5.2 została oparta o wyidealizowane łączniki energoelektroniczne, w których zamodelowano jedynie rezystancję szeregową. Ze względu na zjawiska występujące w interwałach czasu martwego, w których dochodzi do szybkich i wielokrotnych zmian napięcia na łącznikach, można wnioskować, że pojemności pasożytnicze łączników mogą mieć istotny wpływ na przebieg tych zjawisk, a więc też i na ogólnie rozumianą pracę układu. By oszacować wpływ występowania pojemności pasożytniczej łączników na analizowane efekty przeprowadzono symulację komputerową w programie PSpice. W symulacji zastosowano modele tranzystorów typu MOSFET SiC, które zostały wytypowane w rozdziale 3.4.3. Modele tranzystorów pochodzą od producentów tych elementów (*CREE WOLFSPEED* oraz *ROHM*) i uwzględniają szczegółowo większość istotnych elementów pasożytniczych, w tym także pojemności nieliniowe. Schemat symulacyjny przekształtnika przedstawiono na rys. 3.28. Odpowiada on modelowi z rozdziału 3.5.2 co do głównych założeń oraz parametrów, jednak ze względu na inne narzędzie, a tym samym inne podejście do modelowania, wprowadzono kilka modyfikacji w obwodzie mocy:

- dołączono obwody RC równolegle do gałęzi rezonansowych o parametrach 20pF i 1kΩ
- wprowadzono pasożytnicze indukcyjności połączeń tranzystorów tworzących półmostki o wartości sumarycznie 40nH
- uwzględniono szeregową rezystancję kondensatorów poziomowych o wartości 20mΩ
- rezystancja źródła zasilającego U_N o wartości 10mΩ

Wprowadzone modyfikacje mają na celu poprawienie stabilności obliczeń i nie mają istotnego wpływu na uzyskiwane wyniki w kontekście zagadnień związanych ze zjawiskiem zanikania prądów gałęzi rezonansowych w interwale czasu martwego. Tabela 3.7 zawiera główne parametry modelu symulacyjnego.

Tabela 3.7 Parametry modelu symulacyjnego (PSpice)

Parametr		Wartość		
Indukcyjność gałęzi rezonansowych	L_{R3}	3,12	μH	
	L_{R2}	2,16		
	L_{R1}	0,98		
Pojemność gałęzi rezonansowych	C_{R3}	100	nF	
	C_{R2}	147		
	C_{R1}	320		
Rezystancja gałęzi rezonansowych	R_3	100	mΩ	
	R_2	70		
	R_1	35		

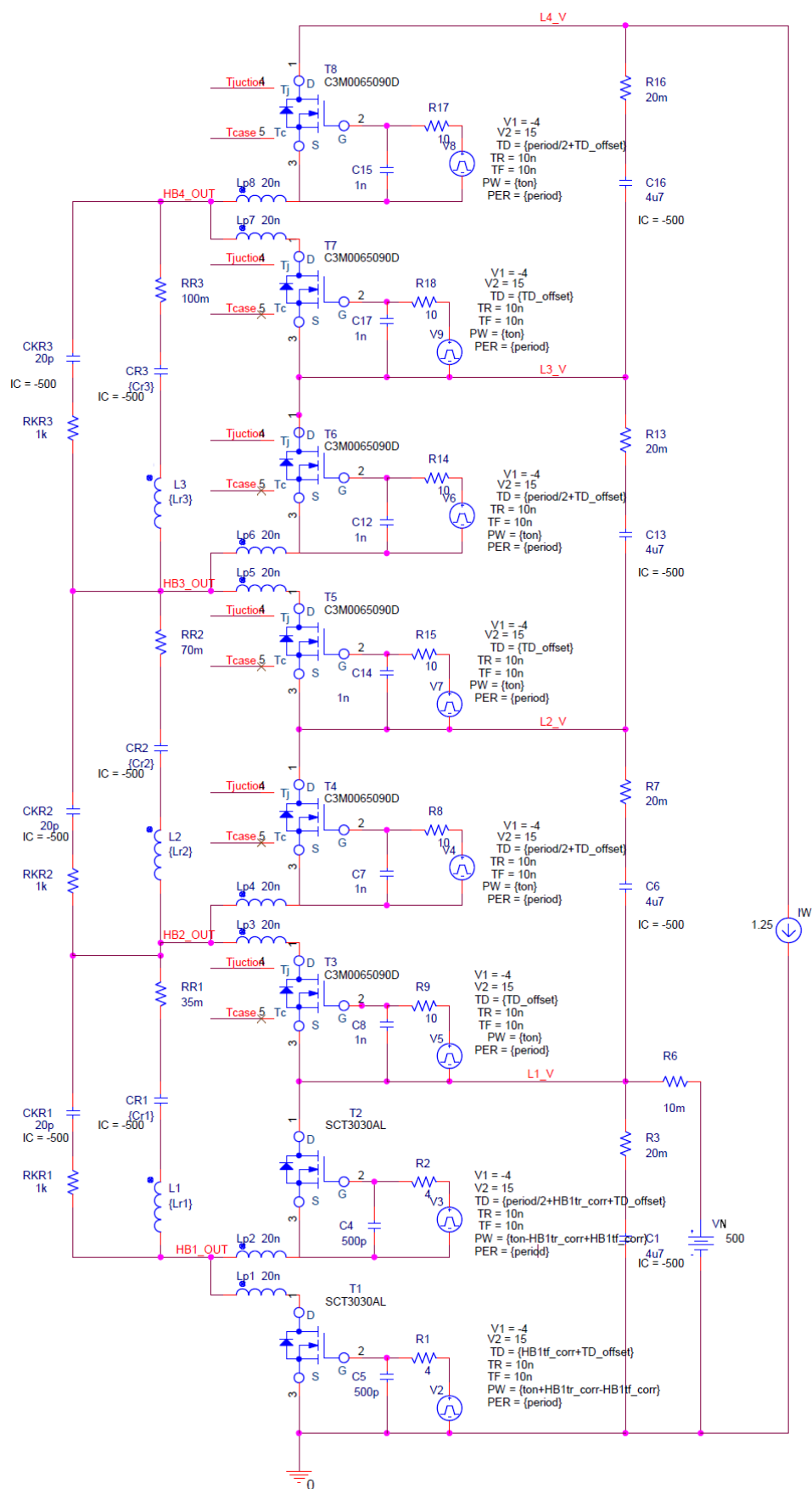
Parametr		Wartość		
Liczba poziomów napięciowych	n	4	-	
Częstotliwość impulsowania	f_s	287 258 236	kHz	
Czas martwy	t_{DT}	140	ns	
Pojemność kond. poziomowych	C_4	4,7	μF	
	C_3			
	C_2			
	C_1			
Napięcie wejściowe	U_N	500	V	
Prąd obciążenia	I_W	2,5	A	

Wartość prądu obciążenia przekształtnika I_W dla każdego wariantu przeprowadzonej symulacji korygowano tak, by uzyskać średni prąd wejściowy $I_N=10\text{A}$, przy czym korekty w żadnym z symulowanych przypadków nie przekraczały 1,5%. Konieczność korygowania prądu obciążenia wynika z braku zachowania przekładni prądowej w wyniku występowania

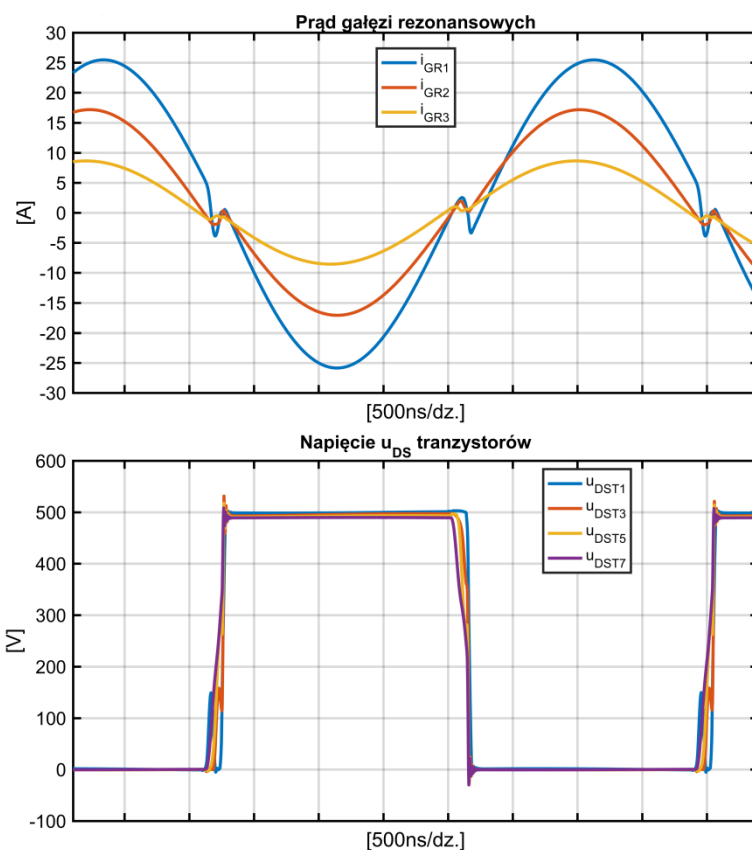
strat związanych z pojemnościami pasożytniczymi tranzystorów, które były poddane analizie w rozdziale 3.3.4. Wartość prądu wejściowego $I_N = 10A$ przyjęto, jako wspólny parametr dla ujednolicenia parametrów modelu symulacyjnego z punktem pomiaru układu laboratoryjnego. Wyniki symulacji z programu PSpice zaimportowano do programu MATLAB, który pozwala na większą dowolność w sposobie prezentacji przebiegów. Na rys. 3.29 zaprezentowano przebiegi prądów gałęzi rezonansowych oraz napięć na tranzystorach o indeksach nieparzystych dla pracy z rezonansową częstotliwością impulsowania, czyli ze współczynnikiem odstrojenia $d_{DT}=1$. Należy zwrócić uwagę, że przebiegi mają nieco inny kształt niż przypadku wyników symulacji fizycznej zamieszczonych na rys. 3.12. W czasie interwału czasu martwego dochodzi do oscylacyjnego ładowania pojemności wyjściowej łączników, a prądy gałęzi rezonansowych ulegają zmianie. Interwały oscylacyjnego ładowania lub rozładowania kondensatorów rezonansowych rozpoczynają się z pewną nie zerową, lecz niewielką wartością początkową prądu gałęzi rezonansowych. Pomimo tego, że zjawiska są dostrzegalne i powodują pewne zniekształcenia przebiegów, to nie wpływają istotnie na pracę modelu przekształtnika, co potwierdzają wyniki wyliczonych wartości skutecznych prądów gałęzi rezonansowych oraz współczynnika efektywności napięciowej zamieszczone w tabeli 3.8. Rys. 3.30 oraz rys. 3.31 zawiera analogiczne przebiegi, przy czym uzyskane dla pracy z odstrojeniem częstotliwości impulsowania. Prąd gałęzi rezonansowych w interwale czasu martwego zanika z dużą stromością, podobnie jak w wyidealizowanym modelu symulacji fizycznej z programu SIMULINK (rys. 3.13, rys. 3.14). Należy jednak zwrócić uwagę, że obecność pojemności pasożytniczych tranzystorów powoduje, że zjawiska w interwale czasu martwego mają charakter zniekształconych (nieliniowych) oscylacji dużej częstotliwości. Konsekwencją tego jest zanik prądu z mniejszą stromością jednak wystarczającą do ograniczenia negatywnego wpływu odstrojenia częstotliwości impulsowania na pracę modelowanego układu. W tabeli 3.8 zamieszczono wartości skuteczne prądu gałęzi rezonansowych oraz wartości efektywności napięciowej wyliczone z uzyskanych wyników symulacji dla wszystkich trzech wariantów symulacji. Wartości skuteczne prądów unormowano tak samo jak w przypadku wyników z symulacji fizycznej (rys. 3.9, rys. 3.15), czyli do wartości wyliczonych z zależności bazujących na przybliżeniu pierwszą harmoniczną (3.86), (3.87), (3.88). W tabeli 3.8 zestawiono otrzymane wyniki z wartościami odczytanymi z wykresu (rys. 3.15). Analizując wykonane zestawienie danych można stwierdzić, że modelowany przekształtnik pracuje poprawnie przy odstrojeniu częstotliwości impulsowania. Potwierdza to wnioski płynące z wyników symulacji wyidealizowanego modelu fizycznego w programie MATLAB/SIMULINK.

Tabela 3.8 Zestawienie wartości skutecznych unormowanych prądów gałęzi rezonansowych oraz efektywności napięciowej wyliczonych dla wyników z różnych modeli symulacyjnych dla trzech różnych wariantów odstrojenia częstotliwości impulsowania.

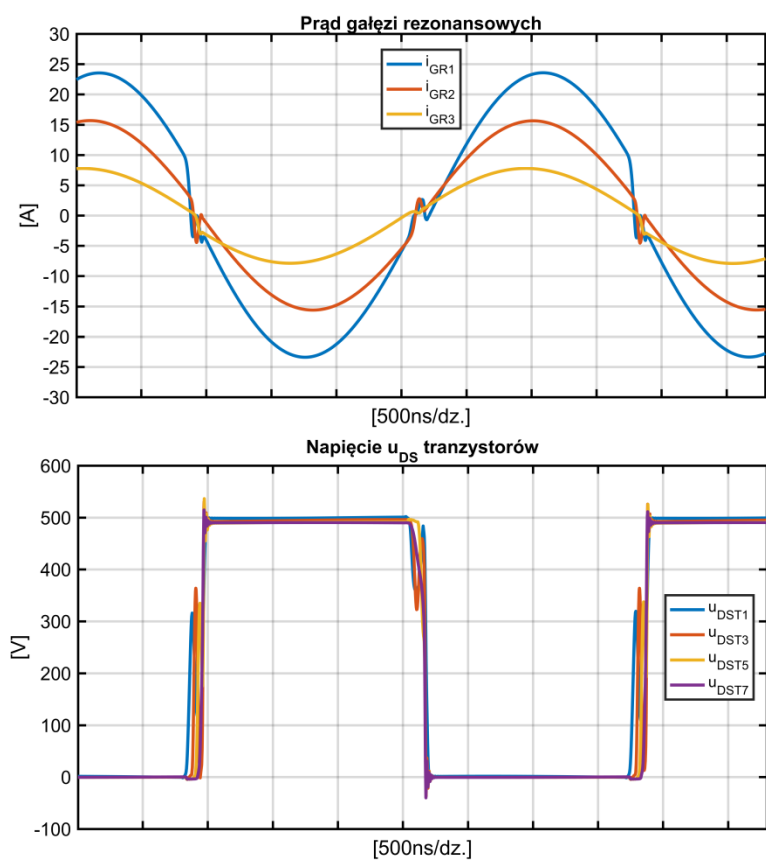
		$d_{DT}=0.9$	$d_{DT}=1$	$d_{DT}=1.1$
MATLAB/ SIMULINK	$I_{GR1RMSpu}$	1,13	1,04	1,01
	$I_{GR2RMSpu}$	1,13	1,04	1,01
	$I_{GR3RMSpu}$	1,12	1,04	1,01
	κ [%]	97,6	99,1	98,7
PSpice	$I_{GR1RMSpu}$	1,09	1,01	0,98
	$I_{GR2RMSpu}$	1,10	1,00	0,97
	$I_{GR3RMSpu}$	1,07	1,01	0,98
	κ [%]	97,8	98,8	98,7



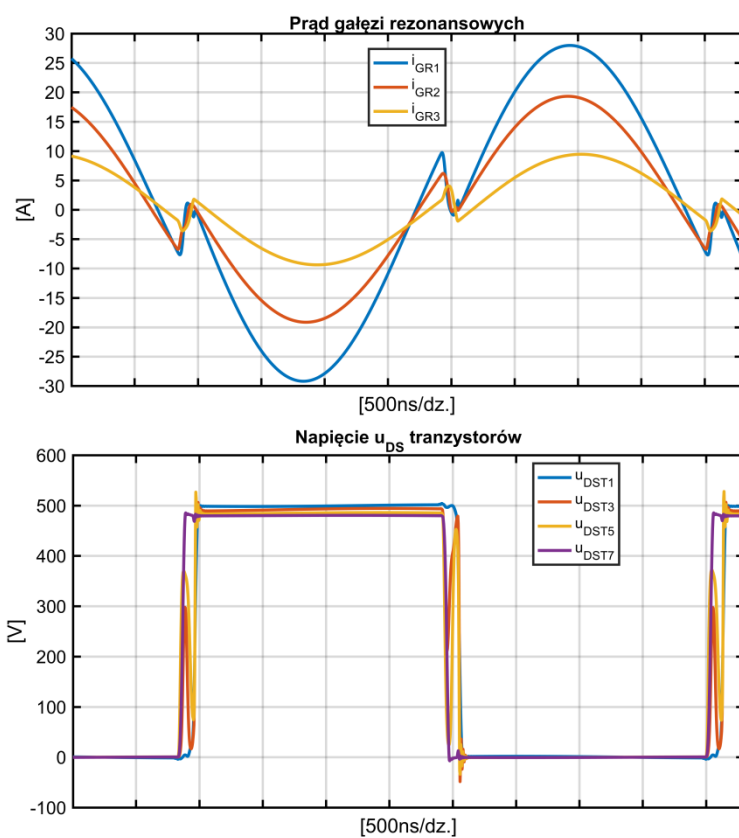
Rys. 3.28 Schemat modelu przekształtnika MRSCC w programie PSpice.



Rys. 3.29 Wynik symulacji układu MRSCC pracującego w trybie podnoszenia napięcia dla częstotliwości impulsowania $f_s = 1,0 f_{sRDT}$. Wyniki z programu PSpice.



Rys. 3.30 Wynik symulacji układu MRSCC pracującego w trybie podnoszenia napięcia dla częstotliwości impulsowania $f_s = 1,1 f_{sRDT}$. Wyniki z programu PSpice.



Rys. 3.31 Wynik symulacji układu MRSCC pracującego w trybie podnoszenia napięcia dla częstotliwości impulsowania $f_s = 0,9f_{sRDT}$. Wyniki z programu PSpice.

3.6. Badania eksperymentalne przekształtnika MRSCC

W rozdziale tym 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%.

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

Na rys. 3.32 przedstawiono schemat natomiast w tabeli 3.9 zebrano podstawowe parametry układu laboratoryjnego. By uniknąć konieczności użycia wysokonapięciowej aparatury pomiarowej zaprojektowano układ złożony z dwóch bliźniaczych przekształtników. Ponieważ badany przekształtnik jest dwukierunkowy, możliwe jest połączenie 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. Należy jednak zwrócić uwagę, że uzyskane na takim stanowisku wyniki pomiarów sprawności energetycznej i napięciowej dotyczą całej kaskady przekształtników. Jest to wystarczające do wykonywania badań w trybie porównawczym czy praktycznej weryfikacji wykonalności przekształtnika, co jest głównym celem prezentowanych badań. Możliwe jest także wyliczenie sprawności energetycznej, jaki i napięciowej pojedynczego przekształtnika na podstawie wyników pomiarów dla całej kaskady. Konieczne jest wówczas przyjęcie założenia, że oba przekształtniki pracują z taką samą sprawnością i taką samą mocą, co jest dużym uproszczeniem, które można przyjąć na potrzeby, co najwyżej szacunkowej oceny konstrukcji. Każdy z dwóch przekształtników składających się na kaskadę (rys. 3.33, rys. 3.36) 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 poziome (C_1 - C_4)
- 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

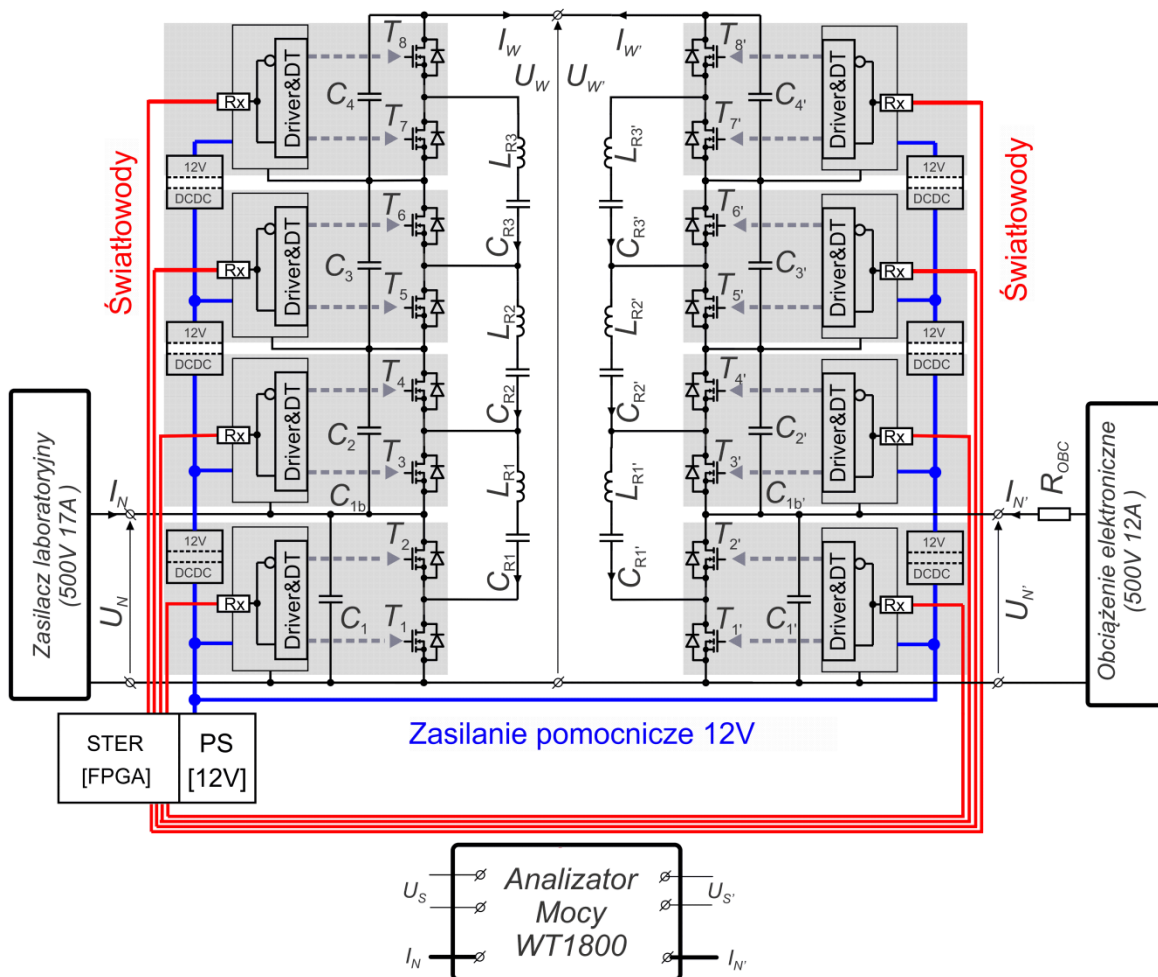
- Układy driverów dla tranzystorów MOSFET SiC
- Odbiorniki światłowodowe sygnałów sterujących tranzystorami

Przy projektowaniu przekształtnika kierowano się uzyskaniem możliwie dużej przejrzystości konstrukcji i wzajemnego odizolowania poszczególnych poziomów napięciowych. Każdy półmostek tranzystorowy został wyposażony w oddzielny radiator, wszystkie umieszczone w jednej linii, osłonięte tunelem z tworzywa sztucznego, który wraz z wentylatorem tworzy wydajny system chłodzenia tranzystorów. W wyniku takiego rozwiązania w układzie mocy przekształtnika można wyróżnić powtarzalne układy elementów stanowiące kolejne poziomy napięciowe. Drivery tranzystorów oraz inne układy pomocnicze występujące na każdym poziomie napięciowym zostały zasilone poprzez przetwornice pomocnicze DC-DC połączone kaskadowo. Każda z przetwornic zasilania pomocniczego pracuje przy napięciu na barierze izolacyjnej równym w przybliżeniu U_N , a więc relatywnie niskim. Zasilanie pomocnicze dla obu przekształtników zapewnia niezależny zasilacz sieciowy PS. Wszystkie półmostki tranzystorowe są sterowane poprzez dwukanałowy scalony driver UCC21520 [102] wyposażony w analogowy układ czasowy wprowadzający do sygnałów bramkowych niezbędny czas martwy o konfigurowalnym czasie trwania. Umożliwia to sterowanie stanem łączników każdego poziomu napięciowego za pomocą pojedynczego sygnału doprowadzonego za pomocą światłowodu. Długość czasu martwego, ustawiono na wartość ok. $t_{DT}=140$ ns, która wynika z doboru podczas symulacji komputerowych. Zbyt długi czas martwy powoduje niepotrzebne zwiększenie obciążenia prądowego elementów (3.110), zbyt krótki natomiast w skrajnym przypadku grozi uszkodzeniem łączników w wyniku zwarcia. Zbyt krótki czas martwy uniemożliwia także prawidłowy przebieg zjawiska zaniku prądu gałęzi rezonansowych przy pracy z odstrojeniem od rezonansu (rys. 3.27), co dokładnie przeanalizowano w podrozdziale 3.5. Sygnały sterujące, dla całej kaskady, są generowane w jednym module sterującym STER wykonanym na bazie układu programowalnego FPGA (ang. *Field Programmable Gate Array*). Oba przekształtniki składające się na kaskadę, zmontowano w zwarty moduł, dla bezpieczeństwa osłonięty od góry przezroczystą izolacyjną płytą z tworzywa sztucznego. Pomiędzy przekształtnikami, również znajduje się płyta izolacyjna, która zapobiega przypadkowymi zwarciami pomiędzy elementami wierzchnimi dolnego przekształtnika, a elementami spodnimi przekształtnika zamontowanego na górze. Do zasilania obwodów mocy układu zastosowano zasilacz laboratoryjny firmy Heiden model HE-LAB/10600 [30] o mocy 10kW, napięciu maksymalnym 600V i prądzie 17A, pokrywający z zapasem wymogi prac eksperymentalnych. Wykorzystano także dwa równolegle połączone elektroniczne obciążenia firmy PRODIGIT model 3255 o parametrach maksymalnych 500V i 6A, 1800W każde. Ze względu na organicznie maksymalnej mocy w szereg z obciążeniami włączono rezystor dużej mocy $R_{SOBC} = 40\Omega$, co pozwoliło na obciążenie przekształtników laboratoryjnych mocą do 5kW bez przekraczania dopuszczalnych parametrów sprzętu laboratoryjnego. Obciążenia elektroniczne zostały skonfigurowane do pracy w trybie źródeł prądowych, w wyniku czego wartość rezystancji R_{SOBC} pozostała bez wpływu na obciążenie przekształtnika. Pozwoliło to na uzyskanie dużej precyzji i powtarzalności, jaką zapewniają sterowane cyfrowo obciążenia elektroniczne pomimo relatywnie mało stabilnej wartości rezystancji rezystora mocy, podlegającej odchyłkom, np. ze względu na wpływ efektów termicznych.

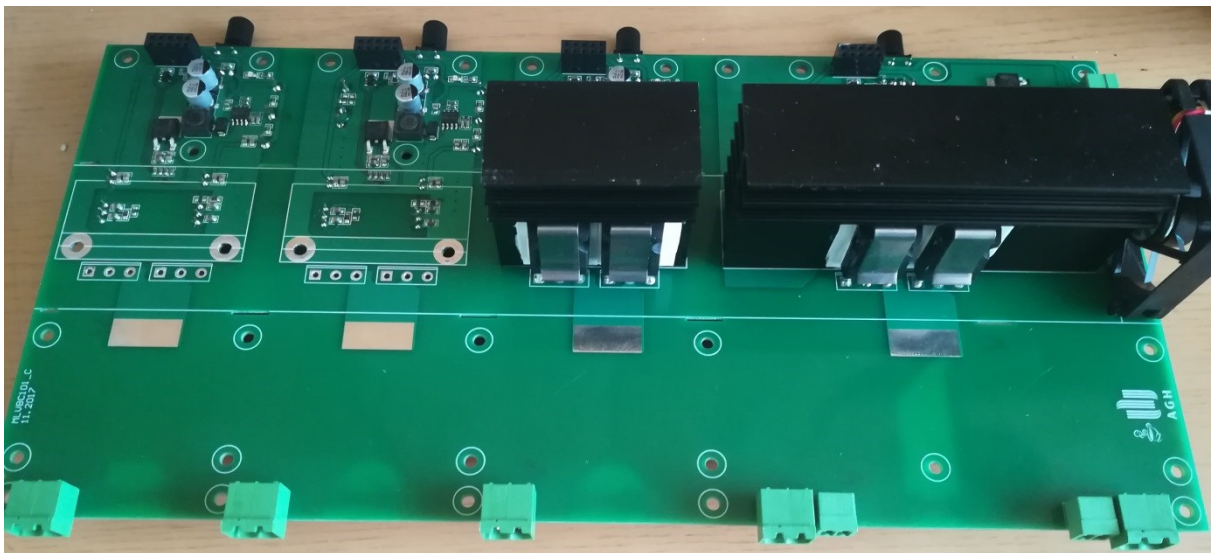
Tabela 3.9 Parametry układu laboratoryjnego

Parametr		Wartość	
Indukcyjność dławików rezonansowych	L_{R3}	0,91	μH
	L_{R2}	2,03	
	L_{R1}	3,02	
Pojemność kondensatorów rezonansowych	C_{R3}	100	nF
	C_{R2}	147	
	C_{R1}	320	
T_1, T_2		SCT3030AL	
$T_3, T_4, T_5, T_6, T_7, T_8$		SiC C3M0065090D	

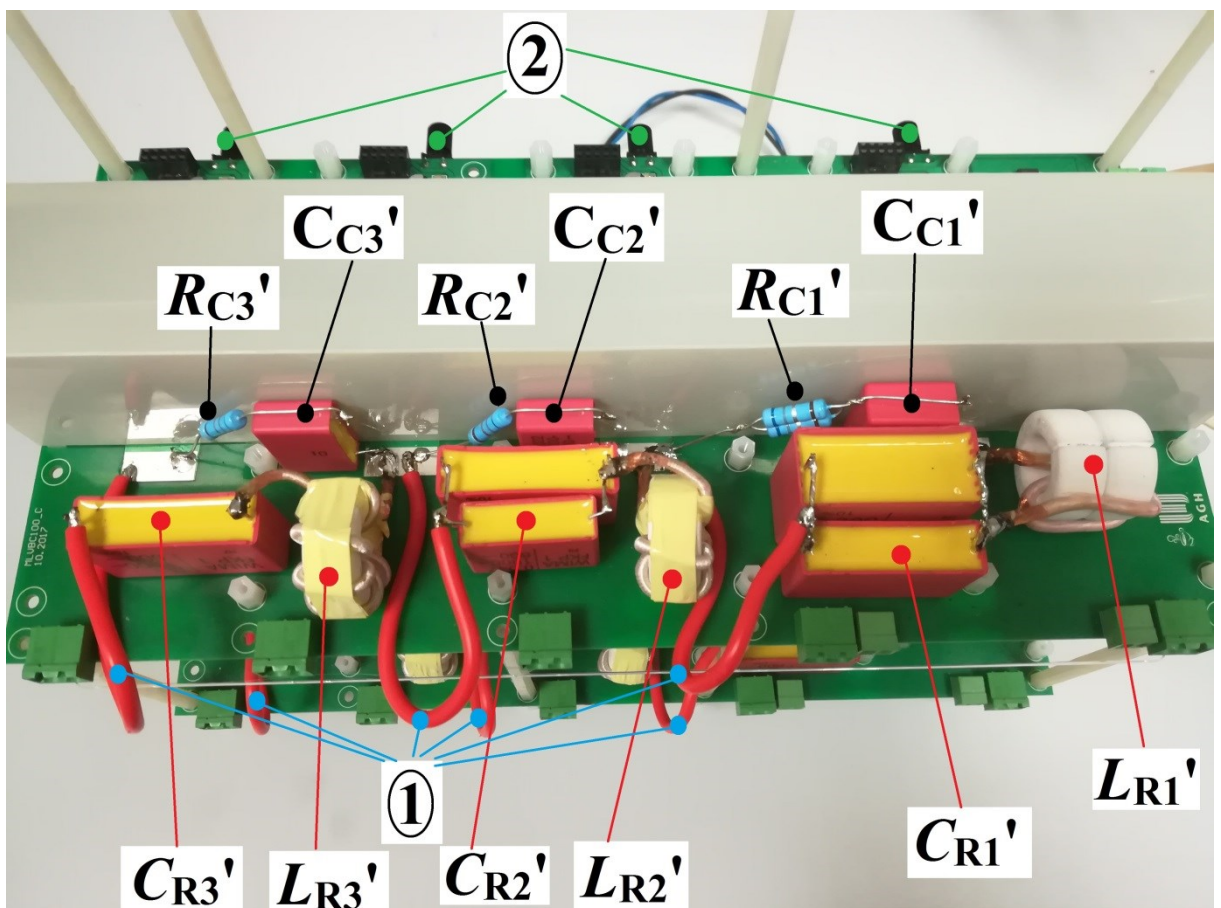
Parametr	Wartość		
Liczba poziomów	N	4	-
Rez. częst. impuls.	f_{SRDT}	258	kHz
Pojemność kondensatorów poziomowych	C_1	4,7	μF
	C_2		
	C_3		
	C_4		
Napięcie strony niskiej	U_N	500	V
Napięcie strony wysokiej	U_W	2	kV
Moc znamionowa	P_{NN}	5	kW



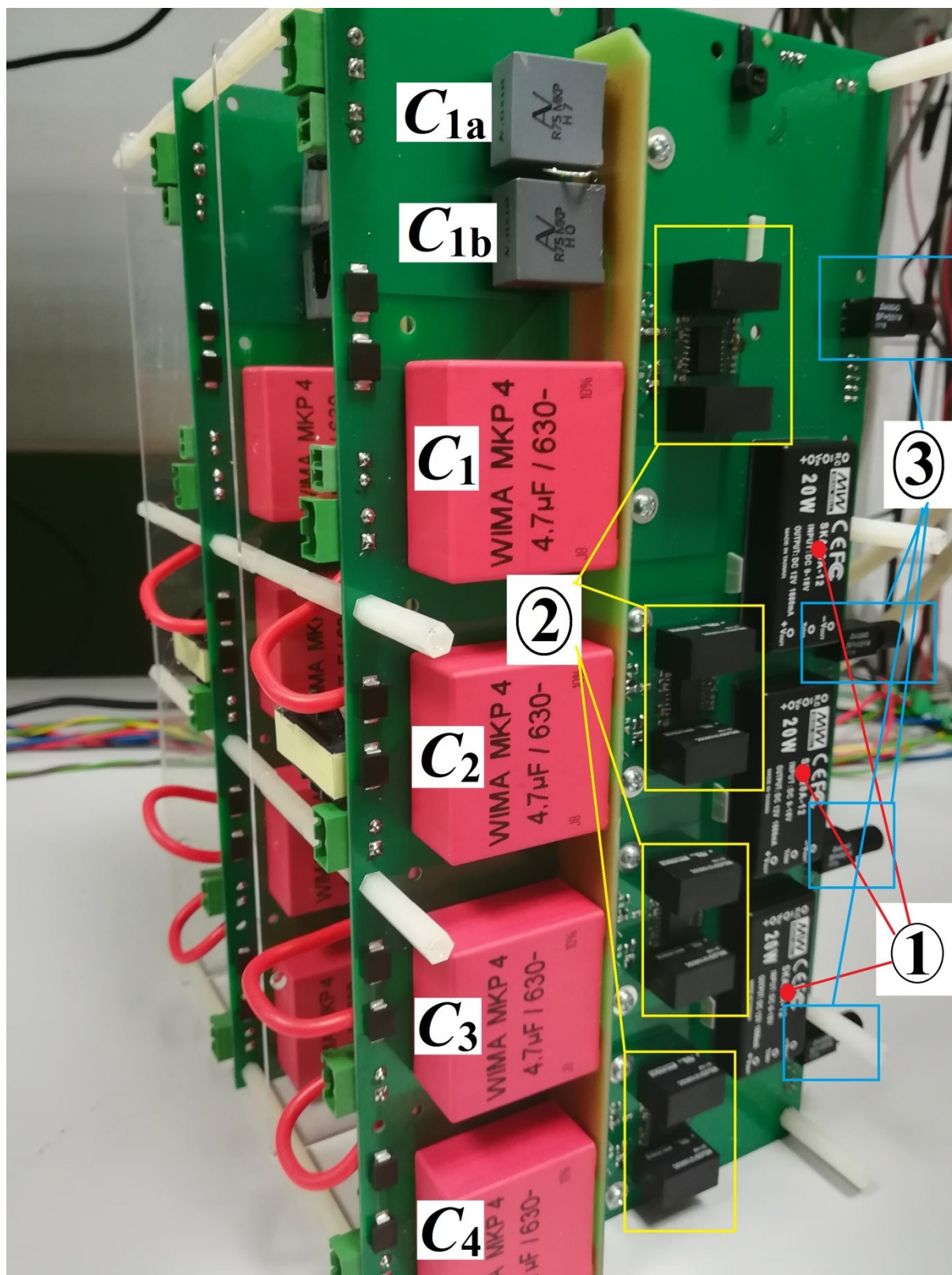
Rys. 3.32 Schemat blokowy układu kaskadowego przekształtnika laboratoryjnego w wersji podstawowej



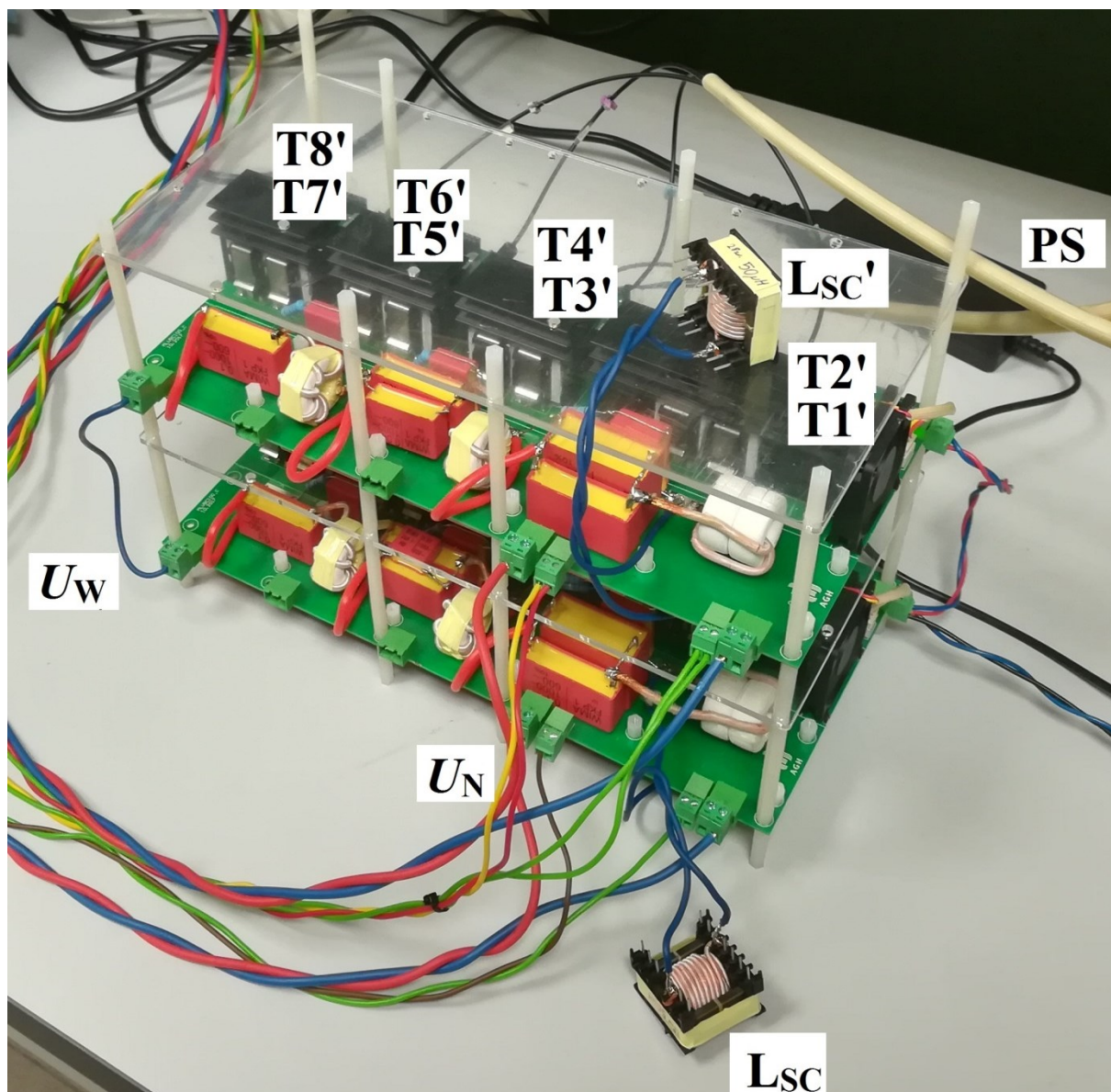
Rys. 3.33 Jeden z przekształtników na etapie montażu tranzystorów oraz radiatorów. Widoczna organizacja elementów z podziałem na poszczególne poziomy napięciowe przekształtnika oraz inne szczegóły konstrukcyjne.



Rys. 3.34 Kaskada przekształtników od góry, ze zdjętą wierzchnią osłoną. Widoczne elementy gałęzi rezonansowych, gałęzi komutacyjnych (modyfikacja układu opisana w rozdziale 3.6.6), kanał z wymuszonym przepływem powietrza, pętle wykonane z przewodu izolowanego do założenia sondy prądowej (1), odbiorniki światłowodowe(2).



Rys. 3.35 Widok kaskady przekształtników od spodniej strony. Widoczne kondensatory poziome, przetwornice zasilania pomocniczego (1), układy sterowników bramkowych (2) oraz odbiorniki światłowodowe (3). Zastosowanie modyfikacji w postaci kondensatorów C_{1a} i C_{1b} opisano w rozdziale 3.6.6.

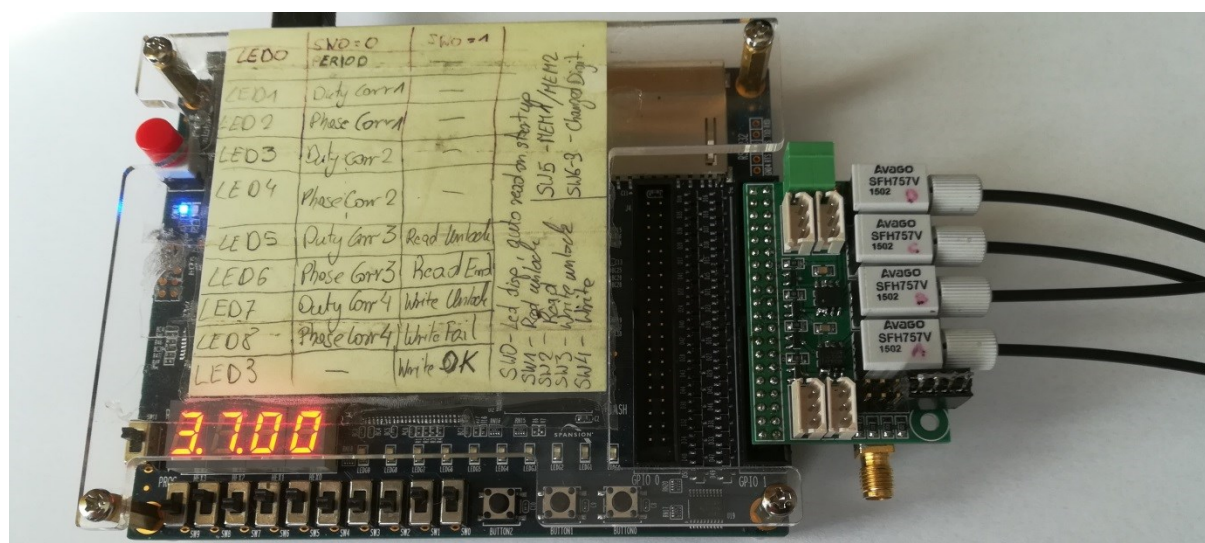


Rys. 3.36 Kaskada przekształtników na stanowisku pomiarowym. Zdemonstrowano osłony radiatorów tworzące tunele powietrzne by uwidocznili tranzystory oraz szczegóły układu chłodzenia. Widoczne dławiki komutacyjne stanowiące modyfikację układu podstawowego, opisano w rozdziale 3.6.6.

3.6.2. Opis konstrukcji modułu sterowania

Układ sterowania (rys. 3.37) wykonano z wykorzystaniem uniwersalnego modułu *DE0* [101] 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 dostarczonym przez producenta układów scalonych o nazwie *Quartus*. Sterowanie przekształtników zrealizowano w oparciu o osiem generatorów (zaprogramowanych w FPGA), bez żadnych sprzężeń zwrotnych. W sterowaniu przewidziano możliwość ręcznego strojenia częstotliwości, fazy oraz wypełnienia generowanych przebiegów z rozdzielczością czasową równą 5ns. Wykorzystanie światłowodów pozwala na wygodną i bezpieczną pracę z układami wysokonapięciowymi. Do zalet łączy światłowodowych należy duża odporność na zakłócenia oraz doskonała izolacja elektryczna. Wykorzystano szybkie odbiorniki światłowodowe typu *SFH551* [8] oraz nadajniki

SFH757V [9] firmy BROADCOM. Do propagacji sygnału optycznego użyto światłowodów typu POF (ang. *Plastic Optical Fiber*) o średnicy rdzenia 1mm i średnicy zewnętrznej 2,2mm.



Rys. 3.37 Widok układu sterującego wykonanego na bazie modułu DE0 z zamontowaną jedną płytą nadajników światłowodowych. Układ oznaczony na schemacie z rys. 3.32 jako STER.

3.6.3. Przyrządy pomiarowe oraz metody wykonywania i przetwarzania pomiarów

Na rys. 3.38 przedstawiono widok stanowiska laboratoryjnego podczas przeprowadzania pomiarów. Sprawność energetyczną oraz efektywność napięciową wyznaczono na podstawie pomiarów wykonanych precyzyjnym analizatorem mocy produkcji firmy Yokogawa model WT1800 [121]. Jest to przyrząd pomiarowy wyposażony w sześć elementów (ang. element – nomenklatura producenta), każdy z nich może mierzyć napięcie do 1kV, prąd do 5A oraz moc. Pasma pomiarowe wynosi 1MHz, a deklarowana dokładność pomiaru mocy to $0,05\% \cdot \text{odczyt} + 0,1\% \cdot \text{zakres}$. Parametry przyrządu są wystarczające do przeprowadzenia pomiarów układu laboratoryjnego za wyjątkiem dopuszczalnej maksymalnej wartości mierzonego prądu. Wymagany zakres pomiaru 10A osiągnięto poprzez zrównoleglenie dwóch elementów pomiarowych przyrządu. Pomiar mocy wejściowej i wyjściowej wykonano w układzie poprawnie mierzonego napięcia. Napięcie mierzono bezpośrednio na zaciskach przekształtników laboratoryjnych by wyeliminować spadki napięcia na przewodach zasilających. Pomiary sprawności wykonano z pominięciem mocy potrzebnej do zasilania obwodów pomocniczych i sterujących.

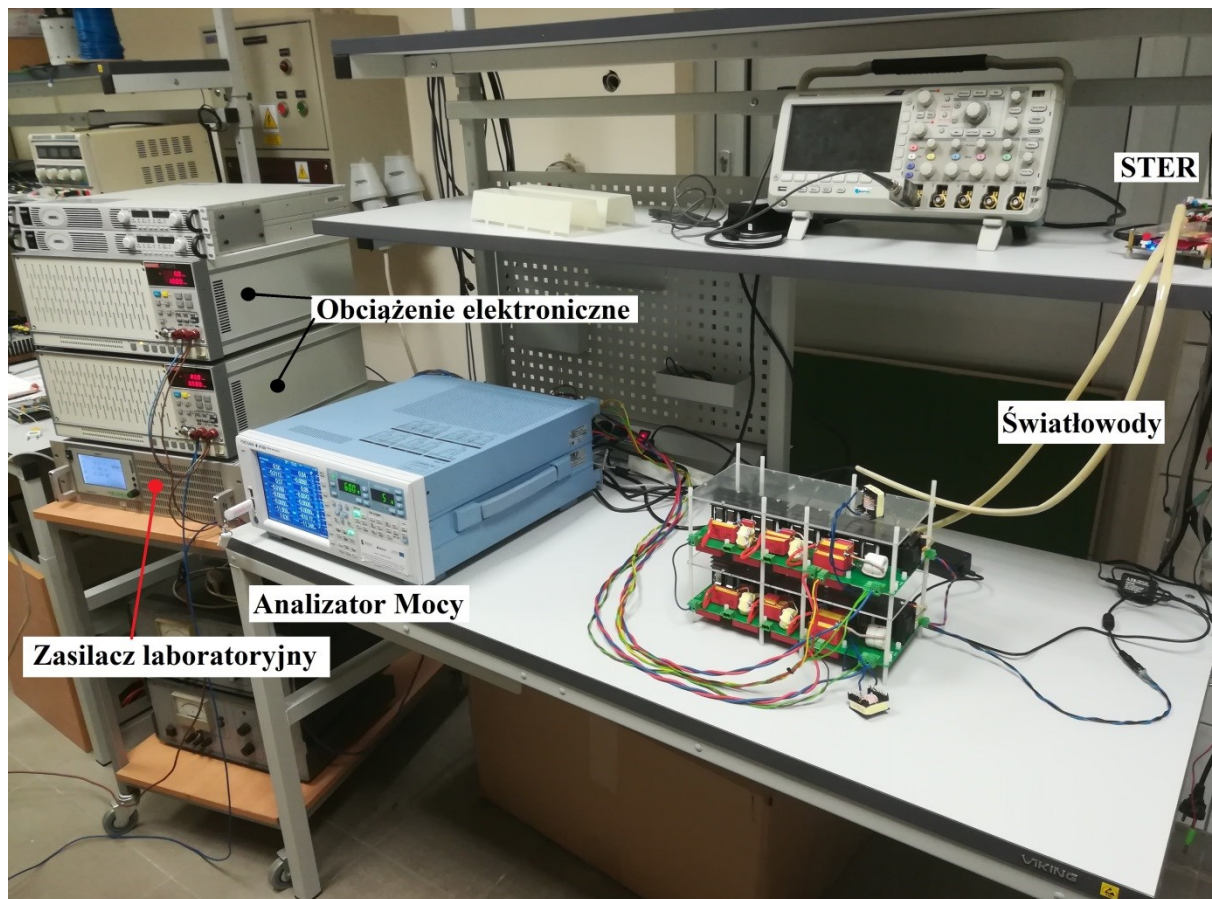
Przebiegi prądów oraz napięć, które zamieszczono w rozdziale, 3.6 zostały zmierzone za pomocą czterokanałowego oscyloskopu cyfrowego Tektronix model DPO2024. Pasma oscyloskopu wynosi 200MHz, a częstotliwość próbkowania 1GHz. Napięcia mierzono za pomocą wysokonapięciowej sondy różnicowej Tektronix THDP0100 [99] o paśmie pomiarowym do 100MHz, natomiast pomiar prądów gałęzi rezonansowych wykonano przy użyciu sondy Tektronix TCP0030 [100] o paśmie pomiarowym do 120MHz i prądzie maksymalnym 30A. Specyfikacja sprzętu jest wystarczająca do przeprowadzenia pomiarów zaprojektowanego przekształtnika laboratoryjnego. Zarejestrowanie w sumie siedmiu sygnałów, to jest trzech sygnałów prądu gałęzi rezonansowych oraz czterech sygnałów napięcia na tranzystorach przekracza liczbę dostępnych kanałów pomiarowych oscyloskopu. Warto nadmienić, że chociaż istnieją już, stosunkowo niedawno wprowadzone do sprzedaży, oscyloskopy ośmiokanałowe, to stanowią one szczytowe osiągnięcie w dziedzinie produkcji sprzętu pomiarowego. Skompletowanie zestawu pomiarowego umożliwiającego jednoczesną rejestrację (z dużym pasmem i częstotliwością próbkowania) przebiegów czterech napięć

relatywnie dużej wartości oraz trzech prądów, przekracza możliwości projektu badawczego prowadzonego w ramach doktoratu. By móc zarejestrować wszystkie przebiegi zastosowano specjalną metodę, polegającą na pomiarze jednocześnie jedynie dwóch sygnałów, to jest jednego prądu oraz jednego napięcia oraz wielokrotne powtórzenie rejestracji z przełączaniem sond pomiędzy punktami pomiarowymi. Metoda ma szereg ograniczeń i może być niedokładna, ponieważ:

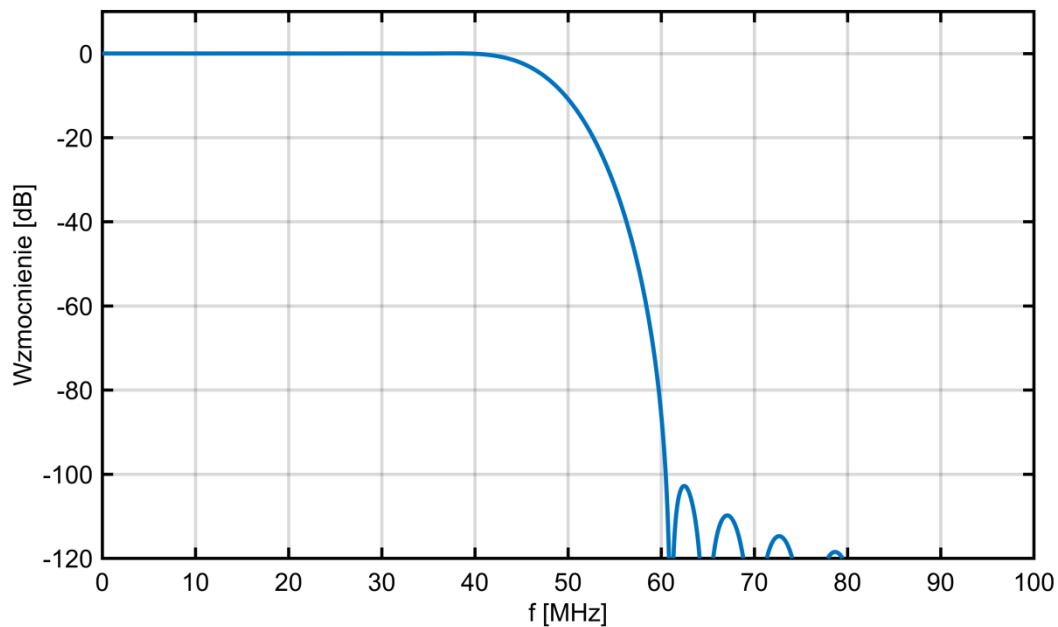
- Nawet niewielkie błędy w wyzwalaniu spowodują utratę synchronizacji zmierzonych przebiegów.
- Kolejne rejestracje mierzonych sygnałów dokonywane są w zbliżonych warunkach pracy przekształtnika jednak nie identycznych. Obecność tętnień napięcia zasilającego bądź niestabilności obciążenia może znacząco zmniejszyć powtarzalność pomiarów. Przełączenie sond pomiędzy punktami pomiarowymi wymaga wyłączenia układu na czas trwania tej operacji ze względu na występujące w układzie niebezpieczne napięcia. Dzięki użyciu wysokiej klasy zasilacza oraz obciążen elektronicznych uzyskano dobrą powtarzalność pomiarów.
- Przy każdym przełączeniu sond następuje zmiana punktu w układzie, w którym wprowadzane jest zaburzenie poprzez pojemność i rezystancję sondy napięciowej (2,5pF i 40MΩ wg [99]) jak i wprowadzaną szeregowo impedancję w przypadku sondy prądowej (3,5mΩ przy 100kHz, 80mΩ przy 1MHz wg [100]).

By ograniczyć błędy wyzwalania doprowadzono do oscyloskopu, za pomocą przewodu koncentrycznego, stabilny sygnał cyfrowy, o szybkich zboczach i z niewielkim *jitter'em* pochodzący z układu sterującego FPGA. Sygnał generuje wyzwolenie oscyloskopu raz na okres pracy przekształtnika. Pomiar kontrolny przy weryfikacji metody wykazały powtarzalność pozycji zboczy napięcia na przełączanym tranzystorze z rozrzutem poniżej $\pm 2\text{ns}$. Porównanie dotyczyło kilkunastu zarejestrowanych sygnałów z tego samego punktu pomiarowego w odcinku czasu kilku minut. Podobnie zweryfikowano powtarzalność rejestracji sygnałów w dziedzinie kształtów i amplitudy uzyskując na tyle niewielki rozrzut, by uznać, że nie ma on wpływu na interpretację wyników pomiarów i płynące z nich wnioski. Problem wprowadzania zaburzeń do układu w przypadku sondy napięciowej został sprawdzony przez obserwację przebiegu napięcia na jednym tranzystorze przy przełączanej pomiędzy punktami pomiarowymi sondzie prądowej lub dołączanej drugiej sondzie napięciowej. Nie stwierdzono istotnych rozrzutów w wynikach pomiarów. Sygnały we wszystkich próbach były rejestrowane w następującej sekwencji par: i_{GR1} i U_{DST1} , i_{GR2} i U_{DST2} , i_{GR3} i U_{DST3} , i_{GR3} i U_{DST4} .

Zarejestrowane przebiegi zaimportowano do programu MATLAB, w którym zostały zestawione i wykreślone w przygotowanym szablonie graficznym spójnym z tym użytym do wykreślenia wyników symulacji komputerowej z podrozdziału 3.5.5. Wszystkie przebiegi zostały obrobione za pomocą filtra cyfrowego FIR z eliminacją opóźnienia przy wykorzystaniu funkcji *filtfilt* [59]. Charakterystyka amplitudowa zastosowanego filtra została przedstawiona na rys. 3.39, uwzględniono przy tym wpływ podwójnego filtrowania realizowanego przez funkcję *filtfilt*. Wszystkie zarejestrowane przebiegi zostały zmierzone z częstotliwością próbkowania 1GHz. Filtracja umożliwiła usunięcie szumów wysokiej częstotliwości pochodzących głównie od przetwornika ADC oscyloskopu. Filtr cyfrowy zaprojektowano tak, by nie wprowadzał zaburzeń, które mogłyby mieć decydujący wpływ na interpretację wyników pomiarów.



Rys. 3.38 Stanowisko pomiarowe z układem kaskady przekształtników



Rys. 3.39 Charakterystyka amplitudowa filtra FIR zastosowanego do obróbki zarejestrowanych przebiegów

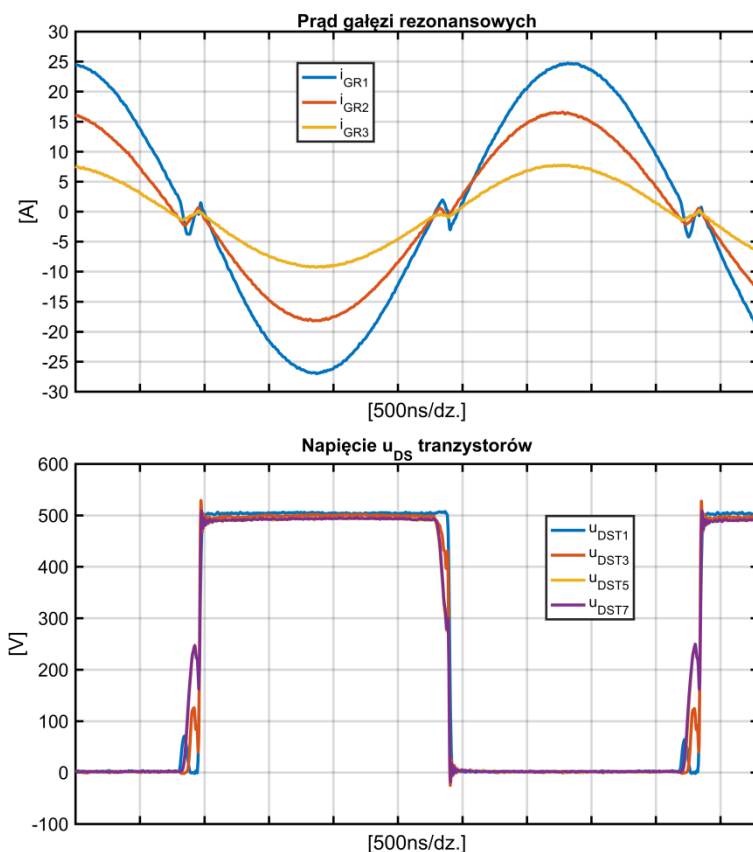
3.6.4. Pomiar podstawowego układu laboratoryjnego bez modyfikacji

Pomiary przebiegów w układzie laboratoryjnym wykonano dla trzech różnych wartości odstrojenia częstotliwości impulsowania, analogicznie jak w przypadku prac symulacyjnych z rozdziału 3.5. Pomiary oscyloskopowe wykonano przy takim obciążeniu kaskady przekształtników, by prąd wejściowy wynosił $I_N=10A$ z tolerancją $\pm 0,5\%$. Wartość prądu wejściowego wynika z przyjętego ujednoczenia warunków eksperymentu dla modelu symulacyjnego oraz pomiarów układu laboratoryjnego. Zarejestrowane przebiegi prądów gałęzi oraz napięć na łącznikach nieparzystych zamieszczono na rys. 3.40, 3.42 oraz 3.43. Na rys. 3.41 zamieszczono widok ekranu oscyloskopowego przy wykonywaniu jednego z pomiarów składających się na zestawienie przebiegów z rys. 3.40. Uzyskane wyniki pomiarowe są zbieżne z wynikami uzyskanymi na drodze symulacji w programie PSpice z podrozdziału 3.5.5. 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. Konieczne byłoby uwzględnienie zjawisk wysokoczęstotliwościowych zachodzących chociażby w dławikach. Innym złożonym problemem jest precyzyjny pomiar tych zjawisk w celu identyfikacji parametrów modelu. Mając na uwadze te trudności, można uznać, że zbieżność uzyskanych wyników symulacyjnych i pomiarowych jest zadowalająca. Tabela 3.10 zawiera dane z Tabeli 3.8 uzupełnione o zmierzone wartości prądów skutecznych gałęzi rezonansowych unormowanych do wartości wyliczonych według zależności (3.86), (3.87), (3.88). Wartości skuteczne wyznaczono w programie MATLAB na podstawie zarejestrowanych przebiegów oscyloskopowych za pomocą funkcji *rms* [60]. Wartość skuteczną wyliczono z próbek składających się na trzy okresy pracy przekształtnika bez uprzedniej filtracji cyfrowej. Wliczając niepewność pomiarową oscyloskopu, sondy prądowej oraz dokładność ustawienia i pomiaru prądu wejściowego przekształtnika I_N , można szacować, że unormowane wartości skuteczne prądów gałęziowych wyznaczono z niepewnością rzędu ± 5 punktów procentowych. Pomiary wykazują dobrą zbieżność z wynikami symulacji i potwierdzają tolerancję układu na odstrojenie częstotliwości impulsowania. Na rys. 3.44 zamieszczono charakterystyki sprawności energetycznej i efektywności napięciowej układu kaskady przekształtników w funkcji obciążenia dla trzech różnych wartości współczynnika odstrojenia d_{DT} . Należy zauważyć, że przy $d_{DT}=1,1$ układ pracuje z większą sprawnością energetyczną niż dla $d_{DT}=1$, dla obciążeń powyżej 2,5kW, i wraz ze wzrostem obciążenia różnica powiększa się. Również efektywność napięciowa układu jest największa w całym badanym zakresie mocy obciążenia dla pracy przy $d_{DT}=1,1$. Przy współczynniku $d_{DT}=0,9$ układ przekształtnika pracuje z większą sprawnością niż przy $d_{DT}=1,0$ niemal w całym zakresie obciążeń, jednak efektywność napięciowa jest wyraźnie mniejsza. Wraz ze wzrostem obciążenia sprawność energetyczna układu pracującego przy $d_{DT}=0,9$ zbliża się do charakterystyki zmierzonej przy $d_{DT}=1,0$.

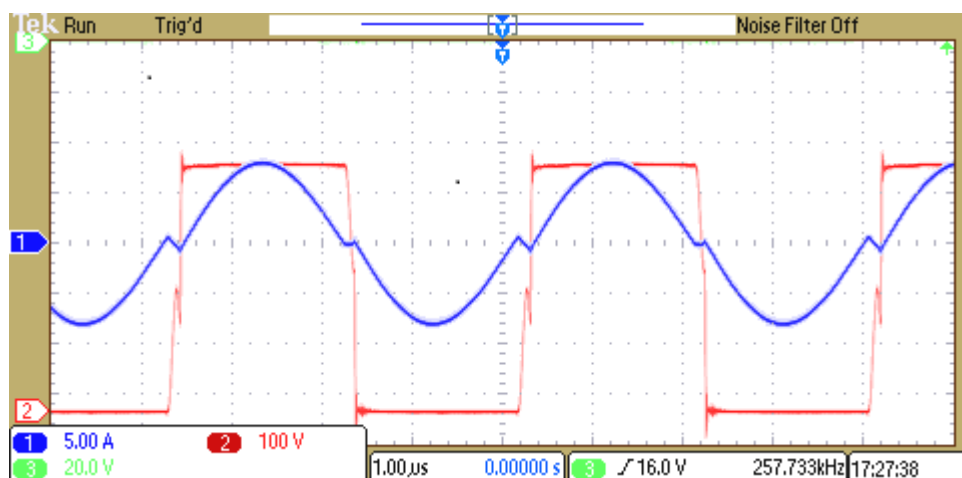
Wzrost sprawności energetycznej układu przy pracy z odstrojeniem częstotliwości impulsowania nie ma bezpośredniego wytłumaczenia w przeprowadzonych analizach teoretycznych oraz wynikach symulacyjnych. Nie mniej można przypuszczać, że efekt ten spowodowany jest przez zmniejszenie strat związanych z przeładowywaniem pojemności wyjściowych tranzystorów opisanych w rozdziale 3.3.5. Podczas komutacji z niezerowym prądem może dochodzić do częściowego przeładowania pojemności pasożytniczych tranzystorów w interwale czasu martwego. Komutacja, która rozpoczyna się przy wstępie

naładowanych pojemnościach pasożytniczych tranzystorów półmostka charakteryzuje się mniejszą stratą energii.

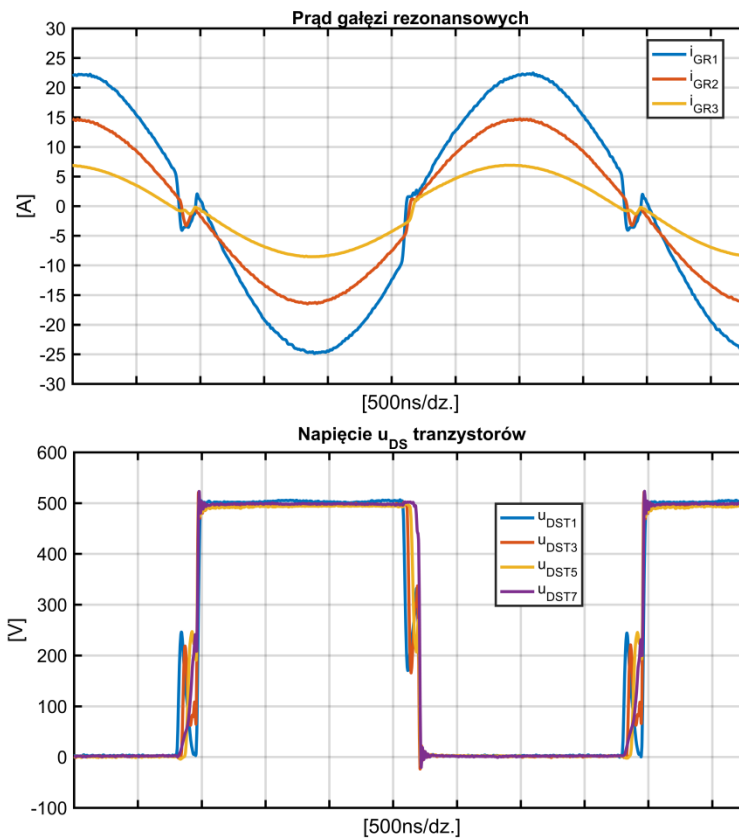
Charakterystyki sprawności energetycznej i efektywności napięciowej potwierdzają niewielką wrażliwość układu na odstrojenie częstotliwości impulsowania od rezonansowej. Zmieszczone wyniki eksperymentalne potwierdzają także praktyczną wykonalność układu MRSCC.



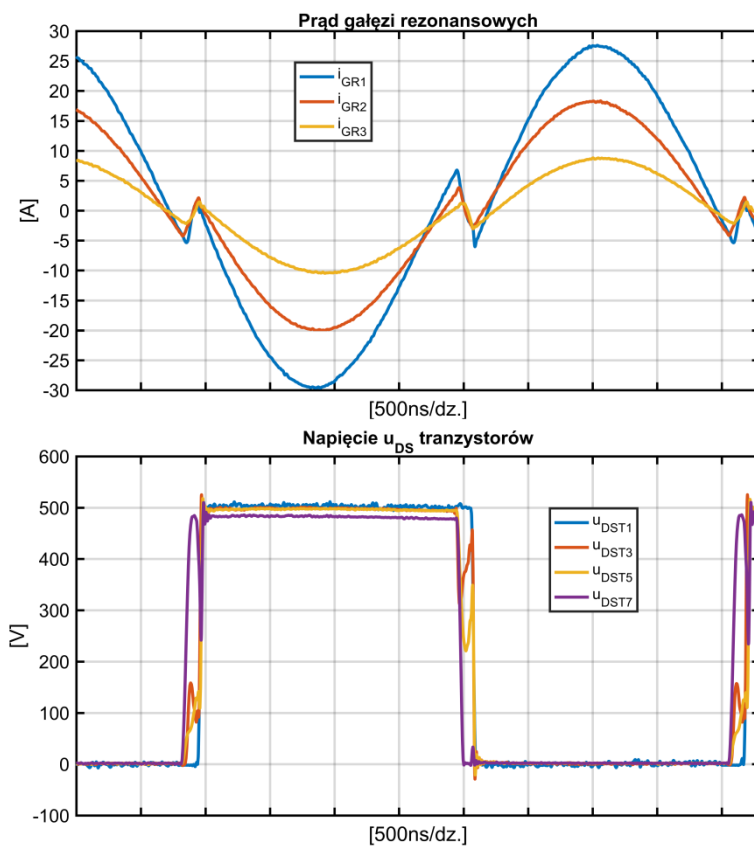
Rys. 3.40 Wynik pomiarów oscyloskopowych układu MRSCC pracującego w trybie podnoszenia napięcia dla częstotliwości impulsowania $f_s = 1,0f_{sRDT}$.



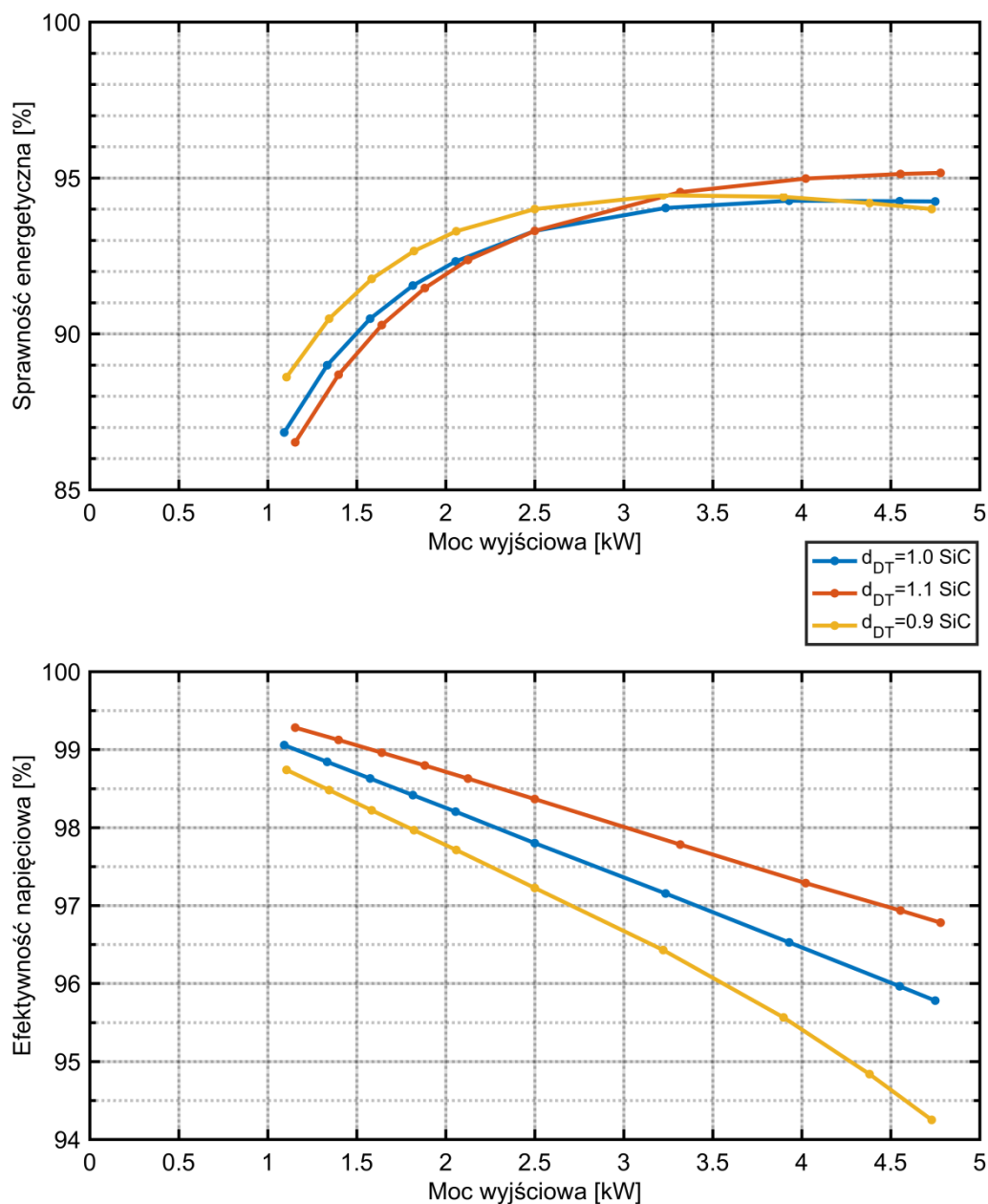
Rys. 3.41 Obraz z ekranu oscyloskopowego podczas jednego z pomiarów składających się na przebiegi z rys. 3.40. Kanał (1-niebieski) $-i_{GR3}$; (2-czerwony) u_{DS7}



Rys. 3.42 Wynik pomiarów oscyloskopowych układu MRSCC pracującego w trybie podnoszenia napięcia dla częstotliwości impulsowania $f_s = 1,1 f_{sRDT}$.



Rys. 3.43 Wynik pomiarów oscyloskopowych układu MRSCC pracującego w trybie podnoszenia napięcia dla częstotliwości impulsowania $f_s = 0,9 f_{sRDT}$.



Rys. 3.44 Sprawność enegetyczna oraz efektywność napięciowa w zależności od obciążenia. Wykreślono trzy krzywe dla różnych wartości odstrojenia d_{DT} . Pomiary dotyczą całej kaskady przekształtników.

Tabela 3.10 Zestawienie wartości skutecznych unormowanych prądów gałęzi rezonansowych oraz efektywności napięciowej wyliczonych dla wyników z modeli symulacyjnych oraz wyników eksperymentalnych dla trzech różnych wartości odstrojenia częstotliwości impulsowania.

		$d_{DT}=0.9$	$d_{DT}=1$	$d_{DT}=1.1$
MATLAB/ SIMULINK	$i_{GR1RMSpu}$	1,13	1,04	1,01
	$i_{GR2RMSpu}$	1,13	1,04	1,01
	$i_{GR3RMSpu}$	1,12	1,04	1,01
	κ [%]	97,6	99,1	98,7
P Spice	$i_{GR1RMSpu}$	1,09	1,01	0,98
	$i_{GR2RMSpu}$	1,10	1,00	0,97
	$i_{GR3RMSpu}$	1,07	1,01	0,98
	κ [%]	97,8	98,8	98,7
Pomiar	$i_{GR1RMSpu}$	1,11	1,04	1,00
	$i_{GR2RMSpu}$	1,13	1,06	1,00
	$i_{GR3RMSpu}$	1,13	1,04	0,99

3.6.5. Pomiar układu laboratoryjnego przy obniżonym napięciu

W podrozdziale 3.5.4 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 z podrozdziału 3.5.4, 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 przy rezonansowej częstotliwości impulsowania jak dowodzą wyniki symulacyjne z rys. 3.26. Wyniki zamieszczone w tym podrozdziale są weryfikacją eksperymentalną niekorzystnych zjawisk występujących przy pracy z obniżonym napięciem zasilania, a przewidzianych we wnioskach z analizy z rozdziału 3.5.4.

Na rys. 3.45, 3.46 oraz 3.47 zamieszczono przebiegi prądów oraz napięć zarejestrowane w układzie przekształtnika laboratoryjnego pracującego w trybie BOOST przy napięciu $U_N = 100V$. Pomiary wykonano w układzie kaskadowym przy obciążeniu zmniejszonym względem nominalnego. W tabeli 3.11 zamieszczono wartości skuteczne prądów gałęzi rezonansowych wyliczone z zarejestrowanych przebiegów oscyloskopowych. Wartości skuteczne unormowano według (3.99) do wartości wynikających z analizy z przybliżeniem pierwszą harmoniczną dla danych wartości prądu I_N , przy których wykonano pomiary. Pomiary dla przypadków $d_{DT}=1,0$, oraz $d_{DT}=1,1$ wykonano przy $I_N=4,8A$, zatem referencyjne wartości skuteczne prądów gałęziowych wynoszą:

$$I_{GR1RMS} = \frac{\pi (n-k)I_N}{\sqrt{2} n} = \frac{\pi(4-1) \cdot 4,8}{\sqrt{2} \cdot 4} \approx 8,0A \quad (3.155)$$

$$I_{GR2RMS} = \frac{\pi (n-k)I_N}{\sqrt{2} n} = \frac{\pi(4-2) \cdot 4,8}{\sqrt{2} \cdot 4} \approx 5,3A \quad (3.156)$$

$$I_{GR3RMS} = \frac{\pi (n-k)I_N}{\sqrt{2} n} = \frac{\pi(4-3) \cdot 4,8}{\sqrt{2} \cdot 4} \approx 2,7A \quad (3.157)$$

Pomiary dla przypadku $d_{DT}=0,9$, wykonano przy $I_N=3,7A$, zatem referencyjne wartości skuteczne prądów gałęziowych wynoszą:

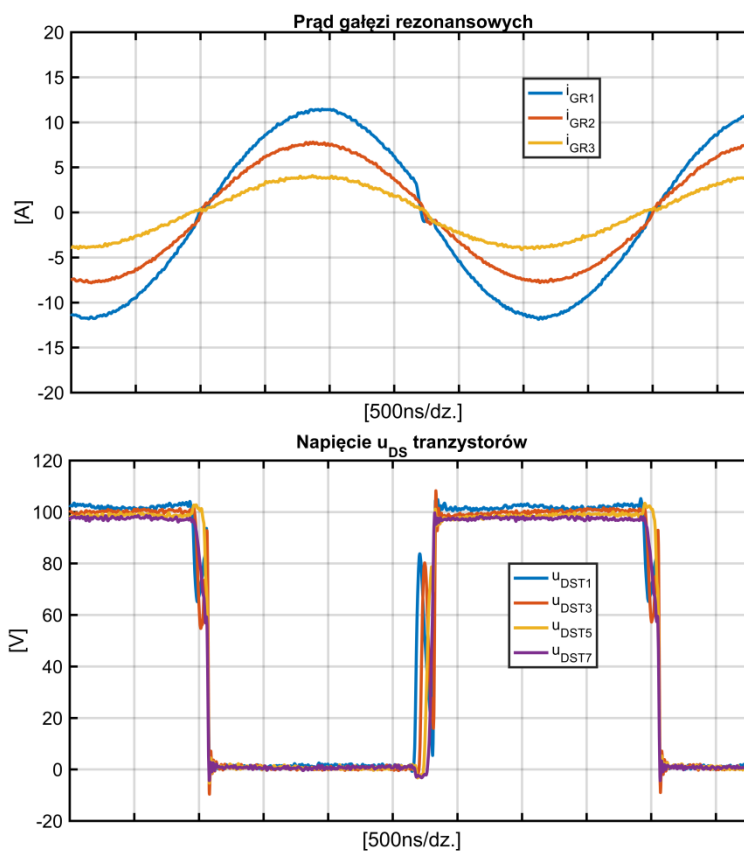
$$I_{GR1RMS} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \frac{(n-k)I_N}{n} = \frac{\pi(4-1) \cdot 3,7}{\sqrt{2} \cdot 4} \approx 6,1A \quad (3.158)$$

$$I_{GR2RMS} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \frac{(n-k)I_N}{n} = \frac{\pi(4-2) \cdot 3,7}{\sqrt{2} \cdot 4} \approx 4,0A \quad (3.159)$$

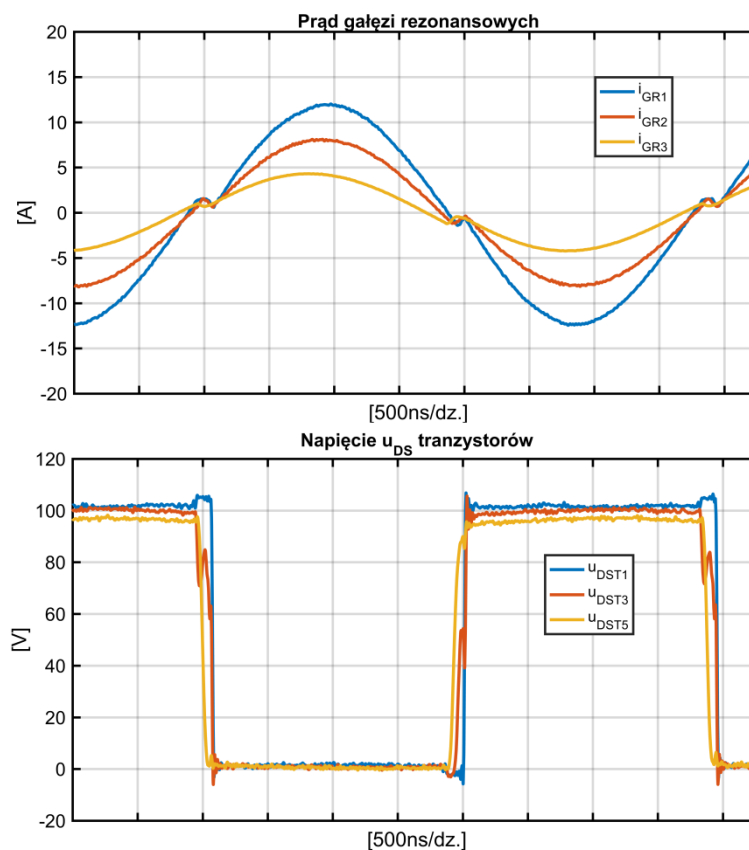
$$I_{GR3RMS} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \frac{(n-k)I_N}{n} = \frac{\pi(4-3) \cdot 3,7}{\sqrt{2} \cdot 4} \approx 2,0A \quad (3.160)$$

Na rys. 3.49 zamieszczono charakterystyki sprawności energetycznej oraz efektywności napięciowej układu kaskadowego w funkcji mocy wyjściowej dla trzech wartości współczynnika d_{DT} . Z analizy przebiegów wynika, że przy pracy ze współczynnikiem $d_{DT}=1,0$ oraz $d_{DT}=1,1$ układ funkcjonuje poprawnie, przy czym zmniejszenie napięcia wejściowego spowodowało organicznie sprawności energetycznej i efektywności napięciowej. Dla $d_{DT}=1,1$ zanik prądu w interwale czasu martwego przebiega skutecznie jednak z takim zastrzeżeniem, że w przebiegach prądu szczególnie i_{GR1} widoczna jest asymetria i zanik prądu odbywa się w jednym interwale czasu martwego przy komutacji z łączników nieparzystych na parzyste (t_1-t_2).

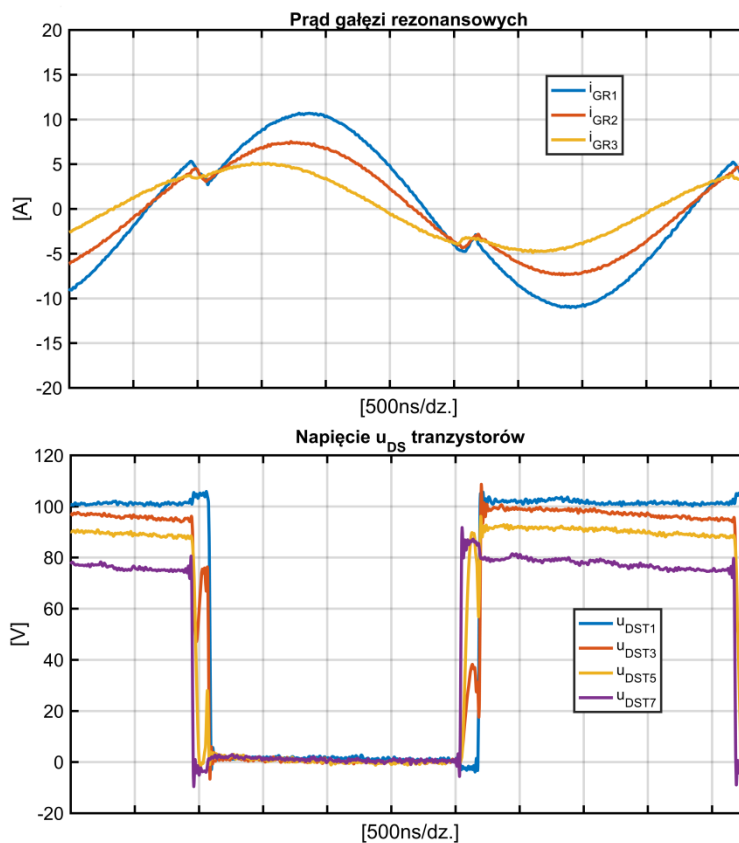
Przekształtnik pracuje poprawnie ze współczynnikiem $d_{DT}=0,9$ przy niewielkich obciążeniach. Po przekroczeniu obciążenia krytycznego dochodzi do poważnego zmniejszenia sprawności i efektywności napięciowej. W zakresie większych obciążeń zastępcza szeregową rezystancja wyjściowa przekształtnika jest tak duża, że przy zwiększaniu prądu obciążenia dochodzi do zmniejszania się mocy wyjściowej i z tego powodu wykreślona charakterystyka jest niejednoznaczna dla pewnego zakresu mocy wyjściowej. Przyczyną znacznego pogorszenia parametrów pracy układu jest zbyt mała bezwzględna wartość pochodnej prądu gałęzi rezonansowych w interwałach czasu martwego. W efekcie prąd gałęzi rezonansowych nie zanika całkowicie w interwałach czasu martwego i dochodzi do znacznego przesunięcia fazowego prądu gałęzi rezonansowych oraz dużego wzrostu wartości tych prądów, jak wskazują dane z tabeli 3.11 oraz oscylogramy z rys. 3.47. Należy jednak zwrócić uwagę, że prezentowane charakterystyki dotyczą całej kaskady przekształtników. Wywołane zjawisko występuje także w drugim przekształtniku, pracującym w trybie BUCK, i to nawet w większym stopniu, o czym świadczą przebiegi zamieszczone na rys. 3.48. Wynika to z tego, że drugi przekształtnik pracuje przy mniejszym napięciu ze względu na utratę efektywności napięciowej pierwszego przekształtnika. Wartości skuteczne prądów gałęzi rezonansowych w przekształtniku pracującym w trybie BUCK osiągnęły wartości znacznie przekraczające wartości referencyjne i z tego powodu zostały także umieszczone w tabeli 3.11. Obciążenia prądowe gałęzi rezonansowej L_{R3}, C_{R3} było na tyle duże, że pomiary wykonano przy znacznie zmniejszonym prądzie $I_N=3,7A$, tak by układ nie uległ uszkodzeniu. Prezentowane wyniki pomiarów układu eksperymentalnego potwierdzają wnioski z analizy teoretycznej zawartej w rozdziale 3.5.4 oraz wskazują na możliwość uszkodzenia przekształtnika w przypadku, gdy zanik prądu w interwale czasu martwego jest nieskuteczny, a jedną z przyczyn może być zbyt małe napięcie pracy przekształtnika. Wyniki potwierdzają także, że przypadek odstrojenia częstotliwości impulsowania powyżej częstotliwości rezonansowej ($d_{DT}=1,1$) jest korzystniejszy niż przypadek przeciwny ($d_{DT}=0,9$).



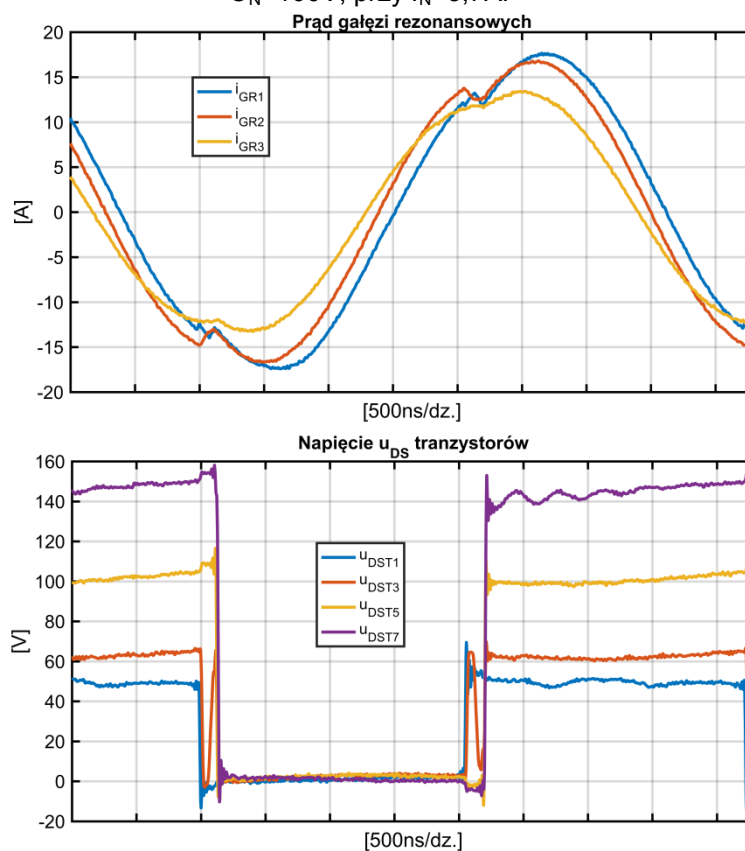
Rys. 3.45 Wynik pomiarów oscyloskopowych układu MRSCC pracującego w trybie podnoszenia napięcia ze współczynnikiem odstrojenia $d_{DT}=1,1$ oraz znacznie obniżonym napięciem wejściowym $U_N=100V$ przy $I_N=4,8A$.



Rys. 3.46 Wynik pomiarów oscyloskopowych układu MRSCC pracującego w trybie podnoszenia napięcia ze współczynnikiem odstrojenia $d_{DT}=1,0$ oraz znacznie obniżonym napięciem wejściowym $U_N=100V$, przy $I_N=4,8A$.



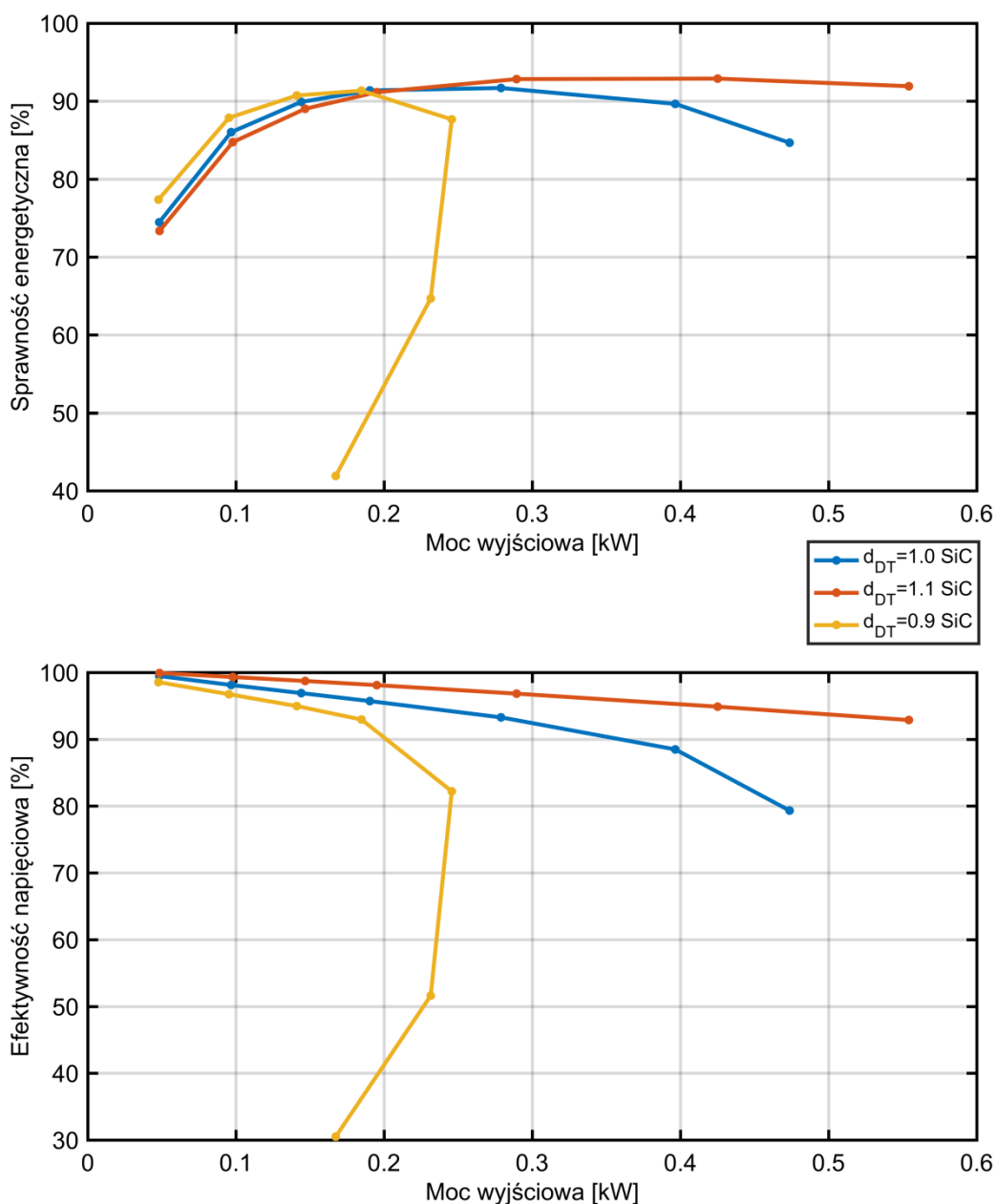
Rys. 3.47 Wynik pomiarów oscyloskopowych układu MRSCC pracującego w trybie podnoszenia napięcia ze współczynnikiem odstrojenia $d_{DT}=0,9$ oraz znacznie obniżonego napięcia wejściowego $U_N=100V$, przy $I_N=3,7A$.



Rys. 3.48 Wynik pomiarów oscyloskopowych układu MRSCC pracującego w trybie obniżania napięcia ze współczynnikiem odstrojenia $d_{DT}=0,9$ oraz znacznie obniżonym napięciem wejściowym $U_N=100V$, przy $I_N=3,7A$. Są to pomiary dotyczące drugiego przekształtnika kaskady będące uzupełnieniem dla rys. 3.47.

Tabela 3.11 Zestawienie wartości skutecznych unormowanych prądów gałęzi rezonansowych oraz efektywności napięciowej. Wyników eksperymentalne, przy obniżonym napięciu zasilania U_N .

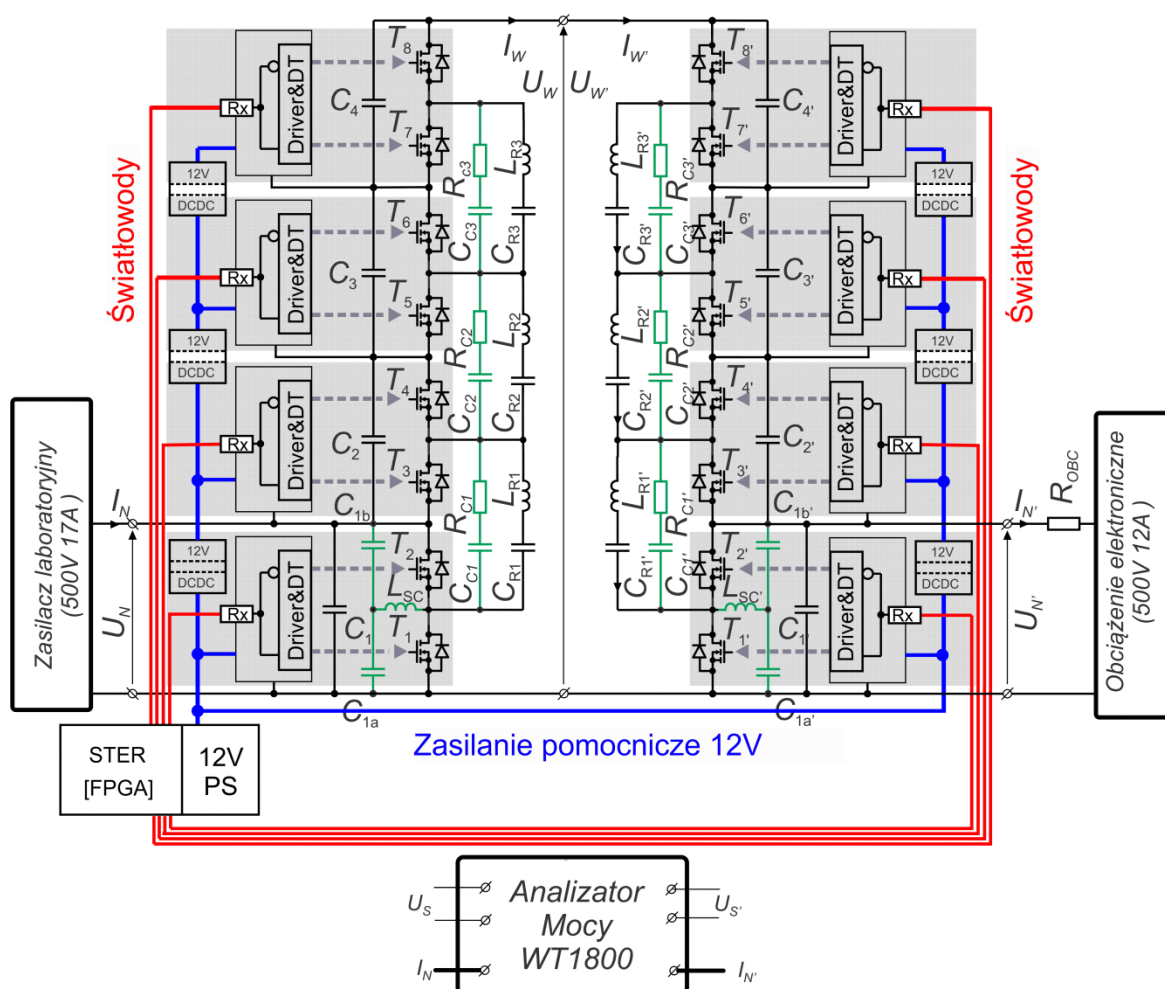
POMIAR		$d_{DT}=0,9$		$d_{DT}=1$	$d_{DT}=1,1$
		BOOST	BUCK	BOOST	BOOST
	$I_{GR1RMSpu}$	1,18	1,97	1,03	1,03
	$I_{GR2RMSpu}$	1,22	2,86	1,04	1,03
	$I_{GR3RMSpu}$	1,64	4,61	1,08	1,04



Rys. 3.49 Sprawność enegetyczna oraz efektywność napięciowa w zależności od obciążenia. Wykreślono trzy krzywe dla różnych wartości odstrojenia d_{DT} . Pomiary dotyczą całej kaskady przekształtników pracującej przy znacznie obniżonym napięciu wejściowym $U_N=100V$.

3.6.6. Dławik wspomagający komutację łączników i dodatkowe gałęzie komutacyjne

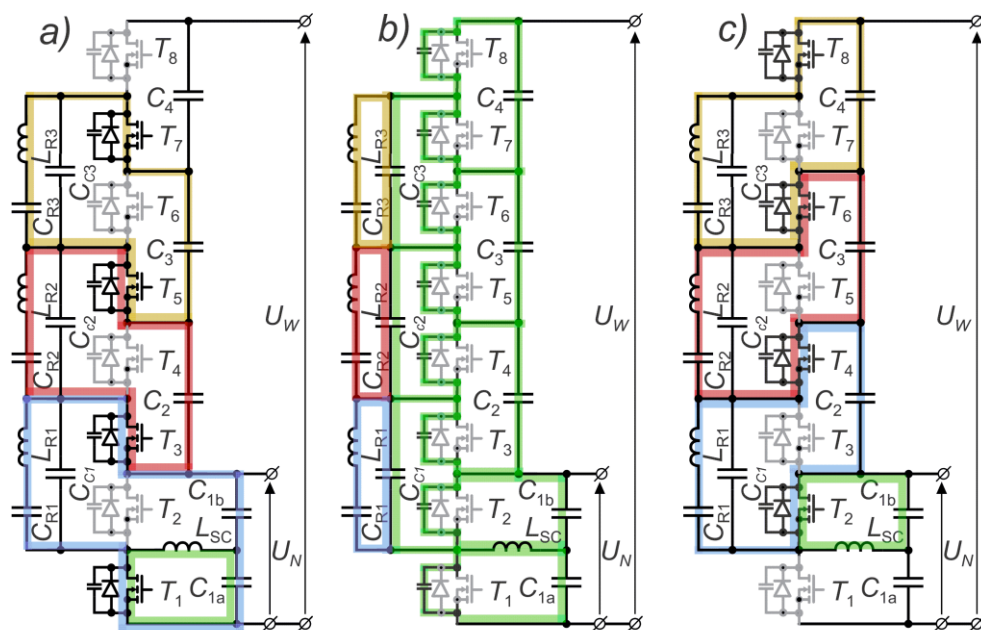
Dużą część strat energii w przekształtniku stanowią straty związane z ładowaniem oraz rozładowaniem pojemności wyjściowej łączników, które były przedmiotem analizy zamieszczonej w rozdziale 3.3.5. Świadczy o tym znaczna moc jałowa przekształtnika wynosząca ok. 190W ($f_s=285\text{kHz}$) dla całej kaskady. 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. 3.50 przedstawiono schemat stanowiska pomiarowego z uwzględnieniem dodatkowych elementów wyrysowanych kolorem zielonym.



Rys. 3.50 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 C_{1a} i C_{1b} . 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 bezwzględny prądzie dławika L_{CS} . Prąd dławika L_{CS} płynie przez tranzystory T_1 lub T_2 , gdy

są one wystereowane 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. Na rys. 3.51 zamieszczono uproszczony schemat przekształtnika MRSCC z układem wspomagania komutacji i zaznaczonymi drogami prądu gałęzi rezonansowych oraz dławika L_{SC} podczas komutacji z przewodzących tranzystorów nieparzystych na parzyste. W układzie rzeczywistym wszystkie elementy zawierają szeregowo rezystancje, a nawet występują celowo wprowadzone rezystory R_{C1} , R_{C2} , R_{C3} i opisane zjawiska nie są całkowicie wolne strat, jednak straty te są znacznie mniejsze niż w przypadku komutacji przy pełnym napięciu, którą analizowano w rozdziale 3.3.5. W wyidealizowanym przypadku teoretycznym, w którym w obwodzie ładowania i rozładowania nie ma żadnych rezystancji, ładowanie i rozładowanie pojemności wyjściowych z wykorzystaniem dławika L_{CS} zachodzi w sposób bezstratny. Moc rozpraszana w rezystancjach elementów oraz w R_{C1} , R_{C2} , R_{C3} jest na tyle nieduża, że zastosowanie opisanej modyfikacji znacząco zwiększa sprawność przekształtnika. Wartości kondensatorów C_{C1} , C_{C2} , C_{C3} powinny być na tyle duże, żeby napięcie na nich nie uległo istotnej zmianie w interwale czasu martwego, gdy płynie przez nie prąd ładujący pojemności wyjściowe tranzystorów. Dobór ich wartości jest zatem uzależniony bezpośrednio od prądu szczytowego dławika L_{CS} oraz długości interwału czasu martwego, a więc można stwierdzić, że pośrednio od wartości pojemności wyjściowych zastosowanych tranzystorów. Zbyt mała pojemność kondensatorów C_{C1} , C_{C2} , C_{C3} spowoduje nieskuteczne ładowanie oraz rozładowanie pojemności tranzystorów wyższych poziomów oraz pobudzenie gałęzi rezonansowych impulsami napięcia w interwałach czasu martwego. Zbyt duża pojemność jest niekorzystna nie tylko pod względem gabarytu i kosztów, ale także ze względu na zwiększenie udziału tych kondensatorów w wyrównywaniu napięć pomiędzy



Rys. 3.51 Zasada działania układu ze wspomaganiem komutacji. Pominięto rezystory tłumiące R_{C1} , R_{C2} oraz R_{C3} .

poziomami. Jest to o tyle niekorzystne, że powoduje powstawanie dużych impulsów prądowych, co jest problemem znanym z nierezonansowych przekształtników o przełączanych kondensatorach [120], [122]. W celu ograniczenia wartości prądów impulsowych w kondensatorach C_{C1} , C_{C2} , C_{C3} oraz stłumienia niepożądanych oscylacji, w szereg z kondensatorami C_{C1} , C_{C2} , C_{C3} włączono rezystory o niewielkiej rezystancji poniżej 1Ω . Wartość pojemności kondensatorów C_{1a} i C_{1b} nie ma istotnego znaczenia dla pracy układu, jednak skrajnie mała może doprowadzić do powstania oscylacji z indukcyjnością L_{SC} . Kondensatory C_{1a} i C_{1b} mogą być dołączone do C_1 , jako dodatkowe, jak ze względów praktycznych zrobiono to w układzie laboratoryjnym, lub mogą być włączone zamiast C_1 , jeżeli zostanie uzyskana taka sama lub zbliżona wartość pojemności zastępczej. W układzie laboratoryjnym użyto kondensatory C_{1a} , C_{1b} o pojemności 470nF , co daje częstotliwość rezonansową z dławikiem $L_{SC}=50\mu\text{H}$ o jeden rząd mniejszą od częstotliwości pracy układu:

$$f_{RLSC} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{SC}(C_{1a} + C_{1b})}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{50 \cdot 10^{-6} \cdot 0,94 \cdot 10^{-9}}} \cong 23\text{kHz} \quad (3.161)$$

Wartości elementów gałęzi komutacyjnych, zebrane w tabeli 2.1, zostały dobrane eksperymentalnie. Zastosowano rezystory węglowe o mocy 5W , przy czym R_{C1} stanowią dwa takie rezystory połączone równolegle. Przyjęto, że pojemność kondensatorów gałęzi komutacyjnych powinna wynosić ok. 20-10% pojemności odpowiadających im kondensatorów rezonansowych. Analityczne rozwiązanie problemu doboru wartości tych elementów stanowi istotne zagadnienie, które będzie przedmiotem dalszych badań prowadzących do optymalizacji gałęzi komutacyjnych.

Tabela 3.12 Dobrane wartości elementów gałęzi komutacyjnych

$R_{C1}, R_{C1'}$	0,23	[Ω]	$C_{C1}, C_{C1'}$	47	[nF]
$R_{C2}, R_{C2'}$	0,47		$C_{C2}, C_{C2'}$	22	
$R_{C3}, R_{C3'}$	0,47		$C_{C3}, C_{C3'}$	22	

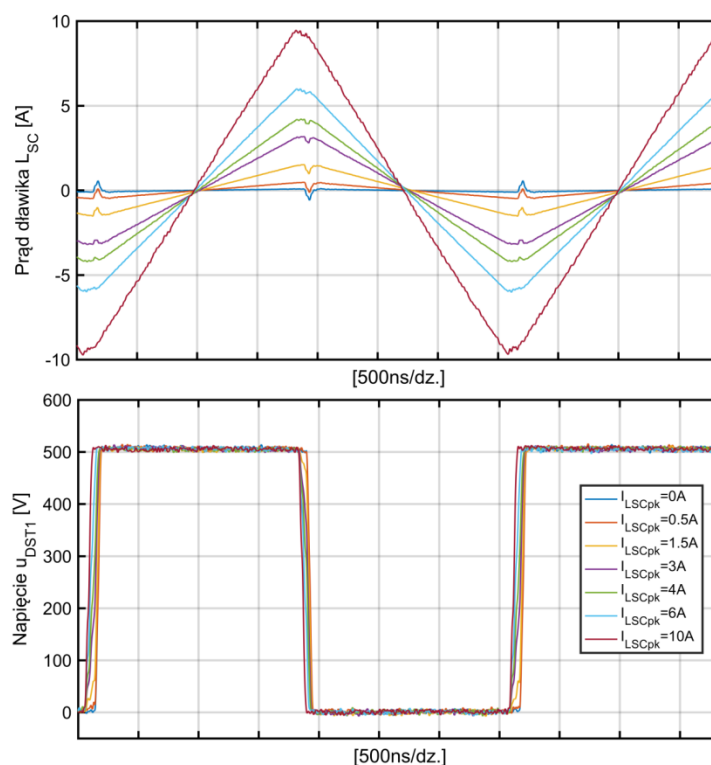
Dławik L_{SC} wykonano przy użyciu rdzenia ferrytowego typu *ETD29 3F3* i licy w.cz. $120 \times 0,1\text{mm}$ izolowanej opłotem z bawełny, z której wykonano uzwojenie liczące 28 zwojów. Liczbę zwojów dobrano tak, by przyłożenie napięcia o przebiegu prostokątnym, antysymetrycznym o wartości maksymalnej 250V i częstotliwości 285kHz skutkowało wytworzeniem w rdzeniu strumienia magnetycznego o umiarkowanej wartości szczytowej około 100mT . Skorzystano z zależności [7]:

$$n_{zw} = \frac{U_{\max}}{4fsB_{\max}} = \frac{250}{4 \cdot 285 \cdot 10^3 \cdot 76 \cdot 10^{-6} \cdot 100 \cdot 10^{-3}} = 28,85 \text{ zw} \quad (3.162)$$

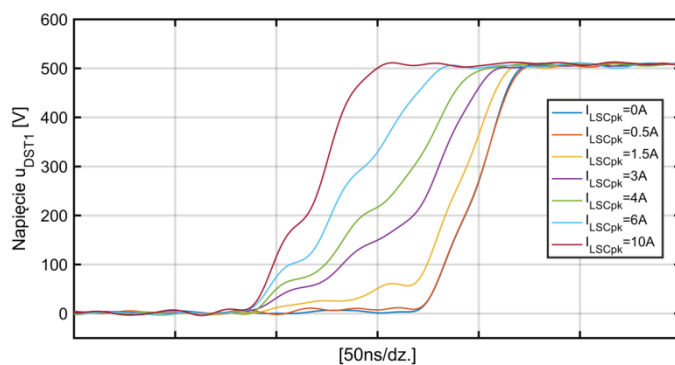
Nienaturalne zaokrąglenie wyniku w dół jest podyktowane ułożeniem uzwojenia w karkasie i nie ma istotnego znaczenia. Poprzez modyfikację długości szczeliny magnetycznej możliwa jest zmiana indukcyjności dławika w szerokim zakresie, co w opisywanym zastosowaniu daje w rezultacie możliwość łatwego doboru wartości szczytowej prądu dławika L_{SC} . Na rys. 3.52 przedstawiono przebiegi prądu dławika o różnej wartości szczytowej oraz odpowiadające im przebiegi napięcia dren-źródło na tranzystorze T_1 . Na rys. 3.53 przedstawiono te same przebiegi napięcia u_{DST1} , przy czym zostały one rozciągnięte w celu uwidocznienia kształtu zboczy narastających. Widoczne jest, że przy mniejszych wartościach prądu dławika L_{SC} nie dochodzi do całkowitego naładowania pojemności pasożytniczej tranzystora T_1 przed załączeniem T_2 objawiającym się nagłym wzrostem pochodnej napięcia. Na rys. 3.54 zamieszczono zmierzoną charakterystykę mocy jałowej pojedynczego przekształtnika

w zależności od wartości szczytowej prądu dławika L_{SC} . Należy zauważyć, że wprowadzenie opisywanej modyfikacji umożliwia redukcję mocy biegu jałowego, a więc mocy traconej także pod obciążeniem, o około 95W dla pojedynczego przekształtnika, co należy uznać za dużą różnicę w przekształtniku o mocy znamionowej 5kW. Bazując na charakterystyce z rys. 3.54 można wnioskować, że optymalna wartość I_{LSCpk} znajduje się w przedziale 4A do 8A. Większa wartości prądu niż optymalna powoduje powstawanie strat od twardej komutacji tranzystorów T_1 i T_2 oraz zwiększa straty w gałęziach komutacyjnych i samym dławiku L_{SC} . Jako kompromis między obciążeniem prądowym dławika L_{SC} oraz uzyskanym efektem redukcji strat wybrano wartość $I_{LSCpk}=4A$, co odpowiada indukcyjności ok. $L_{SC}=50\mu H$. Przedstawione w pracy wyniki pomiarowe zmodyfikowanego układu MRSCC wykonano w cyklu badań, w którym czas martwy wynosił ok. $t_{DT}=80ns$.

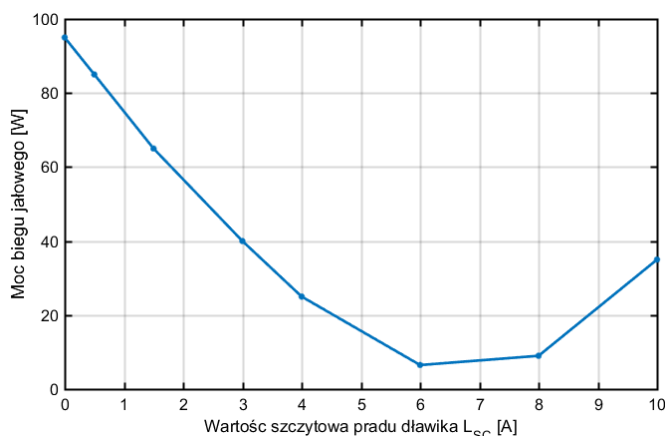
Istotnym jest, że w interwale czasu martwego, gdy wszystkie tranzystory nie przewodzą, prądy gałęzi rezonansowych płyną przez gałęzie komutacyjne jak zaznaczono to schematycznie na rys. 3.51b. Kondensatory w gałęziach komutacyjnych uniemożliwiają szybką zmianę napięcia na gałęziach rezonansowych, a więc w konsekwencji na dławikach rezonansowych. Nie zachodzi, zatem zjawisko zaniku prądu gałęzi rezonansowych w interwale czasu martwego opisane w podrozdziale 3.5.4. Układ przekształtnika pracuje w taki sposób, jakby interwał czasu martwego nie występował, co odpowiada założeniom analizy z przybliżeniem pierwszą harmoniczną. W wyniku tego częstotliwość rezonansowa układu jest większa niż dla układu podstawowego, z przyczyn opisanych w podrozdziale 3.5.2. Na rys. 3.55 zamieszczono przebiegi prądów gałęzi rezonansowych oraz napięć na tranzystorach nieparzystych. Pomiaru dokonano przy prądzie $I_N = 5,15A$, czyli przy mocy wejściowej ok. 2,6kW. Zaburzenia wynikające z komutacji tranzystorów oraz interwału czasu martwego są niemal niewidoczne w przebiegach prądu.



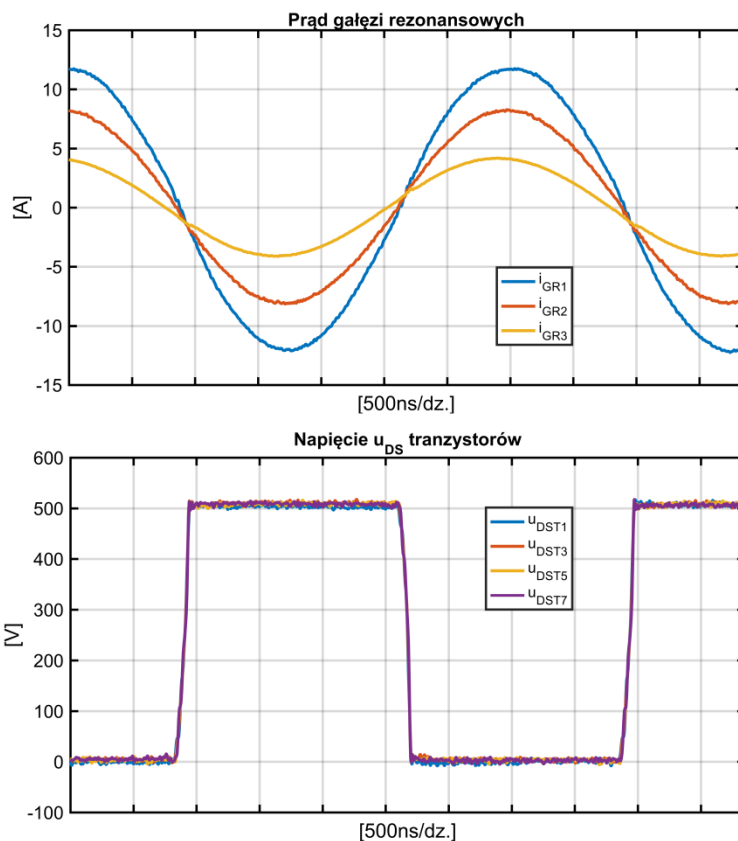
Rys. 3.52 Przebiegi prądu dławika L_{SC} oraz napięcia u_{DS1} dla różnych wartości indukcyjności dławika.



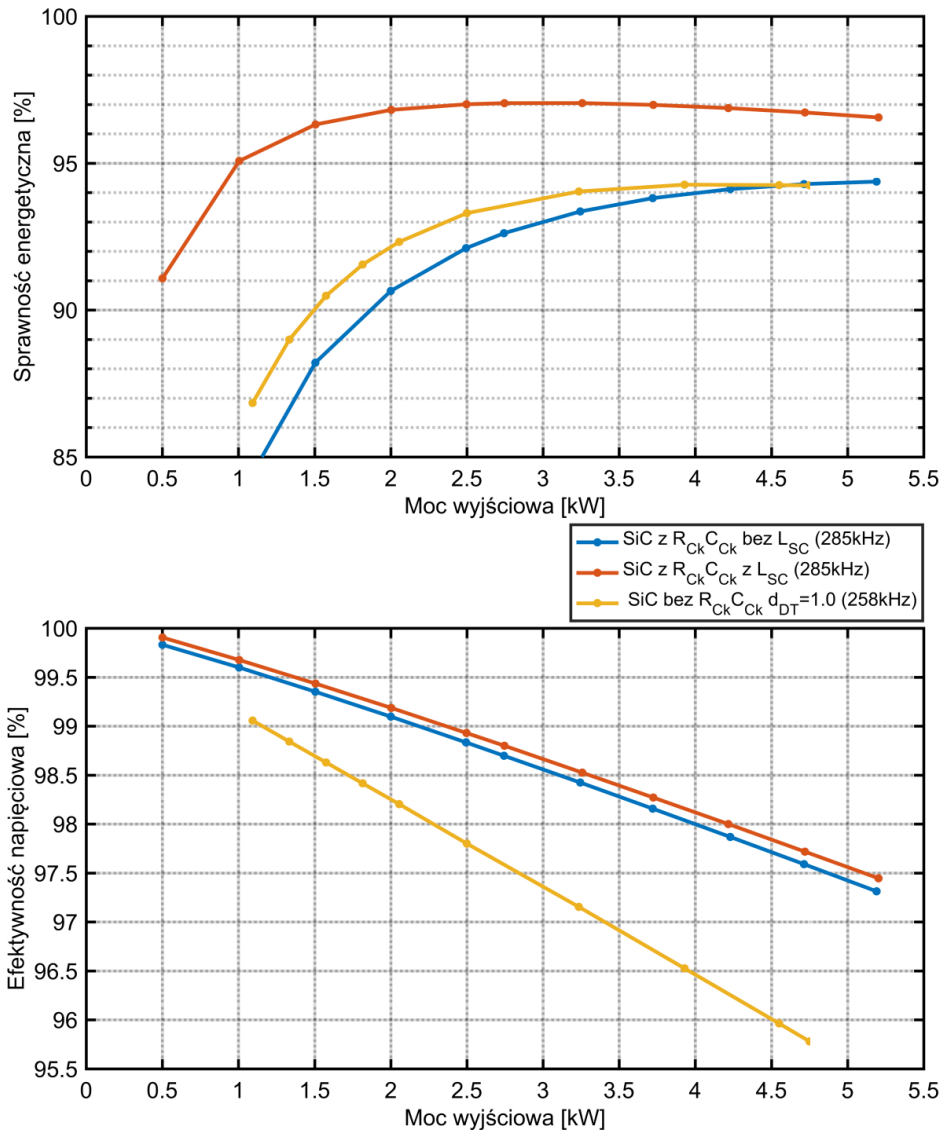
Rys. 3.53 Przebiegi napięcia u_{DST1} jak na rys. 3.52 rozciągnięte w celu uwidocznienia kształtu zboczy narastających.



Rys. 3.54 Zależność mocy biegu jałowego od wartości szczytowej prądu dławika L_{SC} . Punkty pomiarowe charakterystyki odpowiadają pomiarom oscyloskopowym z rys.3.52 i rys. 3.53. Wynik dotyczy pojedynczego przekształtnika zasilanego od strony U_N .



Rys. 3.55 Wynik pomiarów oscyloskopowych układu MRSCC pracującego w BOOST z gałęziami komutacyjnymi i dławikiem L_{SC} . Praca ze współczynnikiem $d_{F1}=1,0$.



Rys. 3.56 Sprawność enegetyczna oraz efektywność napięciowa w funkcji mocy obciążenia. Wykreślono trzy krzywe dla różnych wartości odstrojenia. Pomiary dotyczą całej kaskady przekształtników.

Na rys. 3.56 zamieszczono trzy pary charakterystyk sprawności enegetycznej i efektywności napięciowej. Krzywe żółte dotyczą kaskady przekształtników w wersji podstawowej pracujących bez odstrojenia ($d_{DT}=1.0$) i są bezpośrednio zaczerpnięte z wyników zamieszczonych na rys. 3.44. Krzywe niebieskie dotyczą kaskady w której oba przekształtniki wyposażono w gałęzie komutacyjne, przy czym nie dołączono dławika L_{SC} . W takiej konfiguracji przekształtnik pracował z mniejszą sprawnością enegetyczną niż układ bez gałęzi komutacyjnych. Można przypuszczać, że jednym z czynników, który ma na to wpływ jest mniejsza częstotliwość pracy układu bez gałęzi komutacyjnych, a więc mniejsze straty związane z przeładowywaniem pojemności pasożytniczych tranzystorów. W pobliżu obciążeń znamionowych wartość sprawności enegetycznej dla obu układów wyrównuje się. Należy zatem wnioskować, że wprowadzenie gałęzi komutacyjnych do układu nie powoduje dużego wzrostu strat przewodzenia, jak można by przypuszczać ze względu na twarde przełączanie kondensatorów gałęzi komutacyjnych oraz obecność rezystorów tłumiących. Inną korzystną właściwością kaskady przekształtników z gałęziami komutacyjnymi jest wyraźnie mniejsza zastępcza rezystancja wyjściowa. Dołączenie dławika L_{SC} spowodowało istotny wzrost sprawności enegetycznej, szczególnie w zakresie

niewielkich obciążen. Uzyskano sprawność szczytową kaskady przekształtników 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, oznaczałoby to, że szczytowa sprawność pojedynczego przekształtnika wynosi 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.

3.6.7. Podatność zmodyfikowanego układu na odstrojenie częstotliwości impulsowania

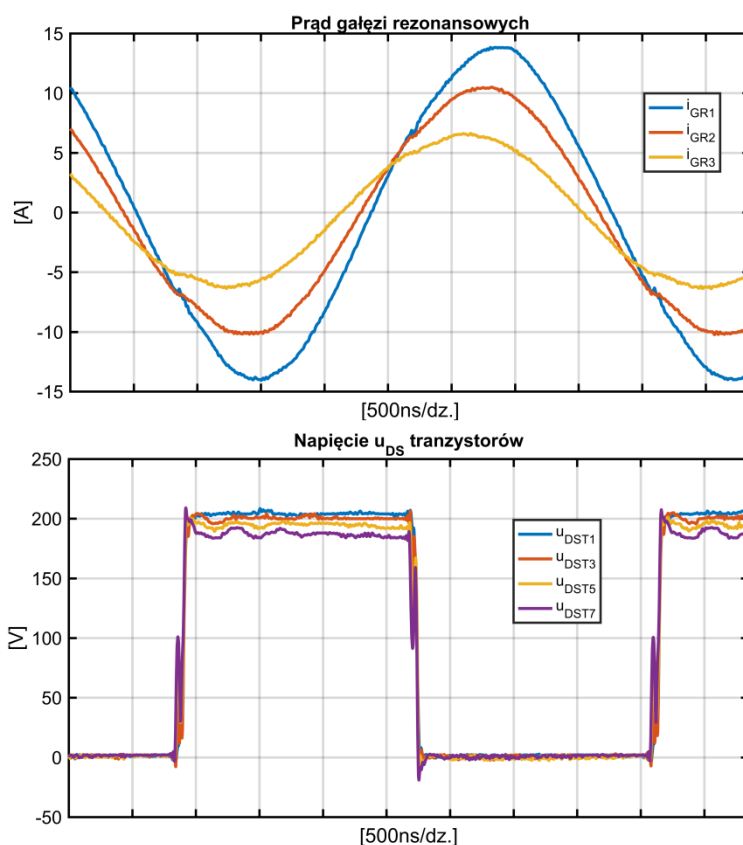
Brak zjawiska zanikania prądu gałęzi rezonansowych w interwałach czasu martwego w przekształtniku wyposażonym w gałęzie komutacyjne może powodować dużą podatność układu na odstrojenie częstotliwości impulsowania od rezonansowej. W interwałach czasu martwego prąd gałęzi rezonansowych płynie przez gałęzie 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 $d_{1h}=1,05$, $d_{1h}=1,00$, $d_{1h}=0,95$. Dla zmniejszenia ryzyka uszkodzenia układu, pomiarów dokonano przy obniżonym napięciu $U_N=200V$ oraz prądzie obciążenia $I_N'=5A$. W tabeli 3.13 zebrano wyniki w postaci wartości skutecznych unormowanych prądów gałęzi rezonansowych. Wartości skuteczne wyznaczono na podstawie zarejestrowanych przebiegów oscyloskopowych dla przekształtnika podnoszącego napięcie. Wartości efektywności napięciowej dotyczą całej kaskady przekształtników.

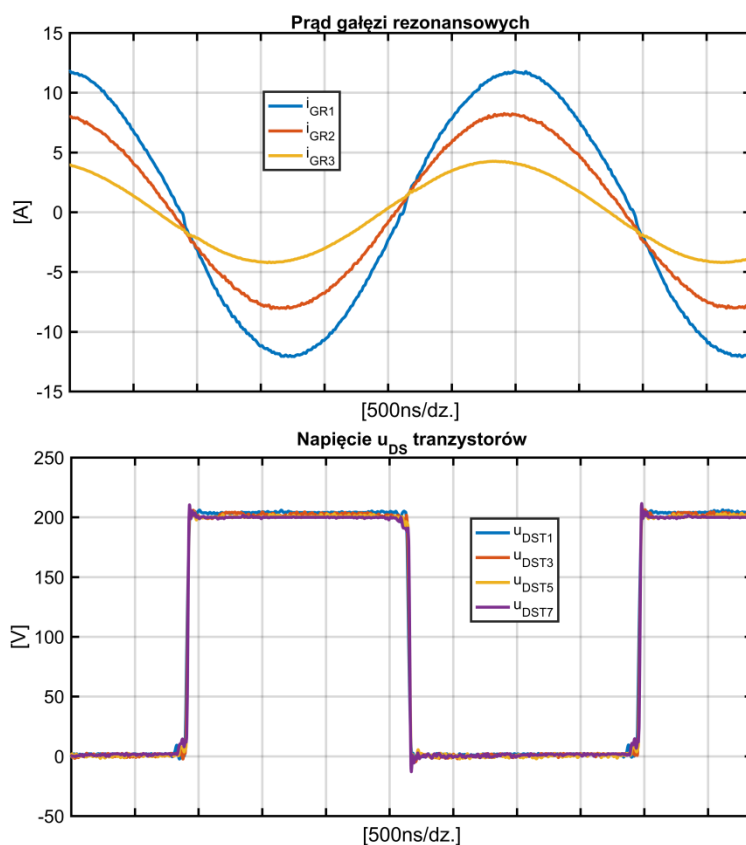
Tabela 3.13 Wartości skuteczne unormowane prądów gałęzi rezonansowych (BOOST) oraz efektywność napięciowa całej kaskady dla różnych współczynników odstrojenia.

		$d_{1h}=0,95$	$d_{1h}=1$	$d_{1h}=1,05$
POMIAR	$I_{GR1RMSpu}$	1,12	0,97	1,04
	$I_{GR2RMSpu}$	1,26	0,99	1,07
	$I_{GR3RMSpu}$	1,58	1,02	1,11
	κ [%]	91,7	97	94,1

Przy współczynniku odstrojenia częstotliwości $d_{1h}=1,05$ gałęzie rezonansowe przekształtnika nie są istotnie przeciążone, jednak efektywność napięciowa jest znacząco mniejsza niż w przypadku prawidłowo zestrojonego układu. Dla współczynnika $d_{1h}=0,95$ gałęzie rezonansowe, szczególnie wyższych poziomów, są znacznie przeciążone, a efektywność napięciowa przekształtnika znacząco niższa. Na rys. 3.57 przedstawiono oscylogramy dla tego przypadku pracy, gdzie wyraźnie widoczne jest znaczne przesunięcie w fazie prądów gałęzi rezonansowych względem napięć na tranzystorach. Komutacja tranzystorów zachodzi przy znacznym prądzie gałęzi rezonansowych i widoczne są pewne oscylacje napięcia w interwałach czasu martwego, które niemal nie mają wpływu na przebiegi prądu gałęzi rezonansowych. Na rys. 3.58 zamieszczono przebiegi referencyjne dla $d_{1h}=1,00$ gdzie tranzystory przełączają się przy niemal zerowym prądzie gałęzi rezonansowych, a zbocza napięcia na tranzystorach są pozbawione oscylacji i całkowicie synchronizowane. Dla obu przypadków odstrojenia $d_{1h}=1,05$ oraz $d_{1h}=0,95$ mniejsza efektywność napięciowa, a więc większe różnice między wartościami napięć poziomowych spowodowały przepływ większego prądu przez gałęzie komutacyjne. Spowodowało to istotny wzrost mocy wydzielanej w rezystorach R_{C1} , R_{C2} i R_{C3} . Jak wynika z zaprezentowanych wyników pomiarowych oraz przeprowadzonych eksperymentów, przekształtnik wyposażony w gałęzie komutacyjne charakteryzuje się znacznie mniejszą odpornością na odstrojenie częstotliwości impulsowania niż układ podstawowy.



Rys. 3.57 Wynik pomiarów oscyloskopowych układu MRSCC pracującego w trybie BOOST z gałęziami komutacyjnymi i dławikiem L_{SC} . Praca z współczynnikiem $d_{th}=0,95$ przy obniżonym napięciu $U_N=200V$.



Rys. 3.58 Wynik pomiarów oscyloskopowych układu MRSCC pracującego w trybie BOOST z gałęziami komutacyjnymi i dławikiem L_{SC} . Praca z współczynnikiem $d_{th}=1,00$ przy obniżonym napięciu $U_N=200V$.

3.7. Podsumowanie i wnioski z przeprowadzonych badań przekształtnika MRSCC

W ramach badań przeprowadzono analizę z wykorzystaniem przybliżenia pierwszą harmoniczną oraz wykonano symulację wyidealizowanego układu przekształtnika MRSCC. Na podstawie analizy z aproksymacją pierwszą harmoniczną wyprowadzono zależności dotyczące doboru elementów układu, sprawności energetycznej oraz efektywności napięciowej. Zaproponowano parametr projektowy względnego tętnienia napięcia na kondensatorach rezonansowych $\Delta U_{CR\%}$, oraz wykazano zależność pomiędzy jego wartością, a gabarytami elementów gałęzi rezonansowych. Wyprowadzono zależność na optymalną wartość względnego tętnienia napięcia na kondensatorach rezonansowych ze względu na minimalizację gabarytu elementów gałęzi rezonansowych przekształtnika przy założonej częstotliwości rezonansowej.

Przedstawiono wyprowadzenie zależności na efektywność napięciową przekształtnika oraz na zastępczą szeregową rezystancję wyjściową przekształtnika. Wnioski płynące z wyznaczonych zależności stanowią istotne zalecenia przy doborze elementów przekształtnika.

Przeprowadzono uproszczoną analizę pracy przekształtnika z podziałem na kolejne interwały uwzględniającą czas martwy. Wykazano, że uwzględnienie interwałów czasu martwego nie powoduje dużego odstępstwa od zależności wyprowadzonych metodą przybliżenia pierwszą harmoniczną, pod warunkiem, że układ pracuje z częstotliwością rezonansową i interwały czasu martwego są krótkie w relacji do okresu impulsowania. W przypadku odstrojenia częstotliwości impulsowania metoda aproksymacji pierwszą harmoniczną daje nieprawidłowe wyniki.

Pomimo tego, że przekształtnik zawiera szeregowo obwody rezonansowe o dużej dobroci, możliwy jest taki dobór wartości elementów, że zmiana częstotliwości impulsowania ma niewielki wpływ na parametry pracy. Decydują o tym zjawiska zaniku prądu gałęzi rezonansowych występujące w interwałach czasu martwego, które przebadano analitycznie, symulacyjnie oraz eksperymentalnie. Wykazano również, że w przypadku zaburzenia tych zjawisk, parametry pracy ulegają znacznemu pogorszeniu na tyle, że może dojść do zniszczenia przekształtnika. Ze względu na przypuszczalnie istotny wpływ pojemności wyjściowej tranzystorów przekształtnika na zjawiska zachodzące w interwałach czasu martwego przeprowadzono symulację komputerową z wykorzystaniem programu *PSpice* i modeli tranzystorów dostarczonych przez producentów. Stwierdzono na podstawie symulacji, że dla zastosowanych w układzie laboratoryjnym tranzystorów MOSFET SiC zjawiska w interwałach czasu martwego mają zbliżony, lecz nieco inny charakter niż w przypadku wyidealizowanego układu z łącznikami bez pojemności pasożytniczych. Pomimo tego, parametry i zachowanie przekształtnika w analizowanych warunkach pracy dla obu modeli są zbliżone. Wyniki z symulacji komputerowej zostały potwierdzone wynikami pomiarowymi.

Podstawowy układ MRSCC charakteryzuje się znacznymi stratami komutacyjnymi związanymi z przeładowywaniem pojemności pasożytniczej tranzystorów. Przeprowadzono analizę teoretyczną strat przy założeniu upraszczającym, że komutacja we wszystkich półmostkach tranzystorowych, z których składa się przekształtnik, zachodzi przy maksymalnym napięciu. Pomiaru układu laboratoryjnego oraz wyniki symulacji komputerowej pokazały, że w układzie MRSCC występują odstępstwa od tego założenia. Przeprowadzona analiza wskazuje jednak na przyczynę powstawania strat tego typu i stanowi podstawę do przeprowadzania obliczeń szacunkowych.

W ramach przeprowadzonych prac zaprojektowano i wykonano układ laboratoryjny umożliwiający badania przekształtnika MRSCC o mocy 5kW i znamionowych napięciach

strony niskiej i wysokiej odpowiednio 500V i 2kV, składającego się z czterech poziomów napięciowych i wyposażonego w tranzystory typu MOSFET SiC. By uniknąć konieczności użycia wysokonapięciowej aparatury pomiarowej, wykonano układ złożony z dwóch identycznych przekształtników połączonych kaskadowo tak, że jeden z nich podwyższa, a drugi obniża napięcie. W rezultacie pomiary sprawności energetycznej oraz efektywności napięciowej wykonano dla całego układu kaskadowego przy napięciu pracy aparatury pomiarowej około 500V. Potwierdzono eksperymentalnie wykonalność i poprawność koncepcji układu. Celem badań eksperymentalnych było również wykazanie odporności układu na odstrojenie częstotliwości impulsowania od częstotliwości rezonansowej. Do oceny poprawności pracy układu wykorzystano wartość skuteczną prądu poszczególnych gałęzi rezonansowych oraz efektywność napięciową kaskady przekształtników. Te parametry oceny zastosowano również w badaniach symulacyjnych poprzedzających badania laboratoryjne.

Zaproponowano modyfikację układu przekształtnika polegającą na dołączeniu dodatkowych gałęzi komutacyjnych równolegle do gałęzi rezonansowych oraz dołożenie niewielkiego dławika wspomagającego komutację. Modyfikacja pozwala znacząco zredukować straty wynikające z przeładowywania pojemności pasożytniczych tranzystorów i zwiększyć sprawność energetyczną. Skuteczność proponowanego rozwiązania potwierdzono eksperymentalnie uzyskując znaczny przyrost sprawności energetycznej układu laboratoryjnego. Wymagane w tym rozwiązaniu gałęzie komutacyjne uniemożliwiają występowanie zjawiska zaniku prądu gałęzi rezonansowych w interwale czasu martwego, czego rezultatem jest mała tolerancja układu na odstrojenie częstotliwości impulsowania. Dobór wartości elementów gałęzi rezonansowych wykonano eksperymentalnie, by przeprowadzić weryfikację koncepcji.

Przedstawione w pracy wyniki badań pozwalają stwierdzić, że dwukierunkowy przekształtnik MRSCC jest wykonalny praktycznie. Potwierdzono szczególne cechy topologii MRSCC pozwalające na budowę 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.
3. 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 węgla 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.

Pomimo uzyskania obiecujących wyników badań, wdrożenie układu wymaga dalszych badań, które powinny być prowadzone w następujących kierunkach:

1. Opracowanie rozwiązania, które zastosowane w układzie MRSCC umożliwiłoby wyeliminowanie strat energii związanych z pojemnościami pasożytniczymi łączników przy jednoczesnym zachowaniu odporności na rozstrojenie gałęzi rezonansowych.
2. Opracowanie analitycznej procedury doboru elementów gałęzi komutacyjnych.
3. Badania nad współpracą przekształtnika MRSCC z klasycznymi dwukierunkowymi przekształtnikami PWM (*Pulse Width Modulation*), np. AC-DC, w celu sprzęgnięcia układu z siecią trójfazową, DC-DC w celu uzyskania stabilizacji i regulacji napięcia wyjściowego w szerokim zakresie lub z przekształtnikami napędowymi.
4. Opracowanie algorytmów rozruchu oraz zabezpieczenia układu przed przeciążeniem oraz innymi uszkodzeniami.
5. Optymalizacja konstrukcji w celu uzyskania większej gęstości mocy oraz większej sprawności.
6. Analiza odpowiedzi układu MRSCC w stanach dynamicznych i metody wpływania na dynamikę układu.
7. Analiza zaburzeń elektromagnetycznych emitowanych przez układu MRSCC, szczególnie w stanie pracy z zanikiem prądu gałęzi rezonansowych w interwale czasu martwego.

4. PODSUMOWANIE

W rozprawie opisano badania dwóch przekształtników DC-DC o przełączanych kondensatorach. Prace badawcze [36] 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 cele badawcze pracy wymienione w rozdziale 1.1 zostały zrealizowane. W trakcie trwania prac wyznaczono dodatkowo cele szczegółowe:

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.

Podstawowa zasada doboru parametrów LC w tyrystorowym przekształtniku SCVM zamieszczona w rozprawie została wcześniej opisana w publikacji [36] i nie była opracowywana przez autora rozprawy. Zastosowana tam metoda polega na doborze kondensatorów o minimalnej pojemności. W rozprawie, autor wprowadził współczynnik względnego obciążenia, który wpływa na zamianę parametrów LC przy zachowaniu niezmiennych parametrów czasowych oscylacyjnego ładowania i rozładowania. Autor udowodnił, że wartość współczynnika obciążenia względnego ma wpływ na wartość szczytową energii magazynowanej w dławiku oraz kondensatorach przełączanych. Może mieć to znaczenie przy optymalizacji doboru elementów, ponieważ gabaryt (ciężar) dławika, a także kondensatorów zależy od maksymalnej ilości energii jaką mogą zmagazynować. Wprowadzenie współczynnika względnego obciążenia znamionowego jest oryginalnym, autorskim rozwinięciem metody doboru parametrów LC opublikowanej w [36].

- b) Wykonanie analizy narażeń napięciowych tyrystorów w przekształtniku SCVM z uwzględnieniem stanu awaryjnego.

Wyniki analizy narażeń napięciowych tyrystorów w przekształtniku SCVM zostały opublikowane w [83]. W rozprawie autor zamieścił rozwinięcie tej analizy poprzez uwzględnienie stanu awaryjnego przekształtnika (gdy napięcie wyjściowe jest równe wejściowemu). Przeprowadzona analiza teoretyczna wskazuje na niekorzystne cechy topologii SCVM dotyczące narażenia napięciowego łączników oraz diod, które jest zróżnicowane oraz znaczne w odniesieniu do napięcia wyjściowego.

- c) Opracowanie metody doboru parametrów LC w przekształtniku MRSCC, z uwzględnieniem energii magazynowanej w elementach pasywnych.

W rozprawie autor przedstawił kompletną procedurę doboru elementów LC oraz zaproponował wprowadzenie wartości tętnień napięcia na kondensatorach rezonansowych, jako parametru projektowego. Autor wykazał analitycznie bezpośredni związek pomiędzy wartością tętnienia napięcia na kondensatorach rezonansowych, a energią magazynowaną w elementach gałęzi rezonansowych, co ma przełożenie na gabaryty elementów. Zakładając pewne stałe współczynniki gęstości magazynowania energii, autor wyprowadził zależność na optymalną wartość tętnień napięcia na kondensatorach rezonansowych odpowiadającą minimalnemu gabarytowi gałęzi rezonansowych. Tego rodzaju problem badawczy dotyczący przekształtnika MRSCC nie był prezentowany w znanej autorowi literaturze.

- d) Wykonanie analizy matematycznej efektywności napięciowej przekształtnika MRSCC.

Przekształtniki o przełączanych kondensatorach charakteryzują się stałym, i będącym liczbą całkowitą, współczynnikiem wzmocnienia napięciowego. Spadki napięcia na szeregowych rezystancjach elementów przekształtnika powodują zmniejszenie napięcia wyjściowego wraz ze wzrostem obciążenia. W rozprawie, autor wprowadził parametr efektywności napięciowej, który jest ściśle powiązany z zastępczą rezystancją wyjściową przekształtnika, przy czym jest on (w opinii autora) wygodniejszy w stosowaniu praktycznym. W rozprawie zamieścił także wyprowadzenie zależności na efektywność napięciową przekształtnika oraz na zastępczą szeregową rezystancję wyjściową przekształtnika. Wnioski płynące z wyznaczonych zależności stanowią istotne zalecenia przy doborze elementów przekształtnika MRSCC. Tego rodzaju problem badawczy dotyczący przekształtnika MRSCC nie był prezentowany w znanej autorowi literaturze.

- e) Wykonanie analizy zjawiska zanikania prądu gałęzi rezonansowych w interwale czasu martwego w przekształtniku MRSCC.

Pomimo tego, że przekształtnik zawiera szeregowo obwody rezonansowe o dużej dobroci, możliwy jest taki dobór wartości elementów, że zmiana częstotliwości impulsowania ma niewielki wpływ na parametry pracy. Decyduje o tym zjawisko zaniku prądu gałęzi rezonansowych występujące w interwałach czasu martwego, które autor przebadął analitycznie, symulacyjnie oraz eksperymentalnie. Autor wykazał również, że w przypadku zaburzenia tych zjawisk, parametry pracy ulegają znacznemu pogorszeniu na tyle, że może dojść do zniszczenia przekształtnika. Autor wykazał analitycznie, jakie czynniki i w jaki sposób warunkują poprawny przebieg zaniku prądu w interwale czasu martwego. Wnioski z przeprowadzonych badań autor zweryfikował za pomocą symulacji komputerowej oraz eksperymentalnie. Tego rodzaju problem badawczy nie był prezentowany w znanej autorowi literaturze i jest to główny wątek badawczy niniejszej rozprawy.

2. Określenie możliwości zastosowania łączników tyrystorowych i tranzystorowych w układach o przełączanych kondensatorach.

- a) Weryfikacja możliwości, zastosowania łączników tyrystorowych na przykładzie układu SCVM.

Na podstawie wykonanych badań symulacyjnych oraz eksperymentalnych autor potwierdził możliwość zastosowania tyrystorów w układzie SCVM. Przypuszczalnie tyrystorowy układ SCVM może mieć przewagę nad klasycznymi konstrukcjami przy dużych mocach znamionowych, jednak potwierdzenie tej tezy wymagałoby wykonania dodatkowych prac badawczych zakończonych eksperymentem z przekształtnikiem dużej mocy. Pierwsze autorskie wyniki laboratoryjne dotyczące tyrystorowego układu SCVM opublikowano w artykule [36] i w momencie publikacji były to wyniki oryginalne.

- b) Wykonanie badania nad zastosowaniem tranzystorów MOSFET SiC w przekształtnikach o przełączanych kondensatorach na przykładzie układu MRSCC.

Na podstawie wykonanych badań autor potwierdził możliwość zastosowania oraz szczególnie korzystne cechy tranzystorów MOSFET SiC w przekształtniku MRSCC, uzyskując bardzo dobre wyniki eksperymentalne. Autor zbudował przekształtnik dwukierunkowy o mocy znamionowej 5kW i napięciu strony wysokiej 2kV pracujący z częstotliwością ok. 260kHz wykazujący dużą sprawność energetyczną i efektywność napięciową. Autor wykazał także, że ze względu na komutację łączników przy pełnym napięciu, typową dla układów o przełączanych kondensatorach, istotnym problemem są straty energii związane z przeładowywaniem pojemności pasożytniczej łączników. Problem strat energii związanych z pojemnościami pasożytniczymi autor przeanalizował matematycznie, jednak stwierdzenie oryginalności tej pracy jest ryzykowne. Autor wykonał pomiary laboratoryjne mocy jałowej pobieranej przez półmostki zbudowane z kilku różnych tranzystorów MOSFET Si oraz SiC umożliwiając ich porównanie ze względu na straty wynikające z pojemności pasożytniczych. Tego typu wyniki laboratoryjne nie wstępują w znanej autorowi literaturze. W ten sposób autor wykazał szczególnie korzystną właściwość tranzystorów MOSFET SiC przy zastosowaniu w układach o przełączanych kondensatorach, jaką są względnie niewielkie pojemności pasożytnicze.

- c) Opracowanie rozwiązania ograniczającego straty energii wynikające z ładowania i rozładowywania pojemności pasożytniczych łączników energoelektronicznych w przekształtniku MRSCC

Straty energii wynikające z przeładowywania pojemności pasożytniczych łączników, pomimo zastosowania tranzystorów MOSFET SiC, mogą stanowić istotną część ogółu strat energii nawet przy maksymalnej mocy obciążenia. Taki efekt widoczny jest szczególnie w układach o relatywnie dużej częstotliwości pracy, jak na przykład w wykonanym przekształtniku laboratoryjnym (ok. 260kHz). Autor w pracy zaproponował oryginalne rozwiązanie pozwalające na wielokrotne zmniejszenie strat energii w przekształtniku MRSCC, wynikających z przeładowywania pojemności pasożytniczej łączników, poprzez dołączenie dodatkowych gałęzi komutacyjnych RC oraz niewielkiego dławika komutacyjnego. Autor przebadął laboratoryjnie zmodyfikowany układ, uzyskując bardzo dobre rezultaty, w postaci znacznego wzrostu sprawności energetycznej przekształtnika w całym zakresie dopuszczalnych obciążeń. Wadą proponowanej modyfikacji jest to, że jej wprowadzenia uniemożliwia poprawny przebieg zjawiska zaniku prądu gałęzi rezonansowych w interwale czasu martwego.

Powoduje to znaczące zwiększenie wrażliwości przekształtnika na rozstrojenie gałęzi rezonansowych lub odstrojenie częstotliwości impulsowania, co również autor potwierdził wynikami laboratoryjnymi.

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.

W rozprawie autor przedstawił analizę matematyczną strat w obwodzie mocy tyrystorowego przekształtnika SCVM bazującą na analizie wykonanej na potrzeby publikacji [36]. Merytorycznym wkładem autora rozprawy jest dopasowanie modelu strat do wyników pomiarowych przekształtnika laboratoryjnego. Umożliwiło to określenie ilościowego rozkładu strat energii pomiędzy dwoma głównymi grupami: strat rezystancyjnych oraz strat wynikających z napięć złączowych tyrystorów i diod. Autor przeprowadził także szacunkową ocenę ilości energii potrzebnej do sterowania tyrystorami i znaczenie tego zagadnienia. W przekształtniku laboratoryjnym autor dokonał pomiaru mocy zasilania pomocniczego obwodów sterowania tyrystorami. Zaliczając tę moc, do strat autor wykreślił dodatkową krzywą sprawności energetycznej.

b) Wykonanie analizy strat energii w obwodach mocy układu MRSCC

Autor przeprowadził analizę matematyczną strat energii występujących w obwodach mocy przekształtnika MRSCC zbudowanego z wykorzystaniem tranzystorów typu MOSFET. Autor w analizie uwzględnił rezystancję przewodzenia łączników oraz rezystancję szeregową gałęzi rezonansowych. Autor wykazał podobieństwo otrzymanej zależności z zależnością na zastępczą rezystancję wyjściową, wyprowadzoną w trakcie analizy efektywności napięciowej. Autor przeanalizował także straty wynikające z przeładowywania pojemności pasożytniczych łączników. Znajomość analitycznych zależności dotyczących strat energii ma istotne znaczenie przy projektowaniu i dobieraniu elementów przekształtnika. Problem strat energii w przekształtniku MRSCC autor przeanalizował także, na podstawie uzyskanych wyników laboratoryjnych. Tego rodzaju problem badawczy oraz wyniki eksperymentalne dotyczące przekształtnika MRSCC nie były prezentowane w znanej autorowi literaturze.

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

Autor zaprojektował, wykonał i uruchomił tyrystorowy przekształtnik SCVM o mocy maksymalnej ok. 1kW o napięciu strony niskiej 100V, wysokiej 500V i częstotliwości impulsowania ok. 5kHz. Autor wykonał pomiary sprawności energetycznej oraz napięcia wyjściowego w zależności od mocy obciążenia. Przekształtnik osiągnął maksymalną sprawność energetyczną równą ok. 95,5%, co można zakwalifikować, jako wynik poprawny, jednak dość niski. Autor wykonał także liczne pomiary oscyloskopowe, potwierdzające poprawność koncepcji oraz wykonanej analizy teoretycznej. Te prace zostały wykonane samodzielnie przez

autora pracy i w kontekście topologii SCVM są oryginalne, jednak zostały już w dużej części opublikowane w [36], choć w nieco innej formie. Na potrzeby przygotowania rozprawy, autor powtórzył i wykonał dodatkowe pomiary oraz zmienił formę prezentacji na bardziej czytelną.

- b) Eksperymentalne badania wykonalności i poprawności koncepcji wysokonapięciowego przekształtnika MRSCC

Autor zaprojektował, wykonał i uruchomił rezonansowy wielopoziomowy przekształtnik o przełączanych kondensatorach MRSCC o mocy znamionowej 5kW oraz napięciu strony niskiej równym 500V, a wysokiej 2kV. Autor przeprowadził pomiary sprawności energetycznej oraz efektywności napięciowej układu o czterech poziomach napięciowych wyposażonego w łączniki typu MOSFET SiC. Aby uniknąć konieczności stosowania wysokonapięciowego sprzętu laboratoryjnego, autor przeprowadził badania w układzie kaskady 500V/2kV/500V złożonej z dwóch bliźniaczych przekształtników MRSCC, z których jeden pracuje w trybie podnoszenia napięcia drugi natomiast w trybie obniżania. Autor wykonał i zaprezentował również liczne pomiary oscyloskopowe wykonane (opisaną dokładnie w rozprawie) metodą wielokrotnej rejestracji. Zastosowane metody pomiarowe i rozwiązania układowe, choć nie mają kluczowej wartości naukowej, to są nieszablonowe, a ich opracowanie pozwoliło na uzyskanie oryginalnych wyników pomiarowych. W znanej autorowi literaturze nie prezentowano jak dotąd podobnych metod pomiarowych, za wyjątkiem publikacji autorskiej [38] zawierającej pomiary oscyloskopowe układu MRSCC w wstępnej fazie rozwoju konstrukcji. Konstrukcja przekształtnika laboratoryjnego zawiera również wiele oryginalnych rozwiązań inżynierskich, które umożliwiły zbudowanie kaskady przekształtników o zwartej konstrukcji, oraz przeprowadzenie eksperymentów w sposób bezpieczny i powtarzalny.

- c) Eksperymentalne badania wrażliwości układu MRSCC na pracę z częstotliwością impulsowania odstrojoną od rezonansowej

W wyniku przeprowadzenia pomiarów laboratoryjnych autor uzyskał charakterystyki sprawności energetycznej, efektywności napięciowej w funkcji mocy obciążenia oraz wiele oscylogramów napięć i prądów. Pomiary wykonano dla różnych wartości częstotliwości impulsowania, dla różnych wybranych warunków pracy, co umożliwiło ocenę podatności przekształtnika na zmianę tego parametru. Autor potwierdził poprawność analizy teoretycznej na podstawie przeprowadzonych pomiarów. Są to istotne wyniki, ponieważ wrażliwość konstrukcji na zmianę parametrów pracy lub elementów jest kluczowym składnikiem oceny jej wykonalności i niezawodności. Tego rodzaju problem badawczy oraz wyniki eksperymentalne dotyczące przekształtnika MRSCC nie były prezentowane w znanej autorowi literaturze.

- d) Eksperymentalne badania wrażliwości układu MRSCC z gałęziami komutacyjnymi i dławikiem komutacyjnym na pracę z częstotliwością impulsowania odstrojoną od rezonansowej

Zaletą modyfikacji polegającej na dołączeniu gałęzi komutacyjnych oraz dławika komutacyjnego jest zmniejszenie strat związanych z przeładowywaniem pojemności pasożytniczych łączników. Wadą modyfikacji jest to, że uniemożliwia ona występowanie zjawiska zaniku prądu gałęzi rezonansowych w interwale czasu martwego. Powoduje to zwiększenie podatności przekształtnika na

odstrojenie częstotliwości impulsowania od częstotliwości rezonansowej. Autor potwierdził tą tezę wykonując pomiary przekształtnika laboratoryjnego z wprowadzoną modyfikacją dla różnych częstotliwości impulsowania. Tego rodzaju problem badawczy oraz wyniki eksperymentalne dotyczące zmodyfikowanego przekształtnika MRSCC nie były prezentowane w znanej autorowi literaturze.

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 .
5. 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 węgla krzemu).
17. Wykazanie wykonalności dwukierunkowego wysokonapięciowego układu MRSCC o czterech poziomach napięciowych.

5. BIBLIOGRAFIA

- [1] M. Abu Khater and D. Peroulis, "*Variable-output charge-pump for piezoelectric and electrostatic tunable RF filters*", 2015 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), Lisbon, 2015, pp. 1362-1365. doi: 10.1109/ISCAS.2015.7168895
- [2] <http://search.abb.com/library/Download.aspx?DocumentID=5SYA1027-06&LanguageCode=en&DocumentPartId=&Action=Launch>
(dostęp: grudzień 2019, nota katalogowa tyrystora 5STP45Y8500)
- [3] G. L. Arsov and S. Mircevski, "*Quo vadis, thyristor?*", Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2010, Ohrid, 2010, pp. T2-152-T2-157. doi: 10.1109/EPEPEMC.2010.5606789
- [4] C. Barth, T. Foulkes, I. Moon, Y. Lei, S. Qin and R. C. N. Pilawa-Podgurski, "*Experimental Evaluation of Capacitors for Power Buffering in Single-Phase Power Converters*", IEEE Transactions on Power Electronics. doi: 10.1109/TPEL.2018.2878825
- [5] R. Barlik, M. Nowak, "*Energoelektronika. Elementy, podzespoły, układy*", Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, 2014
- [6] R. Barlik, M. Nowak, "*Technika tyrystorowa*", Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, 1988
- [7] R. Barlik, M. Nowak, "*Poradnik inżyniera energoelektronika*", Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, 1998
- [8] <https://docs.broadcom.com/docs/AV02-3033EN>
(dostęp: grudzień 2019)
- [9] <https://docs.broadcom.com/docs/AV02-2597EN>
(dostęp: grudzień 2019)
- [10] D. Cao and F. Z. Peng, "*A family of zero current switching switched-capacitor dc-dc converters*", 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Palm Springs, CA, 2010, pp. 1365-1372. doi: 10.1109/APEC.2010.5433407
- [11] D. Cao and F. Z. Peng, "*Multiphase Multilevel Modular DC–DC Converter for High-Current High-Gain TEG Application*", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 47, no. 3, pp. 1400-1408, May-June 2011, doi: 10.1109/TIA.2011.2125771
- [12] D. Cao, S. Jiang and F. Z. Peng, "*Optimal Design of a Multilevel Modular Capacitor-Clamped DC–DC Converter*", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, no. 8, pp. 3816-3826, Aug. 2013. doi: 10.1109/TPEL.2012.2231438

- [13] D. Cao and F. Z. Peng, "Zero-current-switching multilevel modular switched-capacitor DC–DC converter", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 46, no. 6, pp. 2536–2544, Nov.–Dec. 2010
- [14] W. Chen, A. Huang, C. Li and G. Wang, "A high efficiency high power step-up resonant switched-capacitor converter for offshore wind energy systems", 2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Raleigh, NC, 2012, pp. 235-239. doi: 10.1109/ECCE.2012.6342818
- [15] W. Chen, A. Q. Huang, C. Li, G. Wang and W. Gu, "Analysis and Comparison of Medium Voltage High Power DC/DC Converters for Offshore Wind Energy Systems", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, no. 4, pp. 2014-2023, April 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2215054
- [16] <https://www.wolfspeed.com/media/downloads/176/C3M0065090D.pdf>
(dostęp: grudzień 2019, karta katalogowa tranzystora C3M0065090, wydanie D)
- [17] <https://www.wolfspeed.com/media/downloads/824/C3M0120090D.pdf>
(dostęp: grudzień 2019, karta katalogowa tranzystora C3M0120090, wydanie A)
- [18] J. F. Dickson, "On-chip high-voltage generation in MNOS integrated circuits using an improved voltage multiplier technique", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 11, no. 3, pp. 374-378, June 1976. doi: 10.1109/JSSC.1976.1050739
- [19] T. A. F. Duisters and E. C. Dijkmans, "A -90-dB THD rail-to-rail input opamp using a new local charge pump in CMOS", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 33, no. 7, pp. 947-955, July 1998, doi: 10.1109/4.701227
- [20] R. Elferich, "General ZVS half bridge model regarding nonlinear capacitances and application to LLC design", 2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Raleigh, NC, 2012, pp. 4404-4410, doi: 10.1109/ECCE.2012.6342223
- [21] <https://www.ferroxcube.com/upload/media/product/file/MDS/3c92.pdf>
(dostęp: grudzień 2019)
- [22] https://www.ferroxcube.com/upload/media/product/file/Pr_ds/E65_32_27.pdf
(dostęp: grudzień 2019)
- [23] <http://ferroxcube.home.pl/appl/info/gaptoroids.pdf>
(dostęp: grudzień 2019)
- [24] <https://ferrite.ru/uploads/pdf/products/ferroxcube/materials/3c20.pdf>
(dostęp: grudzień 2019)
- [25] M. Forouzesh, Y. P. Siwakoti, S. A. Gorji, F. Blaabjerg and B. Lehman, "Step-Up DC–DC Converters: A Comprehensive Review of Voltage-Boosting Techniques, Topologies, and Applications", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 32, no. 12, pp. 9143-9178, Dec. 2017, doi: 10.1109/TPEL.2017.2652318

- [26] M. Gitau and C. L. Kala-Konga, "Compact energy efficient switched-capacitor multilevel DC-DC converters for interfacing DC-buses with common ground", 2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Gdansk, 2011, pp. 1845-1850, doi: 10.1109/ISIE.2011.5984438
- [27] M. Gitau, "High efficiency multilevel switched-capacitor DC-DC converters for interfacing DC-buses with separate ground", IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Melbourne, VIC, 2011, pp. 4421-4426, doi: 10.1109/IECON.2011.6120036
- [28] Grzejszczak P., Nowak M., Barlik R., „Analityczny opis nieliniowej pojemności wysokonapięciowych łączników energoelektronicznych przy wyznaczaniu strat energii”, Przegląd Elektrotechniczny, vol. 90, no. 11, 74-77, 2014, doi:10.12915/pe.2014.11.22
- [29] Grzejszczak P., Barlik R., „Analityczny opis łączeniowych strat energii w wysokonapięciowych tranzystorach MOSFET pracujących w mostku”, vol. 91, no. 9, 41-45, 2015 doi:10.15199/48.2015.09.12
- [30] https://www.heidenpower.com/wp-content/uploads/2017/07/HE_LAB_HP_DDb.pdf (dostęp: grudzień 2019)
- [31] A. Hopkins, N. McNeill, P. Anthony and P. Mellor, "Figure of merit for selecting super-junction MOSFETs in high efficiency voltage source converters", 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Montreal, QC, 2015, pp. 3788-3793, doi: 10.1109/ECCE.2015.7310195
- [32] https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-T1620N65TOF%20PR-DS-v03_01-EN.pdf?fileId=db3a304331f858f401320548b00b0682 (dostęp: grudzień 2019, karta katalogowa tyrystora T1620N)
- [33] <https://www.infineon.com/cms/en/product/power/high-power-diodes-thyristors/thyristor-diode-discs/thyristor-discs/> (dostęp: grudzień 2019)
- [34] A. Ioinovici, "Switched-capacitor power electronics circuits", IEEE Circuits and Systems Magazine, vol. 1, no. 3, pp. 37-42, 2001, doi: 10.1109/7384.963467
- [35] A. Ioinovici, H. S. H. Chung, M. S. Makowski and C. K. Tse, "Comments on "Unified Analysis of Switched-Capacitor Resonant Converters"", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, no. 1, pp. 684-685, Feb. 2007. doi: 10.1109/TIE.2006.885454
- [36] **A. Kawa**, R. Stala, A. Mondzik, S. Pirog and A. Penczek, "High-Power Thyristor-Based DC-DC Switched-Capacitor Voltage Multipliers: Basic Concept and Novel Derived Topology With Reduced Number of Switches", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, no. 10, pp. 6797-6813, Oct. 2016. doi: 10.1109/TPEL.2015.2505906
- [37] **A. Kawa**, A.Mondzik, A.Penczek, S.Piróg, R.Stala, "Metoda wyznaczania w czasie rzeczywistym optymalnej częstotliwości impulsowania tyrystorowego, rezonansowego przekształtnika DC-DC o przełączanych kondensatorach" Przegląd Elektrotechniczny /

- [38] **A. Kawa**, R. Stala, "*Bidirectional multilevel switched-capacitor resonant converter based on SiC MOSFET switches*", 2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe), Warsaw, 2017, pp. P.1-P.10, doi: 10.23919/EPE17ECCEurope.2017.8099148
- [39] **A. Kawa**, R. Stala "The multilevel switched capacitor power converter: experimental proof of concept", *Przegląd Elektrotechniczny*; ISSN 0033-2097. — 2017 R. 93 nr 9, s. 16–19
- [40] **A. Kawa**, R. Stala, "*A multilevel switched capacitor DC-DC converter : an analysis of resonant operation conditions*", *Power Electronics and Drives*, 2016 vol. 1 no. 2, p. 35-53
- [41] O. Keiser, P. K. Steimer, J. W. Kolar, "*High power resonant switched-capacitor step-down converter*", *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, pp. 2772-2777, Jun. 2008.
- [42] F. H. Khan and L. M. Tolbert, "*A Multilevel Modular Capacitor-Clamped DC–DC Converter*", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, no. 6, pp. 1628-1638, Nov.-dec. 2007, doi: 10.1109/TIA.2007.908176
- [43] F. H. Khan and L. M. Tolbert, "*Multiple-Load–Source Integration in a Multilevel Modular Capacitor-Clamped DC–DC Converter Featuring Fault Tolerant Capability*", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 1, pp. 14-24, Jan. 2009, doi: 10.1109/TPEL.2008.2006055
- [44] Il-Jung Kim, S. Matsumoto, T. Sakai and T. Yachi, "*New power device figure of merit for high-frequency applications*", *Proceedings of International Symposium on Power Semiconductor Devices and IC's: ISPSD '95*, Yokohama, Japan, 1995, pp. 309-314, doi: 10.1109/ISPSD.1995.515055
- [45] J. W. Kolar et al., "*PWM Converter Power Density Barriers*", *Power Conversion Conference - Nagoya*, 2007. PCC '07, Nagoya, 2007, pp. P-9-P-29.
- [46] J. W. Kolar, J. Biela, S. Waffler, T. Friedli and U. Badstuebner, "*Performance trends and limitations of power electronic systems*", *Integrated Power Electronics Systems (CIPS)*, 2010 6th International Conference on, Nuremberg, 2010, pp. 1-20
- [47] J.W. Kolar, F. Krismer, Y. Lobsiger, J. Muhlethaler, T. Nussbaumer, and J. Minibock, "*Extreme efficiency power electronics*", presented at the Int. Conf. Int. Power Electron. Syst., Nuremberg, Germany, March 6–8, 2012.
- [48] J. W. Kolar, F. Krismer, H. P. Nee, "*What are the "Big CHALLENGES" in Power Electronics?*", Presentation for the 8th International Conference of Integrated Power Electronics Systems (CIPS 2014), Nuremberg, Germany, February 25-27, 2014.

- [49] J. W. Kolar, D. Bortis and D. Neumayr, "*The ideal switch is not enough*" 2016 28th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD), Prague, 2016, pp. 15-22. doi: 10.1109/ISPSD.2016.7520767
- [50] Y. Lei and R. C. N. Pilawa-Podgurski, "*A General Method for Analyzing Resonant and Soft-Charging Operation of Switched-Capacitor Converters*", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 10, pp. 5650-5664, Oct. 2015. doi: 10.1109/TPEL.2014.2377738
- [51] S. Li, Y. Zheng and K. M. Smedley, "*A Family of Step-Up Resonant Switched-Capacitor Converter With a Continuously Adjustable Conversion Ratio*", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 34, no. 1, pp. 378-390, Jan. 2019. doi: 10.1109/TPEL.2018.2812198
- [52] M.Liu, M.Liu, "*Demystifying Switched-Capacitor Circuits*", Newnes, 2006
- [53] T. Liu, R. Ning, T. T. Y. Wong and Z. J. Shen, "*Modeling and Analysis of SiC MOSFET Switching Oscillations*", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 4, no. 3, pp. 747-756, Sept. 2016, doi: 10.1109/JESTPE.2016.2587358
- [54] <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/1043fa.pdf>
(Nota katalogowa układu scalonego LTC1043)
- [55] M. S. Makowski, "*Realizability conditions and bounds on synthesis of switched-capacitor DC-DC voltage multiplier circuits*", IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, vol. 44, no. 8, pp. 684-691, Aug. 1997, doi: 10.1109/81.611263
- [56] B. B. Macy, Y. Lei and R. C. N. Pilawa-Podgurski, "*A 1.2 MHz, 25 V to 100 V GaN-based resonant Dickson switched-capacitor converter with 1011 W/in³ (61.7 kW/L) power density*", 2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Charlotte, NC, 2015, pp. 1472-1478, doi: 10.1109/APEC.2015.7104542
- [57] <https://www.mathworks.com/help/matlab/ref/fft.html>
(dostęp: grudzień 2019)
- [58] <https://www.mathworks.com/products/simpower.html.html>
(dostęp: grudzień 2019)
- [59] <https://www.mathworks.com/help/signal/ref/filtfilt.html>
(dostęp: grudzień 2019)
- [60] <https://www.mathworks.com/help/signal/ref/rms.html>
(dostęp: grudzień 2019)
- [61] C. Wm. T. McLyman, "*Transformer and Inductor Design Handbook*", CRC Press, 2011

- [62] H. Morimura and N. Shibata, "A *step-down boosted-wordline scheme for 1-V battery-operated fast SRAM's*", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 33, no. 8, pp. 1220-1227, Aug. 1998, doi: 10.1109/4.705360
- [63] A.Mondzik, **A.Kawa**, S.Piróg, A.Penczek, R.Stala, "Optymalizacja kształtu prądu wejściowego tyrystorowego przekształtnika z przełączanymi kondensatorami podnoszącego napięcie stałe o ładowaniu kolejnościowym" Zagadnienia maszyn, napędów i pomiarów elektrycznych, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, cop. 2015. — (Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej ; nr 71. Seria: Studia i Materiały ; ISSN 1733-0718 ; nr 35). — S. 16–28.
- [64] A. Mondzik, Z. Waradzyn, R. Stala and A. Penczek, "High efficiency switched capacitor voltage doubler with planar core-based resonant choke", 2016 10th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG), Bydgoszcz, 2016, pp. 402-409, doi: 10.1109/CPE.2016.7544222
- [65] J. Noppakunkajorn, D. Han and B. Sarlioglu, "Analysis of High-Speed PCB With SiC Devices by Investigating Turn-Off Overvoltage and Interconnection Inductance Influence", IEEE Transactions on Transportation Electrification, vol. 1, no. 2, pp. 118-125, Aug. 2015, doi: 10.1109/TTE.2015.2426503
- [66] C. Oeder, M. Barwig and T. Duerbaum, "Estimation of switching losses in resonant converters based on datasheet information", 2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe), Karlsruhe, 2016, pp. 1-9, doi: 10.1109/EPE.2016.7695275
- [67] G. Palumbo and D. Pappalardo, "Charge Pump Circuits: An Overview on Design Strategies and Topologies", IEEE Circuits and Systems Magazine, vol. 10, no. 1, pp. 31-45, First Quarter 2010, doi: 10.1109/MCAS.2009.935695
- [68] A. Penczek, A. Mondzik, Z. Waradzyn, R. Stala, A. Skała and S. Piróg, "Switching strategies of a resonant switched-capacitor voltage multiplier", 2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe), Warsaw, 2017, pp. P.1-P.10, doi: 10.23919/EPE17ECCEEurope.2017.8099151
- [69] F. Z. Peng, F. Zhang, Z. Qian, "A magnetic-less DC-DC converter for dual-voltage automotive systems", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 39, no. 2, pp. 511-518, March-April 2003, doi: 10.1109/TIA.2003.808945
- [70] https://arpa-e.energy.gov/sites/default/files/2_Pilawa_ARPA_E_CIRCUIT_2016_as_presented.pdf (dostęp: grudzień 2019)
- [71] S.Piróg, R. Stala, „Układ przekształtnika rezonansowego o przełączanych kondensatorach”, Akademia Górniczo-Hutnicza im. Stanisława Staszica w Krakowie; Opis patentowy ; PL 226210 B1 ; Udziel. 2016-12-27 ; Opubl. 2017-06-30. — Zgłosz. nr P.408222 z dn. 2014-05-16. — tekst: <http://patenty.bg.agh.edu.pl/pelneteksty/PL226210B1.pdf>

- [72] R. C. N. Pilawa-Podgurski, D. M. Giuliano and D. J. Perreault, "*Merged two-stage power converter architecture with softcharging switched-capacitor energy transfer*", 2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference, Rhodes, 2008, pp. 4008-4015, doi: 10.1109/PESC.2008.4592581
- [73] S. Piróg, "*Energoelektronika. Układy o komutacji sieciowej i o komutacji twardej*", AGH Uczelniane Wydawnictwo Naukowo-Dydaktyczne, 2006
- [74] A. Priyadarshi, P. K. Kar and S. B. Karanki, "*An inductor-less bidirectional DC-DC converter topology for high voltage gain applications*", TENCON 2017 - 2017 IEEE Region 10 Conference, Penang, 2017, pp. 303-308, doi: 10.1109/TENCON.2017.8227880
- [75] W. Qian, D. Cao, J. G. Cintron-Rivera, M. Gebben, D. Wey and F. Z. Peng, "*A Switched-Capacitor DC-DC Converter With High Voltage Gain and Reduced Component Rating and Count*", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 48, no. 4, pp. 1397-1406, July-Aug. 2012, doi: 10.1109/TIA.2012.2199731
- [76] <https://www.rohm.com/datasheet/SCT3030AL> (dostęp: grudzień 2019)
- [77] <https://www.rohm.com/power-device-support> (dostęp: grudzień 2019)
(nota aplikacyjna: *Gate-Source voltage surge suppression methods*)
- [78] <https://www.rohm.com/power-device-support> (dostęp: grudzień 2019)
(nota aplikacyjna: *Gate-source voltage behaviour in a bridge configuration*)
- [79] http://rohmfs.rohm.com/en/products/databook/applinote/discrete/sic/common/sic_applie.pdf (dostęp: grudzień 2019)
- [80] https://www.wolfspeed.com/downloads/dl/file/id/181/product/0/design_considerations_for_designing_with_cree_sic_modules_part_2_techniques_for_minimizing_parasitic_inductance.pdf (dostęp: grudzień 2019)
- [81] H. Sanders and J. Waldron, "*Tailoring high-voltage, high-current thyristors for very high frequency switching*", 2016 IEEE International Power Modulator and High Voltage Conference (IPMHVC), San Francisco, CA, 2016, pp. 179-182. doi: 10.1109/IPMHVC.2016.8012806
- [82] M. D. Seeman and S. R. Sanders, "*Analysis and Optimization of Switched-Capacitor DC-DC Converters*" in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 23, no. 2, pp. 841-851, March 2008, doi: 10.1109/TPEL.2007.915182
- [83] R. Stala, S. Piróg, A. Penczek, **A. Kawa**, Z. Waradzyn, A. Mondzik, A. Skąła, "*A family of high-power multilevel switched capacitor-based resonant DC-DC converters—operational parameters and novel concepts of topologies*", BULLETIN OF THE POLISH ACADEMY OF SCIENCES, TECHNICAL SCIENCES, Vol. 65, No. 5, 2017, doi: 10.1515/bpasts-2017-0069

- [84] R. Stala, **A. Kawa**, A. Penczek, Z. Waradzyn, A. Mondzik, "A Synchronous Resonant Switched-Capacitor DC-DC Boost Converter - Experimental Results And Feasibility Model" *Przegląd Elektrotechniczny*; ISSN 0033-2097. — 2018 R. 94 nr 5, s. 139–142.
- [85] R. Stala, **A. Kawa**, A. Mondzik, "Resonant-mode Switched-Capacitor DC-DC Converter With Inductance on PCB. An Analysis and Comparison of Parameters" *Przegląd Elektrotechniczny / Stowarzyszenie Elektryków Polskich* ; ISSN 0033-2097. — 2016 R. 92 nr 4, s. 205–209, doi:10.15199/48.2016.04.45
- [86] R. Stala, Z. Waradzyn, A. Penczek, A. Mondzik and A. Skala, "A Switched-Capacitor DC-DC Converter With Variable Number of Voltage Gains and Fault-Tolerant Operation" in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 5, pp. 3435-3445, May 2019, doi: 10.1109/TIE.2018.2851962
- [87] R. Stala, S. Piróg, **A. Kawa**, Z. Waradzyn, A. Mondzik, A. Penczek, „Przekształtnik rezonansowy DC-DC o przełączanych kondensatorach”, Akademia Górniczo-Hutnicza im. Stanisława Staszica w Krakowie, Opis patentowy ; PL 227999 B1 ; Udziel. 2017-09-18 ; Opubl. 2018-02-28. — Zgłosz. nr P.412711 z dn. 2015-06-15, tekst: <http://patenty.bg.agh.edu.pl/pelneteksty/PL227999B1.pdf>
- [88] R. Stala, S. Piróg, **A. Kawa**, Z. Waradzyn, A. Mondzik, A. Penczek, „Przekształtnik rezonansowy DC-DC o przełączanych kondensatorach o podwyższonej sprawności”, Akademia Górniczo-Hutnicza im. Stanisława Staszica w Krakowie; Opis patentowy ; PL 228000 B1 ; Udziel. 2017-09-18 ; Opubl. 2018-02-28, Zgłosz. nr P.412712 z dn. 2015-06-15, tekst: <http://patenty.bg.agh.edu.pl/pelneteksty/PL228000B1.pdf>
- [89] R. Stala, Z. Waradzyn, A. Mondzik, A. Penczek, A. Skala, **A. Kawa**, S. Piróg, „Przekształtnik rezonansowy DC-DC i sposób sterowania przekształtnika rezonansowego DC-DC”, Akademia Górniczo-Hutnicza im. Stanisława Staszica w Krakowie; Opis zgłoszeniowy wynalazku ; PL 421657 A1 ; Opubl. 2018-12-03, Zgłosz. nr P.421657 z dn. 2017-05-22 // *Biuletyn Urzędu Patentowego* ; ISSN 0137-8015 ; 2018 nr 25, s. 45-46, tekst: <http://patenty.bg.agh.edu.pl/pelneteksty/PL421657A1.pdf>
- [90] R. Stala, S. Piróg, **A. Kawa**, Z. Waradzyn, A. Mondzik, A. Penczek, „Sposób sterowania rezonansowego przekształtnika DC-DC o przełączanych kondensatorach”, Akademia Górniczo-Hutnicza im. Stanisława Staszica w Krakowie, Opis patentowy; PL 225082 B1 ; Udziel. 2016-09-15 ; Opubl. 2017-02-28. — Zgłosz. nr P.410866 z dn. 2014-12-31. — tekst: <http://patenty.bg.agh.edu.pl/pelneteksty/PL225082B1.pdf>
- [91] J. T. Stauth, M. D. Seeman and K. Kesarwani, "Resonant Switched-Capacitor Converters for Sub-module Distributed Photovoltaic Power Management", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 3, pp. 1189-1198, March 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2206056
- [92] R. Stala, S. Piróg, "DC-DC boost converter with high voltage gain and a low number of switches in multisection switched capacitor topology", *Archives of Electrical Engineering* ; ISSN 1427-4221-2018 vol. 67 no. 3, s. 617–627 tekst: http://journals.pan.pl/Content/107878/PDF/AEE-67-3-2018-10.09_art_11.pdf?handler=pdf

- [93] B. Stevanović, D. Serrano, M. Vasić, P. Alou, J. A. Oliver and J. A. Cobos, "*Highly Efficient, Full ZVS, Hybrid, Multilevel DC/DC Topology for Two-Stage Grid-Connected 1500-V PV System With Employed 900-V SiC Devices*", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 7, no. 2, pp. 811-832, June 2019, doi: 10.1109/JESTPE.2019.2893106
- [94] B. Stevanović, D. Serrano, M. Vasić, P. Alou, J. A. Oliver and J. Antonio Cobos, "*900V SiC Based, Hybrid, Multilevel DC/DC Topology for 1500VDC PV Application*", 2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Anaheim, CA, USA, 2019, pp. 6-12, doi: 10.1109/APEC.2019.8722152
- [95] F. Su and W. Ki, "*Component-Efficient Multiphase Switched-Capacitor DC–DC Converter With Configurable Conversion Ratios for LCD Driver Applications*", IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, vol. 55, no. 8, pp. 753-757, Aug. 2008.
- [96] P. Surma, "*Dobór wartości indukcyjności przekształtnika DC-DC o przełączanych kondensatorach*" Przegląd Elektrotechniczny, ISSN 0033-2097. — 2015 R. 91 nr 3, s. 190–193, doi:10.15199/48.2015.03.44
- [97] H. Taghizadeh, A. M. Cross, R. Whitehouse and C. Barker, "*Switched capacitor DC-DC converters for HVDC applications*", 11th IET International Conference on AC and DC Power Transmission, Birmingham, 2015, pp. 1-9, doi: 10.1049/cp.2015.0083
- [98] <https://www.tdk-electronics.tdk.com/en/1195576/products/ceralink-presentation---overview>
(dostęp: grudzień 2019)
- [99] <https://www.tek.com/datasheet/high-voltage-differential-probes>
(dostęp: grudzień 2019)
- [100] <https://www.tek.com/current-probe-manual/tcp0030>
(dostęp: grudzień 2019)
- [101] <https://www.terasic.com.tw/cgi-bin/page/archive.pl?Language=English&CategoryNo=165&No=364&PartNo=4>
(dostęp: grudzień 2019)
- [102] <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc21520.pdf>
(dostęp: grudzień 2019)
- [103] M. Vasić, D. Serrano, V. Toral, P. Alou, J. A. Oliver and J. A. Cobos, "*Ultra Efficient Voltage Doubler based on a GaN Resonant Switched Capacitor Converter*", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, doi: 10.1109/JESTPE.2019.2899180
- [104] V. C. Valchev, A. Van den Bossche, "*Inductors and Transformers for Power Electronics*", CRC Press, 2005

- [105] <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/hfa25tb60pbf.pdf>
(dostęp: grudzień 2019)
- [106] <https://www.vishay.com/docs/96192/vs-hfa16tb120-m3.pdf>
(dostęp: grudzień 2019)
- [107] <https://www.vishay.com/docs/93710/vs-60pf0pbfseries.pdf>
(dostęp: grudzień 2019)
- [108] <https://www.vishay.com/docs/91829/sihg15n60e.pdf>
(dostęp: grudzień 2019)
- [109] <http://www.vishay.com/docs/91607/sihg21n65ef.pdf>
(dostęp: grudzień 2019)
- [110] <http://www.vishay.com/docs/91717/sihg33n65ef.pdf>
(dostęp: grudzień 2019)
- [111] <http://www.vishay.com/docs/91607/sihg44n65ef.pdf>
(dostęp: grudzień 2019)
- [112] Z. Waradzyn, R. Stala, A. Mondzik, A. Penczek, A. Skala and S. Pirog, "*Efficiency Analysis of MOSFET-Based Air-Choke Resonant DC–DC Step-Up Switched-Capacitor Voltage Multipliers*", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 64, no. 11, pp. 8728–8738, Nov. 2017, doi: 10.1109/TIE.2017.2698368
- [113] Z. Waradzyn, R. Stala, A. Skala, A. Mondzik, A. Penczek, "A cost-effective resonant switched-capacitor DC-DC boost converter - experimental results and feasibility model", Power Electronics and Drives, vol. 3 no. 1, s. 75–83, 2018, tekst: <http://www.ped.pwr.edu.pl/pdf-90531-31800?filename=A%20COST-EFFECTIVE%20RESONANT.pdf>, doi: 10.2478/pead-2018-0004
- [114] Z. Waradzyn, R. Stala, A. Mondzik, S. Piróg, "*Switched capacitor-based power electronic converter-optimization of high frequency resonant circuit components*", Advanced control of electrical drives and power electronic converters / ed. Jacek Kabziński, — Switzerland : Springer International Publishing, cop. 2017. — (Studies in Systems, Decision and Control ; ISSN 2198-4182 ; vol. 75), Łódź, Poland, November 18–20, 2015. — ISBN: 978-3-319-45734-5 ; e-ISBN: 978-3-319-45735-2. — S. 361–378. — Bibliogr. s. 377–378
- [115] W. Qian, H. Cha, F. Z. Peng and L. M. Tolbert, "*55-kW Variable 3X DC-DC Converter for Plug-in Hybrid Electric Vehicles*", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, no. 4, pp. 1668–1678, April 2012, doi: 10.1109/TPEL.2011.2165559
- [116] J. S. Witters, G. Groeseneken and H. E. Maes, "*Analysis and modeling of on-chip high-voltage generator circuits for use in EEPROM circuits*", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 24, no. 5, pp. 1372–1380, Oct. 1989. doi: 10.1109/JSSC.1989.572617

- [117] https://www.wima.de/wp-content/uploads/media/e_WIMA_FKP_1.pdf
(dostęp: grudzień 2019)
- [118] S. Xiong and S. Tan, "*Family of cascaded high-voltage-gain bidirectional switched-capacitor DC-DC converters*", 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Montreal, QC, 2015, pp. 6648-6654, doi: 10.1109/ECCE.2015.7310590
- [119] Z. Ye, Y. Lei and R. C. N. Pilawa-Podgurski, "*A resonant switched capacitor based 4-to-1 bus converter achieving 2180 W/in³ power density and 98.9% peak efficiency*", 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), San Antonio, TX, 2018, pp. 121-126, doi: 10.1109/APEC.2018.8340997
- [120] Y. P. B. Yeung, K. W. E. Cheng, S. L. Ho, K. K. Law and D. Sutanto, "*Unified analysis of switched-capacitor resonant converters*", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 51, no. 4, pp. 864-873, Aug. 2004, doi: 10.1109/TIE.2004.831743
- [121] <https://cdn.tmi.yokogawa.com/IMWT1801-03EN.pdf>
(dostęp: grudzień 2019)
- [122] C. Yu, X. Zhang and L. Siek, "*A continuous switching mode step-down switched-capacitor regulator with inrush current control scheme*", 2016 International Symposium on Integrated Circuits (ISIC), Singapore, 2016, pp. 1-4.
doi: 10.1109/ISICIR.2016.7829697

Oświadczenia autora rozprawy:

Oświadczam, świadomy odpowiedzialności karnej za poświadczenie nieprawdy, że niniejszą pracę wykonałem osobiście i samodzielnie oraz, że nie korzystałem ze źródeł innych niż wymienione w pracy.

.....
(Podpis autora pracy)