AKADEMIA GÓRNICZO-HUTNICZA IM. STANISŁAWA STASZICA W KRAKOWIE

DZIEDZINA NAUK INŻYNIERYJNO-TECHNICZNYCH

DYSCYPLINA: AUTOMATYKA, ELEKTRONIKA, ELEKTROTECHNIKA I TECHNOLOGIE KOSMICZNE

AUTOREFERAT ROZPRAWY DOKTORSKIEJ

Wielopoziomowe przekształtniki DC-DC z tranzystorami z azotku galu GaN

Autor: **Mgr inż. Szymon Piotr Folmer**

Promotor rozprawy: Prof. dr hab. inż. Robert Stala

Praca wykonana:

Akademia Górniczo-Hutnicza im. Stanisława Staszica w Krakowie

Wydział Elektrotechniki, Automatyki, Informatyki i Inżynierii Biomedycznej

Katedra Energoelektroniki i Automatyki Systemów Przetwarzania Energii

Kraków, 2025

Streszczenie

Rezonansowe przekształtniki DC-DC o przełączanych kondensatorach stanowią grupę dynamicznie rozwijanych układów energoelektronicznych. Wciąż opracowywane są nowe topologie umożliwiające wielokrotne zwiększanie lub obniżanie napięcia przy jednoczesnym zachowaniu wysokiej sprawności tego procesu. Wspomniane właściwości tego typu układów są szczególnie istotne w zastosowaniach, takich jak mikroinstalacje fotowoltaiczne czy systemy zasilania superkomputerów. Ponadto, dzięki wyeliminowaniu elementów indukcyjnych z procesu przekształcania energii, układy te charakteryzują się kompaktowymi wymiarami, niewielką masą oraz możliwością pracy w szerokim zakresie temperatur otoczenia. Wspomniane właściwości układów rezonansowych o przełączanych kondensatorach istotnie zwiększają ich potencjał aplikacyjny i czynią je konkurencyjnymi dla klasycznych przekształtników, których podstawę działania stanowią właściwości wykorzystywanych do ich budowy elementów indukcyjnych.

Pierwszym etapem prac związanych z przygotowaniem rozprawy doktorskiej, której dotyczy niniejsze streszczenie, było opracowanie innowacyjnej topologii wielopoziomowego przekształtnika HVGDCC (*ang. High Voltage Gain Direct Current Converter*) charakteryzującego się sześciokrotnym wzmocnieniem napięciowym, możliwością siedmiostopniowej regulacji napięcia wyjściowego, relatywnie niewielką liczbą zastosowanych tranzystorów oraz niskimi wartościami napięć występujących na poszczególnych łącznikach. Ponadto, zaproponowany przekształtnik cechuje wysoka sprawność realizacji procesu przekształcania energii, a wprowadzenie go w tryb pracy ZVS (*ang. Zero Voltage Switching*) umożliwia dalsze ograniczenie strat poprzez minimalizację tych związanych z występowaniem pojemności wyjściowej tranzystorów (C_{oss}).

W ramach prowadzonych prac badawczych dokonano analizy porównawczej dwóch przekształtników o topologii HVGDCC. Do budowy pierwszego z porównywanych układów wykorzystano tranzystory typu CoolMOS, a drugi wykonano na podstawie projektu zakładającego zastosowanie w obwodzie mocy przekształtnika tranzystorów typu CoolGaN. Celem wspomnianej analizy było wykazanie różnic w pracy wielopoziomowych przekształtników o przełączanych kondensatorach, wynikających z zastosowania różnego typu łączników do ich budowy, ujawniających się w przebiegach prądów i napięć poszczególnych komponentów oraz charakterystykach sprawności badanych układów. Opracowana topologia przekształtnika

została szczegółowo przeanalizowana w ramach prowadzonych prac analitycznych, czego efektem było opracowanie jej teoretycznego modelu sprawności. Na jego podstawie wykreślono charakterystyki przedstawiające zależność ilości strat występujących w poszczególnych elementach przekształtnika od jego mocy wyjściowej, a także teoretyczną krzywą sprawności analizowanego układu.

Dla każdej z badanych wersji przekształtnika HVGDCC w środowisku Matlab-Simulink opracowano model symulacyjny, na podstawie którego przeprowadzono weryfikację koncepcji działania zaprojektowanego układu. Przedmiotem badań symulacyjnych prowadzonych na modelach przekształtników HVGDCC-CoolMOS oraz HVGDCC-CoolGaN była weryfikacja poprawności ich działania oraz porównanie ilości strat występujących w poszczególnych elementach obu opracowanych układów. Badania symulacyjne podsumowano poprzez wykreślenie charakterystyk sprawności zarejestrowanych dla obu modeli, pracujących w trybie ZCS oraz ZVS z obciążeniem, którego wartość w czasie trwania symulacji zmieniała się w szerokim zakresie. W czasie tej serii badań symulacyjnych wykorzystano modele tranzystorów uwzględniające zarówno ich parametry statyczne, jak i dynamiczne, przy czym parametry dynamiczne zdefiniowano w formie kompletnych charakterystyk zaczerpniętych z dokumentacji technicznej rzeczywistych łączników. Symulacje przeprowadzono w środowisku Matlab-Simulink z użyciem pakietu „Parallel Computing Toolbox".

Pozytywne wyniki badań symulacyjnych skłoniły autora omawianej rozprawy doktorskiej do podjęcia decyzji o budowie modeli eksperymentalnych obu analizowanych przekształtników i kontynuowaniu prac badawczych na rzeczywistych układach. W ramach przeprowadzonych prac laboratoryjnych zarejestrowano liczne oscylogramy, przedstawiające przebiegi kluczowe dla analizy zasady działania badanych przekształtników oraz oceny zjawisk komutacyjnych zachodzących w układach pracujących zarówno w trybie ZCS, jak i ZVS. Końcowym etapem badań laboratoryjnych dla każdego z analizowanych przekształtników była rejestracja jego charakterystyki sprawności, zarówno w czasie, gdy pracował on w trybie ZCS, jak i ZVS.

W wyniku przeprowadzonych prac badawczych stwierdzono, że opracowana topologia działa zgodnie z założeniami przyjętymi w fazie prac koncepcyjnych, a sam przekształtnik charakteryzuje się sześciokrotnym współczynnikiem wzmocnienia napięciowego, obniżonymi wartościami napięć blokowanych przez poszczególne łączniki oraz wysoką sprawnością. Dodatkowo, po przeanalizowaniu oscylogramów zarejestrowanych w czasie badań obu przekształtników, stwierdzono, iż w przebiegach prądów płynących w układzie, którego obwód mocy zbudowano z wykorzystaniem tranzystorów CoolGaN, występuje zdecydowanie mniej oscylacji związanych z ładowaniem i rozładowywaniem pojemności wyjściowych (C_{oss}) tranzystorów, a ich amplitudy są znacznie niższe niż te obserwowane w przypadku przekształtnika zbudowanego z wykorzystaniem tranzystorów typu CoolMOS.

Spis treści

1 Wprowadzenie **1**
1.1 Tematyka rozprawy 3
1.2 Teza 4
1.3 Cele badawcze pracy 5
1.4 Stan wiedzy 5

2 Przekształtnik HVGDCC **15**
2.1 Charakterystyka topologii HVGDCC 15
2.2 Koncepcja działania przekształtnika HVGDCC 19

3 Ważniejsze wyniki badań **25**
3.1 Wyniki badań symulacyjnych 25
3.2 Wyniki badań eksperymentalnych 32
3.3 Porównanie wyników badań eksperymentalnych i symulacyjnych 38

4 Podsumowanie **41**
4.1 Zrealizowane cele badawcze 41
4.2 Wnioski końcowe 41
4.3 Przyszłe kierunki badań układu HVGDCC 42

Bibliografia **45**

1. Wprowadzenie

Energoelektronika jest dynamicznie rozwijającą się dziedziną nauki oraz techniki, zajmującą się opracowywaniem, badaniem i budową układów charakteryzujących się wysoką sprawnością realizacji procesu dopasowywania parametrów energii elektrycznej pochodzącej z różnych źródeł do wymagań urządzeń wykorzystywanych w przemyśle i codziennym życiu człowieka [1].

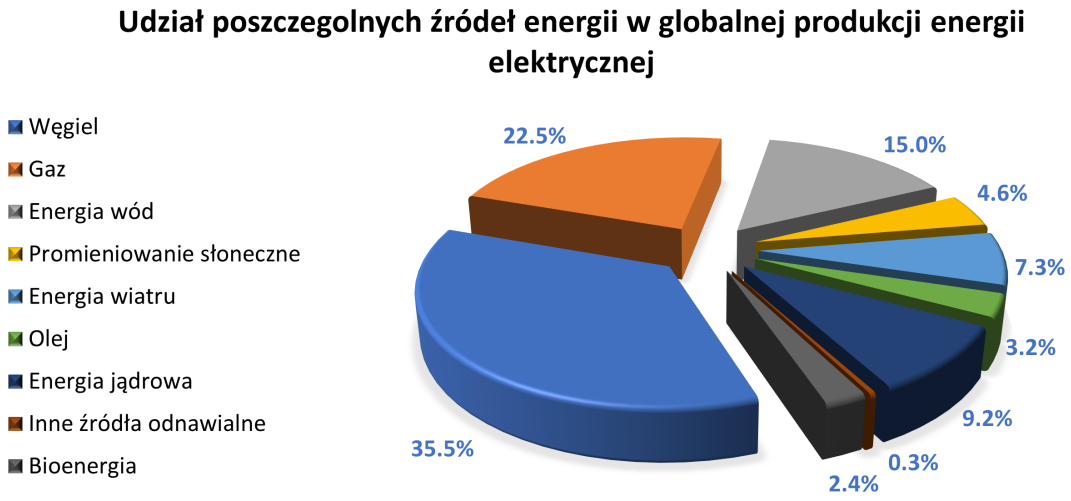
Początki rozwoju tej gałęzi nauki oraz techniki sięgają pierwszych lat XX wieku, kiedy to w 1902 roku amerykański elektryk i wynalazca Peter Cooper Hewitt opracował i opatentował pierwszy na świecie przekształtnik energoelektroniczny będący prostownikiem rtęciowym [2]. Wynalazek ten zastąpił popularne wówczas prostowniki mechaniczne, co zrewolucjonizowało sposób dostarczania energii prądu stałego dla kolejnictwa, górnictwa oraz zakładów przemysłowych zajmujących się elektrolizą i galwanizacją [3, 4]. Od opracowania pierwszego przekształtnika energoelektronicznego do czasów nam współczesnych minęło ponad 120 lat, a systematycznie postępujący w tym czasie rozwój energoelektroniki sprawił, że stała się ona strategiczną dziedziną nauki i techniki, bez której trudno wyobrazić sobie funkcjonowanie współczesnego świata [5].

Postępujący rozwój światowej gospodarki wiąże się ze wzrostem zapotrzebowania na energię elektryczną oraz efektywne metody jej przekształcania. Coraz bardziej skomplikowane procesy produkcyjne oraz rosnąca ilość urządzeń elektronicznych o specyficznych wymaganiach dotyczących ich zasilania sprawiają, że zwiększa się również ilość przekształtników energoelektronicznych wymaganych do jej konwersji. Szacuje się, iż obecnie około $70\,\%$ z produkowanej na całym świecie energii elektrycznej podlega przekształceniu przed jej faktycznym wykorzystaniem przez przynajmniej jeden przekształtnik energoelektroniczny [5]. Oznacza to, że urządzenia tego typu stały się kluczowe dla funkcjonowania dzisiejszego przemysłu oraz człowieka. Ciężko sobie bowiem wyobrazić zakład produkcyjny, w którym nie zamontowano ani jednego falownika, lub współczesnego człowieka niekorzystającego z telefonu komórkowego, komputera, pralki, samochodu, transportu publicznego czy oświetlenia LED. Większość urządzeń, którymi posługujemy się na co dzień, zawiera przynajmniej jeden przekształtnik energoelektroniczny, bez którego nie byłyby one w stanie spełniać

swojej funkcji. Pokazuje to, że energoelektronika, mimo iż często niezauważana, stanowi istotny element technologicznej rzeczywistości dzisiejszego świata i naszego codziennego życia [6, 7].

Jednymi z najbardziej perspektywicznych obszarów stosowania energoelektroniki, w kontekście zmian zachodzących w otaczającym nas świecie, są: elektromobilność, energetyka odnawialna oraz układy zasilania dla komputerów dużych mocy (*ang. Data Centre*) [7]. Należy zauważyć, że w tego typu aplikacjach energia przekształcana jest wielokrotnie, a wysoka efektywność prowadzenia tych procesów jest kluczowa dla ich funkcjonowania. Stwarza to potrzebę dalszego rozwoju energoelektroniki, ze szczególnym uwzględnieniem prac prowadzących do zwiększenia efektywności przekształcania energii, a przez to również do zwiększenia rzeczywistego zasięgu samochodów elektrycznych [8], zwiększenia ilości energii produkowanej ze źródeł odnawialnych [9, 10], czy w końcu do zmniejszenia wydatków na chłodzenie i zasilanie superkomputerów [11, 12].

Pozycję energoelektroniki w dzisiejszym świecie dodatkowo wzmacnia zachodząca na naszych oczach transformacja energetyczna, której celem jest zwiększenie produkcji energii elektrycznej pochodzącej ze źródeł odnawialnych. Na rys. 1.1 przedstawiono wykres kołowy ilustrujący udział poszczególnych źródeł energii i surowców energetycznych w globalnej produkcji energii elektrycznej. Jak wynika z przedstawionych danych, obecnie jedynie około 30 % wytwarzanej na świecie energii elektrycznej pochodzi ze źródeł odnawialnych, a to w połączeniu z ambitną polityką klimatyczną wielu krajów stwarza dogodne warunki dalszego rozwoju energoelektroniki, wykorzystywanej w każdym systemie służącym do pozyskiwania energii elektrycznej ze słońca, wiatru, fal czy także pływów morskich.

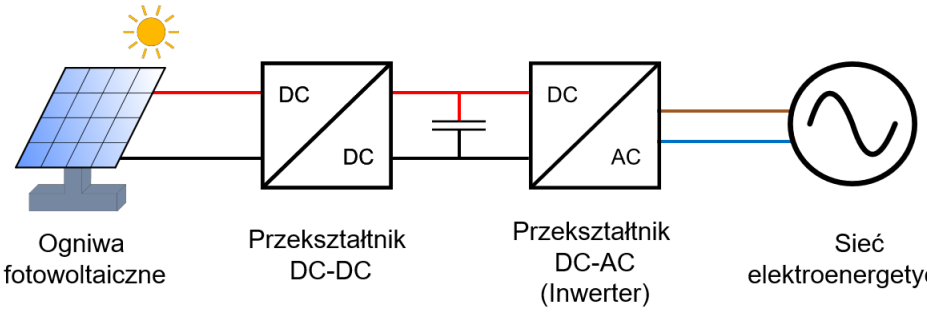


Rys. 1.1. Udział poszczególnych źródeł energii i surowców energetycznych w globalnej produkcji energii elektrycznej [13]

1.1 Tematyka rozprawy

Planując prace badawcze opisane w rozprawie doktorskiej, której niniejszy autoreferat dotyczy, skoncentrowano się na badaniu rezonansowych przekształtników DC-DC o przełączanych kondensatorach, a szczególnie przekształtników charakteryzujących się możliwością znacznego zwiększania napięcia. Z naukowego punktu widzenia układy tego typu stanowią interesujący oraz aktualny obszar badawczy, szczególnie w świetle dynamicznych zmian związanych z trwającą transformacją energetyczną [14]. Prognozowany rozwój energetyki rozproszonej, a w szczególności mikroinstalacji fotowoltaicznych, bezpośrednio przekłada się na wzrost potencjału aplikacyjnego wielopoziomowych przekształtników rezonansowych o przełączanych kondensatorach. Charakterystyczne dla tego typu układów właściwości, takie jak: wysoki współczynnik wzmocnienia napięciowego, duża gęstość mocy oraz potencjalnie wysoka sprawność osiągana za sprawą wykorzystania tranzystorów z azotku galu (GaN) [15], pozwalają przypuszczać, iż układy tego typu sprawdziłyby się w mikroinstalacjach fotowoltaicznych. Mając to na uwadze, podjęto decyzję o rozpoczęciu prac projektowych, których celem było opracowanie topologii wielopoziomowego przekształtnika DC-DC, który w założeniu miałby współpracować z niewielkimi instalacjami PV (*ang. Photovoltaics*), składającymi się z maksymalnie dwóch ogniw fotowoltaicznych, a dzięki wysokiemu współczynnikowi wzmocnienia napięciowego miałby on zwiększać wartość napięcia generowanego przez te ogniwa do poziomu akceptowalnego przez falownik łączący całą instalację z ogólnodostępną siecią energetyczną [16]. Grafikę przedstawiającą uproszczoną strukturę mikroinstalacji fotowoltaicznej wyposażonej w opracowany przekształtnik przedstawiono na rys. 1.2.

Prace badawcze rozpoczęto od opracowania innowacyjnej topologii dwukierunkowego przekształtnika napięcia stałego, czego dokonano wspólnie z Panem Profesorem Robertem Stalą — promotorem rozprawy doktorskiej, której niniejszy autoreferat dotyczy. Uwzględniając właściwości opracowanej topologii, przyjęto, iż opracowana struktura będzie identyfikowana za pomocą akronimu **HVGDCC**, pochodzącego od angielskich słów: *High Voltage Gain Direct Current Converter*. Zgodnie z przyjętym nazewnictwem, opracowany układ charakteryzuje się wysokim współczynnikiem wzmocnienia napięciowego, a ponadto wyróżnia się możliwością wielostopniowej regulacji jego napięcia wyjściowego oraz, w pewnej szczególnej konfiguracji sprzętowej, również realizuje funkcję obniżania napięcia i tym samym także stwarza warunki do dwukierunkowego przesyłu energii. Przyjętą koncepcję działania zaproponowanej topologii potwierdzono licznymi symulacjami wykonanymi w środowisku MATLAB/Simulink, a następnie przeprowadzając szereg testów laboratoryjnych układu eksperymentalnego zbudowanego z wykorzystaniem tranzystorów typu CoolMOS. Ten etap prac zakończono przygotowaniem zgłoszenia



Rys. 1.2. Uproszczony schemat systemu służącego do pozyskiwania energii elektrycznej z ogniw fotowoltaicznych

patentowego [17] oraz publikacji naukowej opisującej właściwości opracowanego przekształtnika [18].

Kolejny etap prowadzonych prac badawczych swoim zakresem obejmował opracowanie modelu symulacyjnego przekształtnika HVGDCC, którego obwód mocy zbudowano z wykorzystaniem tranzystorów typu CoolGaN. Opracowany model symulacyjny szczegółowo przebadano pod kątem poprawności jego działania oraz ilości strat mocy występujących w jego poszczególnych elementach w czasie pracy przekształtnika przy różnych poziomach jego obciążenia. Pozytywne wyniki przeprowadzonych symulacji uzasadniały podjęcie decyzji o budowie rzeczywistego układu eksperymentalnego o parametrach odpowiadających tym uwzględnionym we wspomnianym modelu symulacyjnym. Zbudowany przekształtnik został przebadany w warunkach laboratoryjnych, a otrzymane wyniki porównano z tymi zarejestrowanymi w czasie badania układu, w którego obwodzie mocy zastosowano tranzystory CoolMOS. Rezultaty przeprowadzonych badań oraz wyniki analizy porównawczej obu układów podsumowano w publikacji naukowej [19], którą następnie zaprezentowano na konferencji *„21st International Symposium on Power Electronics (Ee)”*.

1.2 Teza

Tezę rozprawy doktorskiej, omówionej w niniejszym autoreferacie zdefiniowano w następującej formie:

Możliwe jest opracowanie i realizacja topologii przekształtnika DC-DC o wielopoziomowym wzmocnieniu napięcia w technice przełączanych kondensatorów pracującego z wysoką sprawnością, oscylacyjnym prądem przeładowania i w warunkach zerowego napięcia podczas załączania części tranzystorów, a zastosowanie tranzystorów z azotku galu GaN umożliwia w porównaniu do przekształtnika zrealizowanego z wykorzystaniem tranzystorów krzemowych MOSFET, redukcję wartości prądów związanych z ładowaniem pojemności wyjściowych łączników.

1.3 Cele badawcze pracy

W początkowej fazie prac prowadzonych nad rozprawą doktorską, do której odwołuje się niniejszy autoreferat, przyjęto jej podstawowe cele badawcze:

1. Badanie stanu wiedzy i techniki w dziedzinie wielopoziomowych przekształtników DC-DC o przełączanych kondensatorach i rezonansowym prądzie przeładowania, wykorzystujących w swojej strukturze tranzystory typu MOSFET oraz GaN,

2. Opracowanie topologii wielopoziomowego przekształtnika rezonansowego o przełączanych kondensatorach i wykazanie jego charakterystycznych właściwości polegających na możliwości:
   - uzyskania wysokiego współczynnika wzmocnienia napięciowego,
   - uzyskania wysokiej sprawności energetycznej,
   - uzyskania obniżonych wartości napięć blokowanych przez łączniki,
   - realizacji skokowej i wielostopniowej regulacji jego napięcia wyjściowego.

3. Przeprowadzenie analizy strat energii występujących w topologii opracowanego przekształtnika,

4. Przeprowadzenie badań symulacyjnych opracowanego przekształtnika wykonanego w wersji z tranzystorami MOSFET oraz GaN,

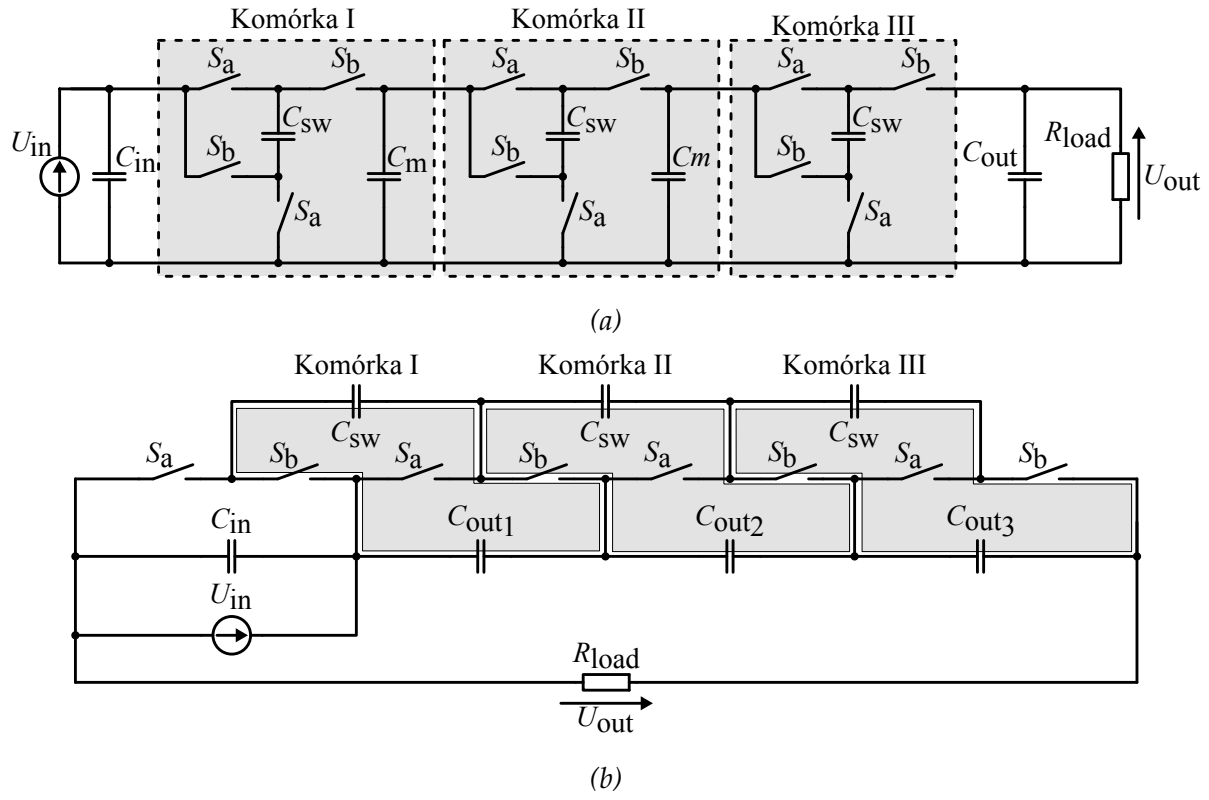
5. Przeprowadzenie badań eksperymentalnych opracowanego przekształtnika wykonanego w wersji z tranzystorami MOSFET oraz GaN,

6. Wykazanie wpływu na pracę przekształtnika, modyfikacji polegającej na zastąpieniu w wielopoziomowym przekształtniku rezonansowym o przełączanych kondensatorach tranzystorów MOSFET łącznikami typu GaN.

1.4 Stan wiedzy

Koncepcje przekształtników DC-DC, wykorzystujących do zwiększania napięcia matrycę łączników współpracujących z jednym bądź z kilkoma przełączanymi kondensatorami, są znane od wielu lat [20]. Początkowo układy tego typu budowano w formie powielaczy napięcia (Cockcroft-Walton) i implementowano je w strukturach układów scalonych, takich jak moduły pamięci nieulotnych, które wymagały do poprawnego przeprowadzenia procesu zapisu i odczytu napięcia o wartości sięgającej nawet $40\,\mathrm{V}$ [21–23]. Z biegiem lat obszar aplikacyjny tego typu układów rozszerzał się,

co doprowadziło do opracowania wielu nowych topologii układów o przełączanych kondensatorach, wykorzystywanych do zasilania ekranów LCD (*ang. Liquid Crystal Display*) [24–26], a ostatnio także urządzeń IoT (*ang. Internet of Things*) [27] oraz systemów biomedycznych [28]. Schematy poglądowe wybranych topologii przekształtników o przełączanych kondensatorach przedstawiono na rys. 1.3. Układy te różnią się poziomem skomplikowania, liczbą zastosowanych kondensatorów przełączanych i łączników, a także maksymalnym osiąganym przez nie współczynnikiem wzmocnienia napięciowego. Elementem wspólnym dla wszystkich tych układów jest ich prosty schemat sterowania, opierający się na naprzemiennym załączaniu grup tranzystorów, odpowiedzialnych kolejno za realizację procesu ładowania i rozładowywania kondensatorów przełączanych. Na rys. 1.3a przedstawiono schemat przekształtnika będącego kaskadą trzech połączonych ze sobą przekształtników SCVD (*ang. Switched Capacitor Voltage Doubler*). Każda z podstawowych komórek tego układu zawiera w swojej strukturze jeden kondensator przełączany (C_{sw}), współpracujący z czterema łącznikami sterowalnymi S_{a} oraz S_{b}. Cykl pracy prezentowanego przekształtnika składa się z dwóch interwałów, w czasie których kolejno dochodzi do ładowania i rozładowywania kondensatorów przełączanych w poszczególnych komórkach kaskady. W interwale ładowania załączone zostają łączniki S_{a}, w wyniku czego kondensatory przełączane C_{sw} zostają połączone równolegle z kondensatorami pośredniczącymi C_{m} lub,



Rys. 1.3. Podstawowe topologie przekształtników o przełączanych kondensatorach: a) Kaskada trzech podwajaczy napięcia SCVD (ang. Switched Capacitor Voltage Doubler), b) Przekształtnik drabinkowy (ang. Ladder Converter)

w przypadku kondensatora C_{sw} znajdującego się w pierwszym stopniu kaskady, równolegle ze źródłem zasilającym przekształtnik. W tym czasie energia ze źródła i kondensatorów pośredniczących przekazywana jest do poszczególnych kondensatorów przełączanych C_{sw}, a gromadzący się w nich ładunek elektryczny powoduje wzrost wartości napięcia pomiędzy ich okładkami. Po zakończeniu tego procesu przewodzące dotychczas łączniki S_{a} przechodzą do stanu blokowania. Następnie załączana jest grupa łączników S_{b}, co skutkuje szeregowym połączeniem kondensatorów przełączanych wszystkich komórek, źródła zasilającego przekształtnik oraz kondensatora wyjściowego C_{out}. W efekcie energia ze źródła oraz z uprzednio naładowanych kondensatorów przełączanych przekazywana jest do kondensatora wyjściowego przekształtnika, przy napięciu będącym sumą napięć źródła oraz wszystkich kondensatorów przełączanych. Po zakończeniu tego przeładowania cykl pracy przekształtnika dobiega końca, a cała sekwencja rozpoczyna się od początku i trwa do momentu wyłączenia generatora sygnałów sterujących pracą tranzystorów. Istotną zaletą tego przekształtnika jest jego modułowość, co oznacza, że ilość komórek tworzących przekształtnik przedstawiony na rys. 1.3a może być dostosowywana w zależności od koniecznego do osiągnięcia poziomu wzmocnienia napięciowego. Każda z podstawowych komórek tego przekształtnika charakteryzuje się dwukrotnym wzmocnieniem napięciowym, co oznacza, że wartość napięcia wyjściowego kaskady jest funkcją wykładniczą ilości wykorzystanych do jej budowy komórek podstawowych [29]. W literaturze opisano także przypadki tworzenia w strukturach półprzewodnikowych wielofazowych układów kaskadowych przekształtników SCVD, charakteryzujących się zarówno zwiększonym poziomem napięcia wyjściowego, jak i prądu obciążenia [30]. Niekorzystną cechą tego typu układów jest jednak to, że poziom napięć blokowanych przez pracujące w nich tranzystory rośnie wraz ze wzrostem ilości połączonych ze sobą komórek. W związku z tym napięcie wyjściowe kaskady przekształtników SCVD ograniczone jest maksymalną wartością napięcia, przy jakim mogą pracować zastosowane w układzie tranzystory.

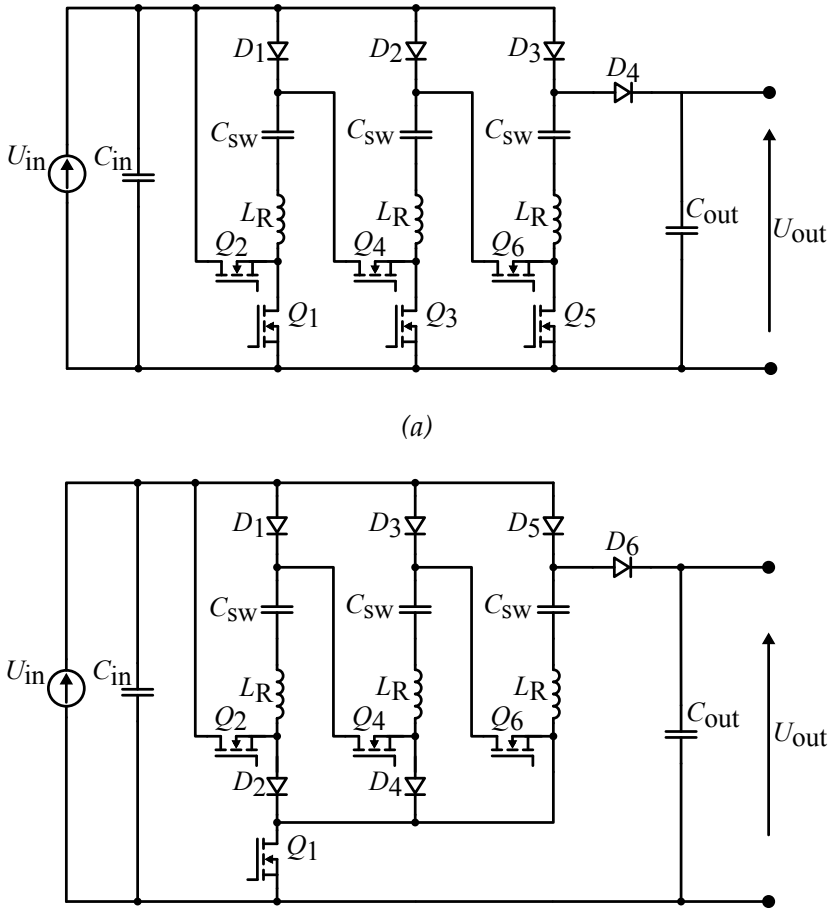
Na rys. 1.3b zamieszczono schemat układu znanego jako przekształtnik drabinkowy (*ang. Ladder Converter*). Jego cechą charakterystyczną jest to, że umożliwia on osiągnięcie wysokiego wzmocnienia napięciowego przy jednoczesnym zachowaniu niskich wartości napięć występujących na jego łącznikach [31]. Podstawowa komórka układu o tej topologii charakteryzuje się dwukrotnym wzmocnieniem napięciowym, jednak wyższe wartości współczynnika wzmocnienia napięciowego są możliwe do osiągnięcia poprzez ich kaskadowe łączenie. W czasie pracy, grupy łączników S_{a} oraz S_{b} załączane są naprzemiennie, realizując proces ładowania i rozładowywania jego kondensatorów przełączanych C_{sw}. Gdy w stanie przewodzenia znajdują się łączniki z grupy S_{a}, dochodzi do ładowania kondensatorów przełączanych znajdujących się w komórkach o numerach nieparzystych. Energia niezbędna do re-

alizacji tego procesu pobierana jest z kondensatorów wyjściowych o numerach parzystych, a w przypadku kondensatora C_{sw} znajdującego się w komórce pierwszej — ze źródła zasilającego przekształtnik. Po zakończeniu ładowania kondensatorów przełączanych dochodzi do rekonfiguracji struktury połączeń przekształtnika, polegającej na wyłączeniu łączników z grupy S_{a} oraz załączeniu tych z grupy S_{b}. Rozpoczyna to proces rozładowywania kondensatorów przełączanych, a zgromadzony w nich ładunek przekazywany jest do kondensatorów wyjściowych, odpowiadających poszczególnym komórkom przekształtnika. Jak można zaobserwować, ładunek z każdym kolejnym taktem pracy układu „przechodzi" do jego wyższych sekcji, co stanowi istotę jego działania i jednocześnie wyjaśnia genezę nazwy tego przekształtnika. Cechą wspólną wszystkich wyżej opisanych przekształtników jest to, że można je zrealizować, wykorzystując w tym celu wyłącznie kondensatory oraz łączniki półprzewodnikowe. W czasie, gdy główny obszar zastosowań tego typu przekształtników stanowiły układy scalone, właściwość ta była niezwykle korzystna, gdyż umożliwiała umieszczenie w jednej strukturze krzemowej zarówno elementu podstawowego, na przykład pamięci EPROM, wraz z dodatkowym zasilaczem wykonanym w technologii przełączanych kondensatorów, który dostarczał relatywnie wysokich napięć niezbędnych do skutecznej realizacji procesów jej zapisu i odczytu. Sytuacja nieco się zmieniła, gdy wraz z rosnącym zapotrzebowaniem na efektywne metody konwersji energii konstruktorzy dostrzegli możliwość adaptacji przekształtników, początkowo opracowanych na potrzeby implementacji w strukturach układów scalonych, do konwersji znacznie większych mocy i napięć. Oferowane przez układy o przełączanych kondensatorach wysokie współczynniki wzmocnienia napięciowego oraz brak elementów indukcyjnych w ich strukturach dawały nadzieję na budowę układów o wysokim współczynniku gęstości mocy i możliwości pracy w miejscach o podwyższonej temperaturze otoczenia [32]. Istotnym problemem, jaki wiązał się z wykorzystaniem topologii przekształtników znanych z mikroelektroniki do przetwarzania większych ilości energii, były generowane przez nie zakłócenia elektromagnetyczne oraz niezadowalający poziom sprawności, z jaką początkowo proces ten był realizowany [14]. Źródłem tych problemów były krótkie impulsy prądu o bardzo dużych amplitudach, które występowały w momencie realizacji przełączeń poszczególnych kondensatorów. Rozwiązaniem okazało się wprowadzenie do obwodu niewielkich indukcyjności, mających zapewnić rezonansowy charakter występujących w nim przeładowań oraz umożliwić załączanie poszczególnych tranzystorów przy zerowym prądzie (*ang. Zero Current Switching* – ZCS). W publikacji [33] autorzy zaprezentowali koncepcję układu podwajającego napięcie, bazującą na układzie SCVD (rys. 1.3a). Modyfikacja polegała na dodaniu do gałęzi zawierającej kondensator przełączany dławika o niewielkiej indukcyjności rezonansowej ($L_{\mathrm{R}} = 1\,\mu\mathrm{H}$) oraz zastąpieniu łączników w jego górnej gałęzi diodami prostowniczymi. Wprowadzenie tych zmian skutkowało wyeliminowaniem nie-

chcianych impulsów prądu, występujących przy każdej komutacji zachodzącej w obwodzie, a jednocześnie pozwoliło zachować właściwości typowe dla układów o przełączanych kondensatorach. Jak podkreślają autorzy wspomnianej publikacji, w czasie pracy badanego przekształtnika energia magazynowana jest w pojemności kondensatora przełączanego, tak jak ma to miejsce w typowym układzie o przełączanych kondensatorach, natomiast dławik służy jedynie wywołaniu rezonansowego przebiegu prądu i umożliwieniu załączenia tranzystorów przy jego zerowej wartości.

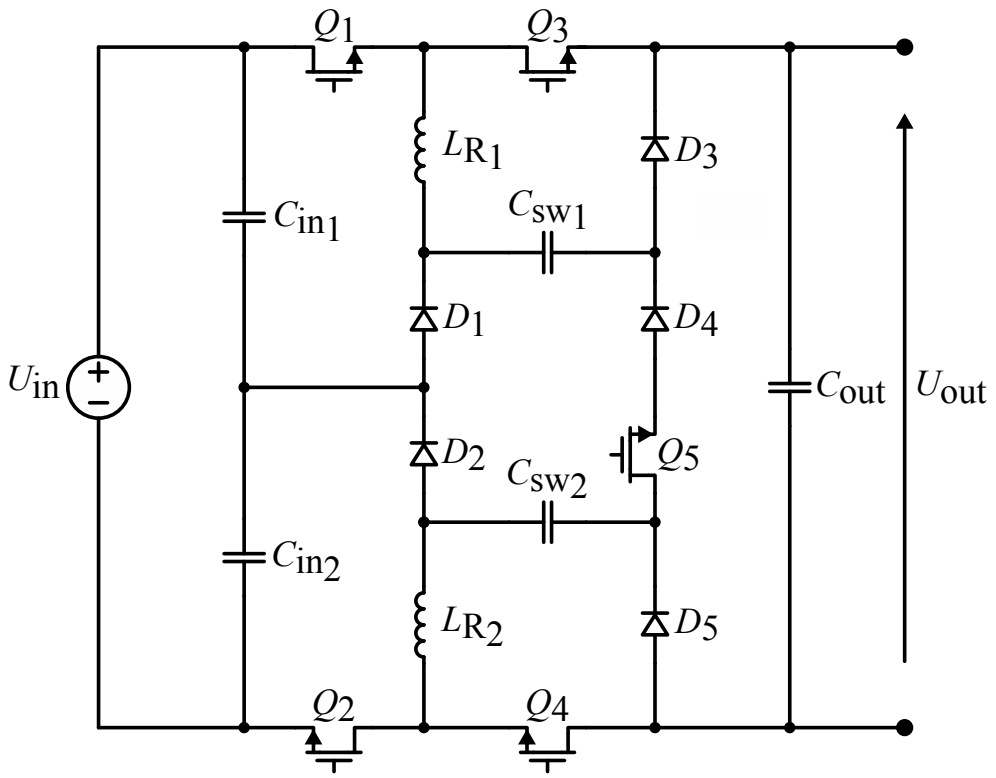
Dużą popularnością w literaturze branżowej cieszą się także przekształtniki rezonansowe o zdecydowanie wyższych współczynnikach wzmocnienia napięciowego [34–40]. Często analizowanymi w publikacjach naukowych układami są przekształtniki należące do rodziny układów SCVM (*ang. Switched Capacitor Voltage Multiplier*), których badania najczęściej dotyczą poprawy ich sprawności, zwiększenia oferowanego przez te układy współczynnika wzmocnienia napięciowego oraz optymalizacji, polegających na zmniejszeniu liczby ich komponentów składowych lub poprawie ich objętościowego i masowego współczynnika gęstości mocy. Na rys. 1.4a przedstawiono podstawową topologię rezonansowego przekształtnika SCVM, bazującą na układzie szeregowo-równoległym. Układ ten realizuje czterokrotne wzmocnienie napięciowe, a w jego strukturze można dostrzec trzy gałęzie rezonansowe, sześć tranzystorów oraz cztery diody prostownicze. W publikacji [40] autorzy opisują modyfikację klasycznego układu SCVM, polegającą na usunięciu dwóch tranzystorów, odpowiedzialnych w układzie podstawowym za realizację procesu ładowania kondensatorów przełączanych. Na rys. 1.4 zamieszczono schemat zaproponowanej topologii, gdzie można zauważyć, że tranzystory Q_3 oraz Q_5 zostały usunięte, jednak w zamian do układu musiały zostać wprowadzone dwie dodatkowe diody prostownicze (D_2 oraz D_4). Po usunięciu tranzystorów, odpowiedzialnych za przewodzenie prądu drugiej oraz trzeciej gałęzi rezonansowej, ich rolę przejął tranzystor Q_1. Wiąże się to z istotnym wzrostem wartości prądu przepływającego przez ten element, a tym samym także jego strat przewodzenia, co autorzy dokumentują w formie fotografii wykonanej w skali podczerwieni, na której wyraźnie widać, że łącznik Q_1 nagrzewa się zdecydowanie bardziej niż pozostałe elementy w strukturze przekształtnika. Dodatkową optymalizacją, zaprezentowaną w tym układzie, było wykorzystanie dławików planarnych oraz realizacja „bootstrapowego" zasilania dla sterowników bramkowych tranzystorów Q_2, Q_4 oraz Q_6. Maksymalna osiągana przez ten układ sprawność sięga $92\,\%$, co ma miejsce przy mocy wyjściowej układu wynoszącej 100 W.

Poza przekształtnikami podwyższającymi napięcie, do grupy intensywnie rozwijanych układów rezonansowych o przełączanych kondensatorach należy zaliczyć również te, które charakteryzują się możliwością jego wielokrotnego obniżania. Jednym z obszarów aplikacyjnych, w którym tego typu topologie mogłyby być stosowane, są systemy zasilania komputerów dużych mocy pracujących w naukowych i komer-



Rys. 1.4. Schematy rezonansowych przekształtników podwyższających napięcie: a) klasyczna wersja przekształtnika rezonansowego SCVM bazująca na topologii szeregowo-równoległej, b) zmodyfikowana topologia przekształtnika rezonansowego SCVM zaproponowana w [40]

cyjnych centrach obliczeniowych. W celu redukcji strat rezystancyjnych oraz zmniejszenia przekrojów poprzecznych przewodów i szyn dystrybuujących napięcie stałe do poszczególnych zespołów obliczeniowych, projektanci tego typu systemów coraz częściej decydują się na zwiększenie wewnętrznego napięcia dystrybucyjnego z $12\,\mathrm{V}$ do $48\,\mathrm{V}$ [41]. Rozwiązanie to wiąże się jednak z koniecznością stosowania w poszczególnych zespołach obliczeniowych przekształtników umożliwiających konwersję napięcia z $48\,\mathrm{V}$ do poziomu akceptowalnego przez poszczególne podzespoły jednostek obliczeniowych, który najczęściej nie przekracza $3\,\mathrm{V}$. Wszystko to sprawia, że rezonansowe przekształtniki o przełączanych kondensatorach, charakteryzujące się możliwością wielokrotnego obniżania napięcia, dużą gęstością mocy i relatywnie wysoką sprawnością, zyskują na popularności i coraz częściej rozważa się możliwość ich aplikacji w tego typu systemach. Ponadto, za sprawą rosnącej popularności tego typu rozwiązań, przekształtniki te stają się przedmiotem badań naukowych mających na celu poprawę właściwości już istniejących układów, jak również opracowanie nowych topologii dostosowanych do wymagań stawianych przez systemy, z którymi miałyby



Rys. 1.5. Schemat ideowy rezonansowego przekształtnika obniżającego napięcie będący modyfikacją układu HVGDCC [42]

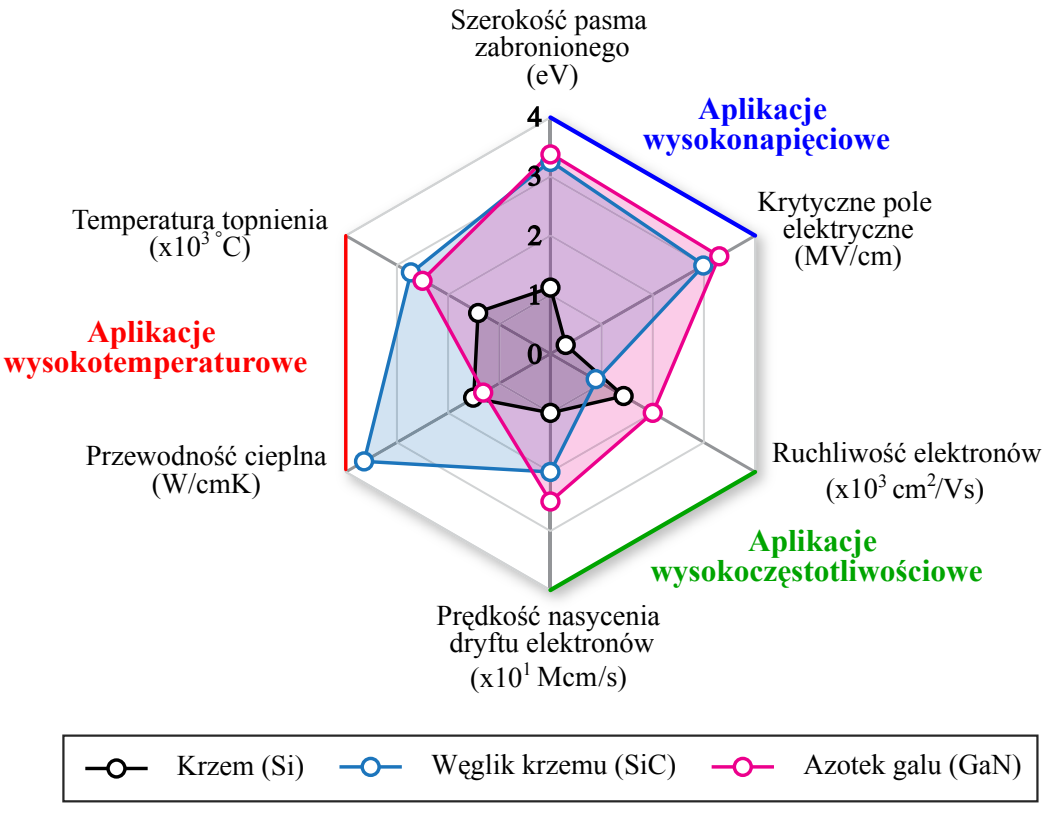
one współpracować [42–52]. Koncepcję realizacji zasilania superkomputerów z wykorzystaniem rezonansowych przekształtników o przełączanych kondensatorach szerzej omówiono w publikacji będącej efektem prac badawczych, w których autor niniejszej rozprawy doktorskiej brał czynny udział [42]. We wspomnianym artykule opisano wyniki badań analitycznych, symulacyjnych oraz eksperymentalnych wielopoziomowego przekształtnika obniżającego napięcie, który powstał w wyniku modyfikacji topologii układu HVGDCC [18, 19] polegającej na wzajemnej zmianie położenia diod prostowniczych i tranzystorów, a także zacisków wejściowych i wyjściowych tegoż układu. Schemat poglądowy przekształtnika analizowanego w [42] przedstawiono na rys. 1.5. W treści artykułu, na podstawie opracowanego modelu analitycznego badanego przekształtnika, opisano rozkład strat w jego poszczególnych komponentach przy różnych poziomach jego obciążenia.

W publikacji [43] autorzy przedstawili przekształtnik sześciokrotnie obniżający napięcie będący modyfikacją układu szeregowo-równoległego. Jeden cykl pracy prezentowanego przekształtnika składa się z trzech taktów, w czasie których kondensatory przełączane znajdujące się w jego strukturze są naprzemiennie ładowane i rozładowywane. Układ przeznaczony jest do stosowania w charakterze przekształtnika pośredniczącego w systemach zasilania urządzeń serwerowych, do których energia dostarczana jest za pośrednictwem wewnętrznej sieci dystrybucyjnej napięcia stałego o wartości $48\,\mathrm{V}$. Zaprezentowane wyniki badań eksperymentalnych przeprowadzo-

nych na tym przekształtniku wskazują, iż osiąga on wysoką sprawność sięgającą $99\,\%$ przy prądzie obciążenia wynoszącym około $5\,\mathrm{A}$. Wraz ze wzrostem obciążenia sprawność układu nieznacznie spada, osiągając w końcowej części charakterystyki ($I_{\mathrm{out}} = 40\,\mathrm{A}$) około $97{,}5\,\%$. Ponadto należy zaznaczyć, że prezentowany układ cechuje się zwartą budową, dzięki czemu osiąga gęstość mocy przekraczającą $2230\,\mathrm{W/in^3}$. W publikacjach [45, 46] zaprezentowano układy obniżające napięcie, bazujące na topologii przekształtnika drabinkowego (*ang. Ladder*). Autorzy obu wspomnianych artykułów jako przewidywany obszar zastosowań dla prezentowanych w nich układów wskazują systemy zasilania jednostek obliczeniowych dużych mocy. W [45] przedstawiono koncepcję układu rezonansowego, czterokrotnie obniżającego napięcie. W systemie zasilania jednostki obliczeniowej mógłby on pełnić rolę przekształtnika pośredniczącego, który zasilałby napięciem o wartości $12\,\mathrm{V}$ sekcję przetwornic niskonapięciowych obniżających to napięcie do poziomów wymaganych przez poszczególne podzespoły jednostki obliczeniowej. Z przedstawionych w artykule fotografii wynika, iż układ charakteryzuje się zwartą budową, a jego gabaryty są niewielkie. Warto podkreślić, że zbudowany model eksperymentalny w swojej strukturze zawiera mikrokontroler sterujący pracą przekształtnika. Prezentowane w publikacji wyniki badań eksperymentalnych wskazują, że układ charakteryzuje się wysoką sprawnością, która przy maksymalnym prądzie obciążenia ($I_{\mathrm{out}} = 80\,\mathrm{A}$) nie spada poniżej $94\,\%$, a maksimum jego charakterystyki sprawności wynosi około $98{,}1\,\%$, co ma miejsce, gdy z układu pobierany jest prąd $I_{\mathrm{out}} = 30\,\mathrm{A}$.

Ważnym kierunkiem rozwoju przekształtników rezonansowych o przełączanych kondensatorach, zarówno podwyższających, jak i obniżających napięcie, jest wykorzystanie do ich budowy nowych typów tranzystorów i diod. Powszechnie stosowane łączniki krzemowe są coraz częściej zastępowane przez elementy przełączające wykonane z półprzewodników charakteryzujących się szerokim pasmem zabronionym (*ang. Wide Bandgap – WBG*), takich jak węglik krzemu (SiC) oraz azotek galu (GaN) [6]. Trend ten potwierdza wysoka aktywność publikacyjna w obszarze adaptacji istniejących topologii przekształtników rezonansowych o przełączanych kondensatorach do zastosowania z łącznikami wykonanymi z tego typu półprzewodników. W manuskryptach opublikowanych na przestrzeni ostatnich lat można znaleźć niemal wszystkie z wyżej opisanych topologii układów rezonansowych o przełączanych kondensatorach wyposażone w tranzystory typu GaN lub SiC [15, 53–56], a także wiele modyfikacji tych układów, zaprojektowanych z myślą o wykorzystaniu do ich budowy właśnie tranzystorów WBG [42, 57–59]. Półprzewodniki takie jak azotek galu czy węglik krzemu, dzięki swoim szczególnym właściwościom, pozwalają na budowanie tranzystorów i diod, które pod wieloma względami zdecydowanie przewyższają elementy krzemowe [60]. Zestawienie najistotniejszych parametrów i ich wartości [61, 62], charakteryzujących wspomniane materiały półprzewodnikowe przedstawia grafika za-

mieszczona na rys. 1.6. Różnice w wartościach poszczególnych parametrów materiałów półprzewodnikowych o szerokim paśmie zabronionym (SiC, GaN) w porównaniu do krzemu (Si) wskazują na ich odmienne właściwości. Jak sugeruje nazwa grupy półprzewodników, do której zalicza się węglik krzemu oraz azotek galu, charakteryzują się one zwiększoną szerokością pasma zabronionego, które jest około trzykrotnie szersze niż w przypadku krzemu. Oznacza to, że przyrządy półprzewodnikowe wykonane z azotku galu lub węglika krzemu cechują się wyższymi dopuszczalnymi napięciami blokowania niż elementy krzemowe. Dzięki możliwości zwiększenia poziomu ich domieszkowania oraz zmniejszenia grubości obszaru dryftowego, tranzystory wykonane z tych materiałów osiągają niższe wartości rezystancji kanału (R_{DSon}), co wiąże się ze zmniejszeniem strat przewodzenia. Ponadto, ze względu na zwiększoną szerokość pasma zabronionego w półprzewodnikach SiC oraz GaN, do przejścia elektronu z pasma walencyjnego do pasma przewodnictwa wymagane jest dostarczenie większej ilości energii. Sprawia to, że łączniki wykonane z tych półprzewodników idealnie nadają się do pracy w środowisku o podwyższonej temperaturze [63, 64]. Dodatkowo, wyższy poziom napięcia krytycznego azotku galu i węglika krzemu sprawia, że budowane z ich wykorzystaniem struktury półprzewodnikowe charakteryzują się zdecydowanie mniejszymi wymiarami niż elementy krzemowe o podobnych parame-



Rys. 1.6. Graficzne porównanie właściwości materiałów półprzewodnikowych stosowanych do budowy łączników energoelektronicznych. Wykres sporządzono na podstawie [63]

trach. W efekcie tranzystory budowane z wykorzystaniem tego typu półprzewodników mogą odznaczać się niższymi pojemnościami pasożytniczymi niż ma to miejsce w przypadku klasycznych tranzystorów krzemowych. Minimalizacja wymiarów stosowanych struktur półprzewodnikowych pozwala także na zmniejszenie obudów tranzystorów, w następstwie czego dochodzi do redukcji indukcyjności pasożytniczych ich wyprowadzeń, ograniczenia oscylacji komutacyjnych, a w konsekwencji także do zmniejszenia strat przełączania występujących w przekształtniku [65, 66]. W tym miejscu warto również zaznaczyć, że ze względów technologicznych tranzystory typu GaN produkowane są w formie poziomych struktur półprzewodnikowych (*ang. lateral device*), co w większości przypadków ogranicza maksymalną wartość blokowanego przez nie napięcia do około $650\,\mathrm{V}$. Redukuje to zatem ich potencjalny obszar aplikacyjny do urządzeń średniej mocy, pracujących przy relatywnie niskich napięciach. Aby wykorzystać właściwości tranzystorów GaN w aplikacjach wysokonapięciowych, ich producenci intensywnie pracują nad rozwojem pionowych struktur półprzewodnikowych (*ang. trench device*), a inżynierowie opracowują topologie układów energoelektronicznych, w których zamiast pojedynczych tranzystorów GaN stosowane są moduły stanowiące szeregowe połączenie kilku indywidualnych tranzystorów [67–70].

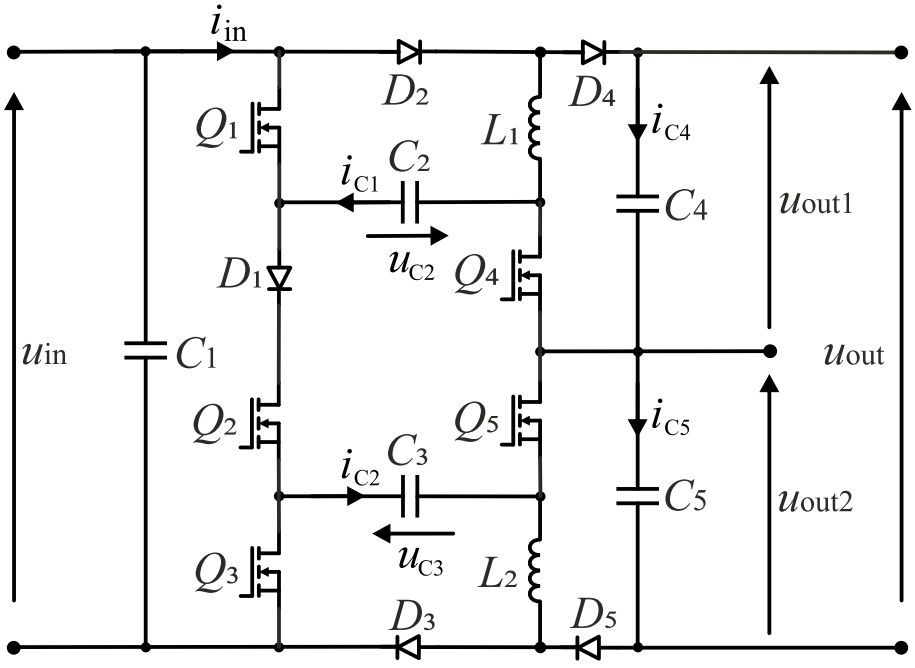
Analizując pozostałe parametry charakteryzujące materiały półprzewodnikowe (rys. 1.6), można zauważyć, że prędkość nasycenia dryftu elektronów oraz ich ruchliwość w materiałach WBG znacznie przewyższają wartości obserwowane w krzemie. Przekłada się to na skrócenie czasu potrzebnego do przełączenia tranzystorów wykonanych z tych materiałów, a w przypadku diod – na zmniejszenie ilości ładunku resztkowego gromadzącego się w ich złączu. W przypadku każdego z tych przyrządów półprzewodnikowych prowadzi to do zmniejszenia strat łączeniowych. Warto również zwrócić uwagę na przewodność cieplną omawianych materiałów półprzewodnikowych. W przypadku azotku galu parametr ten osiąga nieco niższe wartości niż dla krzemu, jednak jego ograniczona zdolność do odprowadzania ciepła ze złącza kompensowana jest przez zmniejszoną ilość strat powstających w łącznikach wykonanych z tego materiału. Wynika to ze zwiększonej ruchliwości elektronów w jego strukturze i w naturalny sposób klasyfikuje tranzystory GaN jako elementy przeznaczone do zastosowania w układach pracujących z wysoką częstotliwością i średnim poziomem mocy wyjściowej, zazwyczaj nieprzekraczającym $10\,\mathrm{kW}$ [60]. Przewodność cieplna węglika krzemu jest zdecydowanie wyższa i osiąga poziom $3{,}7\,\mathrm{W}\cdot\mathrm{cm}^{-1}\cdot\mathrm{K}$, co stanowi wartość około 2.5 razy wyższą od tej notowanej dla krzemu. Ułatwiony transfer ciepła ze złącza do obudowy, a następnie do otoczenia, sprawia, że tranzystory wykonane z tego półprzewodnika znajdują zastosowanie głównie w przekształtnikach dużych mocy.

2. Przekształtnik HVGDCC

2.1 Charakterystyka topologii HVGDCC

Praktyczną część prac badawczych związanych z przygotowaniem rozprawy doktorskiej, omawianej w niniejszym autoreferacie rozpoczęto od opracowania topologii wielopoziomowego przekształtnika DC-DC o przełączanych kondensatorach HVGDCC (*ang. High Voltage Gain Direct Current Converter*). Schemat ideowy zaproponowanego układu przedstawiono na rys. 2.1, gdzie można zauważyć, że składa się on z kondensatora wejściowego (C_1), pięciu łączników sterowalnych (Q_1–Q_5), pięciu diod prostowniczych (D_1–D_5), dwóch kondensatorów przełączanych (C_2, C_3), dwóch dławików rezonansowych (L_1, L_2) oraz wyjściowego dzielnika pojemnościowego (kondensatory C_4 oraz C_5), stanowiącego interfejs umożliwiający bezpośrednie połączenie przekształtnika z falownikiem NPC (*ang. Neutral Point Clamped*).

Cechami charakterystycznymi, wyróżniającymi ten układ na tle innych przekształtników o przełączanych kondensatorach, są jego wysokie (sześciokrotne) wzmocnienie



Rys. 2.1. Schemat ideowy opracowanego przekształtnika HVGDCC

napięciowe, możliwość siedmiostopniowej regulacji napięcia wyjściowego oraz stosunkowo niewielka liczba zastosowanych tranzystorów. Zaproponowany przekształtnik, w porównaniu do innych tego typu układów prezentowanych w literaturze (tab. 2.1), charakteryzuje się relatywnie niewielkimi wartościami napięć blokowanych przez łączniki. Tranzystory stopnia wyjściowego (Q_4 oraz Q_5) pracują z napięciami wynoszącymi około 50% wartości napięcia wyjściowego układu, natomiast pozostałe (Q_1–Q_3) – z potencjałami w przybliżeniu równymi napięciu źródła zasilającego przekształtnik. Ta charakterystyczna właściwość badanej topologii pozwala zbudować układ o wysokim współczynniku wzmocnienia, wykorzystując łączniki o napięciach przebicia zdecydowanie niższych niż napięcie pojawiające się na jego wyjściu. W przypadku uruchomienia produkcji seryjnej takich przekształtników, relatywnie niskie wartości napięć występujących na tranzystorach pozytywnie wpłynęłyby na jej aspekt ekonomiczny. Ze względu na fakt, że zastosowane w układzie elementy indukcyjne mają za zadanie jedynie zapewnić oscylacyjny przebieg prądów ładowania i rozładowania poszczególnych kondensatorów, a same nie biorą udziału w faktycznym procesie przekształcania energii, a ich wartości są niewielkie i nie przekraczają kilku mikrohenrów. Dzięki temu elementy te można wykonać w formie dławików planarnych lub zastosować elementy klasyczne o kompaktowych rozmiarach i niewielkiej masie.

Tabela 2.1. Porównanie właściwości różnych przekształtników DC-DC o przełączanych kondensatorach

Parametr	Analizowany przekształtnik						
	HVGDCC [18]	Ref. [71]	Ref. [72]	Ref. [73]	Ref. [74]	Ref. [75]	Ref. [15]
Wzmocnienie napięciowe	6	$2 \cdot n$	6	7	4	n	2
Liczba tranzystorów	5	$4 \cdot n \cdot p$	12	7	3	2	2
Liczba diod	5	0	0	5	5	$2(n-1)$	2
Napięcia blokowane przez łączniki	min: U_{in} max: $U_{\text{out}}/2$	min: U_{in} max: U_{out}/n	min: U_{in} max: $2U_{\text{out}}$	min: U_{in} max: $(4/7)U_{\text{out}}$	min: U_{in} max: $U_{\text{out}}/2$	U_{in}	U_{in}
Liczba dławików	2 x 1,9 µH	Tylko ind. PCB	Tylko ind. PCB	3 x 2,97 µH	3 x 0,5 µH	1 x 22 µH	1 x 10,4 µH
Liczba przełączanych kondensatorów	2	$2 \cdot n \cdot p$	6	3	3	$n-1$	1
Regulacja napięcia wyjściowego układu	TAK	NIE	NIE	NIE	NIE	TAK	TAK
Maksymalna sprawność układu (%)	92.8	96	96.5	91.9	91	97.6	99.2

gdzie:
n *- liczba szeregowo połączonych modułów podstawowych,*
p *- liczba przekształtników współpracujących ze sobą (ang. interleaved converters).*

Możliwość zastosowania tego typu elementów indukcyjnych korzystnie wpływa na objętościowy oraz masowy współczynnik gęstości mocy zaproponowanego układu, a także na koszt jego ewentualnej produkcji. Zaletą zaproponowanej topologii jest również możliwość pracy układu w trybie ZVS (*ang. Zero Voltage Switching*), pozwalającym na redukcję strat łączeniowych związanych z ładunkiem zgromadzonym w pojemnościach wyjściowych tranzystorów (C_{oss}).

Poza pracami mającymi na celu weryfikację poprawności działania opracowanego układu, dokonano przeglądu publikacji naukowych opisujących wyniki obecnie prowadzonych badań nad różnymi topologiami przekształtników DC-DC o przełączanych kondensatorach. Skrótowe podsumowanie przeprowadzonych studiów literaturowych przedstawiono w tabeli 2.1, z której wynika, iż opracowany przekształtnik stanowi konkurencyjne rozwiązanie techniczne względem innych opisywanych układów, w szczególności pod względem oferowanego wysokiego wzmocnienia napięciowego oraz niewielkiej liczby tranzystorów koniecznych do jego uzyskania. W publikacjach [71, 72] przedstawiono przykład wielopoziomowego przekształtnika o przełączanych kondensatorach. Układ ten można zaliczyć do grupy przekształtników wielokomórkowych, a jego współczynnik wzmocnienia napięciowego jest równy dwukrotności liczby szeregowo połączonych ze sobą komórek podstawowych. Autor deklaruje także możliwość równoległego łączenia tego typu układów, co skutkuje zwiększeniem wydajności prądowej zespołu przekształtników oraz redukcją tętnień ich prądu wejściowego. Redukcję składowej zmiennej prądu wejściowego uzyskuje się przez wprowadzenie przesunięcia fazowego pomiędzy sygnałami sterującymi pracą równolegle połączonych układów. Wadą tego przekształtnika jest duża liczba tranzystorów wymaganych do jego pracy. Osiągnięcie sześciokrotnego wzmocnienia napięciowego, bez redukcji tętnień prądu wejściowego, implikuje konieczność zastosowania aż dwunastu w pełni sterowalnych łączników. Tymczasem układ analizowany w ramach niniejszej pracy doktorskiej (HVGDCC), do osiągnięcia takiego samego wzmocnienia napięciowego, wymaga zastosowania jedynie pięciu tego typu łączników.

W publikacji [73] przedstawiono przekształtnik o siedmiokrotnym wzmocnieniu napięciowym, będący modyfikacją klasycznej topologii SCVM (*ang. Switched Capacitor Voltage Multiplier*) [76]. Wprowadzona modyfikacja polegała na rozbudowaniu układu podstawowego o dodatkowy kondensator, tranzystor oraz diodę prostowniczą. Wspomniany kondensator umieszczono w obwodzie w taki sposób, że tworzy on z podstawowym kondensatorem wyjściowym układu dzielnik pojemnościowy, którego zaciski zewnętrzne łączy się z obciążeniem. Odpowiednia sekwencja sterująca pracą poszczególnych łączników sprawia, że dodatkowy kondensator podczas pracy, za sprawą dodanego tranzystora oraz diody prostowniczej, ładuje się do napięcia trzykrotnie wyższego od napięcia źródła. Napięciem wyjściowym tak zmodyfikowanego przekształtnika jest suma napięć kondensatorów dzielnika wyjściowego, która dzięki wprowadzonej modyfikacji jest siedmiokrotnie wyższa niż napięcie podane na wejście przekształtnika. Charakterystycznym elementem tej topologii są dławiki o niewielkich indukcyjnościach, połączone szeregowo z przełączanymi kondensatorami. Takie ich ułożenie czyni z tego układu przekształtnik rezonansowy, w którym amplituda prądów ładowania i rozładowania poszczególnych kondensatorów jest ograniczana właśnie przez wspomniane elementy indukcyjne. Warto również zauważyć, że w układzie

tym zastosowano pięć diod prostowniczych, co negatywnie wpływa na jego sprawność. Podobne podejście projektowe, obejmujące zastosowanie diod prostowniczych oraz indukcyjności rezonansowych, przyjęto dla topologii HVGDCC badanej w ramach niniejszej pracy doktorskiej (rys. 2.1). Decyzję o zastosowaniu diod prostowniczych można uzasadnić potrzebą minimalizacji i uproszczenia konstrukcji badanego przekształtnika. Układ w pełni synchroniczny charakteryzowałby się wyższą sprawnością. Podobne rozwiązania układowe zastosowali autorzy publikacji [74], w której opisano przekształtnik bazujący na klasycznym układzie SCVM. Istotną zaletą tego układu jest to, że jego topologia zapewnia wspólny potencjał odniesienia dla strony wejściowej oraz wyjściowej. Modyfikacja odróżniająca zaproponowany przekształtnik od klasycznego trójkomórkowego układu SCVM polega na zastąpieniu jego komórki środkowej gałęzią LC. Zmiana ta pozwala uzyskać takie samo napięcie wyjściowe, jak w przypadku klasycznego trójkomórkowego układu SCVM, jednak przy wykorzystaniu jedynie czterech tranzystorów zamiast sześciu. Regulacja napięcia wyjściowego przekształtników o przełączanych kondensatorach stanowi aktualne zagadnienie badawcze. Wciąż dąży się do opracowania układów umożliwiających regulację napięcia wyjściowego w szerokim zakresie.

Układy opisane w [75] oraz [15] są przykładami przekształtników hybrydowych, bazujących odpowiednio na topologii układu typu „ladder" oraz SCVM. Możliwość regulacji ich napięcia wyjściowego uzyskuje się poprzez wprowadzenie do ich struktury dławików o znacznych indukcyjnościach ($10\,\mu\mathrm{H}$–$20\,\mu\mathrm{H}$), w taki sposób, aby tworzyły one obwody rezonansowe z przełączanymi kondensatorami. W tego typu układach napięcie reguluje się poprzez zmianę współczynnika wypełnienia sygnału sterującego lub jego częstotliwości. Istotną wadą tych przekształtników jest fakt, że ich zdolności regulacyjne silnie zależą od mocy wyjściowej układu i niemal całkowicie zanikają przy bardzo małych obciążeniach.

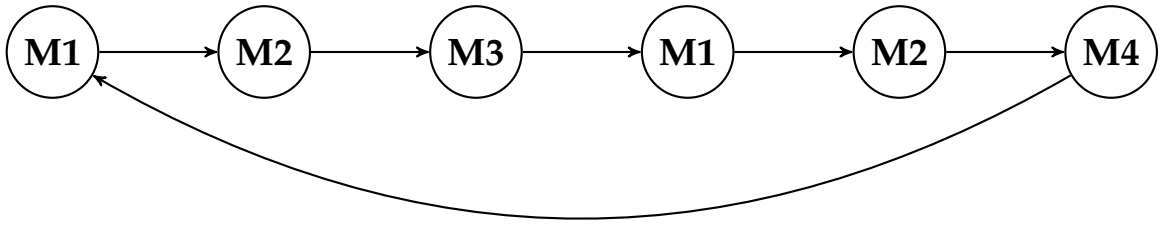
Inne podejście do problemu regulacji napięcia wyjściowego układów o przełączanych kondensatorach przedstawiono w publikacji [77]. Przedstawiony w niej układ pozwala na ustawienie kilku predefiniowanych wartości napięć wyjściowych, będących parzystymi wielokrotnościami potencjału źródła. Zmiana wartości napięcia odbywa się poprzez odpowiednią modyfikację sygnałów sterujących pracą poszczególnych łączników. Prowadzi to do rekonfiguracji sieci przełączanych kondensatorów przekształtnika, a w efekcie do zmiany liczby szeregowo połączonych kondensatorów, z których energia przekazywana jest na wyjście układu. Podobne podejście zastosowano w układzie opisanym w [78] oraz w przekształtniku badanym w ramach prac związanych z przygotowaniem niniejszej rozprawy doktorskiej (HVGDCC). W porównaniu do innych układów realizujących regulację napięcia wyjściowego tą metodą, układ HVGDCC charakteryzuje się niewielką liczbą tranzystorów oraz gałęzi rezonansowych. W ramach prowadzonych prac zaproponowany układ został przebadany ana-

litycznie, symulacyjnie oraz eksperymentalnie, a rezultaty przeprowadzonych badań podsumowano w publikacji [18]. Ze względu na innowacyjny charakter opracowanej topologii autorzy przygotowali zgłoszenie patentowe obejmujące swoim zakresem opisaną wyżej topologię HVGDCC oraz jej modyfikacje, umożliwiające pracę przekształtnika w trybie obniżania napięcia oraz dwukierunkowego przesyłu energii [17].

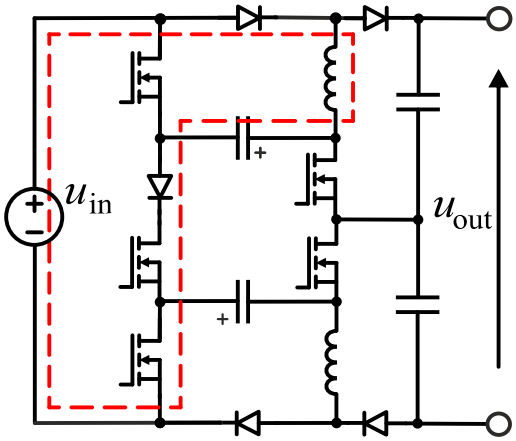
2.2 Koncepcja działania przekształtnika HVGDCC

Wielopoziomowy przekształtnik rezonansowy o przełączanych kondensatorach (HVGDCC), badany w ramach prac związanych z przygotowaniem rozprawy doktorskiej do której odwołuje się niniejszy autoreferat, może pracować z siedmioma różnymi współczynnikami wzmocnienia napięciowego. Każda z możliwych do osiągnięcia siedmiu wartości napięcia wyjściowego wymaga realizacji innej sekwencji przełączeń wewnętrznej struktury układu.

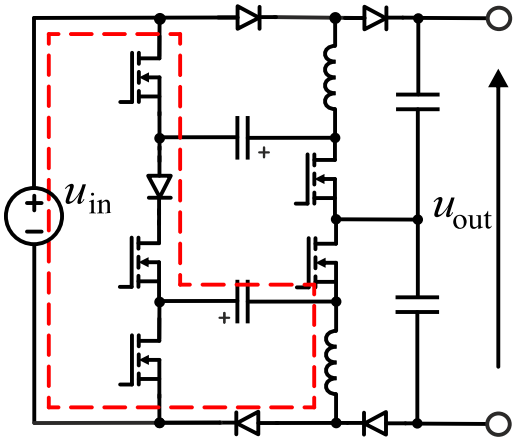
Zasadę działania przekształtnika HVGDCC wyjaśniono wykorzystując w tym celu jego podstawową sekwencję sterowania, pozwalającą na osiągnięcie sześciokrotnego wzmocnienia napięciowego. Algorytmy sterujące, umożliwiające uzyskanie wzmocnienia napięciowego innego niż $G_{\mathrm{U}} = 6$, opisano w rozdziale 2.4 wspomnianej rozprawy. Jeden pełny cykl pracy układu, pracującego z sześciokrotnym współczynnikiem wzmocnienia napięciowego, składa się z sześciu interwałów (rys. 2.2), a w czasie trwania każdego z nich struktura połączeń wewnętrznych przekształtnika przyjmuje jedną z czterech podstawowych konfiguracji (M_1–M_4), zilustrowanych na rys. 2.3. Konfiguracje $M1$ oraz $M2$ służą do ładowania kondensatorów przełączanych przekształtnika. Pozostałe dwie ($M3$ i $M4$) odpowiadają za przekazywanie energii z uprzednio naładowanych kondensatorów przełączanych oraz ze źródła zasilającego do kondensatorów wyjściowych układu. Kolejność przełączeń pomiędzy poszczególnymi konfiguracjami, umożliwiająca osiągnięcie sześciokrotnego wzmocnienia napięciowego, jest ściśle określona i realizowana według diagramu przedstawionego na rys. 2.2.



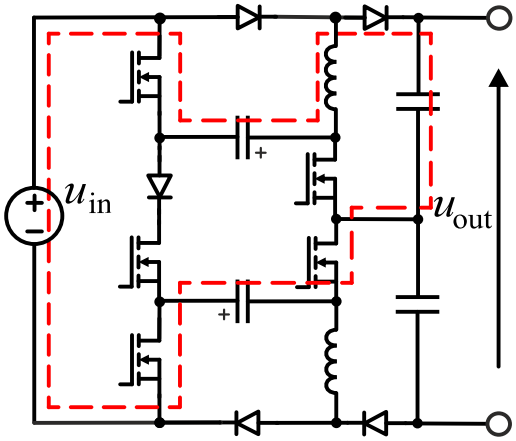
Rys. 2.2. Sekwencja sterująca pracą przekształtnika HVGDCC pozwalająca na uzyskanie sześciokrotnego wzmocnienia napięciowego (G_{U}= 6)



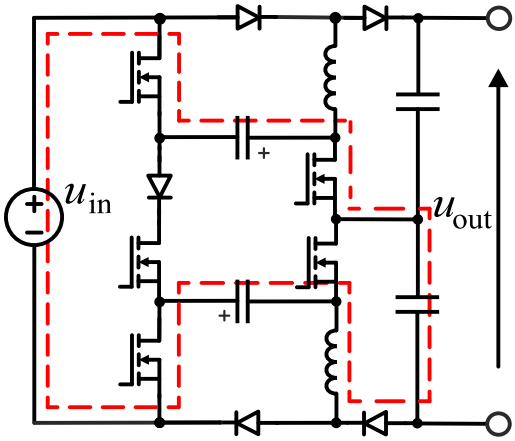
(a) Konfiguracja **M1** *- ładowanie kondensatora przełączanego C_2*



(b) Konfiguracja **M2** *- ładowanie kondensatora przełączanego C_3*



(c) Konfiguracja **M3** *- ładowanie kondensatora wyjściowego C_4*



(d) Konfiguracja **M4** *- ładowanie kondensatora wyjściowego C_5*

Rys. 2.3. Podstawowe stany pracy układu HVGDCC (M1 - M4)

Interwał I: W tym takcie pracy przekształtnika jego kontroler załącza łączniki Q_2 oraz Q_3. Tranzystory te przechodzą do stanu przewodzenia, co tworzy w strukturze układu drogę przepływu prądu, zaznaczoną czerwoną linią przerywaną na rys. 2.3a. W tej konfiguracji ($M1$) prąd przepływa przez źródło zasilające, tranzystory Q_2 oraz Q_3, indukcyjność L_1, diody D_1 i D_2, a następnie przez kondensator przełączany C_2. W czasie trwania tego przeładowania energia przekazywana jest ze źródła zasilającego do kondensatora C_2, w którym magazynowana jest w postaci ładunku elektrycznego. Ilość gromadzonego w polu elektrycznym kondensatora ładunku narasta aż do momentu, gdy napięcie pomiędzy okładkami kondensatora zrówna się z napięciem źródła zasilającego przekształtnik. Naładowanie kondensatora do tego poziomu kończy wymianę energii w tym interwale oraz skutkuje zanikiem prądu płynącego w obwodzie.

Interwał II: W tym takcie pracy przekształtnika jego kontroler załącza łączniki Q_1 oraz Q_2. Tranzystory te przechodzą do stanu przewodzenia, co tworzy w strukturze układu drogę przepływu prądu, zaznaczoną czerwoną linią przerywaną na rys. 2.3b. W tej konfiguracji ($M2$) prąd przepływa przez źródło zasilające, tranzystory Q_1 oraz Q_2, indukcyjność L_2, diody D_1 i D_3, a następnie przez kondensator przełączany C_3. W czasie trwania tego przeładowania energia przekazywana jest ze źródła zasilającego do kondensatora C_3, w którym magazynowana jest w postaci ładunku elektrycznego. Ilość zgromadzonego ładunku narasta aż do momentu, gdy napięcie pomiędzy okładkami kondensatora zrówna się z napięciem źródła zasilającego przekształtnik. Naładowanie kondensatora do tego poziomu kończy wymianę energii w tym interwale oraz skutkuje zanikiem prądu płynącego w obwodzie.

Interwał III: Po naładowaniu obu kondensatorów przełączanych kontroler zmienia konfigurację układu, tak aby umożliwić przekazanie energii do kondensatora wyjściowego C_4. Załączane są tranzystory Q_1, Q_3 oraz Q_5, co skutkuje przepływem prądu ładującego przez: wspomniane tranzystory, źródło zasilające, oba kondensatory przełączane (C_2, C_3), dławik L_1, diodę D_4 oraz kondensator wyjściowy C_4. Przepływający w tak zorganizowanym obwodzie prąd powoduje wzrost ilości zgromadzonego ładunku elektrycznego w kondensatorze wyjściowym C_4 oraz wzrost wartości napięcia występującego pomiędzy jego okładkami. Przepływ ładunku trwa do momentu, w którym napięcie kondensatora C_4 zrówna się z sumą napięć szeregowo połączonych kondensatorów przełączanych oraz napięcia źródła zasilającego. Tę konfigurację przekształtnika oznaczono jako $M3$, a odpowiadającą jej drogę przepływu prądu zaznaczono czerwoną linią przerywaną na rys. 2.3c.

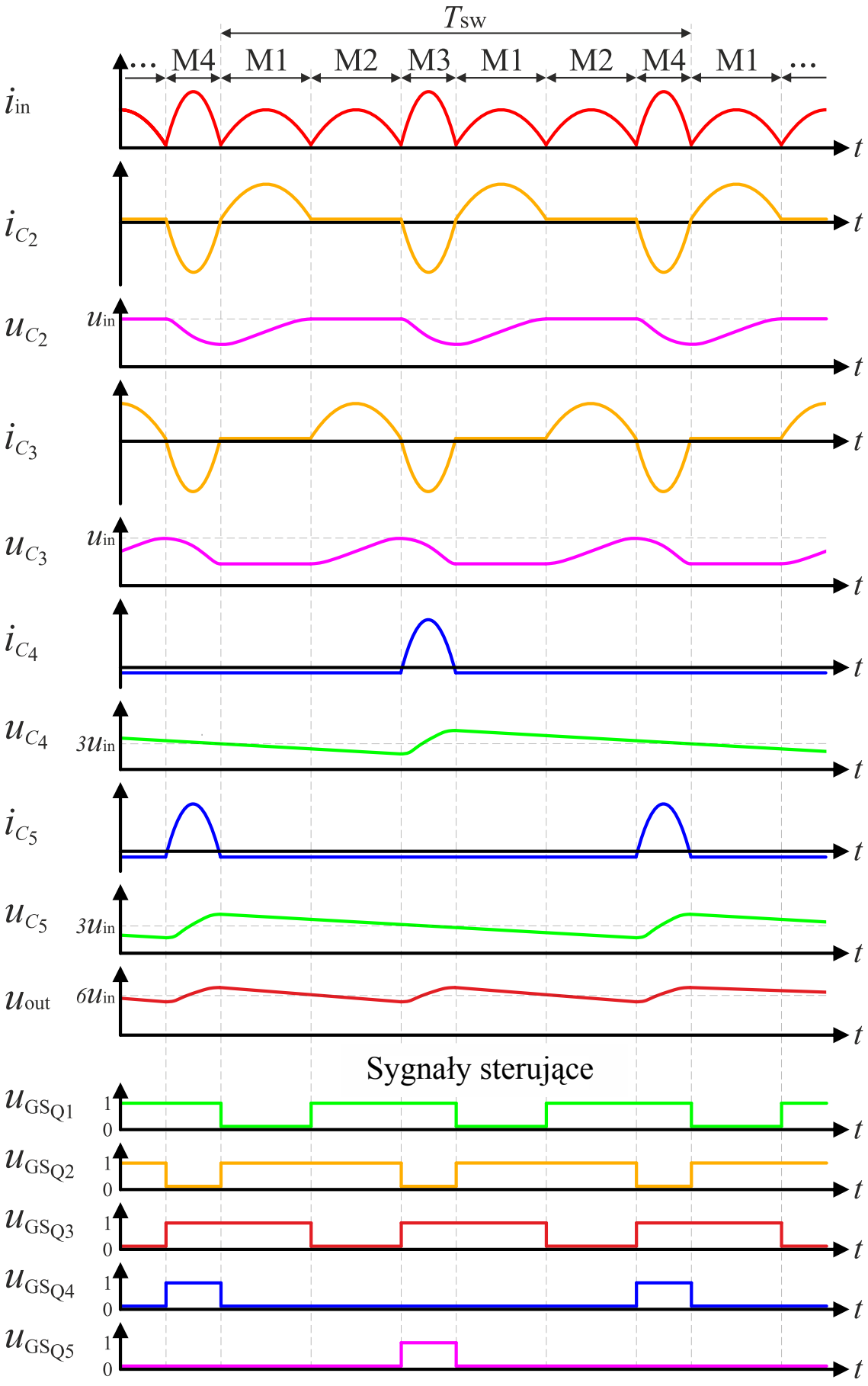
Interwał IV: Rozładowany w interwale trzecim kondensator przełączany C_2, zanim ponownie będzie mógł przekazać energię do kondensatora wyjściowego C_5, musi zostać po raz kolejny naładowany do wartości napięcia równej napięciu źródła zasilającego przekształtnik. Proces ten przebiega dokładnie tak samo, jak miało to miejsce w przypadku interwału pierwszego. Droga przepływu prądu ładującego kondensator C_2 realizowana jest zgodnie z konfiguracją układu oznaczoną jako $M1$ (rys. 2.3a).

Interwał V: Rozładowany w interwale trzecim kondensator przełączany C_3, zanim ponownie będzie mógł przekazać energię do kondensatora wyjściowego C_5, musi zostać po raz kolejny naładowany do wartości napięcia równej napięciu źródła zasilającego przekształtnik. Proces ten przebiega dokładnie tak samo, jak miało to miejsce w przypadku interwału drugiego. Droga przepływu prądu ładującego kondensator C_3 realizowana jest zgodnie z konfiguracją układu oznaczoną jako $M2$ (rys. 2.3b).

Interwał VI: Po ponownym naładowaniu obu kondensatorów przełączanych kontroler zmienia konfigurację układu, tak aby umożliwić przekazanie energii ze źródła oraz z uprzednio naładowanych kondensatorów przełączanych do kondensatora wyjściowego C_5. Załączane są tranzystory Q_1, Q_3 oraz Q_4, co skutkuje przepływem prądu ładującego przez: wspomniane tranzystory, źródło zasilające, oba kondensatory przełączane (C_2, C_3), dławik L_1, diodę D_4 oraz kondensator wyjściowy C_5. Przepływający w tak zorganizowanym obwodzie prąd powoduje wzrost ilości zgromadzonego ładunku elektrycznego w kondensatorze C_5 oraz wzrost wartości napięcia występującego pomiędzy jego okładkami. Przepływ ładunku trwa do momentu, w którym napięcie kondensatora C_5 zrówna się z sumą napięć szeregowo połączonych kondensatorów przełączanych oraz napięcia źródła zasilającego układ. Tę konfigurację przekształtnika oznaczono jako $M4$, a odpowiadającą jej drogę przepływu prądu zaznaczono czerwoną linią przerywaną na rys. 2.3d.

Po zrealizowaniu wszystkich przełączeń wchodzących w skład jednego pełnego cyklu pracy przekształtnika (interwały I–VI), sekwencja sterująca zaczyna się od początku, a każdy z kondensatorów wyjściowych układu (C_4, C_5) utrzymuje napięcie około trzykrotnie wyższe od napięcia źródła zasilającego przekształtnik. Ze względu na to, że zaciski wyjściowe układu połączone są z zewnętrznymi wyprowadzeniami dzielnika pojemnościowego złożonego z kondensatorów C_4 i C_5 (rys. 2.1), sumaryczne napięcie wyjściowe układu jest około sześciokrotnie wyższe od napięcia wejściowego.

Poza analizą przełączeń oraz zjawisk występujących w czasie pracy badanego przekształtnika, dla pełnego przedstawienia koncepcji jego działania istotne jest również określenie czasu trwania poszczególnych interwałów i zapoznanie z zestawem przebiegów napięć i prądów występujących na najważniejszych elementach badanego przekształtnika HVGDCC. Czas trwania poszczególnych interwałów zależy od parametrów elementów pasywnych zastosowanych do budowy układu, w szczególności od pojemności kondensatorów przełączanych oraz indukcyjności dławików rezonansowych. Na rys. 2.4 zamieszczono zestaw teoretycznych przebiegów napięć i prądów charakterystycznych dla układu HVGDCC pracującego z sześciokrotnym wzmocnieniem napięciowym. Na podstawie przebiegu prądu wejściowego i_{in} badanego przekształtnika można rozróżnić poszczególne interwały pracy układu HVGDCC. Przebieg ten jest jednokierunkowy i pulsujący, a pulsy związane z rozładowywaniem kondensatorów przełączanych są krótsze od tych odpowiedzialnych za ich ładowanie. Dysproporcja ta wynika wprost z różnic występujących w pojemności wypadkowej obwodów rezonansowych służących do ich ładowania ($M1$, $M2$) oraz rozładowywania ($M3$, $M4$). Szczegółową analizę wspomnianych przebiegów oraz metodologię wyznaczania czasu trwania poszczególnych interwałów zaprezentowano w rozdziale 2.1 oraz 2.2 omawianej rozprawy doktorskiej.

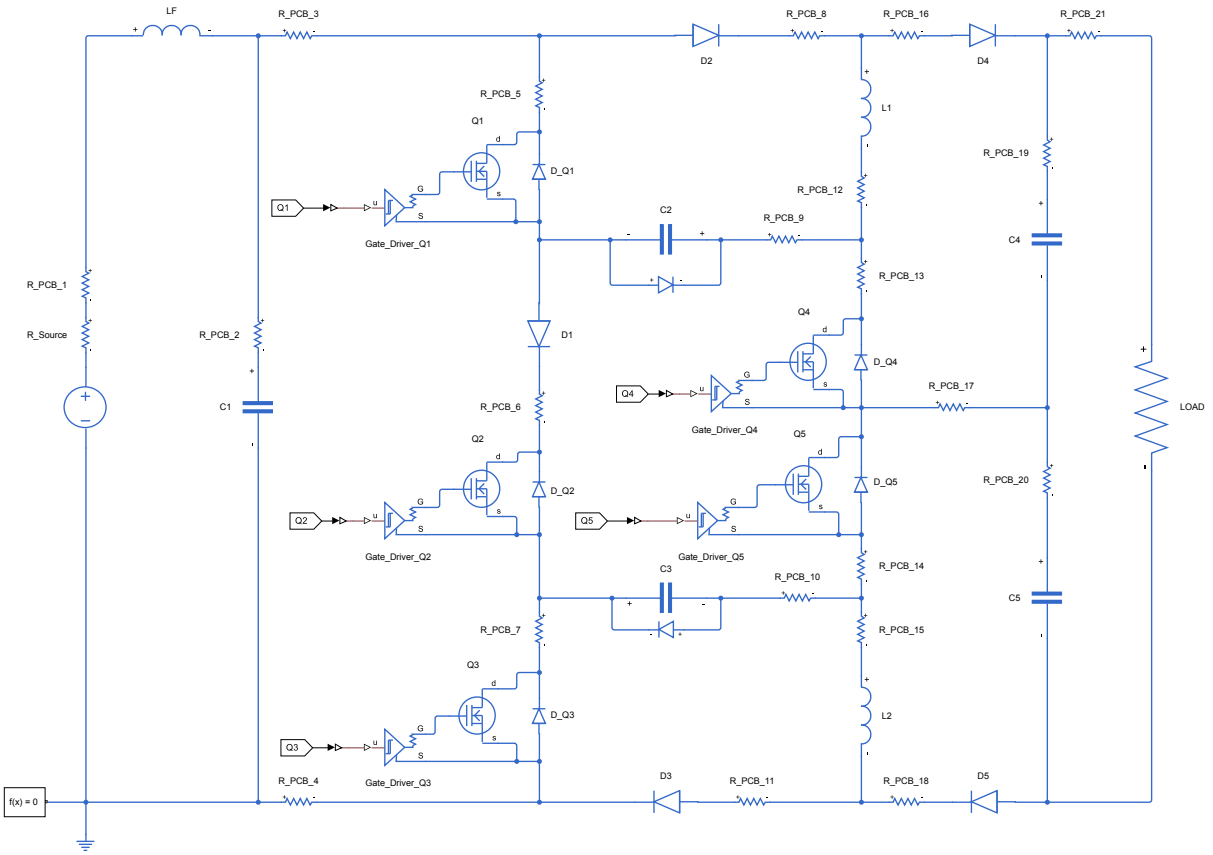


Rys. 2.4. Zestaw podstawowych przebiegów występujących w przekształtniku HVGDCC pracującym z sześciokrotnym wzmocnieniem napięciowym

3. Ważniejsze wyniki badań

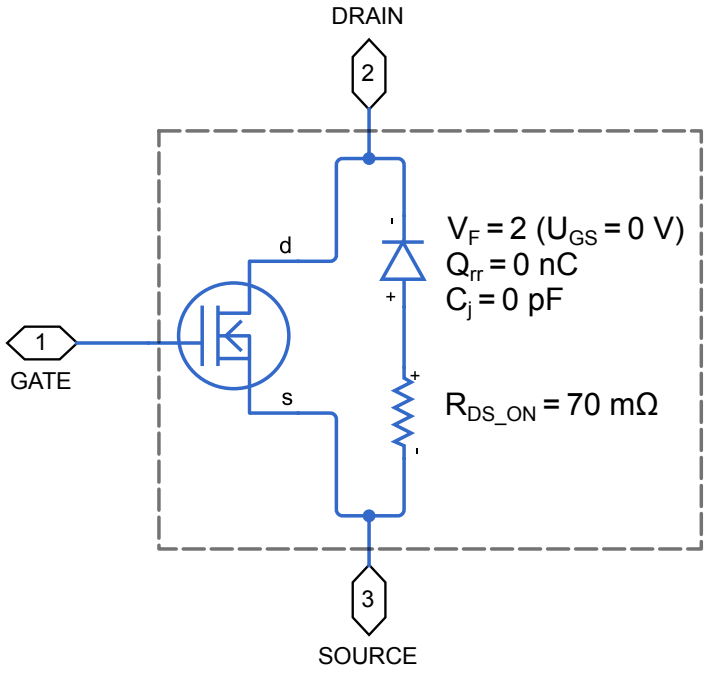
3.1 Wyniki badań symulacyjnych

Badania symulacyjne przekształtnika HVGDCC przeprowadzono w środowisku Matlab–Simulink, korzystając przy tym z biblioteki Simscape Electrical Blocks, która w przeciwieństwie do popularnej biblioteki Simscape Specialized Power Systems pozwala zamodelować badany układ w sposób wiernie odzwierciedlający jego rzeczywistą strukturę oraz uwzględnić przy tym zdecydowaną większość zjawisk występujących w rzeczywistym przekształtniku. Opracowany model symulacyjny przekształtnika HVGDCC, wykonany w środowisku Simulink, przedstawiono na rys. 3.1.



Rys. 3.1. Model obwodu mocy przekształtnika HVGDCC wykonany w środowisku Matlab–Simulink z wykorzystaniem biblioteki Simscape Electrical Blocks. Widoczne dodatkowe rezystory symulujące rezystancję poszczególnych ścieżek obwodu drukowanego

W czasie prowadzonych badań symulacyjnych korzystano z modeli tranzystorów uwzględniających parametry charakteryzujące rzeczywiste łączniki zastosowane w przygotowanych później układach eksperymentalnych. W przypadku tranzystorów typu CoolMOS nie nastręczało to większych trudności, z uwagi na fakt, iż ogólne modele tego typu tranzystorów są wbudowane w bibliotekę *Simscape Electrical*, a możliwości ich parametryzacji pozwalają na dostosowanie ich parametrów statycznych i dynamicznych do tych deklarowanych w dokumentacji technicznej rzeczywistych łączników. W przypadku tranzystorów CoolGaN, ich zamodelowanie okazało się nieco trudniejsze, ze względu na to, że w bibliotece *Simscape Electrical* nie występował predefiniowany model łącznika tego typu. W związku z tym opracowano autorski model symulacyjny tranzystora GaN, który przedstawiono na rys. 3.2. Do jego budowy wykorzystano istniejące już w bibliotece *Simscape Electrical* modele tranzystora N-MOSFET oraz diody prostowniczej. Aby odzwierciedlić właściwości tranzystora CoolGaN, w pobranym z biblioteki modelu tranzystora N-MOSFET wyłączono całkowicie funkcję modelowania diody antyrównoległej, a jego pozostałe parametry statyczne i dynamiczne ustawiono zgodnie z ich wartościami deklarowanymi przez producenta tranzystora GaN IGT40R070D1 w jego dokumentacji technicznej. Specyficzny dla tranzystorów GaN mechanizm przewodzenia wstecznego w opracowanym modelu zrealizowano przy pomocy zewnętrznej diody prostowniczej oraz połączonego z nią szeregowo rezystora, które następnie dołączono pomiędzy dren i źródło tranzystora N-MOSFET. Z uwagi na fakt, że w rzeczywistym tranzystorze GaN dioda zwrotna nie występuje, możliwość modelowania parametrów dynamicznych



Rys. 3.2. Model tranzystora CoolGaN IGT40R070D1 opracowany w środowisku Matlab–Simulink z wykorzystaniem elementów dostępnych w bibliotece Simscape Electrical

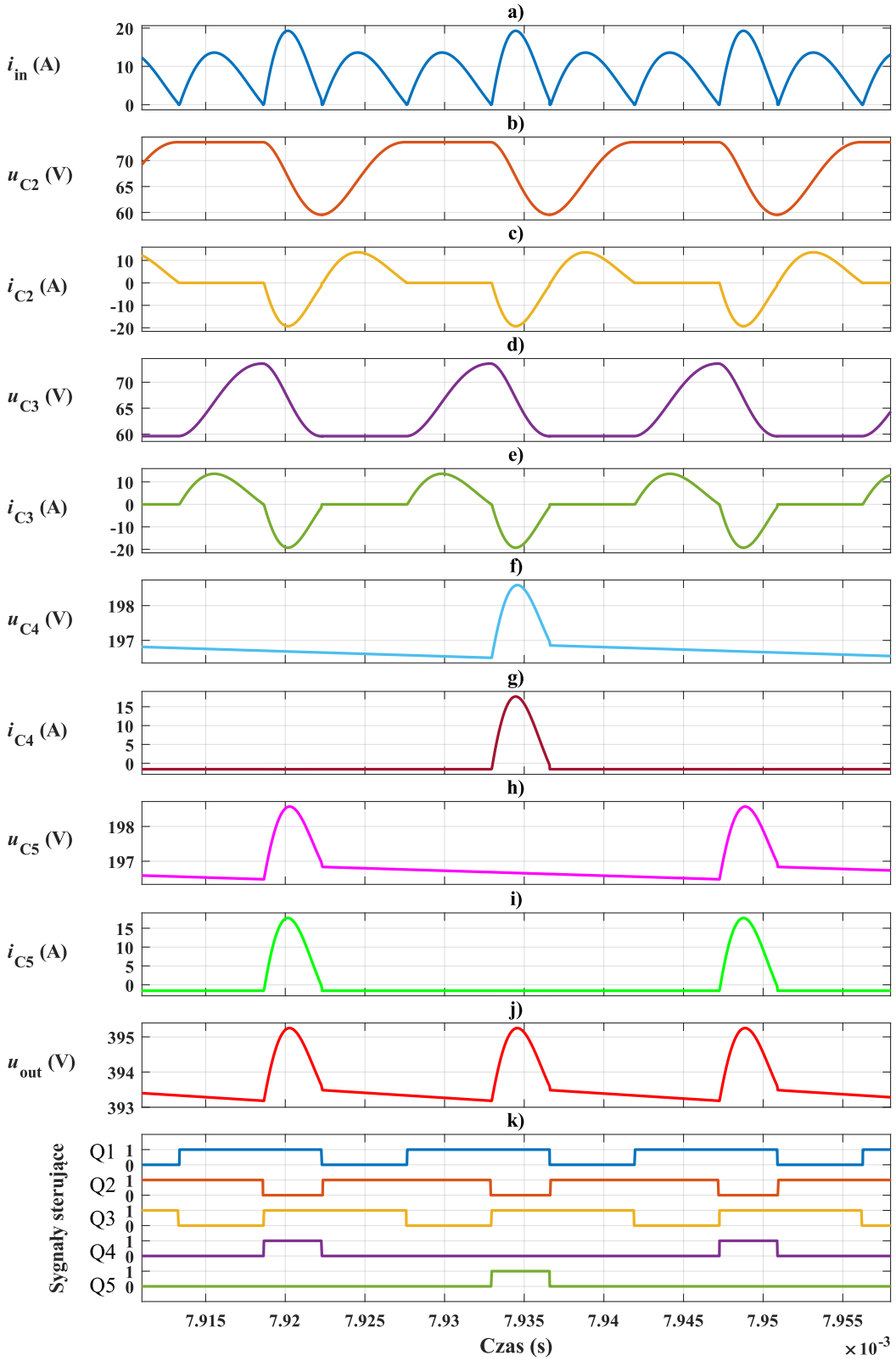
diody wprowadzonej do omawianego modelu tranzystora GaN została wyłączona. Jej napięcie przewodzenia przyjęto na podstawie dokumentacji technicznej tranzystora IGT40R070D1, w której producent deklaruje, że spadek napięcia występujący na tym łączniku w czasie, gdy znajduje się on w stanie przewodzenia wstecznego, wynosi $2\,\mathrm{V}$.

Pierwsza część przeprowadzonych badań symulacyjnych miała na celu weryfikację zasady działania zaproponowanego przekształtnika oraz identyfikację ewentualnych błędów koncepcyjnych przed rozpoczęciem prac nad projektami rzeczywistych układów HVGDCC–CoolMOS oraz HVGDCC–CoolGaN. Rezultatem pierwszej serii symulacji jest zbiór przebiegów przedstawionych na rys. 3.3, który posłużył do weryfikacji koncepcji działania zaproponowanej topologii przekształtnika HVGDCC.

Widoczny na rys. 3.3(a) przebieg prądu wejściowego badanego przekształtnika składa się z impulsów, których kształt zbliżony jest do jednego okresu wyprostowanego sygnału sinusoidalnego. Okres prezentowanego przebiegu tworzą trzy tego typu pulsy, przy czym wartość szczytowa dwóch pierwszych jest o około $1/3$ niższa od wartości maksymalnej osiąganej przez prąd wejściowy przekształtnika w ostatnim z interwałów składających się na jego okres. Z kształtu tego przebiegu wynika również, że w symulowanym przekształtniku wszystkie przełączenia realizowane były w chwili, gdy prąd płynący w obwodzie osiągał wartość równą zeru (tryb pracy ZCS). Analizując przebiegi przedstawione na płaszczyznach (b) oraz (d), można zauważyć, że pojawiające się w przebiegu prądu wejściowego badanego przekształtnika pulsy o niższej wartości maksymalnej powodują ładowanie kondensatorów przełączanych C_2 oraz C_3, a impuls prądu wejściowego o najwyższej amplitudzie odpowiada za ładowanie jednego z kondensatorów wyjściowych układu C_4 lub C_5, co można zaobserwować na podwykresach (f) oraz (h). Jak łatwo zaobserwować, kondensatory te doładowywane są naprzemiennie, a to w połączeniu z ich szczególnym umiejscowieniem w obwodzie (pojemnościowy dzielnik wyjściowy) sprawia, że częstotliwość tętnień napięcia wyjściowego przekształtnika (rys. 3.3(j)) jest dwukrotnie wyższa od częstotliwości, z jaką każdy z tych kondensatorów jest doładowywany.

Rysunek 3.4 przedstawia zestaw wykresów słupkowych ilustrujących straty powstające w diodach i tranzystorach przekształtników typu HVGDCC.

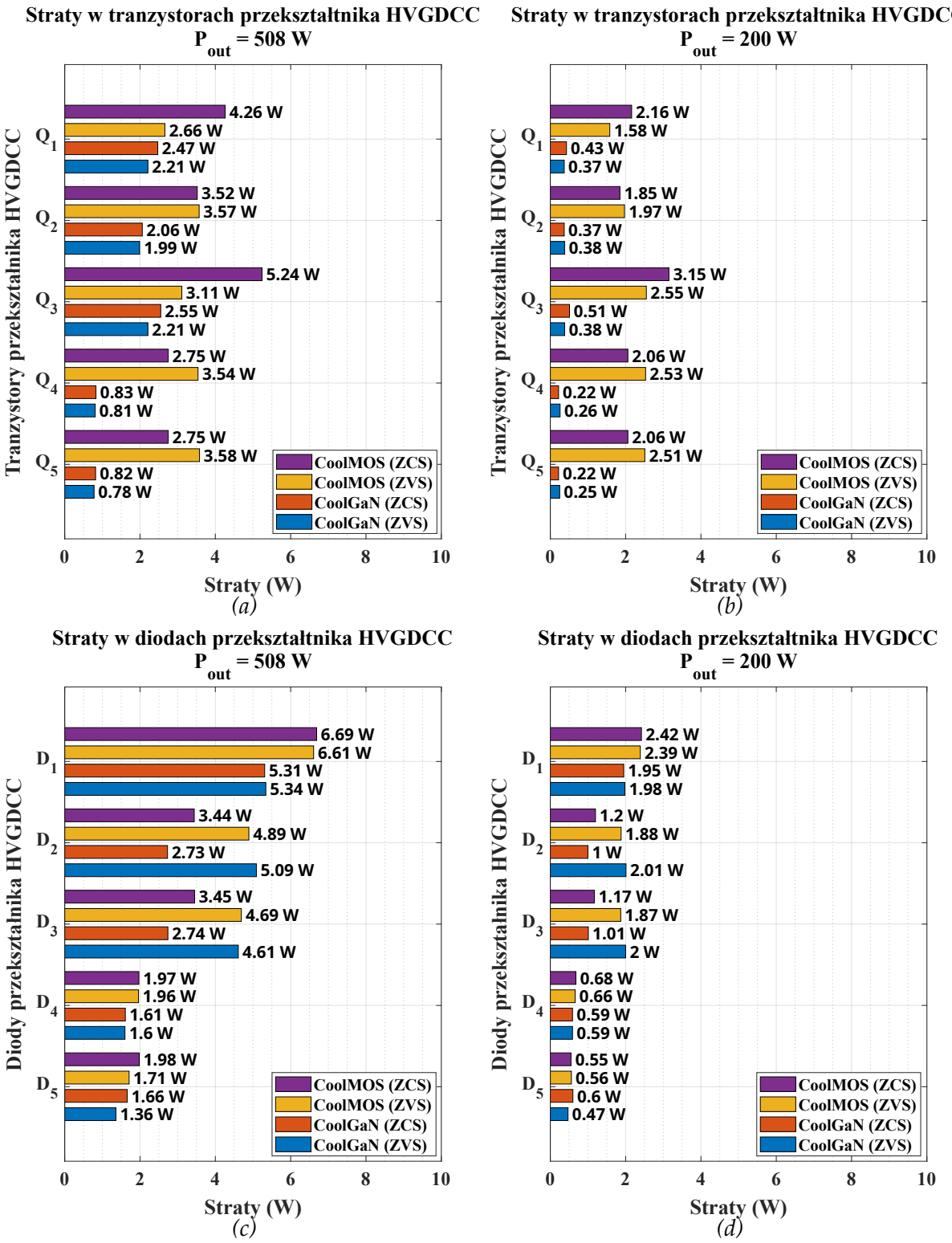
Przedstawione na nich dane pomiarowe zarejestrowano w modelach układów zbudowanych z wykorzystaniem tranzystorów typu CoolMOS oraz CoolGaN, pracujących w trybie ZCS oraz ZVS. Dodatkowo, aby zweryfikować wpływ mocy wyjściowej przekształtnika na poziom strat występujących w jego diodach i tranzystorach, symulacje te przeprowadzono dla mocy wyjściowych wynoszących kolejno $200\,\mathrm{W}$ oraz $508\,\mathrm{W}$. Z analizy zebranych danych wynika, iż niezależnie od technologii wykonania przekształtnika, wprowadzenie go w tryb pracy ZVS skutkuje redukcją mocy strat wydzielających się na tranzystorach (Q_1, Q_3), mających możliwość reali-



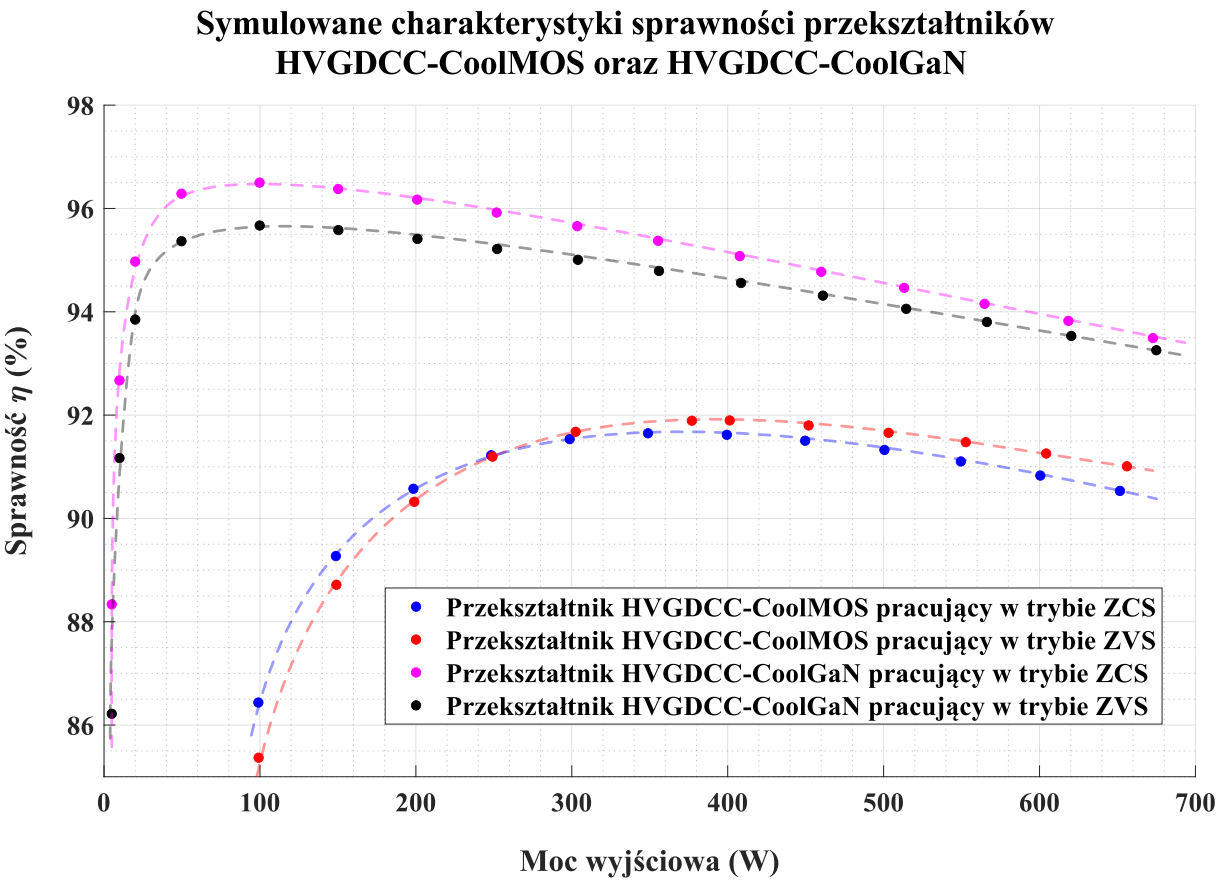
Rys. 3.3. Przebiegi symulacyjne zarejestrowane dla układu HVGDCC pracującego w trybie ZCS: a) prąd wejściowy przekształtnika, b) napięcie kondensatora przełączanego C_2, c) prąd kondensatora przełączanego C_2, d) napięcie kondensatora przełączanego C_3, e) prąd kondensatora przełączanego C_3, f) napięcie kondensatora wyjściowego C_4, g) prąd kondensatora wyjściowego C_4, h) napięcie kondensatora wyjściowego C_5, i) prąd kondensatora wyjściowego C_5, j) napięcie wyjściowe przekształtnika U_{out}, k) przebiegi sterujące tranzystorów Q_1–Q_5

zacji procesu załączania przy zerowym napięciu u_{DS}. Zjawisko to najlepiej obrazuje wykres 3.4(a), na którym można zaobserwować, że przełączenie układu HVGDCC-CoolMOS w tryb pracy ZVS zaowocowało zmniejszeniem ilości strat powstających na tranzystorach Q_1 oraz Q_3 o około $2\,\mathrm{W}$ na każdym z nich. Efekt ten można również zaobserwować w układzie HVGDCC-CoolGaN, jednak w tym przypadku generowane straty maleją jedynie o około $0{,}2\,\mathrm{W}$. Wprowadzenie badanego przekształtnika w tryb pracy ZVS, poza zmniejszeniem ilości mocy traconej w niektórych tranzystorach, skutkuje zwiększeniem strat w innych jego łącznikach. Efekt ten można zaobserwować w przypadku tranzystorów Q_4 i Q_5 oraz diod D_2 i D_3 przekształtnika HVGDCC-CoolMOS, których moc strat zwiększa się kolejno o około $0{,}8\,\mathrm{W}$ w przypadku wspomnianych tranzystorów oraz o około $1{,}3\,\mathrm{W}$ w przypadku diod. Dodatkowo, na podstawie analizy przedstawionych wykresów można stwierdzić, iż poziom strat występujących w łącznikach przekształtnika HVGDCC-CoolGaN jest zdecydowanie niższy niż w przypadku jego odpowiednika wykorzystującego CoolMOS.

W kolejnym etapie badań symulacyjnych skupiono się na analizie sprawności przekształtników HVGDCC-CoolMOS oraz HVGDCC-CoolGaN, pracujących w trybie ZCS oraz ZVS. Symulacje te przeprowadzono, korzystając z dodatku do środowiska MATLAB/Simulink, służącego do prowadzenia złożonych symulacji w trybie równoległym (*ang. Parallel Computing Toolbox*). Efektem przeprowadzonych prac była rejestracja krzywych sprawności przekształtnika HVGDCC w każdej z badanych konfiguracji. Zestaw symulowanych charakterystyk sprawności, zarejestrowanych w czasie wspomnianych badań przedstawiono na wspólnym wykresie (rys. 3.5), a następnie dokonano ich analizy i szczegółowego porównania. Z przedstawionego wykresu jednoznacznie wynika, iż w całym zakresie analizowanych mocy wyjściowych badanych układów, najwyższą sprawność uzyskuje przekształtnik zbudowany z wykorzystaniem tranzystorów typu CoolGaN. Interesujący jest także fragment charakterystyki wizualizujący sprawność obu układów w zakresie niewielkich mocy wyjściowych. Ograniczając obszar analizy do mocy wyjściowych nie przekraczających $100\,\mathrm{W}$, można zaobserwować, że różnica w sprawności obu układów przekracza w tej części charakterystyki aż $10\,\%$. Mając na uwadze to, że oba przekształtniki pracują z taką samą mocą wyjściową, która nie przekracza $100\,\mathrm{W}$, a wynikające z poziomu obciążenia wartości prądów płynących w układzie również są niewielkie, można zaryzykować stwierdzenie, iż bezpośrednio związane z wartościami prądów płynących w obwodzie straty przewodzenia nie są odpowiedzialne za powstanie tak dużych rozbieżności w charakterystykach sprawności obu badanych układów. Za źródło wspomnianych rozbieżności należy zatem uznać straty łączeniowe, które w przypadku układu HVGDCC-CoolMOS są zdecydowanie wyższe niż w przypadku jego odpowiednika wykonanego na bazie tranzystorów typu CoolGaN. Warto również zwrócić uwagę na to, że przełączenie przekształtnika HVGDCC-CoolMOS w tryb pracy ZVS



Rys. 3.4. Wykresy słupkowe przedstawiające rezultaty symulacji strat występujących w tranzystorach i diodach prostowniczych przekształtnika HVGDCC, w zależności od typu tranzystorów wykorzystanych do jego budowy i wybranego trybu pracy (ZCS lub ZVS): a) straty w tranzystorach przekształtnika HVGDCC obciążonego mocą $P_{\text{out}} = 508\,\text{W}$, b) straty w diodach przekształtnika HVGDCC obciążonego mocą $P_{\text{out}} = 200\,\text{W}$, c) straty w tranzystorach przekształtnika HVGDCC obciążonego mocą $P_{\text{out}} = 508\,\text{W}$, d) straty w diodach przekształtnika HVGDCC obciążonego mocą $P_{\text{out}} = 200\,\text{W}$



Rys. 3.5. Symulowane charakterystyki sprawności przekształtników HVGDCC-CoolMOS oraz HVGDCC-CoolGaN pracujących w trybie ZCS oraz ZVS

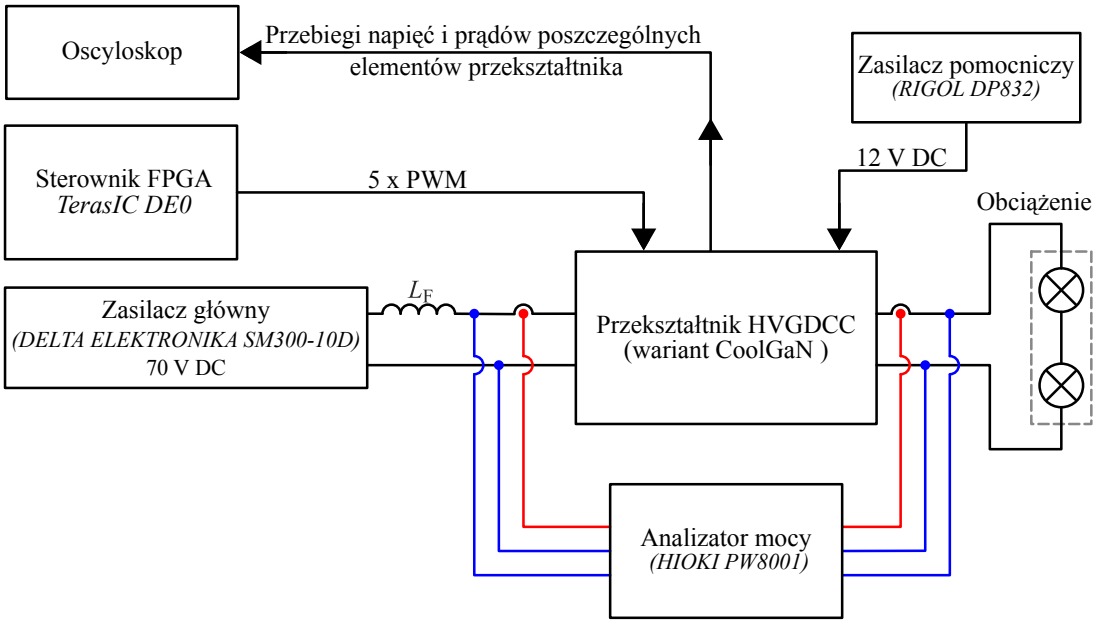
przyniosło spodziewany rezultat w postaci ograniczenia strat występujących w układzie, co w prezentowanej charakterystyce można zaobserwować dla mocy większych od 300 W. W przypadku układu HVGDCC-CoolGaN, w zakresie mocy wyjściowych uwzględnionych w prezentowanej charakterystyce, nie odnotowano zwiększenia jego sprawności w wyniku zmiany trybu pracy na ZVS. W krzywych sprawności układu HVGDCC-CoolGaN związanych z jego pracą w trybie ZCS oraz ZVS można zaobserwować trend zmian prowadzący do ich przecięcia, jednak tempo spadku obu tych charakterystyk wskazuje, że doszłoby do tego tuż przed osiągnięciem przez przekształtnik maksymalnej mocy wyjściowej, którą na etapie projektowania ograniczono do 1000 W. Biorąc to pod uwagę, należy stwierdzić, że korzyść płynąca z wprowadzenia układu HVGDCC-CoolGaN w tryb pracy ZVS przy jego maksymalnej mocy wyjściowej byłaby pomijalna.

Szerszy opis przeprowadzonych badań symulacyjnych, uwzględniający szczegółową analizę przebiegów napięć i prądów poszczególnych elementów składowych badanego przekształtnika, a także narażeń napięciowych występujących na diodach i tranzystorach w czasie jego pracy w trybie ZCS oraz ZVS, zamieszczono w rozdziale czwartym rozprawy doktorskiej omawianej w niniejszym autoreferacie.

3.2 Wyniki badań eksperymentalnych

Prace badawcze prowadzone na modelach eksperymentalnych opracowanych przekształtników wymagały przygotowania odpowiedniego stanowiska pomiarowego. Schemat blokowy przygotowanego stanowiska pomiarowego zamieszczono na rys. 3.6, a sposób jego praktycznej realizacji przedstawia fotografia widoczna na rys. 3.7. Jak wynika z przedstawionego diagramu, wspomniane stanowisko pomiarowe wyposażono w szereg urządzeń pomiarowych i pomocniczych, niezbędnych do przeprowadzenia szczegółowych testów badanego układu, których pełne zestawienie przedstawiono w tabeli 3.1.

Źródłem napięcia zasilającego dla badanych przekształtników był zasilacz regulowany, o prądzie wyjściowym fabrycznie ograniczonym do wartości $10\,\mathrm{A}$. W roli obciążenia badanych układów zastosowano zestaw kilkunastu lamp żarowych o różnych mocach nominalnych, połączonych ze sobą w sposób umożliwiający łatwą zmianę ich konfiguracji. Takie rozwiązanie umożliwiało łatwą zmianę poziomu obciążenia badanych układów, w zakresie od około $30\,\mathrm{W}$ do $700\,\mathrm{W}$, z krokiem wynoszącym około $30\,\mathrm{W}$. Do każdego z badanych układów, w czasie testów, cały czas podłączony był analizator mocy, który dostarczał aktualnych informacji dotyczących jego poziomu sprawności oraz mocy strat w nim występujących. Ponadto, przygotowane stanowisko pomiarowe wyposażono w ośmiokanałowy oscyloskop *Tektronix MSO68B*, charakteryzujący się pasmem przenoszenia na poziomie $2{,}5\,\mathrm{GHz}$ oraz częstotliwością próbkowania $50\,\mathrm{GS}\cdot\mathrm{s}^{-1}$. W czasie pomiarów korzystano z różnego rodzaju sond pomiarowych. Przebiegi prądów płynących w poszczególnych gałęziach badanych obwodów

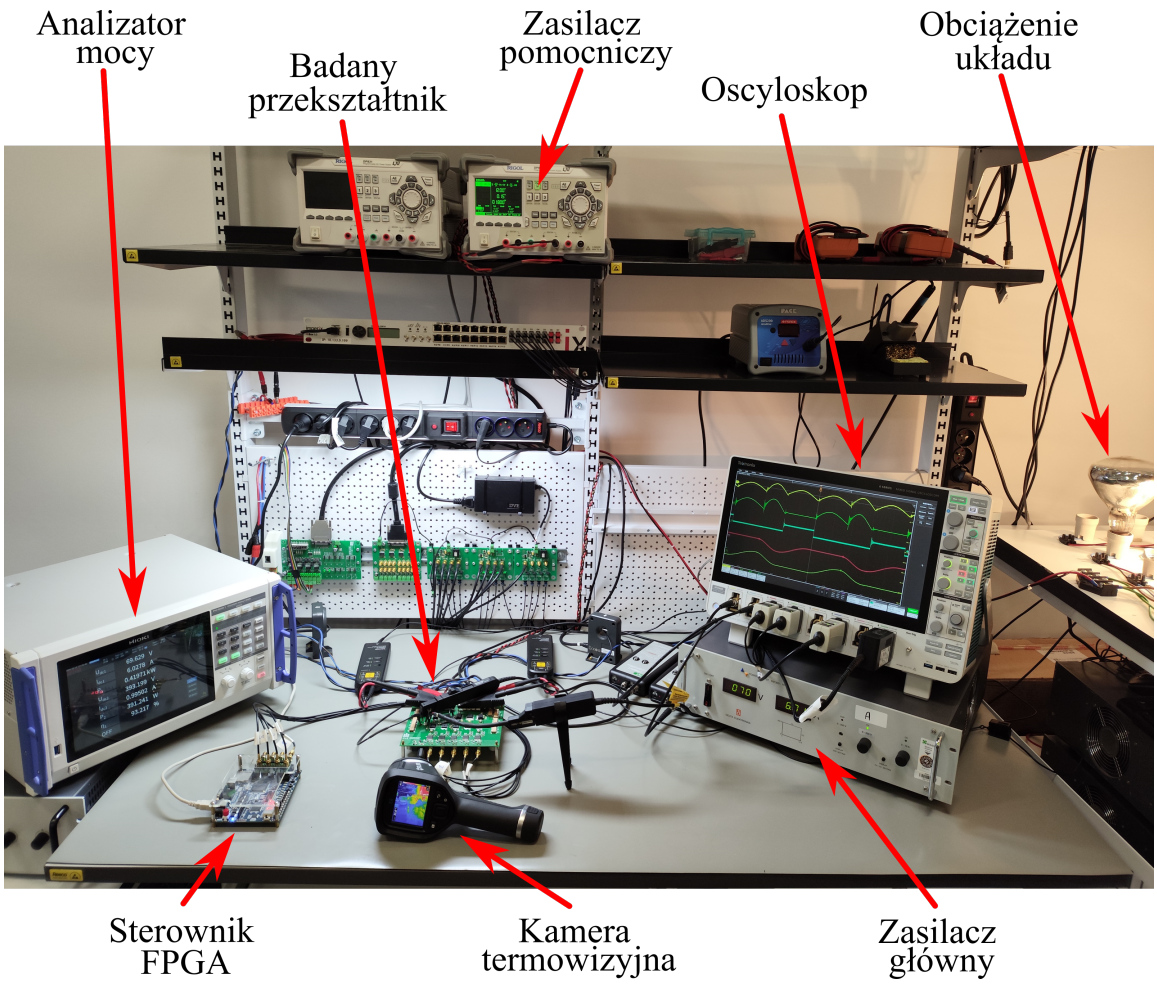


Rys. 3.6. Schemat blokowy stanowiska laboratoryjnego przeznaczonego do badania układów HVGDCC-CoolMOS oraz HVGDCC-CoolGaN

Tabela 3.1. Zestawienie sprzętu pomiarowego i laboratoryjnego wykorzystywanego w czasie prowadzonych prac badawczych nad przekształtnikiem HVGDCC

Rodzaj sprzętu	**Producent**	**Model**
Oscyloskop	Tektronix	MSO68B
Sonda prądowa	Tektronix	TCP0030A
Sonda prądowa	Tektronix	TCP0030
Sonda różnicowa	Tektronix	THDP0200
Sonda różnicowa	Tektronix	P5205
Sonda różnicowa IsoVu	Tektronix	TIVP1
Sonda niskonapięciowa	Tektronix	TPP1000
Cewka Rogowskiego	CWT (PEM)	CWTUM/06/B
Sonda różnicowa	Gw Instek	GDP-025
Zasilacz DC	Delta Elektronika	SM300-10D
Zasilacz DC	Rigol	DP832
Analizator mocy	Hioki	PW8001
Kamera termowizyjna	Flir	Flir E5-XT

mierzono przy pomocy cęgowych sond prądowych serii *Tektronix TCP0030*, o paśmie przenoszenia sięgającym $120\,\mathrm{MHz}$. W miejscach, gdzie niemożliwe było wprowadzenie sondy cęgowej (np. pomiar prądu drenu tranzystorów), pomiary przeprowadzano korzystając z dostępnych w wydziałowym laboratorium cewek Rogowskiego, o paśmie przenoszenia wynoszącym $30\,\mathrm{MHz}$. Dodatkowo, w czasie prowadzonych prac badawczych korzystano z zestawu sond niskonapięciowych *Tektronix TPP1000*, o paśmie przenoszenia $1\,\mathrm{GHz}$, przy pomocy których mierzono sygnały sterujące na wejściach poszczególnych sterowników bramkowych oraz napięcia bramka–źródło tranzystorów, w czasie analizy zjawisk łączeniowych zachodzących w układzie. Dokonując pomiarów z wykorzystaniem tych sond na poszczególnych tranzystorach, zwracano szczególną uwagę na to, aby w czasie ich wykonywania do oscyloskopu była podłączona wyłącznie jedna tego typu sonda, a badany przekształtnik pozostawał odizolowany od wszelkich obwodów zewnętrznych. Warto zaznaczyć, iż w czasie pomiarów prowadzonych z wykorzystaniem sond *TPP1000*, w celu ograniczenia wpływu metody pomiarowej na badany układ i zmniejszenia ilości zakłóceń obserwowanych w mierzonych przebiegach, standardowe przewody masowe tych sond zastąpiono tak zwanymi sprężynkami pomiarowymi. W czasie analizy zjawisk łączeniowych, do pomiaru napięć dren–źródło poszczególnych tranzystorów wykorzystywano światłowodową sondę *Tektronix IsoVu TIVP1*, o paśmie przenoszenia sięgającym $1\,\mathrm{GHz}$ i wysokim współczynniku tłumienia zakłóceń wspólnych, wynoszącym $70\,\mathrm{dB}$ (z tłumikiem 50x przy częstotliwości $1\,\mathrm{GHz}$). Poza sondą IsoVu, w czasie prowadzonych prac eksperymentalnych korzystano również z standardowych sond różnicowych, które stosowano do pomiaru szeregu napięć istotnych z perspektywy analizy zasady działania omawianych układów. Przyjęto zasadę, iż sondy różnicowe o najlepszych parametrach, *Tektronix THDP200* ($B_\mathrm{w} = 200\,\mathrm{MHz}$), dedykowane będą do analizy przebiegów szyb-



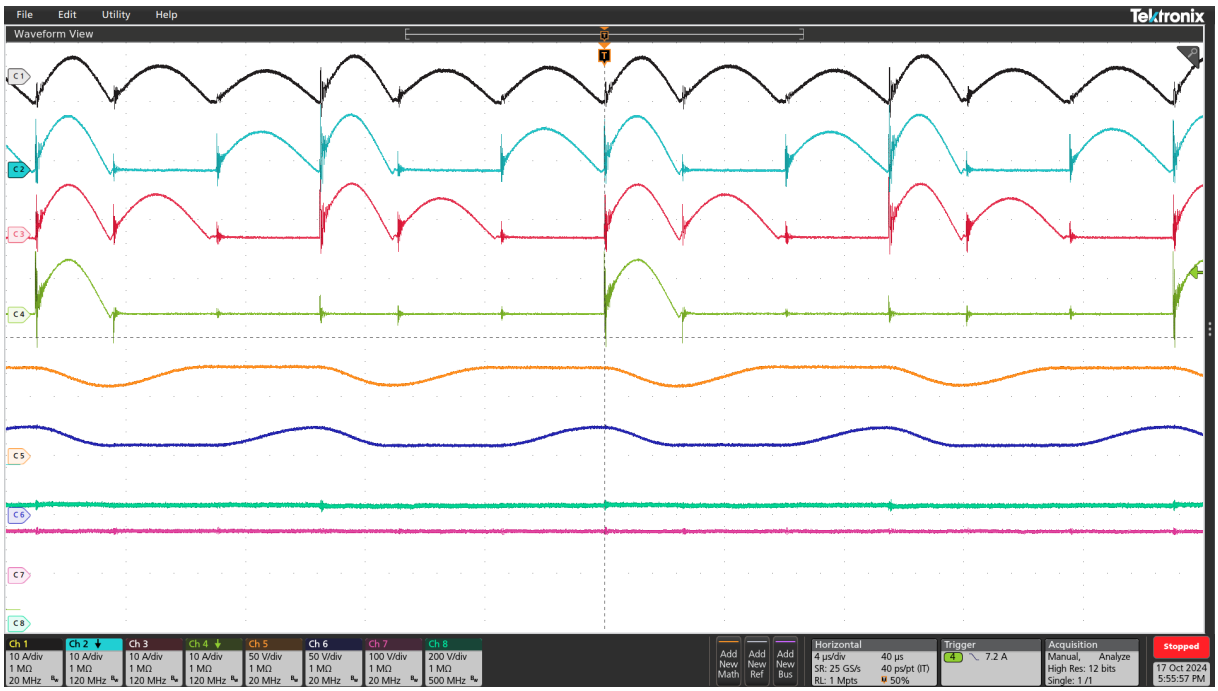
Rys. 3.7. Stanowisko laboratoryjne przeznaczone do prowadzenia badań eksperymentalnych przekształtników HVGDCC-CoolMOS oraz HVGDCC-CoolGaN

kozmiennych o stromych zboczach, a pomiary przebiegów niewykazujących takich cech realizowane będą z wykorzystaniem sond o nieco niższych parametrach, takich jak na przykład *Tektronix P5205* (B_w = 100 MHz) lub *GW Instek GDP-025* (B_w = 25 MHz).

Większość prac eksperymentalnych związanych z przygotowaniem niniejszej rozprawy doktorskiej przeprowadzono w Interdyscyplinarnym Laboratorium Badawczym AGH [79], wykorzystując przy tym dostępny w nim sprzęt pomiarowy (tab. 3.1).

Eksperymentalna weryfikacja zasady działania przekształtnika HVGDCC

W czasie eksperymentalnej weryfikacji zasady działania opracowanego przekształtnika HVGDCC zarejestrowano przebiegi prądów przepływających przez poszczególne tranzystory przekształtnika oraz przebiegi napięcia wejściowego i wyjściowego badanego układu. Na etapie projektowania obwodu drukowanego przewidziano interfejsy do pomiaru prądów przepływających przez trzy tranzystory (Q_1, Q_3, Q_4). Oscylogram 3.8 przedstawia wszystkie możliwe do zarejestrowania przebiegi prądów tranzystorów oraz przebiegi napięci wejściowego i wyjściowego

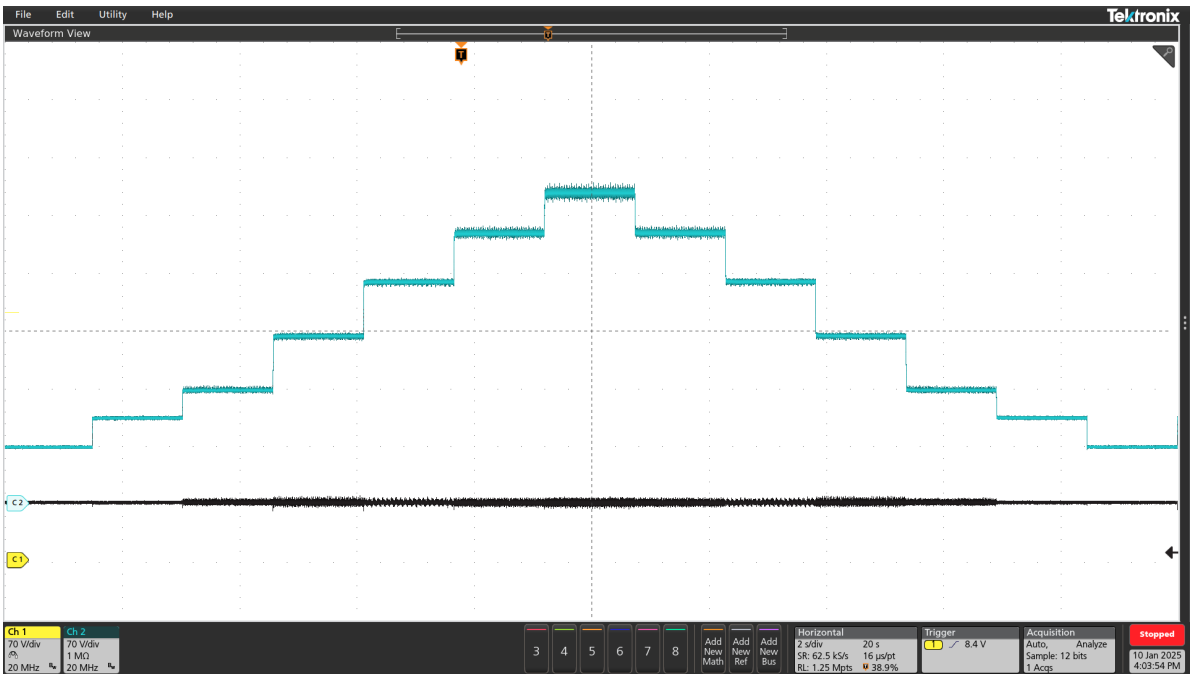


Rys. 3.8. Przebiegi prądów i napięć elementów przekształtnika HVGDCCC wykonanego w wersji CoolGaN i pracującego w trybie ZCS. CH1 - Prąd wejściowy przekształtnika i_{in}, CH2 - Prąd tranzystora Q_1, CH3 - Prąd tranzystora Q_3, CH4 - Prąd tranzystora Q_4, CH5 - Napięcie na kondensatorze przełączanym C_2, CH6 - Napięcie na kondensatorze przełączanym C_3, CH7 - Napięcie wejściowe przekształtnika, CH8 - Napięcie wyjściowe przekształtnika. Warunki pracy układu: $U_{\mathrm{in}} = 70\,\mathrm{V}$, $U_{\mathrm{out}} = 399\,\mathrm{V}$, $P_{\mathrm{out}} = 302\,\mathrm{W}$, $f_{\mathrm{sw}} = 52{,}91\,\mathrm{kHz}$, $\eta = 94{,}19\,\%$

badanego układu. Analizując kształt przebiegów prądu poszczególnych tranzystorów można zauważyć, że tranzystor Q_4 przewodzi tylko przez jeden z sześciu taktów składających się na pełen cykl pracy przekształtnika HVGDCC. Dodatkowo z zarejestrowanych przebiegów wynika, że tranzystory stopnia wejściowego przekształtnika (Q1 oraz Q3) naprzemiennie przewodzą prąd doładowujący powiązane z nimi kondensatory przełączane. Za punkt charakterystyczny prezentowanego oscylogramu można uznać takt pracy układu, w którym prąd rozładowujący kondensatory przełączane przepływa przez wszystkie tranzystory, których przebiegi zaprezentowano na rys. 3.8. Z analizy przebiegu napięcia wyjściowego wynika, że badany układ zasila odbiornik napięciem 400 V, a to po uwzględnieniu wartości napięcia zasilającego przekształtnik (70 V) pozwala wyznaczyć jego rzeczywisty współczynnik wzmocnienia napięciowego, który w tych warunkach pracy układu ($P_{\mathrm{out}} = 300\,\mathrm{W}$) wynosi $G_U = 5{,}7$. Potwierdza to więc, że koncepcja topologii przekształtnika HVGDCC została opracowana poprawnie, a kształt zarejestrowanych przebiegów jest zgodny z kształtem ich symulacyjnych i teoretycznych odpowiedników.

Eksperymentalna weryfikacja możliwości regulacji napięcia

Istotną właściwością opracowanej topologii przekształtnika HVGDCC jest możliwość siedmiostopniowej regulacji jego napięcia wyjściowego. W początkowej



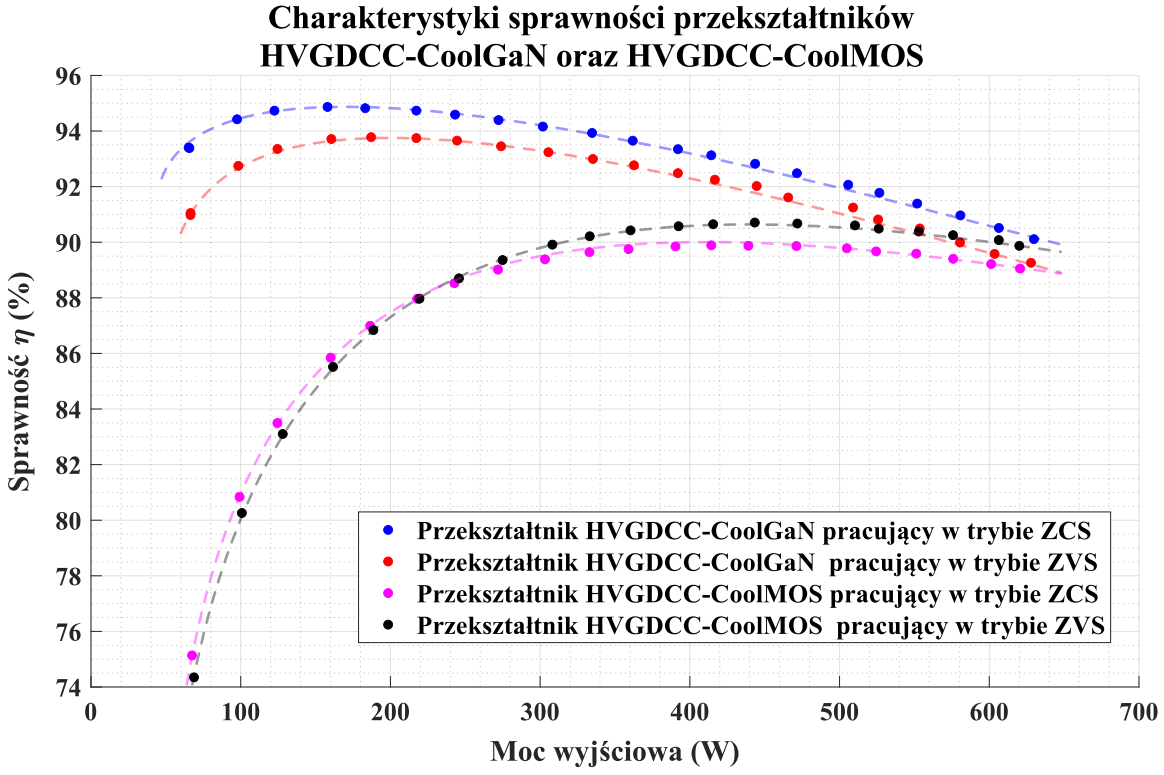
Rys. 3.9. Przebieg napięcia wyjściowego przekształtnika HVGDCC, demonstrujący możliwość jego wielostopniowej regulacji, CH1 - napięcie wyjściowe przekształtnika HVGDCC, CH2 - napięcie wejściowe przekształtnika HVGDCC. Warunki pracy układu $U_{\mathrm{in}} = 70\,\mathrm{V}$, $R_{\mathrm{load}} = 530\,\Omega$, $f_{\mathrm{sw}} = 52{,}91\,\mathrm{kHz}$

fazie prac badawczych zweryfikowano możliwość pracy układu z każdym z siedmiu możliwych do uzyskania współczynników wzmocnienia napięciowego, co demonstruje oscylogram zamieszczony na rys. 3.9. Aby zarejestrować przebieg napięcia wyjściowego przekształtnika przestawiony na wspomnianym oscylogramie (rys. 3.9) autor niniejszej rozprawy zdecydował się na przeprowadzenie drobnej modyfikacji programu kontrolującego pracę poszczególnych tranzystorów przekształtnika. Wskutek wprowadzonych modyfikacji sterownik co pewien określony czas automatycznie zmieniał współczynnik wzmocnienia napięciowego z jakim pracuje badany układ, realizując przy tym sekwencję przełączeń, która doprowadziła do wygenerowania schodkowego przebiegu napięcia wyjściowego badanego przekształtnika, co potwierdza jego zdolność do skokowej, siedmiopoziomowej regulacji napięcia.

Porównanie charakterystyk sprawności przekształtników HVGDCC wyposażonych w tranzystory CoolMOS oraz CoolGaN

W toku prowadzonych prac eksperymentalnych dokonano rejestracji czterech charakterystyk sprawności dla przekształtników o topologii HVGDCC. Pomiarów dokonano za pomocą analizatora mocy HIOKI PW8001, powtarzając tę czynność dla każdej wersji układu (HVGDCC-CoolMOS oraz HVGDCC-CoolGaN), w czasie, gdy pracował on kolejno w trybie ZCS, a następnie ZVS. Zarejestrowane krzywe przedstawiono na wspólnym wykresie, który zaprezentowano na rys. 3.10. Z przedstawionego

wykresu wynika, że niemal w całym zakresie mocy wyjściowych badanych przekształtników najwyższą sprawność uzyskuje przekształtnik HVGDCC-CoolGaN. Krzywe obu układów przecinają się dopiero pod koniec prezentowanych charakterystyk, gdy moc wyjściowa testowanych układów przekracza $500\,\mathrm{W}$. Warto również zwrócić uwagę na początkowy fragment prezentowanego wykresu, w którym zwizualizowano wyniki pomiarów zrealizowanych przy mocy obciążenia badanych układów nieprzekraczającej $100\,\mathrm{W}$. Jak można zauważyć, przekształtnik HVGDCC-CoolGaN zdecydowanie dominuje w tej części charakterystyki, a widoczna różnica sprawności obu układów przekracza kilkanaście punktów procentowych. Mając na uwadze to, że przekształtniki pracują z taką samą mocą wyjściową, która nie przekracza $100\,\mathrm{W}$, a wynikające z poziomu obciążenia wartości prądów płynących w układzie również są niewielkie, można zaryzykować stwierdzenie, iż bezpośrednio związane z ich wartościami straty przewodzenia nie są w głównej mierze odpowiedzialne za powstanie tak dużych rozbieżności w charakterystykach sprawności obu badanych układów. Za źródło tych rozbieżności należy zatem uznać straty łączeniowe, które w przypadku układu HVGDCC-CoolMOS są zdecydowanie wyższe niż w przypadku jego odpowiednika, w którym zastosowano tranzystory typu CoolGaN. Warto również zwrócić uwagę na to, że przełączenie przekształtnika HVGDCC-CoolMOS w tryb pracy ZVS przyniosło spodziewany rezultat w postaci ograniczenia strat występujących w układzie, co w prezentowanej charakterystyce można zaobserwować

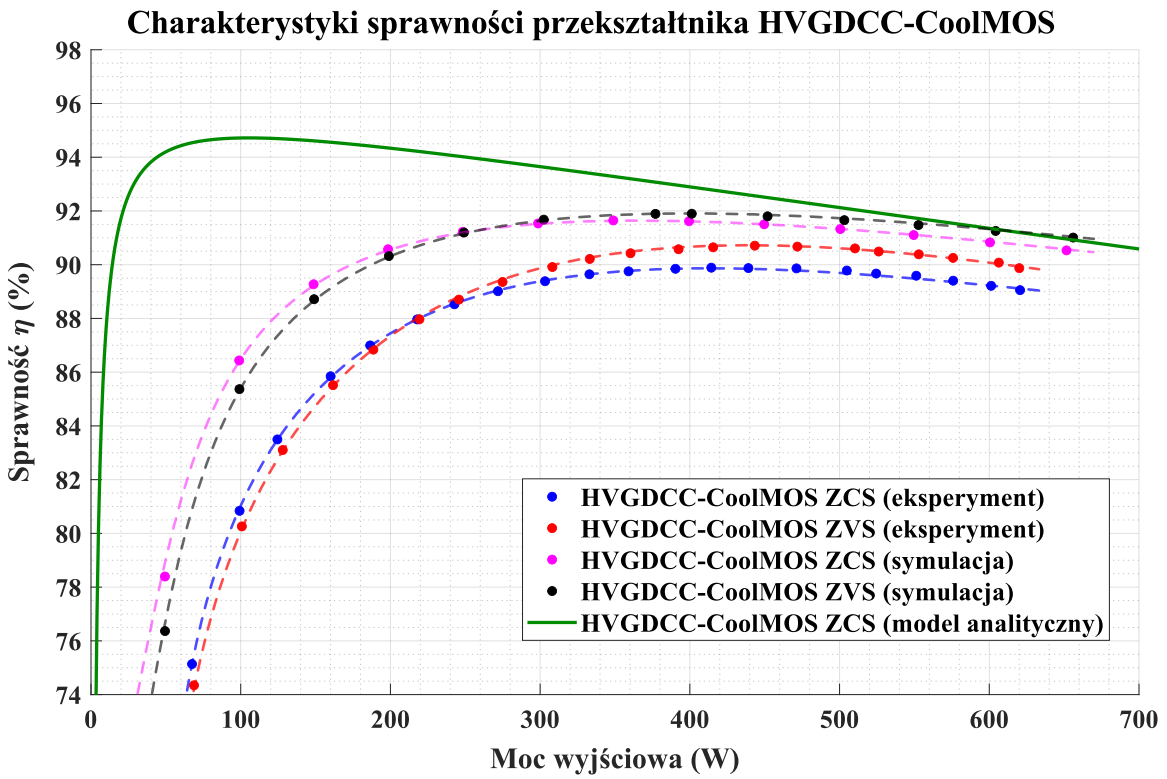


Rys. 3.10. Charakterystyki sprawności przekształtników HVGDCC wykonanych w wersji CoolGaN oraz CoolMOS, pracujących w trybie ZCS i ZVS

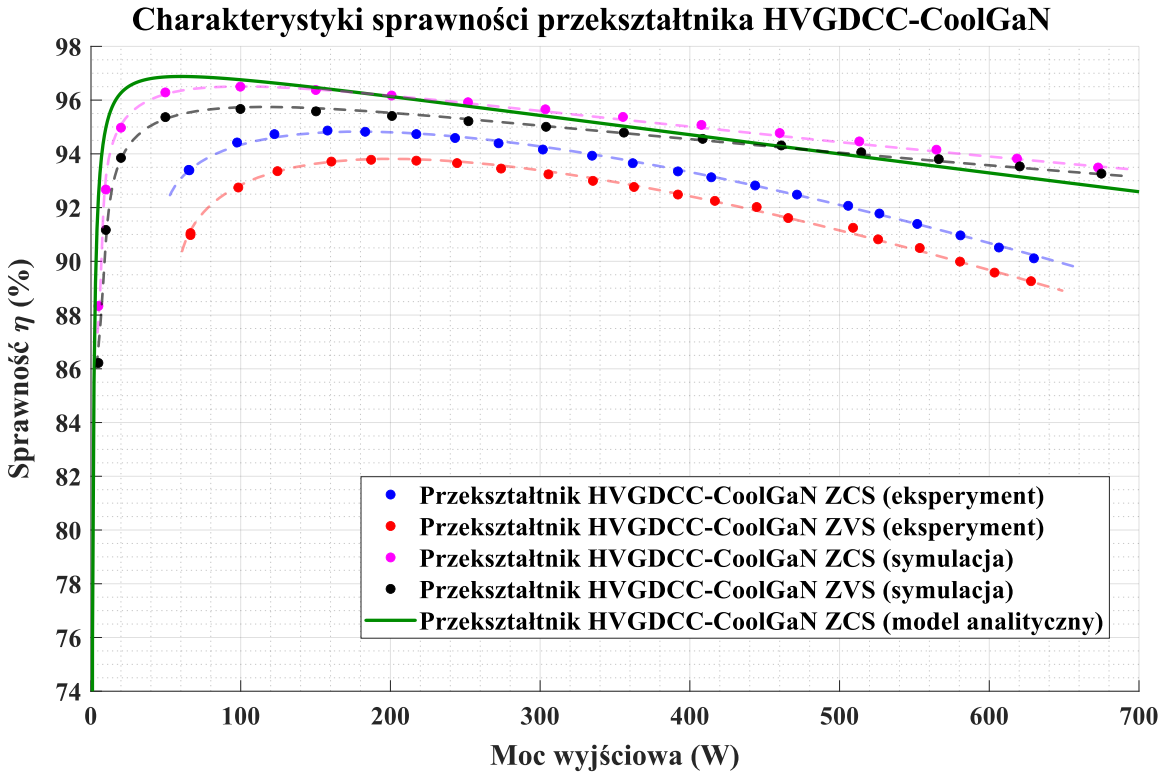
dla mocy większych od $300\,\mathrm{W}$. W przypadku układu HVGDCC-CoolGaN, w zakresie mocy wyjściowych uwzględnionych w prezentowanej charakterystyce, przełączenie go w tryb pracy ZVS skutkuje obniżeniem sprawności tego przekształtnika o około jeden punkt procentowy, co można zaobserwować w całym zakresie mocy wyjściowych, przy których prowadzono rejestracje.

3.3 Porównanie wyników badań eksperymentalnych i symulacyjnych

Podsumowaniem prac badawczych prowadzonych w ramach przygotowania rozprawy doktorskiej, do której odwołuje się niniejszy autoreferat, jest porównanie rzeczywistych charakterystyk sprawności badanych przekształtników z ich odpowiednikami zarejestrowanymi w czasie uprzednio opisanych badań symulacyjnych i prac analitycznych. Porównanie to zrealizowano w formie graficznej, przedstawiając przebieg wspomnianych krzywych właściwych dla układu HVGDCC-CoolMOS oraz HVGDCC-CoolGaN na wykresach zamieszczonych kolejno na rys. 3.11 oraz rys. 3.12. Jak można zauważyć, dla każdego z badanych przekształtników, przebieg analitycznej oraz symulacyjnej krzywej sprawności nieco przewyższa te zarejestrowane w układach rzeczywistych. Największe rozbieżności obserwuje się w zakresie niskich mocy obciążenia badanych układów, w którym udział strat łączeniowych w całkowitym bilansie mocy traconej w przekształtniku jest znaczny. W przypadku przekształtnika HVGDCC-CoolMOS, obserwowane różnice są największe, a powodem ich wystąpienia może być nieuwzględnienie w opracowanym modelu komponentu strat związanych z ładowaniem pojemności wyjściowych poszczególnych tranzystorów. Podobnie jak miało to miejsce w przypadku energii rozpraszanej w czasie rozładowywania pojemności wyjściowych tranzystorów (E_{oss}), ilość energii traconej w związku z ich ładowaniem (E_{qoss}) jest również silnie zależna od wartości napięcia przyłożonego do danego tranzystora. Jak wynika z wniosków przedstawionych w publikacji [80], ilość strat powstających w związku z ładowaniem pojemności wyjściowych, w układach półmostkowych, może nawet dwukrotnie przekraczać straty powstające w związku z ich rozładowywaniem. W układach wielopoziomowych analityczne wyznaczenie strat związanych z ładowaniem pojemności wyjściowych jest zdecydowanie trudniejsze, w związku z czym, w toku prowadzonych prac badawczych zdecydowano się pominąć ten etap na rzecz przeprowadzenia symulacyjnych badań sprawności, których rezultaty również przedstawiono na rys. 3.11 oraz rys. 3.12.



Rys. 3.11. Porównanie charakterystyk sprawności przekształtnika HVGDCC-CoolMOS zarejestrowanych w czasie badań eksperymentalnych, symulacyjnych oraz wyznaczonych na podstawie opracowanego modelu analitycznego przekształtnika



Rys. 3.12. Porównanie charakterystyk sprawności przekształtnika HVGDCC-CoolGaN zarejestrowanych w czasie badań eksperymentalnych, symulacyjnych oraz wyznaczonych na podstawie opracowanego modelu analitycznego przekształtnika

Warto jednak zaznaczyć, iż wykres przedstawiający charakterystyki sprawności zarejestrowane dla układu HVGDCC-CoolGaN, prezentuje zdecydowanie lepszą zbieżność pomiędzy wynikami przeprowadzonych analiz teoretycznych oraz badań eksperymentalnych. Charakterystykę sprawności przedstawioną na rys. 3.12 wyznaczono korzystając z takiego samego modelu analitycznego, jak w czasie analiz układu z tranzystorami CoolMOS. Oznacza to, że krzywa sprawności wyznaczona dla tranzystorów CoolGaN również nie uwzględnia strat E_{oss}. Biorąc jednak pod uwagę to, że tranzystory CoolGaN cechują się mniejszymi wartościami ich pojemności wyjściowych, a przez to także wyraźnie mniejszymi stratami związanymi z ich ładowaniem (E_{qoss}), błąd wynikający z pominięcia tego parametru ma zdecydowanie mniejszy wpływ na przebieg charakterystyki tego układu niż w przypadku jego odpowiednika wykonanego z wykorzystaniem tranzystorów CoolMOS. Tym samym, na podstawie porównania obu charakterystyk, parametrów zastosowanych tranzystorów oraz konkluzji zawartych w publikacji [80], za uzasadniony należy uznać wcześniej wysunięty wniosek, zgodnie z którym główną przyczyną rozbieżności pomiędzy analityczną krzywą sprawności przekształtnika HVGDCC-CoolMOS a charakterystyką zmierzoną w rzeczywistym układzie jest pominięcie w modelu analitycznym strat związanych z ładowaniem pojemności wyjściowych tranzystorów.

Przechodząc do porównania wyników badań symulacyjnych, należy zauważyć, iż mimo zastosowania zaawansowanych metod modelowania ich charakterystyk, również one nie prezentują pełnej zbieżności z wynikami przeprowadzonych prac eksperymentalnych. Symulator, zarówno w przypadku układu HVGDCC-CoolMOS, jak i HVGDCC-CoolGaN, najgorzej radzi sobie z wyznaczeniem sprawności w początkowej części charakterystyki, czyli strat łączeniowych. W zakresie wyższych mocy wyjściowych, w okolicy maksimum sprawności badanych przekształtników, rozbieżności obserwowane pomiędzy wynikami badań symulacyjnych oraz eksperymentalnych nie przekraczają dwóch punktów procentowych, co stanowi wartość zadowalającą i wystarczającą do realizacji prac projektowo-inżynierskich. Z przedstawionych charakterystyk można również wywnioskować, że zarówno w badaniach symulacyjnych, jak i analitycznych, straty przewodzenia zostały niedoszacowane. Potwierdzeniem tego faktu są powiększające się, w zakresie dużych mocy wyjściowych, rozbieżności pomiędzy rzeczywistymi charakterystykami sprawności badanych układów a ich symulacyjnymi i analitycznymi odpowiednikami.

4. Podsumowanie

4.1 Zrealizowane cele badawcze

Biorąc pod uwagę zakres przeprowadzonych prac analitycznych, symulacyjnych oraz eksperymentalnych, a także uwzględniając ich wyniki, można stwierdzić, iż teza postawiona w rozdziale 1.2 została potwierdzona, a wszystkie cele badawcze wymienione w rozdziale 1.3 osiągnięte.

4.2 Wnioski końcowe

Z przeprowadzonych prac badawczych i analitycznych można wysnuć następujące wnioski:

1. Główną część strat w przekształtnikach rezonansowych o przełączanych kondensatorach, pracujących w trybie ZCS, stanowią straty przewodzenia związane z występowaniem w obwodzie rezystancji kanałów tranzystorów R_{DSon}, wypadkowych rezystancji szeregowych kondensatorów rezonansowych i filtrujących R_{ESR}, niezerowych rezystancji połączeń obwodów drukowanych R_{PCB}, a także strat przewodzenia powstających w diodach, wynikających z ich relatywnie dużego napięcia przewodzenia oraz rezystancji dynamicznej.

2. Zastosowanie w przekształtniku pracującym w trybie ZCS tranzystorów GaN nie jest jednoznaczne z wyraźnym zwiększeniem poziomu jego sprawności, co wynika z faktu, że częstotliwości przełączeń poszczególnych tranzystorów w tego typu układach są relatywnie niewielkie. W związku z tym ilość strat związanych z rozładowywaniem pojemności wyjściowej przekształtnika również jest niewielka, a w konsekwencji zysk wynikający z zastąpienia tranzystorów MOSFET łącznikami typu GaN może być niezauważalny w skali pełnej charakterystyki sprawności.

3. Zastosowanie tranzystorów typu GaN w przekształtniku wielopoziomowym pozytywnie wpływa na redukcję ilości niepożądanych impulsów prądu związanych z ładowaniem pojemności wyjściowych tranzystorów.

4. Wprowadzenie układu HVGDCC-CoolGaN w tryb pracy ZVS powoduje pogorszenie sprawności przekształtnika. Niewielka ilość energii gromadzonej w pojemności wyjściowej tego typu łączników, po jej miękkim rozładowaniu, nie jest w stanie skompensować strat związanych z wprowadzeniem układu w tryb pracy ZVS.

5. Parametry kondensatorów ceramicznych w sposób istotny zależą od ich punktu pracy (*DC bias*), a zmiany ich pojemności powodują zmiany częstotliwości drgań obwodów rezonansowych przekształtników.

6. Indukcyjność dławików zależy od temperatury otoczenia i wartości przepływającego przez nie prądu, a jej zmiana skutkuje zmianą częstotliwości drgań obwodu rezonansowego przekształtnika.

7. Wypadkowa rezystancja szeregowa kondensatorów R_{ESR} jest odpowiedzialna za powstawanie znacznej części strat w każdym z przekształtników HVGDCC. Dobrym rozwiązaniem pozwalającym na minimalizację tych strat byłoby zastąpienie pojedynczych kondensatorów zestawem wielu równolegle połączonych elementów, których wypadkowa pojemność odpowiada pojemności kondensatora oryginalnego.

8. Zastosowanie tranzystorów GaN pozwala na ograniczenie strat łączeniowych w wielopoziomowych układach rezonansowych z przełączanymi kondensatorami. Aby jednak decyzja o zastosowaniu tego typu łączników przyniosła wymierny skutek, powinny one być wykorzystywane w przekształtnikach przeznaczonych do pracy z relatywnie niewielkimi mocami wyjściowymi, w których straty łączeniowe odgrywają istotną rolę w całkowitym bilansie energetycznym urządzenia.

4.3 Przyszłe kierunki badań układu HVGDCC

1. Opracowanie modelu analitycznego przekształtnika HVGDCC, umożliwiającego wyznaczenie sprawności układu pracującego w trybie ZVS.

2. Budowa wersji synchronicznej przekształtnika HVGDCC-CoolGaN, wyposażonego w dławiki planarne i przystosowanego do pracy z wyższymi częstotliwościami.

3. Próba symulacyjnego zamodelowania strat występujących w rdzeniach dławików i ich rezystancji AC, a następnie uwzględnienie ich w prowadzonych symulacjach sprawności.

4. Prace symulacyjne mające na celu dokładniejsze dopasowanie symulowanych charakterystyk sprawności do ich rzeczywistych odpowiedników, szczególnie w zakresie niskich mocy obciążenia badanych przekształtników.

4. Bibliografia

[1] R. W. Erickson and D. Maksimović, *Fundamentals of Power Electronics*. Springer International Publishing, 2020, pp. 1–11, doi: 10.1007/978-3-030-43881-4_1.

[2] D. Prince, "Mercury arc rectifier phenomena," *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. XLVI, pp. 1064–1071, 1927, doi: 10.1109/T-AIEE.1927.5061446.

[3] F. D. Newbury, W. W. Spratt, C. A. Adams, W. J. Foster, H. C. Louis, and P. L. A. et al., "Electrical Machinery," *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. 47, no. 4, pp. 1194–1216, 1928, doi: 10.1109/T-AIEE.1928.5055124.

[4] O. K. Marti and H. Winograd, "Mercury arc power rectifiers: Their applications and characteristics," *Journal of the A.I.E.E.*, vol. 46, no. 8, pp. 818–826, 1927, doi: 10.1109/JAIEE.1927.6534657.

[5] F. Blaabjerg and S. Round, "Power electronics: Revolutionizing the world's future energy systems," Hitachi Energy Newsletter, dostępny online: www.hitachienergy.com. Dostęp: 15 Sierpnia 2024.

[6] M. Makoschitz, K. Krischan, P. Bergmann, A. Díaz, and R. Brueniger, "Wide band gap technology: Efficiency potential and application readiness map (PECTA), May 2020," International Energy Agency, dostępny online: www.iea-4e.org, Dostęp: 9 Czerwca 2024.

[7] W. Saito, "A future outlook of power devices from the viewpoint of power electronics trends," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 71, no. 3, pp. 1356–1364, 2024, doi: 10.1109/TED.2023.3332611.

[8] J. Reimers, L. Dorn-Gomba, C. Mak, and A. Emadi, "Automotive traction inverters: Current status and future trends," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 68, no. 4, pp. 3337–3350, 2019, doi: 10.1109/TVT.2019.2897899.

[9] B. K. Bose, "Global energy scenario and impact of power electronics in 21st century," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 7, pp. 2638–2651, 2013, doi: 10.1109/TIE.2012.2203771.

[10] F. Blaabjerg, Y. Yang, D. Yang, and X. Wang, "Distributed power-generation systems and protection," *Proceedings of the IEEE*, vol. 105, no. 7, pp. 1311–1331, 2017, doi: 10.1109/JPROC.2017.2696878.

[11] H. Wu, Y. Zhang, and Z. Li, "Hybrid resonant converter-based 8:1 bus converter with 3.5 kW/in^3 and 98.6% efficient for 48 V data-center power systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 39, no. 1, pp. 36–41, 2024, doi: 10.1109/TPEL.2023.3319312.

[12] Y. Chen, K. Shi, M. Chen, and D. Xu, "Data center power supply systems: From grid edge to point-of-load," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 11, no. 3, pp. 2441–2456, 2023, doi: 10.1109/JESTPE.2022.3229063.

[13] H. Ritchie and P. Rosado, "Electricity mix," Our World in Data, dostępny online: www.ourworldindata.org. Dostęp: 14 Stycznia 2024.

[14] T. Yang, L. Yang, B. Wu, L. He, Y. Zhang, X. Chen, B. Feng, X. Li, H. Wen, J. Tian, Y. Zhao, M. Hu, J. Huang, D. Zhu, A. Zhang, and X. Tong, "Review of topologies, application areas, modeling, and control methods for switched capacitor circuits," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 39, no. 4, pp. 4091–4116, 2024, doi: 10.1109/TPEL.2024.3350158.

[15] Z. Waradzyn, R. Stala, A. Mondzik, A. Skała, and A. Penczek, "GaN-based DC–DC resonant boost converter with very high efficiency and voltage gain control," *Energies*, vol. 13, no. 23, 2020, doi: 10.3390/en13236403.

[16] M. Kumar, V. K. Yadav, and A. K. Verma, "Switched capacitor based high gain boost converter for renewable energy application," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics*, vol. 4, no. 3, pp. 818–826, 2023, doi: 10.1109/JESTIE.2023.3262451.

[17] R. Stala and S. Folmer, "Method of increasing DC voltage and DC voltage booster converter system," Patent PL243286A1, Lipiec 2021, dostępny online: ewyszukiwarka.pue.uprp.gov.pl. Dostęp: 10 Czerwca 2024.

[18] S. Folmer and R. Stala, "DC-DC high voltage gain switched capacitor converter with multilevel output voltage and zero-voltage switching," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 129 692–129 705, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3111546.

[19] S. Folmer and R. Stala, "GaN And Superjunction MOSFET Transistor Switching In A Resonant Switched-Capacitor Converter," in *2021 21st International Symposium on Power Electronics (Ee)*, 2021, pp. 1–6, doi: 10.1109/Ee53374.2021.9628224.

[20] T. Tanzawa, "Innovation of switched-capacitor voltage multiplier: Part 1: A brief history," *IEEE Solid-State Circuits Magazine*, vol. 8, no. 1, pp. 51–59, 2016, doi: 10.1109/MSSC.2015.2495678.

[21] J. 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, 1976, doi: 10.1109/JSSC.1976.1050739.

[22] J.-T. Wu and K.-L. Chang, "MOS charge pumps for low-voltage operation," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 33, no. 4, pp. 592–597, 1998, doi: 10.1109/4.663564.

[23] 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, 1989, doi: 10.1109/JSSC.1989.572617.

[24] P. Ngo and D. Ma, "Integrated switched-capacitor voltage doubler with clock transition periods boosting and transfer blocking techniques," in *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2010, pp. 813–817, doi: 10.1109/APEC.2010.5433576.

[25] F. Su and W.-H. Ki, "An integrated reconfigurable SC power converter with hybrid gate control scheme for mobile display driver applications," in *2008 IEEE Asian Solid-State Circuits Conference*, 2008, pp. 169–172, doi: 10.1109/ASSCC.2008.4708755.

[26] Y.-C. Lin, Y.-K. Luo, K.-H. Chen, and W.-C. Hsu, "Liquid crystal display (LCD) supplied by highly integrated dual-side dual-output switched-capacitor DC–DC converter with only two flying capacitors," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 59, no. 2, pp. 439–446, 2012, doi: 10.1109/TCSI.2011.2162369.

[27] K. Rawy, T. Yoo, and T. T.-H. Kim, "An 88% efficiency 0.1–300 μW energy harvesting system with 3-D MPPT using switch width modulation for IoT smart nodes," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 53, no. 10, pp. 2751–2762, 2018, doi: 10.1109/JSSC.2018.2833278.

[28] M. H. Kamel, B. A. Abdelmagid, and A. N. Mohieldin, "A fully-integrated efficient power management system for micro-scale biomedical applications," in *2020 IEEE 29th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2020, pp. 394–399, doi: 10.1109/ISIE45063.2020.9152496.

[29] S. Krit, H. Qjidaa, I. E. Affar, Y. Khadija, Z. Messghati, and Y. El-Ghzizal, "A novel CMOS charge-pump circuit with current mode control 110 mA at 2.7 V for telecommunication systems," *Journal of Semiconductors*, vol. 31, no. 4, p. 045001, Apr 2010, doi: 10.1088/1674-4926/31/4/045001.

[30] T. Tanzawa, "On two-phase switched-capacitor multipliers with minimum circuit area," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 57, no. 10, pp. 2602–2608, 2010, doi: 10.1109/TCSI.2010.2046958.

[31] A. Priyadarshi, P. K. Kar, and S. B. Karanki, "An inductor-less bidirectional DC–DC converter topology for high voltage gain applications," in *TENCON 2017 - 2017 IEEE Region 10 Conference*, 2017, pp. 303–308, doi: 10.1109/TENCON.2017.8227880.

[32] D. Cao and F. Z. Peng, "A family of zero current switching switched-capacitor DC–DC converters," in *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2010, pp. 1365–1372, doi: 10.1109/APEC.2010.5433407.

[33] K. K. Law, K. W. E. Cheng, and Y. P. B. Yeung, "Design and analysis of switched-capacitor-based step-up resonant converters," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 52, no. 5, pp. 943–948, 2005, doi: 10.1109/TCSI.2004.840482.

[34] A. Mondzik, S. Piróg, R. Stala, A. Penczek, and P. Gucwa, "DC–DC boost converter with reduced switching losses in wide range of voltage gain," *Energies*, vol. 16, no. 11, 2023, doi: 10.3390/en16114397. [Online]. Available: https://www.mdpi.com/1996-1073/16/11/4397

[35] R. Stala, Z. Waradzyn, and S. Folmer, "DC–DC high-voltage-gain converters with low count of switches and common ground," *Energies*, vol. 13, no. 21, 2020, doi: 10.3390/en13215657. [Online]. Available: https://www.mdpi.com/1996-1073/13/21/5657

[36] Z. Saadatizadeh, P. C. Heris, M. Sabahi, and E. Babaei, "A DC–DC transformerless high voltage gain converter with low voltage stresses on switches and diodes," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 11, pp. 10 600–10 609, 2019, doi: 10.1109/TPEL.2019.2900212.

[37] Y. Qin, Y. Yang, S. Li, Y. Huang, S.-C. Tan, and S. Y. Hui, "A high-efficiency DC/DC converter for high-voltage-gain, high-current applications," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, no. 3, pp. 2812–2823, 2020, doi: 10.1109/JESTPE.2019.2908416.

[38] R. Stala, M. Chojowski, Z. Waradzyn, A. Mondzik, S. Folmer, A. Penczek, A. Skała, and S. Piróg, "High-gain switched-capacitor DC–DC converter with low count of switches and low voltage stress of switches," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 114 267–114 281, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3104399.

[39] A. Kawa and R. Stala, "SiC-based bidirectional multilevel high-voltage gain switched-capacitor resonant converter with improved efficiency," *Energies*, vol. 13, no. 10, p. 2445, 2020, doi: 10.3390/en13102445.

[40] Z. Waradzyn, R. Stala, A. Skała, A. Mondzik, and A. Penczek, "A cost-effective resonant switched-capacitor DC-DC boost converter – experimental results and feasibility model," *Power Electronics and Drives*, vol. 3, pp. 75–83, 2018, doi: https://doi.org/10.2478/pead-2018-0004.

[41] P. Sandri, "Increasing hyperscale data center efficiency: A better way to manage 54-V/48-V-to-point-of-load direct conversion," *IEEE Power Electronics Magazine*, vol. 4, no. 4, pp. 58–64, 2017, doi: 10.1109/MPEL.2017.2760113.

[42] S. Folmer, M. Kosakowski, and R. Stala, "48 V input DC-DC high step-down converter in GaN-based design," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 115 958–115 973, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3218309.

[43] R. A. Abramson, Z. Ye, and R. C. N. Pilawa-Podgurski, "A high performance 48 to 8 V multi-resonant switched-capacitor converter for data center applications," in *Proc. 22nd Eur. Conf. Power Electron. Appl. (EPE'20 ECCE Europe)*, 2020, pp. 1–10, doi: 10.23919/EPE20ECCEEurope43536.2020.9215857.

[44] Z. Ye, R. A. Abramson, and R. C. N. Pilawa-Podgurski, "A 48-to-6 V multi-resonant-doubler switched-capacitor converter for data center applications," in *Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. (APEC)*, 2020, pp. 475–481, doi: 10.1109/APEC39645.2020.9124384.

[45] H. Chen, W. Ahmad, Z. He, X. Zhang, and Z. Jiang, "Resonant switched capacitor DC-DC converter for data center applications," in *2021 23rd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'21 ECCE Europe)*, 2021, pp. 1–8, doi: 10.23919/EPE21ECCEEurope50061.2021.9570539.

[46] T. B. Lazzarin, C. Bharatiraja, and B. Lehman, "Direct 48V to 1V step-down DC-DC converter," in *2018 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, 2018, pp. 1–6, doi: 10.1109/PEDES.2018.8707923.

[47] Z. Ye, R. A. Abramson, Y.-L. Syu, and R. C. N. Pilawa-Podgurski, "MLB-PoL: A high performance hybrid converter for direct 48 V to point-of-load applications,"

in *Proc. IEEE Workshop Control Model. Power Electron. (COMPEL)*, 2020, pp. 1–8, doi: 10.1109/COMPEL49091.2020.9265870.

[48] C. Chen, J. Liu, and H. Lee, "A 92.7% efficiency 30A 48V to 1V dual-path hybrid Dickson converter for PoL applications," in *Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2021, pp. 1989–1994, doi: 10.1109/ECCE47101.2021.9595635.

[49] A. Dago, M. Leoncini, S. Saggini, S. Levantino, and M. Ghioni, "Hybrid resonant switched-capacitor converter for 48 to 3.4 V direct conversion," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 11, pp. 12 998–13 002, 2022, doi: 10.1109/TPEL.2022.3186790.

[50] L. Yu, L. Wang, W. Mu, and C. Yang, "An ultrahigh step-down DC–DC converter based on switched-capacitor and coupled inductor techniques," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 69, no. 11, pp. 11 221–11 230, 2022, doi: 10.1109/TIE.2021.3118368.

[51] Y. Chen, H. Cheng, D. M. Giuliano, and M. Chen, "A 93.7% efficient 400A 48V-1V merged-two-stage hybrid switched-capacitor converter with 24V virtual intermediate bus and coupled inductors," in *2021 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2021, pp. 1308–1315, doi: 10.1109/APEC42165.2021.9487345.

[52] Y. Li, X. Lyu, D. Cao, S. Jiang, and C. Nan, "A 98.55% efficiency switched-tank converter for data center application," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, no. 6, pp. 6205–6222, 2018, doi: 10.1109/TIA.2018.2858741.

[53] M. Vasić, D. Serrano, V. Toral, P. Alou, J. A. Oliver, and J. A. Cobos, "Ultraefficient voltage doubler based on a GaN resonant switched-capacitor converter," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 7, no. 2, pp. 622–635, 2019, doi: 10.1109/JESTPE.2019.2899180.

[54] S. Biswas, D. Reusch, and M. de Rooij, "Design of GaN-based multilevel switched capacitor converters—Benefits and challenges," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 56, no. 2, pp. 979–988, 2020, doi: 10.1109/TIA.2020.2965902.

[55] R. Stala, S. Folmer, and A. Mondzik, "Resonant step-down DC-DC converter based on GaN power integrated circuits and SiC diodes," *Bulletin of the Polish Academy of Sciences Technical Sciences*, vol. 72, no. 5, p. e150116, 2024, doi: 10.24425/bpasts.2024.150116. [Online]. Available: http://journals.pan.pl/Content/130883/PDF/BPASTS_2023_71_5_4248.pdf

[56] Y. Li, X. Lyu, D. Cao, S. Jiang, and C. Nan, "A high efficiency resonant switched-capacitor converter for data center," in *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2017, pp. 4460–4466, doi: 10.1109/ECCE.2017.8096766.

[57] M. J. Scott, K. Zou, J. Wang, C. Chen, M. Su, and L. Chen, "A gallium nitride switched-capacitor circuit using synchronous rectification," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49, no. 3, pp. 1383–1391, 2013, doi: 10.1109/TIA.2013.2255252.

[58] R. Stala, P. Bhatnagar, A. Mondzik, Z. Waradzyn, S. Piróg, S. Folmer, and K. K. Gupta, "Hybrid switched-inductor switched-capacitor high step-down converter," in *2024 Energy Conversion Congress & Expo Europe (ECCE Europe)*, 2024, pp. 1–7, doi: 10.1109/ECCEEurope62508.2024.10751927.

[59] S. Coday, E. Krause, M. E. Blackwell, R. K. Iyer, N. M. Ellis, A. Barchowsky, and R. C. Pilawa-Podgurski, "Design and implementation of a GaN-based composite hybrid switched-capacitor DC-DC converter for space applications," *IEEE Open Journal of Power Electronics*, vol. 6, pp. 150–161, 2025, doi: 10.1109/OJPEL.2024.3471670.

[60] M. Buffolo, D. Favero, A. Marcuzzi, C. D. Santi, G. Meneghesso, E. Zanoni, and M. Meneghini, "Review and outlook on GaN and SiC power devices: Industrial state-of-the-art, applications, and perspectives," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 71, no. 3, pp. 1344–1355, 2024, doi: 10.1109/TED.2023.3346369.

[61] G. Iannaccone, C. Sbrana, I. Morelli, and S. Strangio, "Power electronics based on wide-bandgap semiconductors: Opportunities and challenges," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 139 446–139 456, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3118897.

[62] J. Hornberger, A. B. Lostetter, K. J. Olejniczak, T. McNutt, S. M. Lal, and A. Mantooth, "Silicon-carbide (SiC) semiconductor power electronics for extreme high-temperature environments," in *Proc. IEEE Aerospace Conf.*, vol. 4, 2004, pp. 2538–2555, doi: 10.1109/AERO.2004.1368048.

[63] D. Cittanti, E. Vico, and I. R. Bojoi, "New FOM-based performance evaluation of 600/650 V SiC and GaN semiconductors for next-generation EV drives," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 51 693–51 707, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3174777.

[64] O. S. Chaudhary, M. Denaï, S. S. Refaat, and G. Pissanidis, "Technology and applications of wide bandgap semiconductor materials: Current state and future trends," *Energies*, vol. 16, no. 18, 2023, doi: 10.3390/en16186689.

[65] E. O. Prado, P. C. Bolsi, H. C. Sartori, and J. R. Pinheiro, "An overview about Si, superjunction, SiC and GaN power MOSFET technologies in power electronics applications," *Energies*, vol. 15, no. 14, 2022, doi: 10.3390/en15145244.

[66] L. Wang, W. Wang, R. J. E. Hueting, G. Rietveld, and J. A. Ferreira, "Review of topside interconnections for wide bandgap power semiconductor packaging," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 38, no. 1, pp. 472–490, 2023, doi: 10.1109/TPEL.2022.3200469.

[67] R. Zelnik and M. Frivaldsky, "Investigation of the high voltage GaN transistor module," in *2021 International Conference on Electrical Drives & Power Electronics (EDPE)*, 2021, pp. 123–128, doi: 10.1109/EDPE53134.2021.9604097.

[68] M. Shojaie, N. Elsayad, and O. A. Mohammed, "Design of an all-GaN bidirectional DC-DC converter for medium voltage DC ship power systems using series-stacked GaN modules," in *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2018, pp. 2155–2161, doi: 10.1109/APEC.2018.8341315.

[69] S. Chowdhury and U. K. Mishra, "Lateral and vertical transistors using the AlGaN/GaN heterostructure," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 60, no. 10, pp. 3060–3066, 2013, doi: 10.1109/TED.2013.2277893.

[70] A.-C. Liu, P.-T. Tu, C. Langpoklakpam, Y.-W. Huang, Y.-T. Chang, A.-J. Tzou, L.-H. Hsu, C.-H. Lin, H.-C. Kuo, and E. Y. Chang, "The evolution of manufacturing technology for GaN electronic devices," *Micromachines*, vol. 12, no. 7, 2021, doi: 10.3390/mi12070737.

[71] H. Choi, M. Jang, and J. Pou, "High-gain soft-switching interleaved switched-capacitor DC–DC converter with phase-shedding technique," *IET Power Electronics*, vol. 10, no. 9, p. 1013–1022, 2017, doi: 10.1049/iet-pel.2016.0091.

[72] 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, 2012, doi: 10.1109/TIA.2012.2199731.

[73] R. Stala, Z. Waradzyn, A. Mondzik, A. Penczek, and A. Skała, "DC–DC high step-up converter with low count of switches based on resonant switched-capacitor topology," in *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe)*, 2019, pp. P.1–P.10, doi: 10.23919/EPE.2019.8914785.

[74] R. Stala, Z. Waradzyn, and S. Folmer, "DC–DC high-voltage-gain converters with low count of switches and common ground," *Energies*, vol. 13, no. 21, 2020, doi: 10.3390/en13215657.

[75] S. Li, K. Xiangli, Y. Zheng, and K. M. Smedley, "Analysis and design of the ladder resonant switched-capacitor converters for regulated output voltage applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 10, pp. 7769–7779, 2017, doi: 10.1109/TIE.2017.2694356.

[76] O.-C. Mak, Y.-C. Wong, and A. Ioinovici, "Step-up DC power supply based on a switched-capacitor circuit," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 42, no. 1, pp. 90–97, 1995, doi: 10.1109/41.345851.

[77] D. Gunasekaran, L. Qin, U. Karki, Y. Li, and F. Z. Peng, "A variable (n/m)X switched capacitor DC–DC converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 8, pp. 6219–6235, 2017, doi: 10.1109/TPEL.2016.2621105.

[78] F. H. Khan and L. M. Tolbert, "Universal multilevel dc-dc converter with variable conversion ratio, high compactness factor and limited isolation feature," in *2008 Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2008, pp. 17–23, doi: 10.1109/APEC.2008.4522694.

[79] Strona internetowa Interdyscyplinarnego Laboratorium Badawczego AGH, dostępna online: www.eaiib.agh.edu.pl. Dostęp: 15 Sierpnia 2024.

[80] R. Hou, J. Lu, and D. Chen, "Parasitic capacitance Eqoss loss mechanism, calculation, and measurement in hard-switching for GaN HEMTs," in *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2018, pp. 919–924, doi: 10.1109/APEC.2018.8341124.