

ZACHODNIOPOMORSKI UNIWERSYTET
TECHNOLOGICZNY W SZCZECINIE

WYDZIAŁ ELEKTRYCZNY

REZONANSOWY PRZEKSZTAŁTNIK TRANZYSTOROWY
DO ZASILANIA REAKTORA PLAZMY NIETERMICZNEJ

Rozprawa doktorska

Tomasz Jakubowski

Promotor:

prof. dr hab. inż. Ryszard Pałka

Szczecin 2012

PRZEDMOWA

Na wstępie pracy chcę podziękować Panu dr. inż. Stanisławowi Kalisiakowi, mojemu promotorowi Panu prof. dr. hab. inż. Ryszardowi Eugeniuszowi Pałce, Panu dr. inż. Marcinowi Hołubowi oraz pozostałym kolegom pracującym w Laboratorium Badawczym Energoelektronicznych Źródeł Zasilania dla Technologii Zimnej Plazmy.

Pracę dedykuję mojej żonie Joannie i córce Małgosi.

Część zadań w pracy doktorskiej wykonana została w ramach projektu badawczego promotorskiego pt. „Rezonansowy przekształtnik tranzystorowy do zasilania reaktora plazmy nietermicznej”.

(Umowa nr 5078/B/T02/2011/40 do wniosku nr N N510 507840)

Szczecin, styczeń 2012

Tomasz Jakubowski

Spis treści

1. Wstęp.....	1
1.1. Tematyka pracy	1
1.2. Zakres pracy	2
1.3. Motywacja.....	2
1.4. Teza oraz cel pracy.....	3
1.5. Założenia	4
1.6. Metodyka badań	5
1.7. Struktura pracy	5
1.8. Terminologia	6
1.9. Wykaz ważniejszych oznaczeń	7
2. Źródła plazmy nietermicznej	9
2.1. Wstęp.....	9
2.2. Reaktory plazmy nietermicznej z barierą dielektryczną	9
2.2.1. Parametry elektryczne.....	9
2.2.2. Pomiar mocy czynnej.....	17
2.2.3. Laboratoryjny reaktor DBD.....	19
2.2.4. Wnioski.....	22
2.3. Systemy zasilania reaktorów plazmy nietermicznej z barierą dielektryczną.....	23
2.3.1. Wstęp.....	23
2.3.2. Podstawowe topologie przekształtników rezonansowych.....	23
2.3.3. Wnioski.....	31
3. Proponowana topologia przekształtnika rezonansowego.....	32
3.1. Zasada działania	32
3.2. Podstawowe zależności	35
3.3. Dobór parametrów	41
4. Badania symulacyjne	46
5. Redukcja napięć na elementach półprzewodnikowych	54
6. Tryb pracy z modulacją PDM	61
7. Transformator wysokiego napięcia	70
8. Rezonansowy, laboratoryjny przekształtnik tranzystorowy do zasilania reaktora plazmy nietermicznej	78
9. Wyniki badań laboratoryjnych.....	86
9.1. Tryb pracy ciągłej	86
9.2. Tryb pracy z modulacją PDM	101
10. Straty mocy przekształtnika.....	107
11. Wybrane fizykochemiczne wyniki działania systemów plazmy nietermicznej zasilanych przez tranzystorowy przekształtnik rezonansowy	113
12. Wnioski i uwagi końcowe	120
13. Literatura.....	123

1. Wstęp

1.1. Tematyka pracy

Przedmiotem pracy jest falownik rezonansowy, przeznaczony do pracy z obciążeniami charakteryzującymi się dużą zmiennością parametrów.

Wykorzystanie zjawiska rezonansu w przekształtnikach energoelektronicznych jest niezwykle efektywne, zwłaszcza w przypadku wysokoczęstotliwościowego przekształcania energii [1, 2]. Do podstawowych zalet takiego rozwiązania zaliczyć można:

- istotne zmniejszenie strat na przełączanie elementów półprzewodnikowych mocy w związku z możliwością załączania i wyłączania elementów mocy przy zerowych wartościach prądu (ZCS) lub napięcia (ZVS) – [3, 4], co przyczynia się do znacznego wzrostu sprawności,
- redukcja strat na przełączanie pozwala na zwiększenie częstotliwości pracy przekształtnika, co z kolei prowadzi do zmniejszenia gabarytów pojemności i obwodów indukcyjnych i w istotny sposób zmniejsza wskaźnik mocy na objętość przekształtnika [5].

Powyższe zalety przyczyniły się do intensyfikacji badań mających na celu optymalizację powszechnie wykorzystywanych topologii przekształtników rezonansowych oraz propozycji nowych opracowań dla przekształcania energii DC/DC.

Osobną grupę stanowią przekształtniki rezonansowe, w których napięcie lub prąd o wysokiej częstotliwości są niezbędne, aby wywołać określone zjawisko fizyczne w odbiorniku. Należy do nich grzanie indukcyjne (lub topienie czy lutowanie) – [6], systemy zasilania bezprzewodowego [7], technika oświetleniowa oparta na lampach wyładowczych [8], reaktory plazmy nietermicznej [9].

W tej grupie przekształtników często mamy do czynienia ze zmianą nie tylko odbieranej mocy, ale również parametrów, jak np. indukcyjności (np. bardzo silna zmiana w przypadku topienia czy hartowania indukcyjnego), która spowodowana jest zmianą przenikalności magnetycznej materiału poddawanego obróbce. Natomiast w przypadku źródeł promieniowania, jak i reaktorów plazmy nietermicznej, mamy zmianę pojemności odbiornika. Ponieważ indukcyjność i pojemność w sposób zasadniczy wpływają na okres drgań obwodu rezonansowego, to oddziałują również na pracę przekształtnika.

Aby wykorzystać zalety przekształcania rezonansowego niezbędne jest utrzymanie odpowiedniej synchronizacji czasowo-fazowej sterowania elementów, takich jak tranzystory IGBT bądź MOSFET [10, 11].

Nie jest istotną komplikacją projektową, jeśli dynamiczna zmiana parametrów obciążenia jest na tyle mała, że układ sterowania jest w stanie utrzymać w całym zakresie zmian parametrów pracę tranzystorów z miękką komutacją (ZCS, ZVS). Jeśli jednak system sterowania nie jest w stanie utrzymać pracy tranzystorów w miękkiej komutacji, to niezbędne

może okazać się znaczne przewymiarowanie wartości dopuszczalnych elementów przełączających [12]. W skrajnych przypadkach może nastąpić uszkodzenie elementów półprzewodnikowych mocy.

Odbiornikiem o szczególnie dużej dynamice zmian parametrów, takich jak pojemność oraz rezystancja, jest reaktor plazmy nietermicznej [13, 14]. Przyczyną dynamiki zmian parametrów dla reaktora plazmy nietermicznej typu DBD (ang. *Dielectric Barrier Discharge* – wyładowanie z barierą dielektryczną) jest charakter zjawisk fizykochemicznych zachodzących w reaktorze [15].

1.2. Zakres pracy

Praca obejmuje:

- opis zagadnienia zasilania reaktorów z barierą dielektryczną (DBD),
- analizę literatury dotyczącej przekształtników rezonansowych do zasilania reaktorów plazmy nietermicznej typu DBD,
- opis przyjętej do badań topologii przekształtnika rezonansowego,
- badania symulacyjne przekształtnika,
- opis sposobu redukcji napięć na elementach półprzewodnikowych mocy,
- opis trybu pracy przekształtnika z modulacją gęstości impulsów PDM (ang. *Pulse Density Modulation*),
- projekt i wykonanie układu eksperymentalnego,
- badania eksperymentalne i porównanie wyników z wynikami teoretycznymi i uzyskanymi komputerowo,
- wybrane fizykochemiczne wyniki działania systemów plazmy nietermicznej zasilanych przez tranzystorowy przekształtnik rezonansowy.

1.3. Motywacja

Plazmowe techniki usuwania zanieczyszczeń z gazów w ciśnieniu atmosferycznym są metodami stosunkowo nowymi. Ze względu na swoją skuteczność oraz stosunkowo niskie koszty instalacji i eksploatacji, w porównaniu z tradycyjnymi metodami czysto chemicznymi przewiduje się, że technologie plazmy nietermicznej znajdą szerokie zastosowania w przyszłości. Metoda usuwania zanieczyszczeń z gazów o ciśnieniu atmosferycznym polega na wprowadzaniu bezpośrednio do gazu elektronów o energii niezbędnej do zmiany właściwości fizykochemicznych środowiska (często około 10 eV), destrukcji cząstek i tworzenie rodników prowadzących do pożądanych przemian chemicznych. Podstawową zaletą metody jest to, iż ukierunkowane procesy chemiczne przebiegają przy stosunkowo niewielkim przyroście temperatury a energia dostarczana do środowiska zawiera się od 0,1 do kilkuset Wh/Nm³. Generowanie elektronów, zdolnych do tworzenia rodników,

jest efektem wyładowań filamentarnych zachodzących w gazie przy ciśnieniu atmosferycznym, a w konsekwencji w obwodzie elektrycznym powstają krótkotrwałe impulsy prądu trwające od kilku do kilkudziesięciu nanosekund i amplitudzie od ułamka do nawet kilkuset miliamperów. Powyższe wartości są mocno zależne zarówno od konstrukcji reaktora DBD, kształtu fali napięcia, jak i topologii układu zasilania.

Dla dużych instalacji przemysłowych pojemność reaktora DBD może dochodzić nawet do kilkuset nF, co przy zasilaniu impulsowym powoduje przepływ znacznych prądów obciążających przekształtnik. Stosowane obecnie źródła zasilania reaktorów DBD wykonywane są w oparciu na technice rezonansu elektrycznego, natomiast często typowe rozwiązania przekształtników rezonansowych, o topologii mostka 4T lub półmostka 2T, wymagają precyzyjnego sterowania tranzystorami, przeważnie uwarunkowanymi zerową wartością prądu w chwili komutacji (przełączanie „miękkie” – ZCS, ZVS). Ponieważ obwód obciążenia przekształtnika stanowi reaktor plazmy nietermicznej z barierą dielektryczną, którego parametry elektryczne charakteryzują się silną nieliniowością, to efektywne sterowanie jest mocno utrudnione. Dodatkowo na prąd składowej pojemnościowej reaktora nakłada się prąd od wyładowań filamentarnych w gazie, co w zasadniczy sposób utrudnia identyfikację chwili przejścia prądu przekształtnika przez zero. Nieliniowa charakterystyka prądowo-napięciowa wynika z nieliniowej zmiany parametrów elektrycznych reaktora wskutek zjawisk fizykochemicznych, co wpływa na zmianę częstotliwości rezonansowej obwodów wyjściowych. Nieostre przejście prądu przez zero spowodowane jest pobieraniem przez reaktor krótkotrwałych impulsów prądu trwających od kilku do kilkudziesięciu nanosekund, wywołanych wyładowaniami filamentarnymi w gazie. Dlatego stosowanie typowych algorytmów sterowania tranzystorami mostka może powodować duże starty łączeniowe. Dodatkowym utrudnieniem jest znaczący wpływ parametrów pasożytniczych przekształtnika na wartość prądu wyładowań filamentarnych.

Bardzo istotne jest poszukiwanie takiej topologii przekształtnika, która pozwoli na opracowanie algorytmów sterowania niewrażliwych na opisane wyżej zjawiska.

1.4. Teza oraz cel pracy

Teza pracy:

Możliwe jest opracowanie rezonansowego przekształtnika tranzystorowego, który:

- jest przystosowany do zasilania reaktora plazmy nietermicznej typu DBD,
- gwarantuje przełączanie kluczy z zerową wartością napięcia lub prądu bez względu na zmiany parametrów obciążenia o charakterze pojemnościowym,
- jest odporny na oddziaływanie wyładowań filamentarnych oraz zwarć w reaktorze,
- umożliwia regulację mocy wyjściowej.

Celem pracy było opracowanie topologii, analiza, budowa prototypu i kompleksowe badania rezonansowego przekształtnika tranzystorowego wysokiego napięcia i wysokiej częstotliwości (HV–HF).

Praca jest kontynuacją dotychczasowych badań prowadzonych w Katedrze Elektroenergetyki i Napędów Elektrycznych ZUT w Szczecinie we współpracy z Instytutem Plazmy Nietermicznej INP-Greifswald (Niemcy) nad rezonansowymi przekształtnikami energoelektronicznymi, które doprowadziły do opracowania topologii układów umożliwiających fazową regulację parametrów elektrycznych wyładowania filamentarnego [16 – 18].

1.5. Założenia

Praca ma charakter teoretyczno-obliczeniowo-eksperymentalny, w której założono, że:

- Analiza dotyczy głównie ustalonego stanu pracy przekształtnika. Zawory energoelektroniczne w analizie matematycznej przyjęto jako idealne. W analizie symulacyjnej przyjęto stały spadek napięcia oraz stałą rezystancję dynamiczną w stanie przewodzenia. Pomija się straty mocy w układzie sterowania, pomiarowym i sterownikach tranzystorów.

- Do badań symulacyjnych wykorzystano oprogramowanie Simplorer 9.0 firmy ANSYS. Obliczenia polowe transformatora wykonano w programie Maxwell 13. Wyniki badań symulacyjnych i eksperymentalnych opracowano w programie MATLAB R2010a. Oprogramowanie mikrokontrolera sterującego napisano w środowisku AVR Studio 4 połączonym z kompilatorem języka C z programu WinAVR 20100110. Rysunki wykonano w programie Microsoft Visio 2010.

- Badania laboratoryjne opisane w rozprawie doktorskiej przeprowadzono głównie na prototypie przekształtnika wykonanym dla Akademii Morskiej w Szczecinie po uprzednich niezbędnych modyfikacjach sprzętowych i programowych. Przekształtnik wykonany był w ramach projektu prowadzonego przez Instytut Plazmy Nietermicznej INP (Greifswald, Niemcy) z Akademią Morską (Szczecin) i innymi partnerami pt. „Plazmowo-katalityczny układ oczyszczania spalin do silników okrętowych” w programie międzynarodowym MARTEC ERA-NET Maritime Technologies. Powyższy przekształtnik wykorzystywany jest obecnie do zasilania reaktora DBD plazmowo-katalitycznego systemu oczyszczania spalin w Laboratorium Siłowni Okrętowych w Akademii Morskiej w Szczecinie.

W poszczególnych częściach pracy sformułowano założenia szczegółowe lub poszerzono zakres rozważań.

1.6. Metodyka badań

Zastosowana w pracy metodyka badań jest typowa dla współczesnych prac z zakresu energoelektroniki i zawiera:

- analizę matematyczną topologii,
- badania symulacyjne modelu,
- badania eksperymentalne w celu weryfikacji modelu oraz zbadania właściwości przekształtnika.

Analiza matematyczna obejmuje opracowane przez autora modele matematyczne dla podstawowych stanów pracy układu. Pozwalają one na obliczenie maksymalnych, teoretycznych wartości napięć i prądów, jakim poddawane są elementy półprzewodnikowe, oraz teoretyczny dobór elementów pasywnych i zakresu dopuszczalnych zmian sterowania na podstawie założonych parametrów wejściowych.

Badania symulacyjne przeprowadzono na modelach komputerowych proponowanego przekształtnika opracowanych przez autora w programie Simplorer 9.0 firmy ANSYS. Pozwalają one zbadać zachowanie się układu w zależności od wartości elementów i wyznaczenie podstawowych charakterystyk przekształtnika.

Badania laboratoryjne przeprowadzono na zaprojektowanym, skonstruowanym i oprogramowanym przez autora prototypowym układzie laboratoryjnym. Pozwalają one zweryfikować uzyskane wyniki teoretyczne i symulacyjne oraz zbadać właściwości.

1.7. Struktura pracy

Praca składa się z 12 rozdziałów oraz spisu literatury. Pierwsze dwa rozdziały mają charakter wprowadzający do pracy.

W rozdziale 1. ujęto podstawowe informacje o pracy, tematykę, zakres, motywację itd.

W rozdziale 2. opisano podstawowe konstrukcje reaktorów z barierą dielektryczną, opisano parametry elektryczne charakteryzujące reaktor i sposoby pomiaru mocy czynnej. Opisano również zaprojektowany i wykonany model reaktora DBD, który służy jako obciążanie laboratoryjne. Przedstawiono także wady i zalety podstawowych topologii przekształtników rezonansowych spotykanych w literaturze naukowej i używanych do zasilania tego typu reaktorów.

Rozdział 3. obejmuje opis zasady działania proponowanej topologii rezonansowego przekształtnika tranzystorowego, podstawowe zależności matematyczne opisujące przebieg i maksymalne wartości napięcia i prądu w istotnych punktach obwodu, które pozwalają na stworzenie algorytmu doboru wartości elementów i parametrów projektowanego przekształtnika.

Rozdział 4. zawiera wyniki badań symulacyjnych proponowanej topologii przekształtnika wykonane w programie Simplorer 9.0 firmy ANSYS.

Kolejne dwa rozdziały opisują propozycję modyfikacji podstawowej topologii przekształtnika o obwód ograniczania napięcia na elementach półprzewodnikowych mocy (rozdział 5.) oraz obwód odzysku energii w trybie pracy PDM (rozdział 6.).

W rozdziale 7. opisano sposób doboru parametrów transformatora wysokiego napięcia, konstrukcję mechaniczną i wynikające z tego właściwości elektryczne. Badania przeprowadzono za pomocą programu Simplorer 9.0 i Maxwell 13 firmy ANSYS.

Rozdział 8. obejmuje opis konstrukcji rezonansowego laboratoryjnego przekształtnika tranzystorowego.

Kolejne dwa rozdziały obejmują opis przeprowadzonych badań laboratoryjnych przekształtnika dla trybu pracy ciągłej oraz PDM (rozdział 9.), jak również analizę strat mocy przekształtnika (rozdział 10.).

Wybrane fizykochemiczne wyniki działania systemów plazmy nietermicznej zasilanych przez tranzystorowy przekształtnik rezonansowy przedstawiono w rozdziale 11.

Ostatni rozdział pracy (12) stanowi podsumowanie, wnioski i oryginalne osiągnięcia Autora.

W pracy zamieszczono spis najważniejszych pozycji literaturowych dotyczących omawianego tematu (rozdział 13.).

1.8. Terminologia

DBD – wyładowanie z barierą dielektryczną (ang. *Dielectric Barrier Discharge*).

HV–HF – wysokie napięcie i wysoka częstotliwość (ang. *High Voltage, High Frequency*).

NO_x – tlenki azotu.

NTP – plazma nietermiczna (ang. *Non-Thermal Plasma*).

PDM – modulacja gęstości impulsów (ang. *Pulse Density Modulation*).

PM – cząstki stałe (ang. *Particulate Matter*).

PWM – modulacja szerokości impulsów (ang. *Pulse Width Modulation*).

SD – wyładowanie powierzchniowe (ang. *Surface Discharge*).

SO_x – tlenki siarki.

Sterownik tranzystora – układ zapewniający odpowiednie wartości napięcia i prądu sterującego tranzystorem IGBT. Sterowniki mogą mieć dodatkowe funkcje zabezpieczające tranzystory np. przed prądem zwarciovym.

VD – wyładowanie objętościowe (ang. *Volume Discharge*).

ZCS – przełączanie przy zerowej wartości prądu (ang. *Zero Current Switching*).

ZVS – przełączanie przy zerowej wartości napięcia (ang. *Zero Voltage Switching*).

1.9. Wykaz ważniejszych oznaczeń

A_e	–	pole przekroju poprzecznego rdzenia ferromagnetycznego
A_L	–	współczynnik charakteryzujący rdzeń ferromagnetyczny
B_{MAX}	–	maksymalna wartość indukcji magnetycznej
C	–	pojemność
C_d	–	pojemność dielektryka
C_{DBD}	–	pojemność reaktora DBD
C_g	–	pojemność szczeliny powietrznej
C_p	–	pojemność kondensatora pomiarowego
d	–	grubość dielektryka
E	–	energia elektryczna
E_d	–	energia wejściowa falownika
E_{REC}	–	energia wydzielona podczas wyłączenia diody
E_{Toff}	–	energia wydzielona podczas wyłączenia tranzystora
E_{Ton}	–	energia wydzielona podczas załączenia tranzystora
f	–	częstotliwość
g	–	długość szczeliny powietrznej
i	–	wartość chwilowa prądu
I_d	–	prąd wejściowy falownika
$I_{D(AV)}$	–	średnia wartość prądu diody
$I_{D(RMS)}$	–	skuteczna wartość prądu diody
$I_{Dn(MAX)}$	–	maksymalna wartość prądu diody
$I_{Sn(MAX)}$	–	maksymalna wartość prądu tranzystora
$I_{T(AV)}$	–	średnia wartość prądu tranzystora
$I_{T(RMS)}$	–	skuteczna wartość prądu tranzystora
k	–	współczynnik sprzężenia magnetycznego
L	–	indukcyjność
N	–	liczba zwojów
P_d	–	wejściowa moc czynna falownika
P_{DBD}	–	moc czynna reaktora DBD
P_{Tr}	–	wejściowa moc czynna transformatora
P_δ	–	straty mocy w dielektryku
Q_n	–	współczynnik dobroci obwodu rezonansowego, ładunek elektryczny
r_D	–	rezystancja dynamiczna diody
R_g	–	rezystancja szczeliny powietrznej
R_o	–	rezystancja odbiornika
r_T	–	rezystancja dynamiczna tranzystora
$tg\delta$	–	tangens kąta strat dielektrycznych

T_j	–	temperatura struktury półprzewodnikowej (złączowej)
T_n	–	okres drgań obwodu rezonansowego
$T_{ON(Sn)}$	–	czas załączenia tranzystora
u	–	wartość chwilowa napięcia
$U_{C21(MAX)}$	–	wartość maksymalna napięcia na kondensatorze C_2
$U_{Cr(MAX)}$	–	wartość maksymalna napięcia na kondensatorze C_r
U_d	–	napięcie wejściowe falownika
U_{D0}	–	napięcie progowe diody
$U_{DBD(RMS)}$	–	wartość skuteczna napięcia na reaktorze DBD
$U_{Dn(MAX)}$	–	wartość maksymalna napięcia na diodzie
U_{ig}	–	napięcie krytyczne
U_p	–	napięcie na kondensatorze pomiarowym
U_{pk}	–	wartość szczytowa napięcia
U_{RMS}	–	wartość skuteczna napięcia
$U_{Sn(MAX)}$	–	maksymalne napięcie na tranzystorze
U_{T0}	–	napięcie progowe tranzystora
U_{WE}	–	napięcie wejściowe
U_{WY}	–	napięcie wyjściowe
Z	–	przekładnia zwojowa transformatora
α	–	kąt opóźnienia załączenia tranzystorów głównych
β	–	kąt opóźnienia załączenia tranzystora odzysku energii
ΔE_{C2}	–	zmiana energii kondensatora C_2
ΔP_{DCON}	–	straty przewodzenia diody
ΔP_{DREC}	–	straty wyłączania diody
ΔP_{TCON}	–	straty przewodzenia tranzystora
ΔP_{Tr}	–	straty w transformatorze
ΔP_{TSW}	–	straty łączeniowe tranzystora
ε_d	–	przenikalność względna dielektryka
η_n	–	sprawność energetyczna
τ	–	czas przewodzenia tranzystora/diody
ω_n	–	pulsacja obwodu rezonansowego

2. Źródła plazmy nietermicznej

2.1. Wstęp

Technologia plazmy nietermicznej NTP (ang. *Non-Thermal Plasma*) znajduje szerokie zastosowanie w modyfikacji właściwości powierzchniowych materiałów [19, 20], próżniowym nanoszeniu warstw materiałów [21], konstrukcji energooszczędnych źródeł światła [22], ochronie środowiska (dezodoryzacji [23], oczyszczaniu powietrza ze szkodliwych substancji lotnych [24], oczyszczaniu gazów spalinowych [25]), usuwaniu mikroorganizmów [26, 27], biotechnologii i medycynie [28].

Proces powstawania wyładowań w gazach jest złożony [13, 29] i zależy od bardzo wielu czynników zewnętrznych, takich jak: temperatura, ciśnienie, skład chemiczny i prędkość przepływu gazu. Istotne znaczenie ma tu również konstrukcja samego reaktora, a więc geometria i wzajemne położenie elektrod i dielektryka, materiał dielektryka [30].

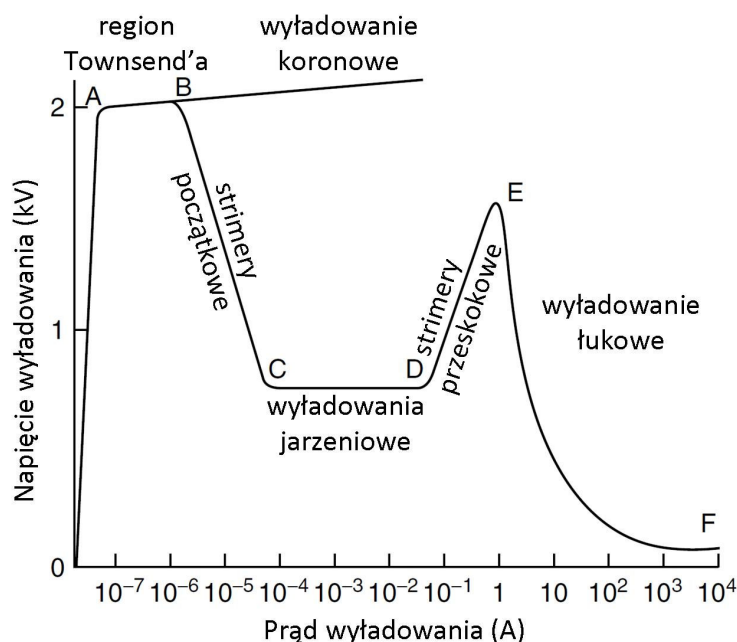
Opis procesów zachodzących w gazie pod wpływem wyładowań jest również skomplikowany, co sprawia, że modelowanie komputerowe pozwalające określić skład gazu po działaniu plazmy jest możliwe tylko dla prostych mieszanin czystych chemicznie [31 – 33].

W rozdziale skupiono się na omówieniu zagadnienia elektrycznego zasilania reaktorów DBD.

2.2. Reaktory plazmy nietermicznej z barierą dielektryczną

2.2.1. Parametry elektryczne

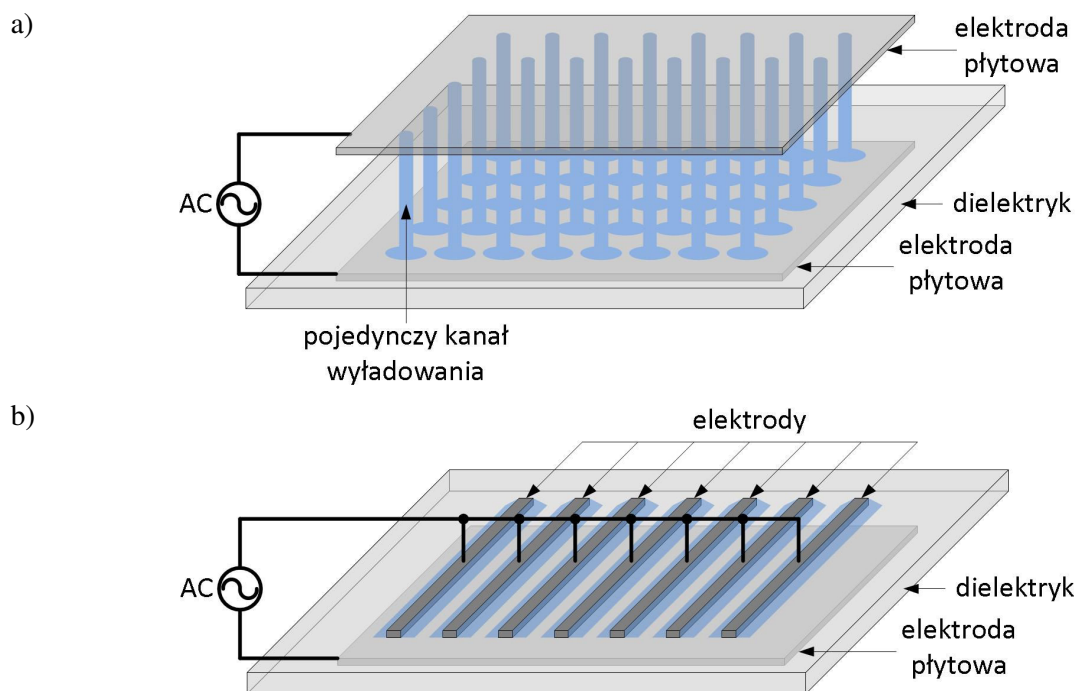
Zjawiska towarzyszące wyładowaniom elektrycznym w gazach są badane od chwili pojawienia się praktycznych zastosowań energii elektrycznej. Związane jest to z powietrzem, które było nieodłącznym składnikiem stosowanych układów izolacyjnych. Po raz pierwszy wyładowanie koronowe praktycznie wykorzystali bracia Siemens w 1857r. w ozonatorach. Szczegółowe ujęcie historyczne wyładowań z barierą dielektryczną można znaleźć w [13], gdzie autor odnosi się do ponad 300 publikacji z tej dziedziny. Typową charakterystykę prądu w funkcji napięcia podanego na elektrody umieszczone w gazie przedstawiono na rys. 2.1.



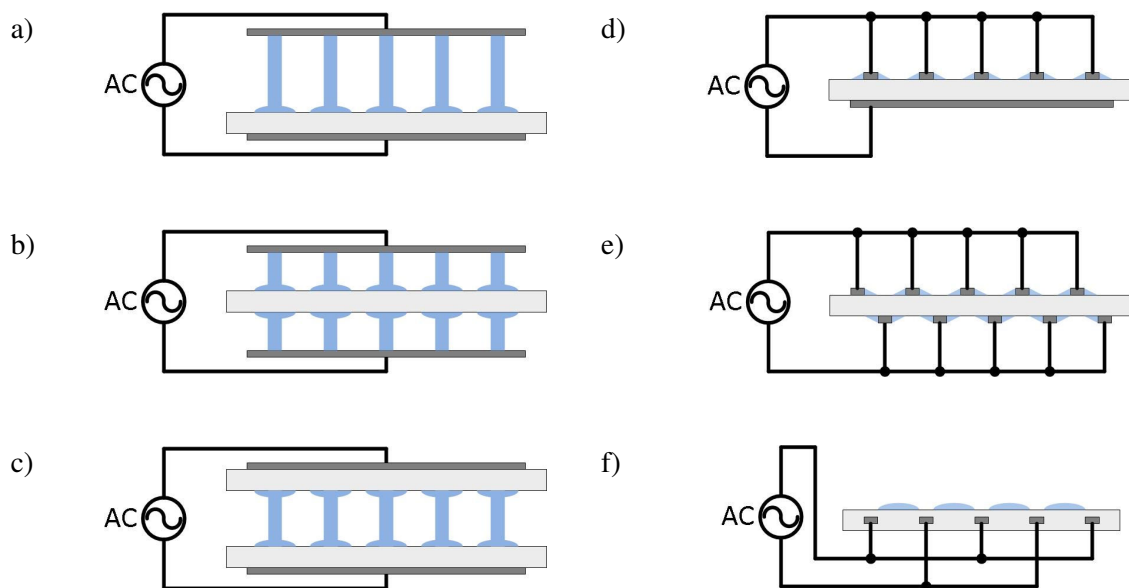
Rys. 2.1. Uogólniona charakterystyka napięcia w funkcji prądu dla elektrod umieszczonych w gazie [19, 34]

Uzyskanie stabilnych warunków generacji plazmy niskotemperaturowej w układzie elektrody–gaz jest trudne. Aby nie dopuścić do wyładowań typu łukowego stosowane są rezystory o dużej wartości, ograniczające prąd wyładowania koronowego do wartości kilkudziesięciu mA lub elektrody o wysokiej rezystywności [35]. Bardziej efektywnym sposobem stabilizacji warunków generacji plazmy nietermicznej okazało się umieszczenie pomiędzy elektrodami dielektryka stałego. Stosowane w praktyce reaktory plazmy nietermicznej typu DBD w technologii ochrony środowiska, a zwłaszcza usuwania lotnych związków organicznych VOC (ang. *Volatile Organic Compound*) z powietrza, wykonane są według jednego ze schematów przedstawionych na rys. 2.3.

Konstrukcje reaktorów DBD podzielić można ze względu na rozkład elektrod i dielektryka oraz rodzaj wyładowania. Wyróżnia się reaktory o wyładowaniu powierzchniowym (SD – *Surface Discharge* [27], rys. 2.2b), reaktory o wyładowaniu objętościowym (VD – *Volume Discharge* [36], rys. 2.2a) oraz reaktory z wypełnionym łóżem [24, 37, 38]. Występują również konstrukcje hybrydowe łączące cechy podstawowych konfiguracji przedstawionych powyżej [39, 40]. Podstawowe konfiguracje reaktorów SD i VD przedstawiono na rys. 2.3.



Rys. 2.2. Przykładowy wygląd reaktora: a) z wyładowaniem objętościowym (VD); b) z wyładowaniem powierzchniowym (SD)



Rys. 2.3. Możliwe konfiguracje wzajemne układu dielektryk-elektroda. a, b, c) w reaktorze DBD z wyładowaniem objętościowym (VD), a) z dielektrykiem jednostronnym, b) z dielektrykiem jednostronnym symetrycznym, c) z dielektrykiem dwustronnym; d, e, f) w reaktorze DBD z wyładowaniem powierzchniowym (SD), d) w układzie elektroda-płyta, e) z elektrodami równoległymi, f) koplanarny

Grubość warstwy dielektryka stałego waha się w granicach od 0,5 do 4 mm, w podobnym zakresie mieści się długość szczeliny wyładowczej [14]. Elektrody wykonane najczęściej

z metalu mogą mieć strukturę płyty płaskiej [41], płyty ryflowanej, np. w postaci piramid, siatki [42, 43] rzadziej szczotki. Bardzo często z racji łatwiejszego wykonania i utrzymania precyzji reaktory mają konstrukcję cylindryczną, np. konstrukcje ozonatorów [44].

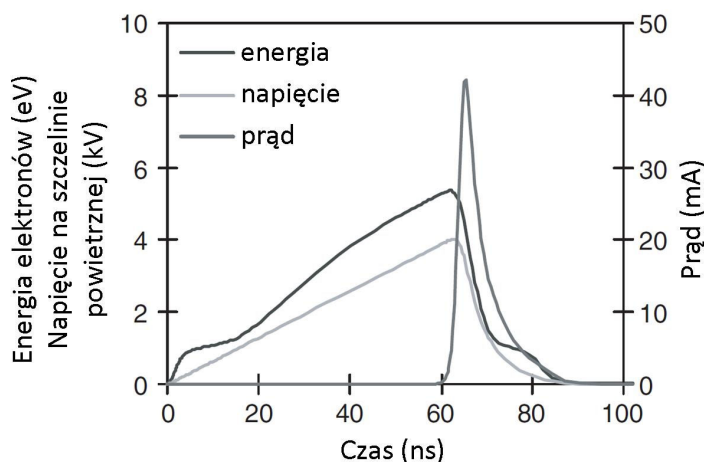
Jak wynika z rysunku 2.2a, konstrukcja reaktora DBD wykazuje pełną analogię z konstrukcją kondensatora wielowarstwowego. Napięcie przyłożone do elektrod reaktora rozkłada się pomiędzy warstwę dielektryka stałego i szczelinę gazową odwrotnie proporcjonalnie do pojemności warstwy dielektryka stałego i dielektryka gazowego, jaki stanowi szczelina. Ponieważ względna przenikalność dielektryczna dielektryka stałego jest od kilku nawet do kilku tysięcy razy większa niż powietrza [45], to przyłożone napięcie prawie w całości odkłada się na szczelinie [25, 46]. Aby uzyskać wyładowanie koronowe w reaktorze DBD, natężenie pola elektrycznego w szczelinie powinno osiągnąć wartość napięcia krytycznego. Dla danego układu elektrod i dielektryka umieszczonych w azocie i stałych warunków fizykochemicznych napięcie krytyczne U_{ig} ma wartość [29]:

$$U_{ig} = (1,99g + 2,06) \text{ kV} \quad (2.1)$$

gdzie:

g – długość szczeliny w mm.

Przykładowy przebieg prądu i napięcia pojedynczego wyładowania przedstawiono na rys. 2.4.



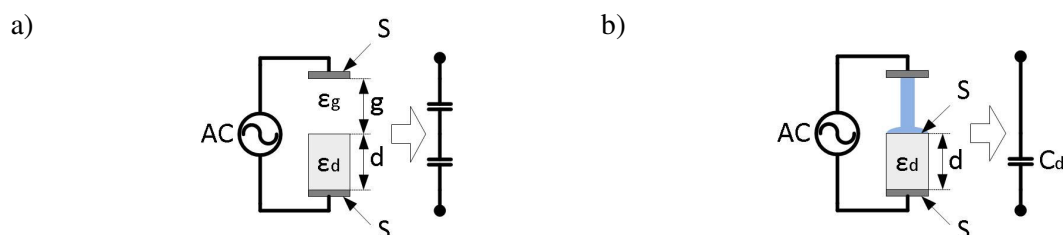
Rys. 2.4. Przykładowy przebieg prądu i napięcia na szczelinie powietrznej dla wyładowania w reaktorze z barierą dielektryczną dla gazu syntetycznego pod ciśnieniem atmosferycznym [47]

Mikrowyładowania w szczelinie charakteryzują się następującymi parametrami [14, 32, 33];

- promień kanału wyładowania: około 0,1 mm,
- czas trwania: 1–10 ns,
- amplituda prądu: 0,1 mA,

- gęstość prądu: 100–1000 A/cm²,
- ładunek: 0,1–1 nC,
- gęstość elektronów: 10¹⁴–10¹⁵/cm³,
- energia elektronów: 1–10 eV,
- gęstość energii: 10 mJ/cm³.

Na rysunku 2.5 przedstawiono poglądowy szkic wycinka reaktora przed i po przekroczeniu poziomu napięcia krytycznego U_{ig} dla pojedynczego wyładowania filamentarnego.



Rys. 2.5. Poglądowy szkic wycinka reaktora DBD dla: a) stanu przed i b) po przekroczeniu napięcia krytycznego

Na rysunku 2.5a przedstawiono stan, gdy napięcie na elektrodach reaktora jest niższe od poziomu napięcia krytycznego U_{ig} . Pojemność widziana na zaciskach jest wówczas równa szeregowemu połączeniu pojemności szczeliny powietrznej C_g i pojemności dielektryka C_d . Po przekroczeniu wartości poziomu napięcia krytycznego następuje przebicie gazu i zwarcie pojemności szczeliny powietrznej. Pojemność widziana na zaciskach reaktora jest wówczas równa pojemności dielektryka C_d (rys. 2.5b).

Poniżej przedstawiono zależność, która pozwala na podstawie pojemności dielektryka, odległości d i g oraz przenikalności względnej dielektryka obliczyć szeregową pojemność reaktora:

$$C_{DBD} \cong \frac{C_g}{1 + \frac{d}{g \epsilon_d}} \quad (2.2)$$

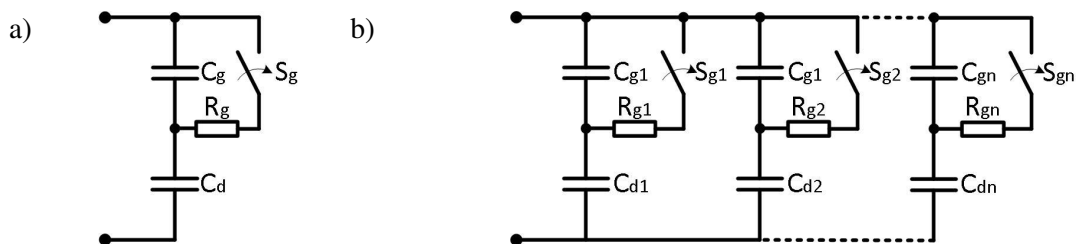
gdzie:

- ϵ_d – przenikalność względna dielektryka,
- d – grubość dielektryka,
- g – długość szczeliny.

Schemat zastępczy pojedynczego wyładowania najczęściej występuje z szeregowo połączoną pojemnością dielektryka C_d i pojemnością szczeliny powietrznej C_g ,

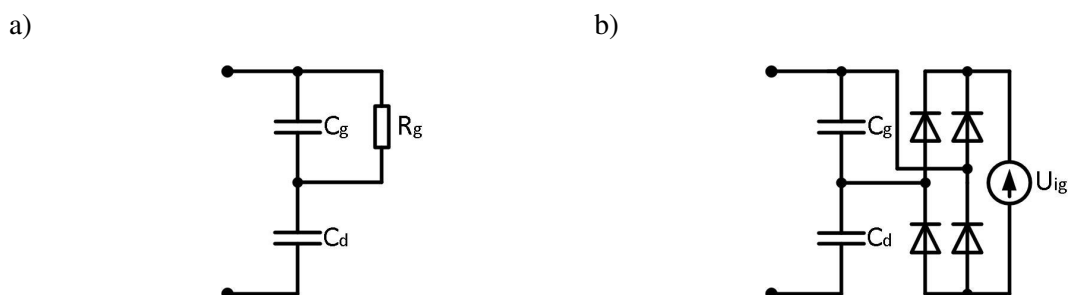
która po przekroczeniu przez napięcie zasilające wartości napięcia krytycznego zwierana jest przez kanał wyładowania filamentarnego o zastępczej rezystancji R_g [13, 42]. Powyższy schemat przedstawiono na rys. 2.6a.

Kształt napięcia i prądu elektrycznego wskazuje, że reaktor jest elementem silnie nieliniowym o charakterze pojemnościowo-rezystancyjnym. Jeśli przyjąć, że schemat zastępczy ma uwzględnić każde mikrowyładowanie, wówczas konieczne stanie się sporządzenie bardzo rozbudowanego schematu zastępczego (rys. 2.6b).



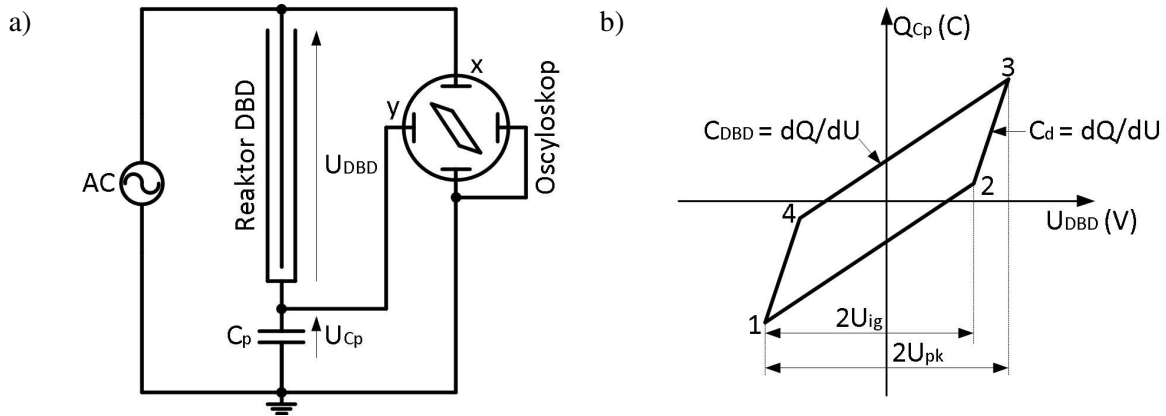
Rys. 2.6. Schemat zastępczy: a) pojedynczego kanału wyładowania; b) uwzględniający każde mikrowyładowanie

Praktyczne wykorzystanie schematu ekwiwalentnego, opartego na mikrowyładowaniach do analizy i syntezy topologii układów zasilających reaktory typu DBD jest pracochłonne, a w przypadku reaktorów o dużej powierzchni wręcz niemożliwe, ponieważ należy wyznaczyć zbyt dużą liczbę parametrów elektrycznych mikrowyładowań. Dodatkowym problemem jest rozłożenie poszczególnych wyładowań w funkcji zmian napięcia zasilania reaktora. Jeżeli przyjmie się, że pojemność wypadkowa dielektryka C_d reaktora dla danego stanu obciążenia stanowić będzie sumę jednostkowych pojemności mikrowyładowania i analogicznie pojemność wypadkowa szczeliny C_g , to schemat zastępczy dla reaktora wielkopowierzchniowego DBD uprości się do postaci przedstawionej na rys. 2.7a.



Rys. 2.7. Schematy zastępcze reaktora DBD wielkopowierzchniowego [48]

Dla identyfikacji parametrów schematu zastępczego reaktorów o dużej powierzchni szczególnie przydatna okazała się analiza krzywej Lissajous. Typowy (idealny) przebieg krzywej Lissajous dla wyładowań z barierą dielektryczną przedstawiono na rys. 2.8b. Do pomiaru ładunku niezbędny jest kondensator pomiarowy C_p włączony w szereg z badanym reaktorem (rys. 2.8a). Jego wartość powinna być tak dobrana, aby w minimalnym stopniu zmniejszyć napięcie zasilające reaktor a sygnał pomiarowy był wolny od zakłóceń wywołanych wyładowaniami filamentarnymi. Dobór typu kondensatora jest również niezmiernie ważny – należy dobierać kondensator stabilny temperaturowo i o możliwie najniższym współczynniku stratności $\text{tg}\delta$.



Rys. 2.8. a) Schemat pomiarowy; b) teoretyczny wygląd krzywej Lissajous

Typowa krzywa Lissajous $Q = f(U)$ dla reaktora DBD ma kształt rombu [49]. Pozwala ona na podstawie nachylenia prostych boków rombu wyznaczyć wielkość pojemności zastępczej dielektryka C_d (dla stanu koronowania) oraz pojemności C_{DBD} będącej szeregowym połączeniem C_d i C_g (dla stanu bez koronowania), a także wyznaczyć napięcie krytyczne U_{ig} . Napięcie krytyczne jest to wartość, przy której następuje przebicie szczeliny powietrznej. Powoduje to gwałtowną dodatnią zmianę nachylenia krzywej aż do momentu osiągnięcia przez napięcie zasilające wartości maksymalnej.

Poniżej przedstawiono zależności na obliczenie pojemności dielektryka i szczeliny powietrznej.

$$C_d = \frac{Q_3 - Q_2}{U_3 - U_2} \quad (2.3)$$

$$C_{DBD} = \frac{Q_2 - Q_1}{U_2 - U_1} \quad (2.4)$$

$$C_g = \frac{C_d C_{DBD}}{C_d - C_{DBD}} \quad (2.5)$$

Uwzględniając, że dla danych warunków fizykochemicznych napięcie krytyczne U_{ig} – ma wartość stałą, schemat zastępczy przyjmie postać jak na rys. 2.7b. O przydatności takiej topologii schematu zastępczego reaktora świadczy częste stosowanie w analizie zachowania układów elektrycznego zasilania, gdyż wyniki symulacji oraz pomiary układów rzeczywistych wykazują dużą zbieżność [50 – 54].

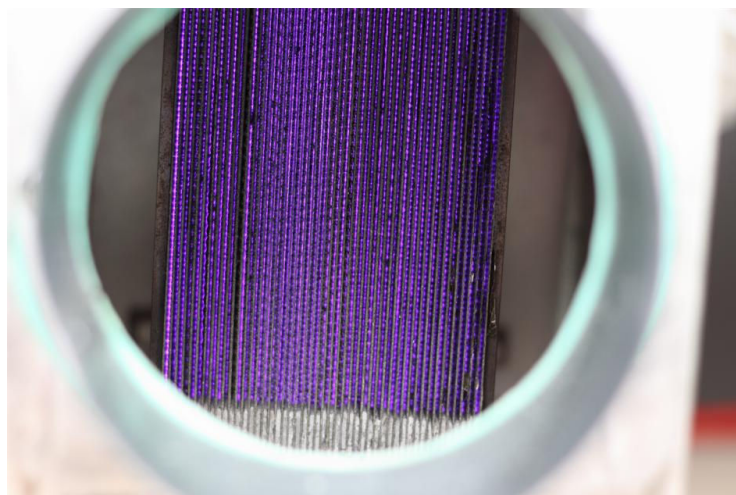
Konstrukcja reaktora DBD wpływa na jego podstawowe parametry użytkowe:

- całkowitą powierzchnię lub objętość wyładowania,
- temperaturę pracy,
- maksymalny przepływ,
- rodzaj gazu,
- spadek ciśnienia przepływającego gazu,
- maksymalną moc elektryczną,
- napięcie maksymalne i minimalne pracy,
- napięcie krytyczne,
- pojemność dielektryka C_d ,
- pojemność szczeliny powietrznej C_g .

Oprócz dużych zmian parametrów schematu zastępczego zachodzących w jednym okresie zmian napięcia zasilania, występują również duże zmiany, które zależne są od stanu obciążenia reaktora, wartości i kształtu napięcia zasilania oraz od ciągle zmieniających się warunków fizykochemicznych gazu w szczelinie. Wynika to ze zmian zarówno liczby i jakości mikrowyładowań, jak i pojemności C_d i C_g [9].

Czas trwania wyładowania wynosi od kilku do kilkunastu nanosekund, a amplituda prądu od ułamka do nawet kilkuset miliamperów. Średnica kanału wynosi zazwyczaj około 10^{-2} – 10^{-1} mm [25, 55], prędkość propagacji wynosi 10^7 – 10^8 cm/s, gęstość prądu w wyładowaniu osiąga kiloamper na centymetr kwadratowy.

Na rysunku 2.9 przedstawiono przykładowe rozwiązanie reaktora DBD.



Rys. 2.9. Przykładowe rozwiązanie konstrukcyjne reaktora DBD

2.2.2. Pomiar mocy czynnej

Poprawne określenie mocy elektrycznej, dostarczanej do reaktora DBD, wymaga dużej uwagi ze względu na jego właściwości elektryczne. W praktyce spotykane są cztery sposoby podejścia do tego problemu. Pierwszy z nich wykorzystuje zależność stworzoną na podstawie badań laboratoryjnych, która pozwala oszacować wartość mocy ozonatorów. Zależność tę opracował elektrochemik T.C. Manley już w 1943 roku [56] – jest to tzw. równanie Manleya – (2.6). Jego wadą jest trudność w określeniu parametrów niezbędnych do obliczeń, biorąc pod uwagę ich zmienność wraz z temperaturą.

$$P = 4f C_d U_{ig} \frac{C_d}{C_d + C_g} [U_{pk} - U_{ig}] \quad (2.6)$$

gdzie:

f – częstotliwość napięcia zasilającego,

U_{ig} – napięcie krytyczne,

U_{pk} – szczytowa wartość napięcia zasilającego.

Wartość napięcia krytycznego ustalić można na podstawie zależności analitycznych omówionych szerzej w [57]. Dodatkowym utrudnieniem jest pobieranie przez reaktor energii poniżej napięcia krytycznego, czyli przy braku wyładowań niezupełnych, co zostało przedstawione w [19]. Moc rozpraszana w dielektryku dla sinusoidalnej fali napięcia zasilającego można obliczyć z zależności:

$$P_{\delta} = U_{RMS}^2 2 \pi f C \operatorname{tg} \delta \quad (2.7)$$

gdzie:

U_{RMS} – wartość skuteczna napięcia,

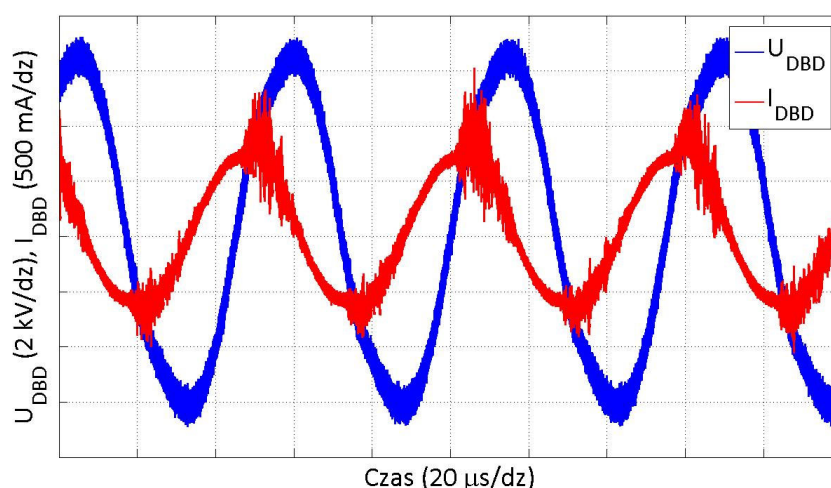
f – częstotliwość pracy,

C – pojemność dielektryka,

$\operatorname{tg} \delta$ – tangens kąta stratności.

Drugim sposobem jest pomiar różnicowy. Polega on na pomiarze mocy wejściowej przekształtnika podczas normalnej pracy, a następnie zastąpieniu reaktora DBD kondensatorem o pojemności równej pojemności wypadkowej reaktora i obliczeniu różnicy mocy. Pomiar musi się odbywać przy tej samej częstotliwości pracy i tej samej wartości napięcia zasilania reaktora. Zakłada się, że różnica tych dwóch wartości przy założeniu identycznych warunków pracy jest mocą dostarczaną do reaktora.

Trzecim sposobem jest określenie wartości mocy na podstawie przebiegu napięcia i prądu reaktora za pomocą oscyloskopu. Jest to podejście naturalne dla przebiegów impulsowych przekształtników niskiego napięcia, umożliwiające pomiar zarówno energii jednego impulsu, jak i mocy wyjściowej. Jednak dla przekształtników wysokiego napięcia, zasilających reaktory DBD, pomiar jest bardzo utrudniony ze względu na silne odkształcenia przebiegu prądu, co przedstawiono na rys. 2.10. Problemem są wyładowania filamentarne trwające od kilku do kilkudziesięciu nanosekund oraz amplitudzie od ułamka miliampera do nawet kilkuset miliamperów, co przy ograniczonej częstotliwości przenoszenia sondy prądowej i kanału pomiarowego oscyloskopu oraz ograniczonej częstotliwości próbkowania może wprowadzać duży błąd pomiaru.



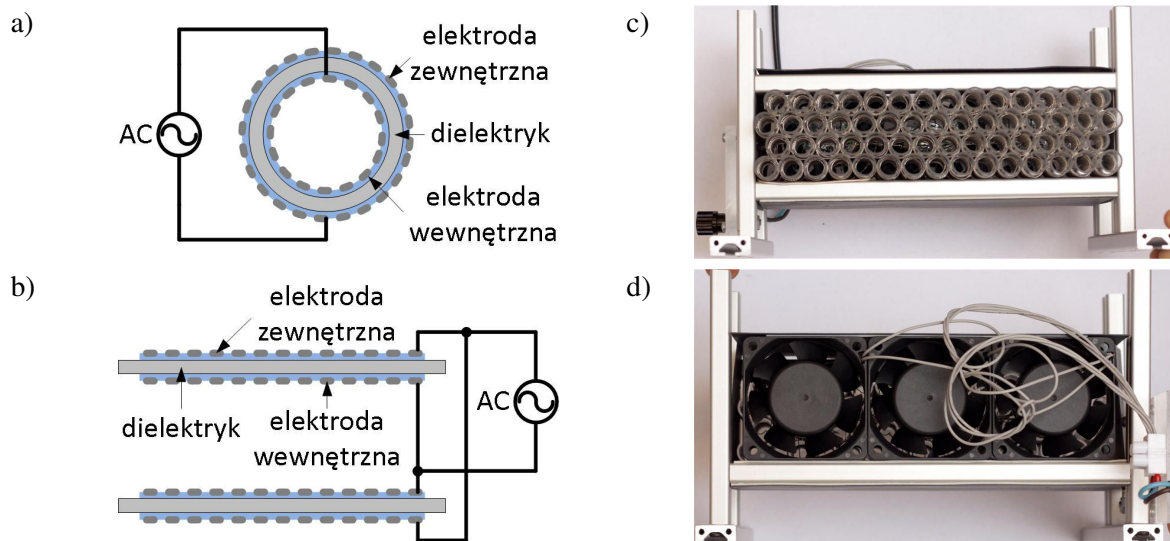
Rys. 2.10. Przykładowy przebieg napięcia i prądu reaktora przy zasilaniu napięciem przemiennym i występujących silnych wyładowaniach filamentarnych, przy mocy reaktora 695 W i częstotliwości 18,2 kHz

Czwarty sposób pomiaru mocy dostarczanej do reaktora opiera się na wykorzystaniu krzywej Lissajous. Może być stosowany tylko do układów zasilanych napięciem przemiennym. Sposób ten wykorzystywany był przez Manleya do wyprowadzenia równania (2.6). Zgodnie z rys. 2.8b, pole krzywej zamkniętej zakreślone przez ładunek Q kondensatora pomiarowego C_p w funkcji napięcia U na reaktorze DBD równe jest energii dostarczonej do reaktora podczas jednego okresu napięcia zasilającego, zgodnie z równaniem [56]:

$$E = \oint U(Q) dQ = C_p \oint U(U_p) dU_p \quad (2.8)$$

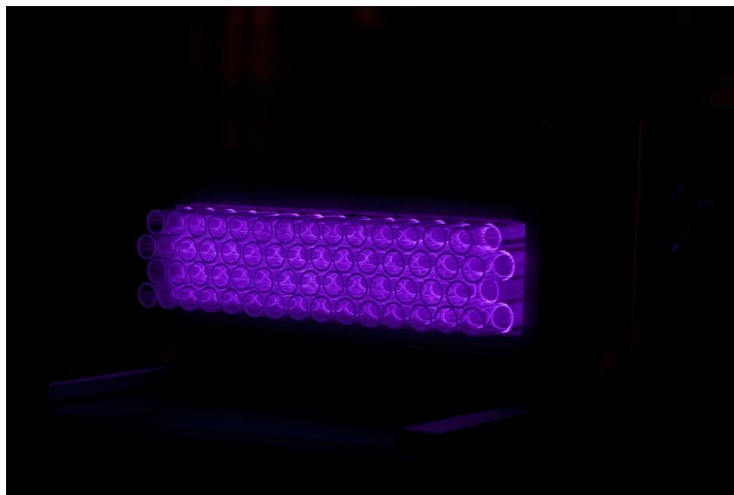
2.2.3. Laboratoryjny reaktor DBD

W celu przeprowadzenia badań laboratoryjnych układu przekształtnika na Wydziale Elektrycznym ZUT w Szczecinie zaprojektowano i wykonano model reaktora DBD (rys. 2.11c i d) służący jako laboratoryjne obciążenie przekształtnika. Konfiguracja bazuje na pojedynczym elemencie zbudowanym z rurki kwarcowej o średnicy zewnętrznej 12 mm z elektrodami w postaci siatki ze stali nierdzewnej, umieszczonej bezpośrednio po wewnętrznej i zewnętrznej stronie powierzchni rury, co przedstawiono na rys. 2.11a i b. Dla zabezpieczenia reaktora przed przegrzaniem zainstalowano wentylatory wymuszające przepływ powietrza wzdłuż osi reaktora.



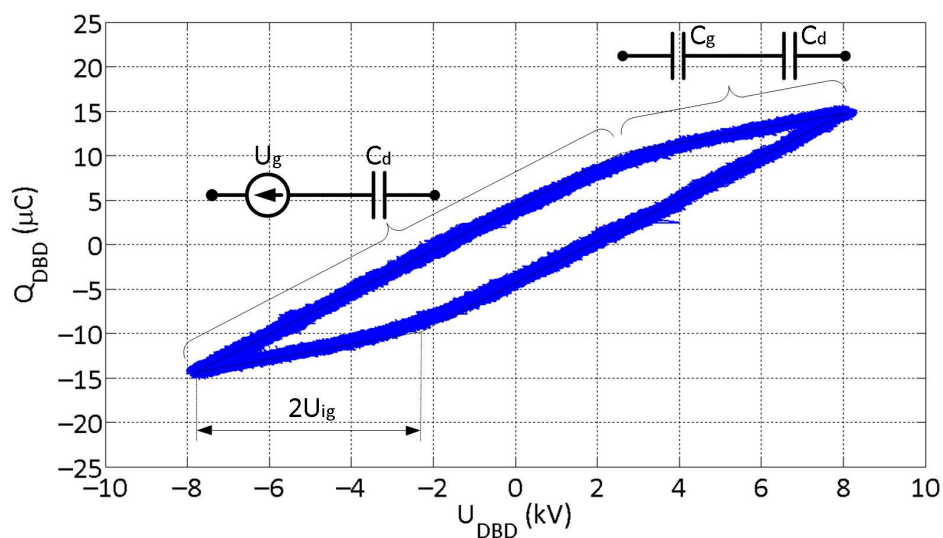
Rys. 2.11. Zaprojektowany i wykonany reaktor DBD do laboratoryjnego obciążania przekształtnika

Na rysunku 2.12 przedstawiono zdjęcie reaktora podczas pracy z mocą około 1,55 kW. Niebieska poświata jest wynikiem promieniowania widzialnego, emitowanego przez gaz wzbudzony do stanu plazmy nietermicznej. Głównym źródłem promieniowania jest gaz w pobliżu elektrod.



Rys. 2.12. Zdjęcie reaktora DBD podczas pracy z mocą około 1,55 kW

Dla zidentyfikowania parametrów modelu reaktora zarejestrowano krzywą Lissajous pozwalającą na wyznaczenie podstawowych parametrów reaktora DBD (rys. 2.13). Zaznaczono na nim również schematy zastępcze reprezentujące podstawowe stany reaktora przed i po przekroczeniu napięcia krytycznego U_{ig} .



Rys. 2.13. Krzywa Lissajous reaktora DBD zarejestrowana przy mocy około 1550 W i częstotliwości 19 kHz

Korzystając z równań 2.3, 2.4 i 2.5, odnoszących się do rys. 2.8, oraz na podstawie wyznaczonych z rys. 2.13 punktów charakterystycznych wyznaczono następujące parametry elektryczne reaktora:

$$C_d \approx 2,4 \text{ nF}$$

$$C_{DBD} \approx 730 \text{ pF}$$

$$C_g \approx 1 \text{ nF}$$

$$U_{ig} \approx 2,75 \text{ kV}$$

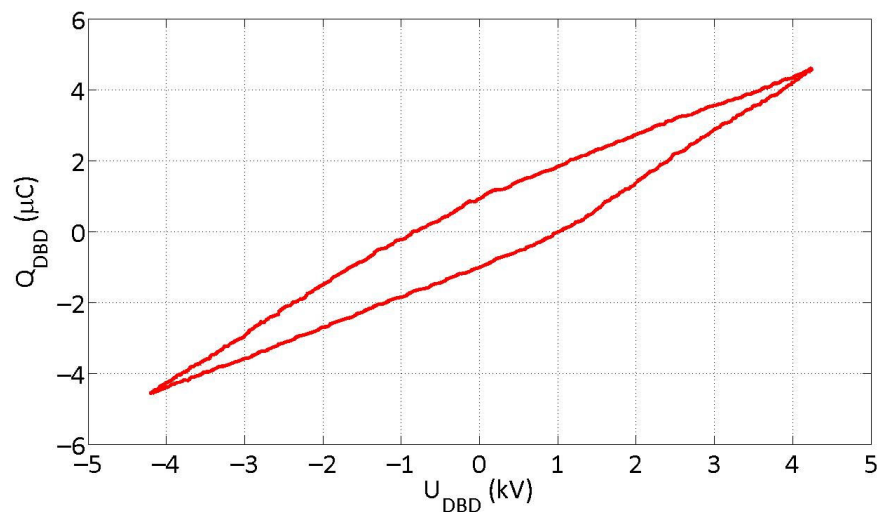
Moc maksymalna, jaka może być rozpraszana w reaktorze, jest na poziomie około 2 kW.

Dla zilustrowania wpływu temperatury reaktora na odbiór mocy przeprowadzono badania porównawcze (rys. 2.14). Pomimo zachowania tego samego napięcia zasilającego, wraz ze wzrostem temperatury reaktora znacząco rośnie również pole krzywej Lissajous. Pod wpływem dostarczanej energii elektrycznej reaktor się rozgrzewa, a to z kolei powoduje zmiany jego parametrów.

a)



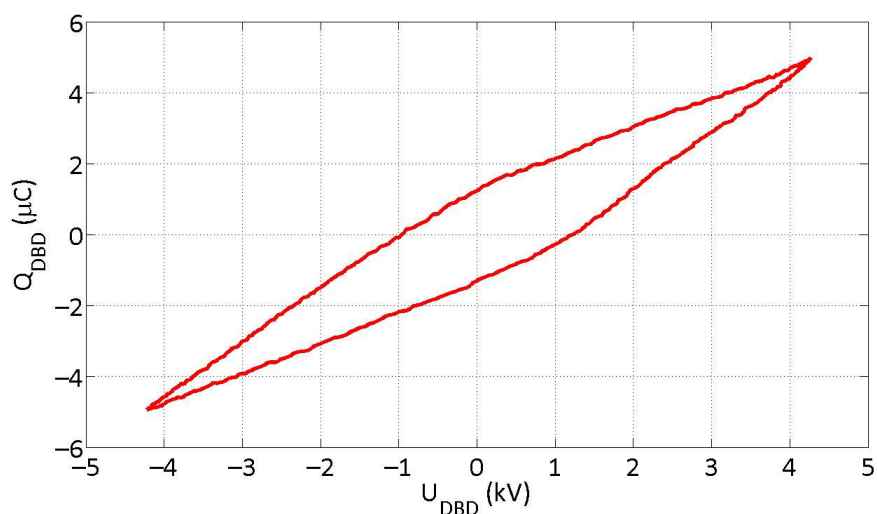
b)



c)



d)



Rys. 2.14. Zmiana parametrów reaktora wraz z upływem czasu i wzrostem temperatury przy stałym napięciu 350 VDC zasilającym przekształtnik; a, b) $E = 9,7$ mJ, $f = 18\,795$ Hz, $P = 182,3$ W; c, d) $E = 12,9$ mJ, $f = 18\,824$ Hz, $P = 242,8$ W

2.2.4. Wnioski

Reaktor plazmy nietermicznej typu DBD charakteryzuje duża wrażliwość parametrów elektrycznych na czynniki zewnętrzne, takie jak: parametry fali napięcia zasilającego, kształt i wzajemne położenie elektrod, temperatura i skład gazu roboczego. Charakteryzuje go również duża pojemność elektryczna, co wpływa na wartość prądu biernego płynącego w obwodach wyjściowych przekształtnika.

Pomiar mocy dostarczanej do reaktora DBD najczęściej obliczany jest metodą krzywej Lissajous, co również pozwala na określenie podstawowych parametrów reaktora.

2.3. Systemy zasilania reaktorów plazmy nietermicznej z barierą dielektryczną

2.3.1. Wstęp

System zasilania jest integralną częścią źródła plazmy nietermicznej i ma bezpośredni wpływ zarówno na parametry fizyczne wyładowania [58 – 60] jak i reakcje chemiczne w gazie [61 – 63].

Istnieje wiele sposobów zasilania reaktorów plazmy nietermicznej. Najczęściej spotykanym kształtem napięcia zasilania reaktorów typu DBD jest wysokonapięciowa fala AC o częstotliwości 50 lub 60 Hz [39, 45, 64]. Ze względu na możliwość regulacji mocy wyjściowej stosuje się układy o modulacji PDM. Często z powodu możliwości płynnej regulacji częstotliwości stosuje się wzmacniacze mocy audio z transformatorem HV [20, 65]. Niektóre rozwiązania opierają się na modulacji PWM (ang. *Pulse Width Modulation*) w celu kształtowania sinusoidalnej fali napięcia podawanej następnie na transformator wysokiego napięcia [66]. Dużą grupę stanowią zasilacze impulsowe unipolarne zarówno do systemów zasilania do reaktorów bezbarierowych [67 – 71] jak i z barierą dielektryczną [72]. Aby wydłużyć żywotność dielektryka, stosuje się również jednookresową falę bipolarną [73] czasami z impulsem polaryzacji wstępnej [74, 75]. Zjawiskiem często wykorzystywanym do kształtowania bardzo krótkich impulsów jest kompresja magnetyczna [76 – 78].

W pracy skupiono się na topologiach rezonansowych do zasilania reaktorów DBD.

2.3.2. Podstawowe topologie przekształtników rezonansowych

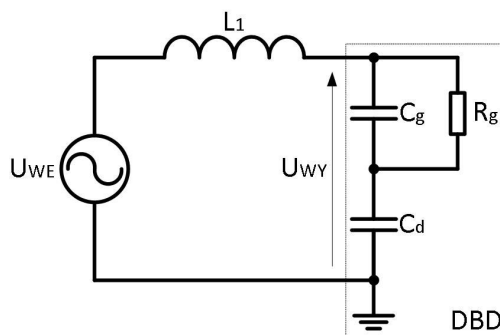
Obciążenie o charakterze pojemnościowym, jakim jest reaktor DBD, w sposób naturalny tworzy swobodnie drgający obwód rezonansowy z wyjściowymi elementami indukcyjnymi przekształtnika. Z tego też powodu bardzo atrakcyjnym sposobem zasilania są przekształtniki rezonansowe.

Poniżej przedstawiono rozwiązania przekształtników rezonansowych stosowanych do zasilania reaktorów DBD. Na podstawie analizy modelu omówiono wady i zalety poszczególnych topologii. W rzeczywistości każda z przedstawionych topologii z reguły zawiera transformator wysokiego napięcia, który został pominięty przy założeniu, że jest to transformator idealny. Elementy indukcyjne i pojemnościowe przeliczono na pierwotną stronę transformatora. Dla każdej topologii wykreślono charakterystyki amplitudowe wzmocnienia napięciowego dla różnych wartości rezystancji R_g , która symbolizuje zmienną rezystancję gazu w szczeliny powietrznej w zależności od temperatury, mocy, przepływu, składu gazu, wilgotności. Zbadano również wpływ zwarcia w reaktorze na pracę falownika. Do badania przyjęto model reaktora wielkopowierzchniowego z rys. 2.7a, dla którego pojemność sumaryczna wynosi 10 μF , w tym 12,5 μF to pojemność szczeliny powietrznej, natomiast 50 μF to pojemność dielektryka. Jest to typowy stosunek wartości pojemności.

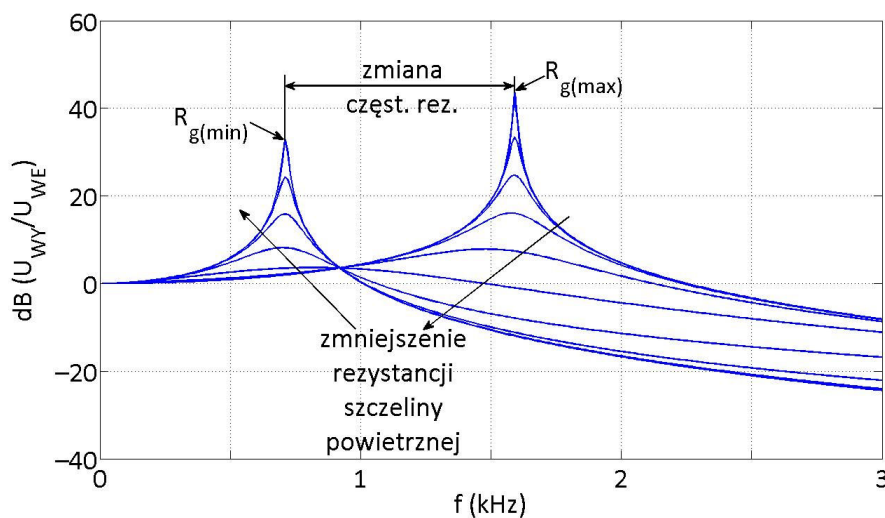
Topologią wykorzystywaną bardzo często do zasilania reaktorów DBD jest konfiguracja przedstawiona na rys. 2.15a, wykorzystująca zjawisko rezonansu szeregowego. Znanych jest wiele takich aplikacji wykorzystujących pośredniczący transformator wysokiego napięcia z indukcyjnością szeregową po stronie pierwotnej [79], wtórnej [53], wykorzystującej indukcyjności rozproszenia transformatora [50 – 52, 80 – 86], jak również aplikacje beztransformatorowe [87, 88] wykorzystujące dużą dobroć obwodu drgającego. W każdym przypadku pojemność reaktora DBD drga swobodnie z dodatkową indukcyjnością lub indukcyjnościami rozproszenia transformatora. W badaniach przyjęto, że indukcyjność L_1 ma wartość 1 mH. Funkcję przejścia przedstawia zależność 2.9. Charakterystyka amplitudowa przedstawiona na rys. 2.15b pokazuje, że przy zmianie rezystancji szczeliny powietrznej od bardzo dużych wartości do bardzo małych następuje obniżenie częstotliwości rezonansowej przekształtnika z wartości około 1,6 kHz do około 700 Hz. Na rys. 2.15c pokazano natomiast wpływ zwarcia na pracę układu.

$$G(s) = \frac{sR_g(C_d + C_g) + 1}{s^3 L_1 R_g C_g C_d + s^2 L_1 C_d + sR_g(C_d + C_g) + 1} \quad (2.9)$$

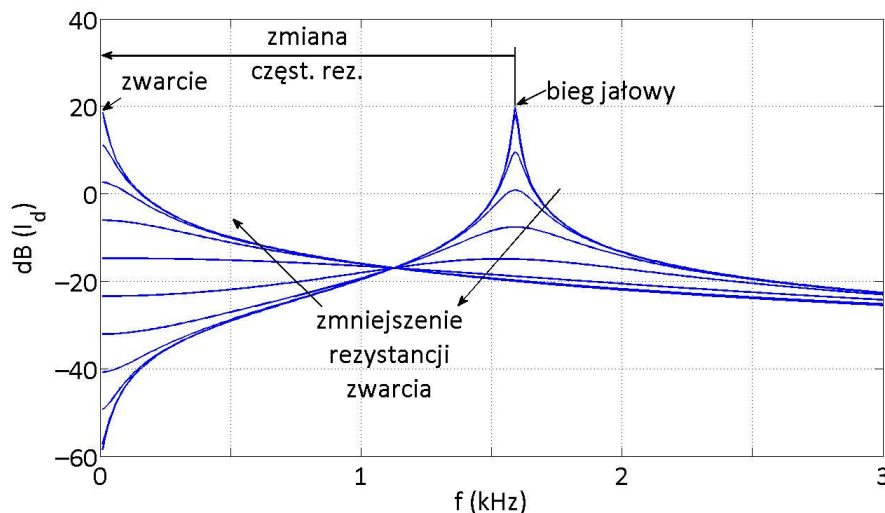
a)



b)



c)



Rys. 2.15. Falownik szeregowy: a) schemat zastępczy; b) charakterystyki amplitudowe podczas pracy; c) przy zwarciu reaktora

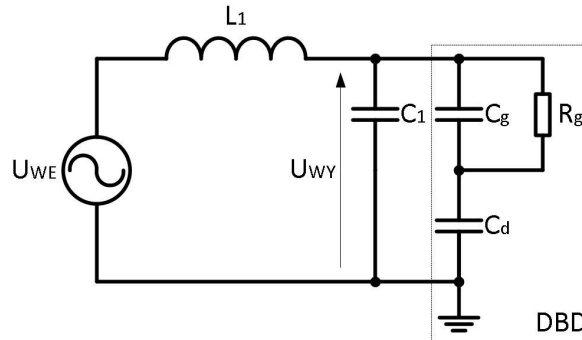
W przedstawionej topologii spełnienie warunku przełączania kluczy przy zerowej wartości prądu jest mocno utrudnione, ponieważ zmiana rezystancji szczeliny powietrznej ma bardzo duży wpływ na częstotliwość rezonansową przekształtnika. Występujące zwarcie dodatkowo powoduje natychmiastowy wzrost natężenia prądu źródła i zanik rezonansu, co może skutkować zniszczeniem kluczy półprzewodnikowych.

Na rysunku 2.16a przedstawiono przekształtnik szeregowy z dodatkowym kondensatorem połączonym równolegle z reaktorem DBD [89]. Przyjęto, że indukcyjność L_1 ma wartość 500 μH , natomiast pojemność C_1 ma wartość 10 μF . Funkcję przejścia przedstawia zależność 2.10. Charakterystyka amplitudowa przedstawiona na rys. 2.16b pokazuje, że przy zmianie rezystancji szczeliny powietrznej od bardzo dużych wartości do bardzo małych następuje obniżenie częstotliwości rezonansowej przekształtnika z wartości około 1,6 kHz do około 900 Hz. Na rys. 2.16c pokazano natomiast wpływ zwarcia na pracę układu.

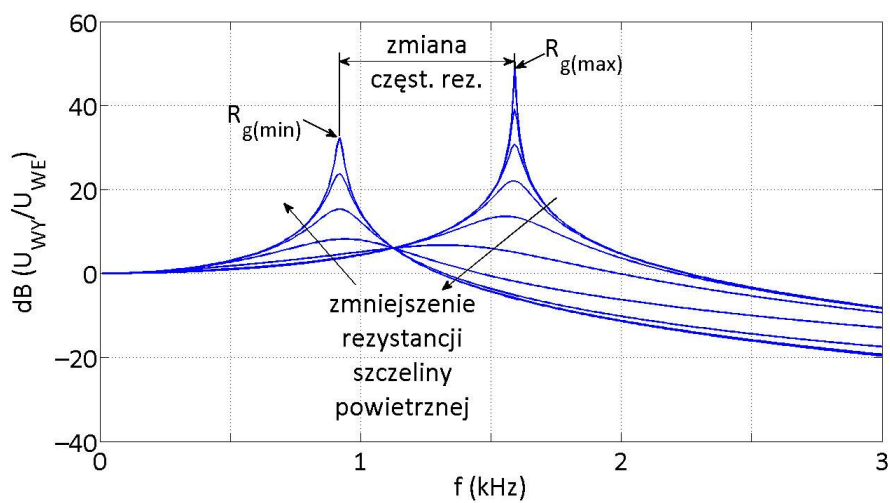
Zmiana częstotliwości rezonansowej spowodowana zmianą rezystancji szczeliny powietrznej jest mniejsza niż w klasycznym falowniku szeregowym. Wynika to z mniejszej względnej zmiany pojemności sumarycznej. Jednak wadą konfiguracji z pojemnością umieszczoną równolegle do reaktora jest szybka miejscowa degradacja dielektryka, co wynika ze zwiększenia amplitudy impulsów prądu zależnych od wyładowań filamentarnych. Tak jak w przypadku poprzednim, spełnienie warunku przełączania kluczy przy zerowej wartości prądu jest również mocno utrudnione, ponieważ zmiana rezystancji szczeliny powietrznej ma bardzo duży wpływ na częstotliwość rezonansową przekształtnika. Wystąpienie zwarcia również powoduje natychmiastowy wzrost natężenia prądu źródła i zanik rezonansu, co może skutkować zniszczeniem kluczy półprzewodnikowych.

$$G(s) = \frac{sR_g(C_g + C_d) + 1}{s^3 L_1 R_g (C_g C_d + C_g C_1 + C_1 C_d) + s^2 L_1 (C_d + C_1) + sR_g(C_g + C_d) + 1} \quad (2.10)$$

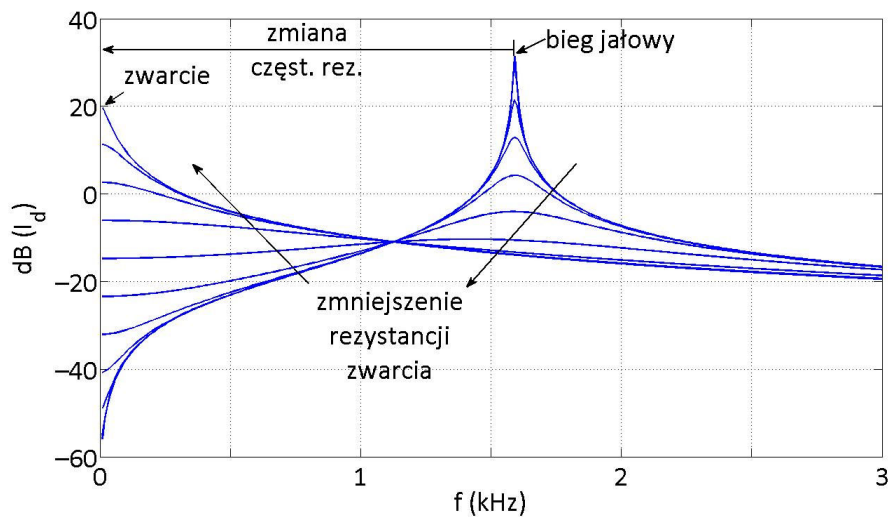
a)



b)



c)



Rys. 2.16. Falownik szeregowy z dodatkowym kondensatorem włączonym równolegle do reaktora DBD: a) schemat zastępczy; b) charakterystyki amplitudowe podczas pracy; c) przy zwarciu reaktora

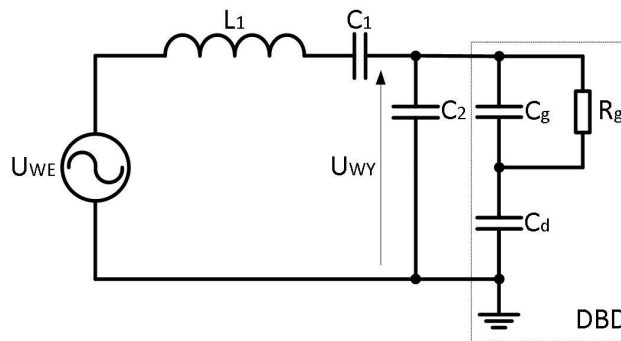
Kolejną topologią jest falownik typu *LCC* z reaktorem połączonym równolegle do kondensatora C_2 (rys. 2.17a) – [90]. Falownik jest często wykorzystywany do zasilania lamp wyładowczych [91, 92]. Do badań przyjęto, że indukcyjność L_1 ma wartość 1 mH, pojemność C_1 ma wartość 20 μ F, natomiast C_2 – 10 μ F. Funkcję przejścia przedstawia zależność 2.11. Charakterystyka amplitudowa przedstawiona, na rys. 2.17b pokazuje, że przy zmianie rezystancji szczeliny powietrznej od bardzo dużych wartości do bardzo małych następuje obniżenie częstotliwości rezonansowej przekształtnika z wartości około 1,6 kHz do około 1,1 kHz. Na rys. 2.17c pokazano natomiast wpływ zwarcia na pracę układu.

$$G(s) = \frac{sR_g C_1 (C_g + C_d) + C_1}{M(s)} \quad (2.11)$$

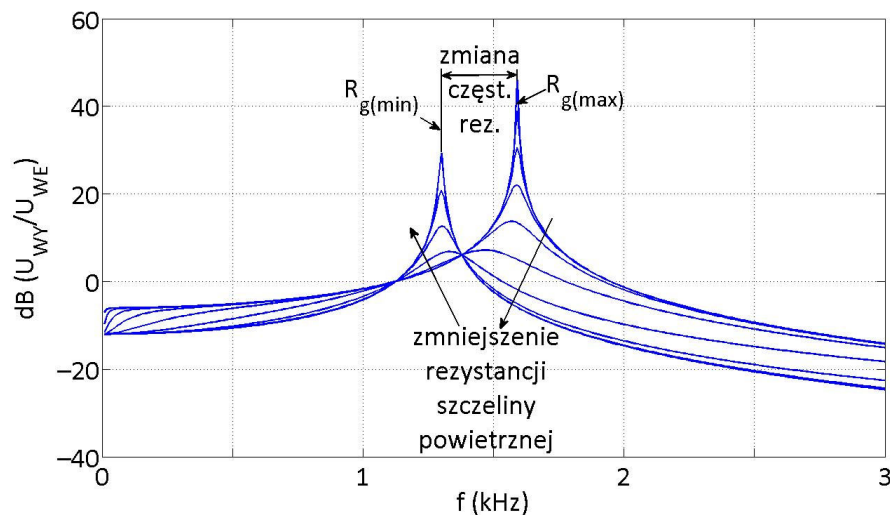
gdzie:

$$M(s) = s^3 L_1 R_g C_1 (C_g C_d + C_g C_2 + C_2 C_d) + s^2 L_1 C_1 (C_d + C_2) + s R_g (C_g C_d + C_g C_2 + C_2 C_d + C_g C_1 + C_1 C_d) + C_d + C_2 + C_1 \quad (2.12)$$

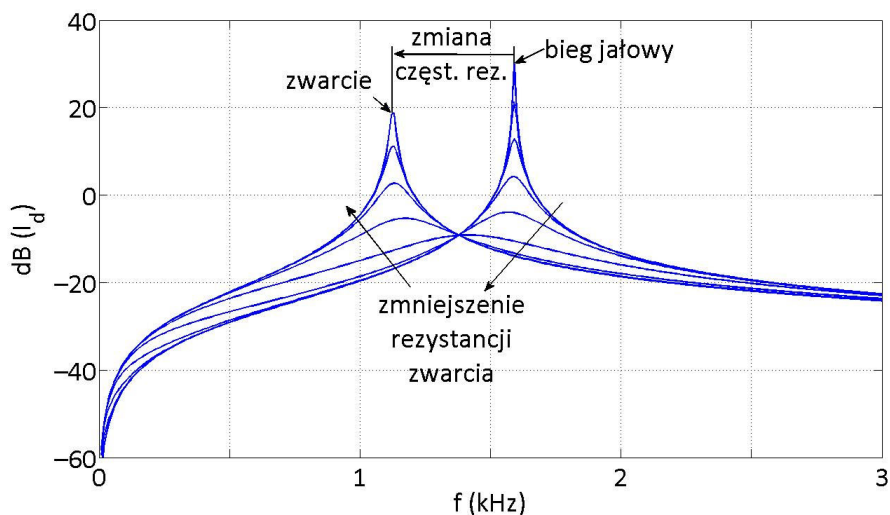
a)



b)



c)



Rys. 2.17. Falownik LCC: a) schemat zastępczy; b) charakterystyki amplitudowe podczas pracy; c) przy zwarciu reaktora

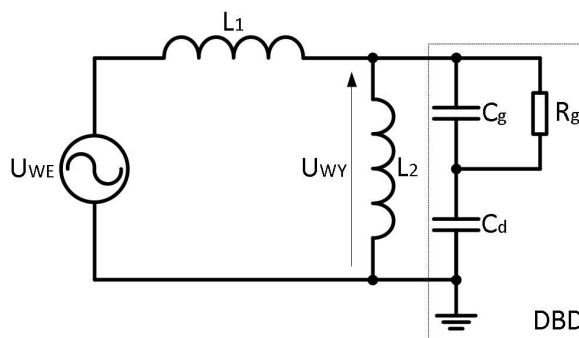
W tym przypadku zmiana częstotliwości rezonansowej jest stosunkowo mała, co jest niewątpliwą zaletą tej topologii. Spełnienie warunku przełączania kluczy przy zerowej wartości prądu jest łatwiejsze, ponieważ zmiana rezystancji szczeliny powietrznej ma mniejszy wpływ na częstotliwość rezonansową przekształtnika. Również stan zwarcia nie przerywa rezonansowego charakteru pracy przekształtnika, co jest wykorzystywane do stabilizacji łuku elektrycznego w lampach wyładowczych.

Na rysunku 2.18a przedstawiono topologię LLC [93], również wykorzystywaną do zasilania lamp wyładowczych [94, 95], gdzie reaktor DBD podłączony jest równolegle z indukcyjnością. Do badań przyjęto, że indukcyjność L_1 ma wartość 1 mH, natomiast L_2 100 mH. Funkcję przejścia przedstawia zależność 2.13. Charakterystyka amplitudowa przedstawiona na rys. 2.18b pokazuje, że przy zmianie rezystancji szczeliny powietrznej od bardzo dużych wartości do bardzo małych następuje obniżenie częstotliwości rezonansowej przekształtnika z wartości około 1,6 kHz do około 700 Hz. Na rys. 2.18c pokazano natomiast wpływ zwarcia na pracę układu.

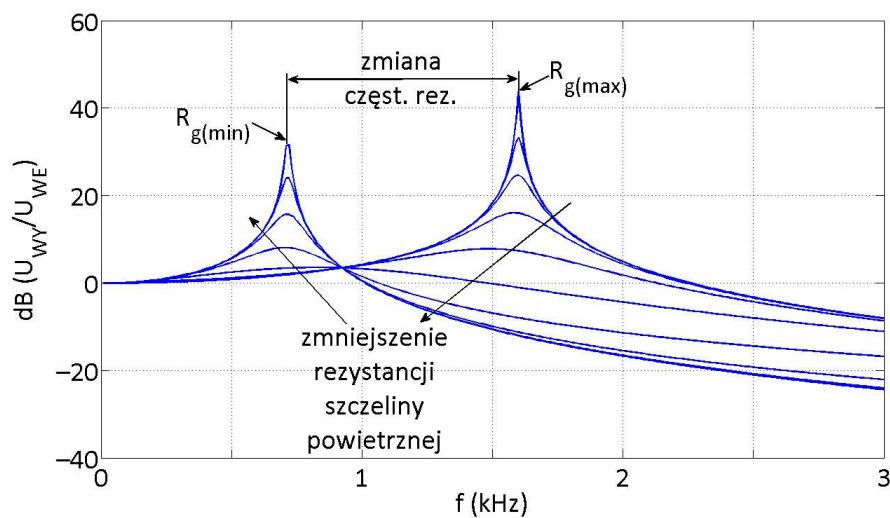
Z analizy charakterystyk częstotliwościowych wynika, iż układ zachowuje się podobnie jak klasyczny falownik szeregowy zarówno przy zmianie rezystancji szczeliny powietrznej (rys. 2.18b) jak również przy stanie zwarcia (rys. 2.18c).

$$G(s) = \frac{sL_2R_g(C_g + C_d) + L_2}{s^3L_1L_2R_gC_gC_d + s^2L_1L_2C_d + sR_g(L_1C_d + L_2C_g + L_2C_d) + L_1 + L_1R_gC_g + L_2} \quad (2.13)$$

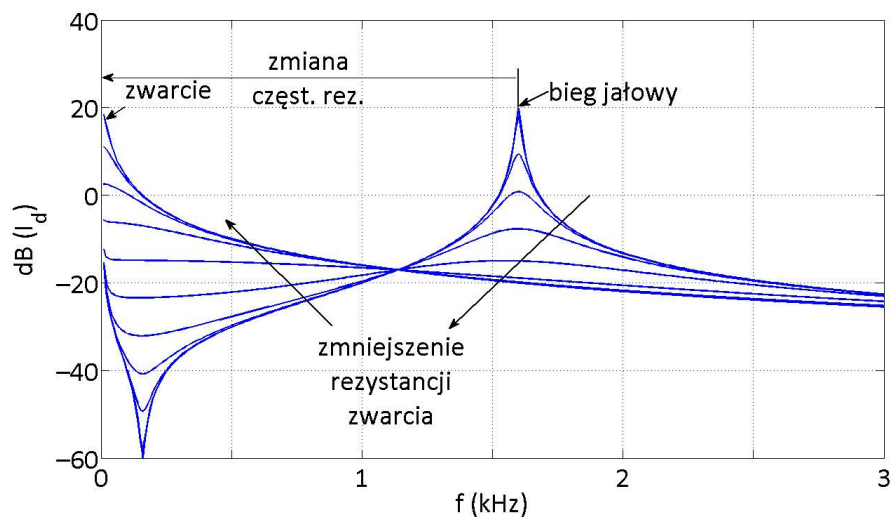
a)



b)



c)



Rys. 2.18. Falownik LLC: a) schemat zastępczy; b) charakterystyki amplitudowe podczas pracy; c) przy zwarcu reaktora

Ostatnia topologia (rys. 2.19a) jest szeregowo-równoległą, która z powodu występowania szeregowego i równoległego obwodu drgającego posiada dwie częstotliwości rezonansowe

(rys. 2.19b). Do badań przyjęto, że indukcyjności L_1 i L_2 mają wartość 1 mH, natomiast C_1 ma wartość 10 μF . Funkcję przejścia przedstawia zależność 2.14. Charakterystyka amplitudowa, przedstawiona na rys. 2.19b, pokazuje, że przy zmianie rezystancji szczeliny powietrznej od bardzo dużych wartości do bardzo małych następuje obniżenie pierwszej częstotliwości rezonansowej przekształtnika z wartości około 1 kHz do około 700 Hz, a drugiej z wartości około 2,6 kHz do około 1,8 kHz. Na rys. 2.19c pokazano wpływ zwarcia na pracę układu.

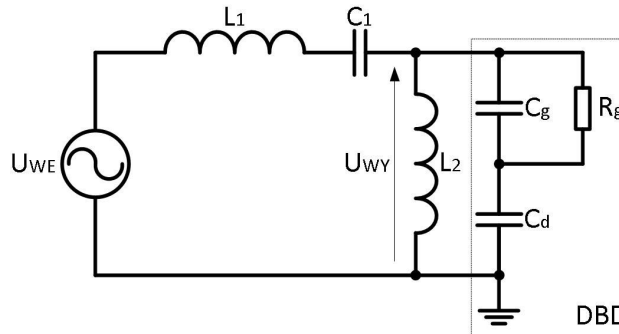
Zmiana częstotliwości rezonansowej pierwszej, z którą zwykle pracuje przekształtnik, jest stosunkowo mała, co jest niewątpliwą zaletą tej topologii. Spełnienie warunku przełączania kluczy przy zerowej wartości prądu jest łatwiejsze, ponieważ zmiana rezystancji szczeliny powietrznej ma mniejszy wpływ na częstotliwość rezonansową przekształtnika. Również stan zwarcia nie przerywa rezonansowego charakteru pracy przekształtnika.

$$G(s) = \frac{s^3 L_2 R_g C_1 (C_g + C_d) + s^2 L_2 C_1}{M(s)} \quad (2.14)$$

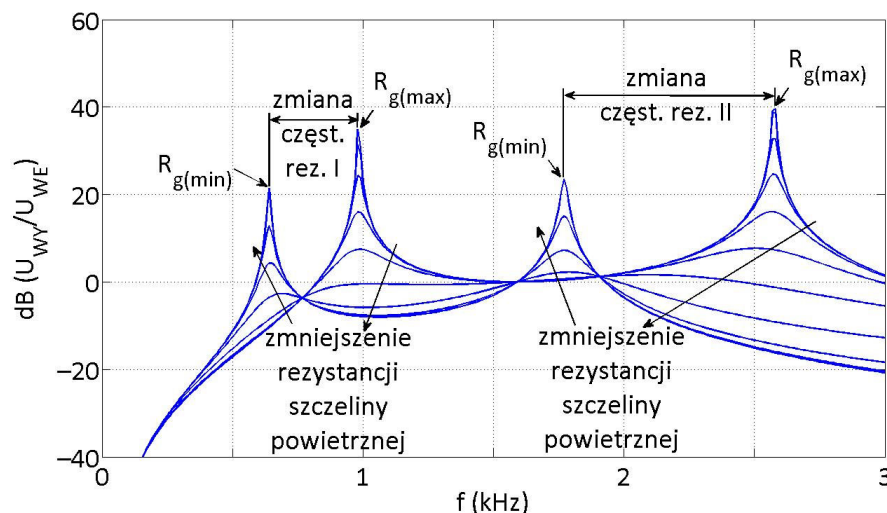
gdzie:

$$\begin{aligned} M(s) = & s^6 L_1 L_2 R_g C_g C_1 C_d + s^4 L_1 L_2 C_1 C_d + \\ & + s^3 R_g (L_1 C_1 C_g + L_1 C_1 C_d + L_2 C_g C_d + L_2 C_1 C_g + L_2 C_1 C_d) + \\ & + s^2 (L_1 C_1 + L_2 C_d + L_2 C_1) + s R_g (C_g + C_d) + 1 \end{aligned} \quad (2.15)$$

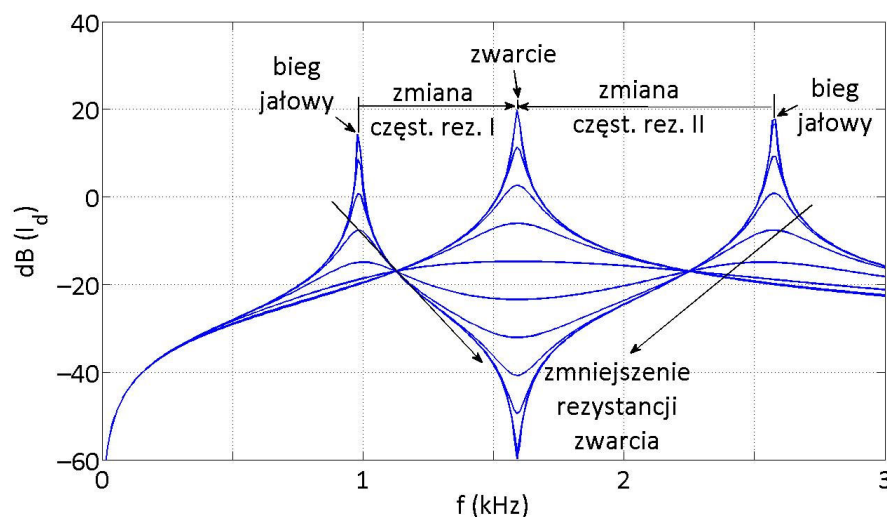
a)



b)



c)



Rys. 2.19. Falownik szeregowo równoległy: a) schemat zastępczy; b) charakterystyki amplitudowe podczas pracy; c) przy zwarciu reaktora

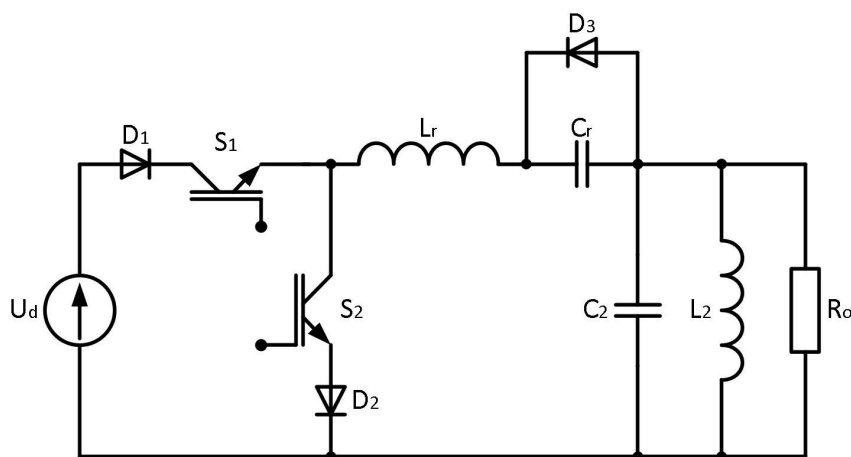
2.3.3. Wnioski

Najmniejszą wrażliwość na zmiany rezystancji szczeliny powietrznej wykazuje topologia *LCC* oraz szeregowo-równoległa, które charakteryzują się naturalną odpornością na zwarcia reaktora. Jednak dla zachowania minimalnych strat łączeniowych każda z przedstawionych konfiguracji wymaga dokładnej synchronizacji przełączania kluczy tranzystorowych ze zmienną częstotliwością rezonansową. Aby zapewnić komutację przy zerowym prądzie (ZCS) wymagany jest precyzyjny pomiar wartości chwilowej natężenia prądu i odpowiednia reakcja układu sterowania na każdą zmianę parametrów.

3. Proponowana topologia przekształtnika rezonansowego

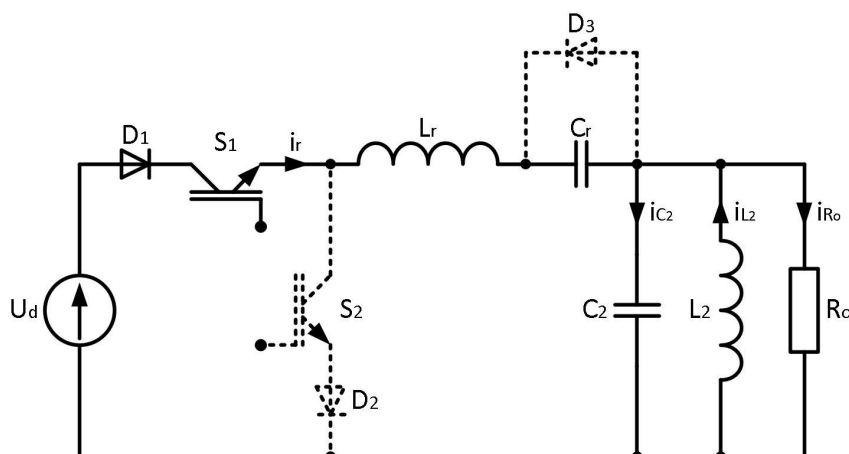
3.1. Zasada działania

Na rysunku 3.1 przedstawiono proponowaną topologię przekształtnika rezonansowego z fazową regulacją amplitudy napięcia wyjściowego. Składa się ona z półmostka tranzystorowego, złożonego z tranzystorów S_1 i S_2 i diod odcinających D_1 i D_2 , którego punkt środkowy przyłączony jest przez szeregowy obwód drgający $L_r - C_r$ do obwodu równoległego $L_2 - C_2$. Obciążenie w tej konfiguracji przyłączone jest do równoległego obwodu drgającego. Sercem układu jest szeregowo-równoległy obwód drgający $LCLC$. Szeregowo-równoległa topologia $LCLC$ jest dosyć szeroko omówiona w literaturze w kontekście przetwornic DC/DC [96 – 102] i DC/AC [103, 104]. Wykorzystywana jest do zasilania lamp wyładowczych [105, 106] oraz pozwala na fazową regulację napięcia wyjściowego [104, 107]. Cechą charakterystyczną proponowanej w pracy topologii jest użycie diod odcinających D_1 i D_2 , pozwalających na jednokierunkowy przepływ prądu, diody D_3 zapobiegającej ładowaniu kondensatora C_r do napięć ujemnych oraz sposób sterowania kluczy, który przy odpowiednim doborze parametrów LC pozwala na regulację amplitudy napięcia wyjściowego w sposób odmienny niż przedstawiono w literaturze.

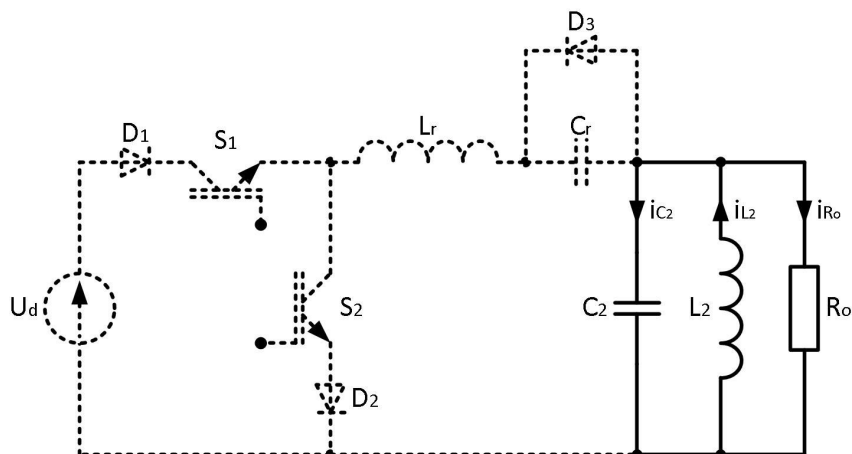


Rys. 3.1 Proponowana topologia przekształtnika rezonansowego

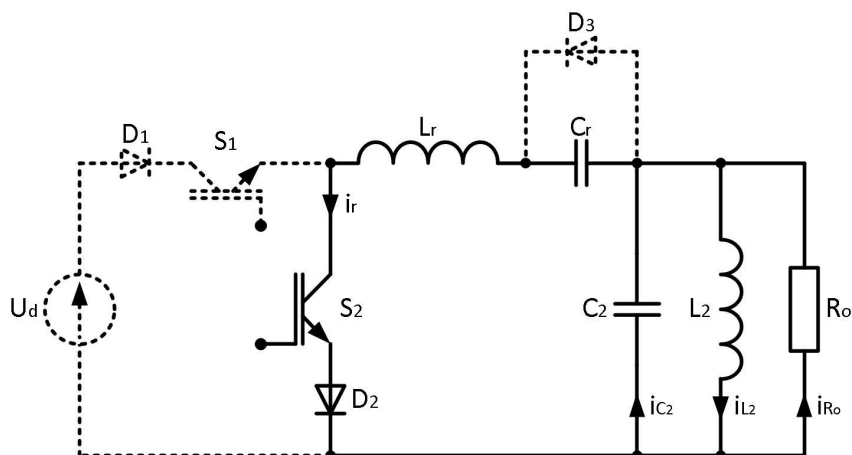
a)



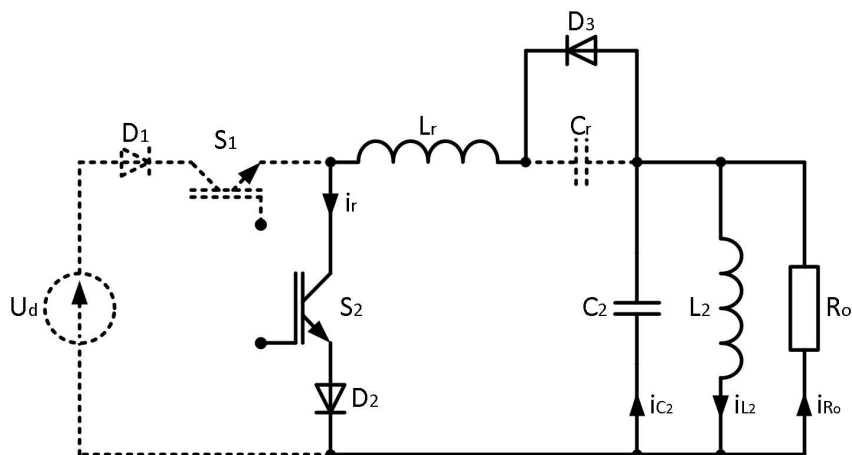
b)



c)

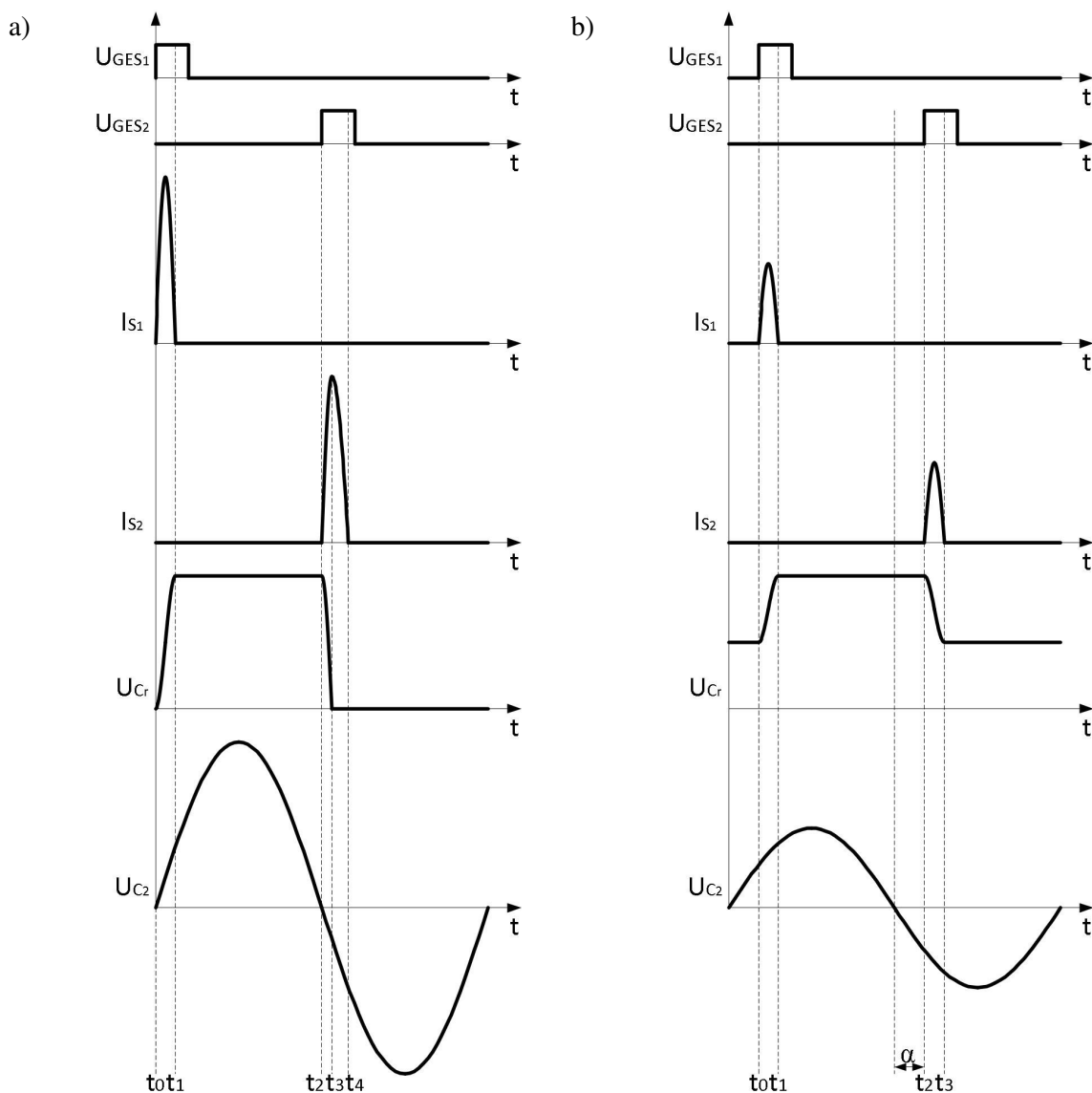


d)



Rys. 3.2. Podstawowe stany pracy

Na rysunku 3.2 przedstawiono podstawowe stany pracy przekształtnika, natomiast rys. 3.3a i b przedstawia teoretyczne przebiegi sygnałów sterujących kluczami tranzystorowymi, natężenia prądu kluczy, napięcia na kondensatorze C_r i C_2 dla różnego kąta α opóźnienia załączenia tranzystorów.



Rys. 3.3. Przebiegi teoretyczne dla różnego kąta opóźnienia załączenia tranzystorów

W rozpatrywanej topologii można wyróżnić dwa podstawowe obwody rezonansowe: szeregowy $L_r - C_r$ i równoległy $L_2 - C_2$, gdzie L_2 reprezentuje zastępczą indukcyjność transformatora i obciążenia.

Zasada działania przedstawionego układu opiera się na impulsowym i zarazem rezonansowym dostarczaniu energii ze źródła U_d do kondensatora C_2 , składającego się na równoległy obwód rezonansowy, złożony z elementów $L_2 - C_2$. Dostarczanie energii odbywa się przez szeregowy układ rezonansowy, złożony z elementów $L_r - C_r$ w dwóch porcjach. Pierwsza porcja energii (rys. 3.2a) dostarczana jest rezonansowo w czasie przewodzenia tranzystora S_1 (interwał $t_0 - t_1$, rys. 3.3a) w pierwszej ćwiartce okresu drgań rezonansowych obwodu równoległego, kiedy napięcie na kondensatorze C_2 narasta i jest większe od zera. Warunkiem koniecznym transportu energii jest, aby napięcie na kondensatorze C_2 w czasie $t = t_0$ nie przekraczało napięcia zasilania U_d (im niższa wartość

napięcia na kondensatorze C_2 w przedziale przewodzenia S_1 , tym więcej energii pobranej ze źródła U_d). Druga porcja energii przekazywana jest również rezonansowo (rys. 3.2c) w czasie przewodzenia tranzystora S_2 (interwał $t_2 - t_3$, rys. 3.3a) w trzeciej ćwiartce okresu drgań rezonansowych obwodu równoległego, gdy napięcie na kondensatorze C_2 opada i jest mniejsze od zera. Kiedy napięcie na kondensatorze C_r spadnie do zera (rys. 3.2d) zaczyna przewodzić dioda D_3 (interwał $t_3 - t_4$, rys. 3.3a). W interwale czasu $t_1 - t_2$ i $t_4 - t_0$ (rys. 3.3a) wyjściowy obwód równoległy jest odłączony od układu doładowania (rys. 3.2b) a energia nie jest dostarczana.

Przesunięcie czasowe pomiędzy kolejnymi załączeniami tranzystorów S_1 i S_2 powinno być równe półokresowi drgań obwodu wyjściowego (równoległego). Dla tak przyjętej topologii układu maksimum energii pobieranej ze źródła U_d występuje wówczas, gdy przesunięcie wyzwalania tranzystorów S_1 i S_2 względem przejścia przez zero wartości napięcia na kondensatorze C_2 wynosi zero. Minimum transportu energii pomiędzy źródłem U_d a kondensatorem C_2 występuje wówczas, gdy napięcie kondensatora C_2 ma tę samą polaryzację i wartość co źródło U_d . Regulacja napięcia na kondensatorze wyjściowym C_2 polega na przesuwaniu chwili załączenia na przemian tranzystorów S_1 i S_2 względem chwili przejścia napięcia na kondensatorze C_2 przez zero (rys. 3.3b), podobnie jak to występuje w przypadku tyrystorowych regulatorów mocy.

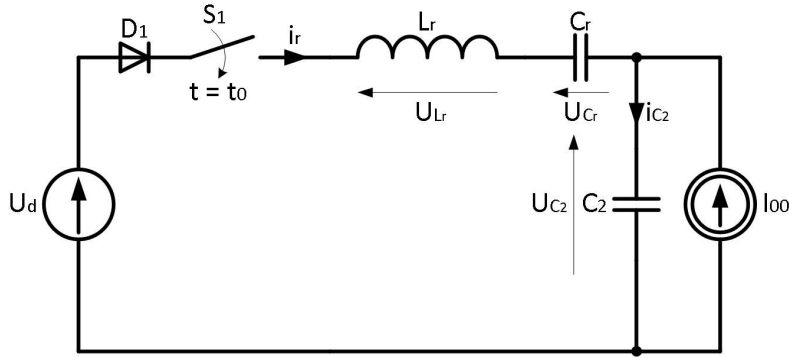
3.2. Podstawowe zależności

Podstawowym warunkiem, jaki musi być spełniony (tak, aby możliwy był przyjęty algorytm sterowania kluczami tranzystorowymi) jest, by pulsacja rezonansowa obwodu szeregowego była znacznie większa od pulsacji równoległego obwodu wyjściowego $\omega_{r0} \gg \omega_{20}$, gdzie:

$$\omega_{r0} = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (3.1)$$

$$\omega_{20} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (3.2)$$

Przy spełnionym powyższym warunku oraz przy założeniu niewielkiego przesunięcia chwili załączania tranzystorów względem chwili przejścia napięcia na kondensatorze C_2 przez zero, można sporządzić uproszczony schemat zastępczy z rys. 3.4. Indukcyjność L_2 zastąpiona została przez źródło prądu I_0 oraz zrezygnowano z obciążenia R_o .



Rys. 3.4. Uproszczony schemat zastępczy dla stanu przewodzenia tranzystora S_1 w interwale czasu $t_0 - t_1$

Dla powyższego schematu zastępczego dla załączonego łącznika S_1 prąd płynący przez elementy $D_1 - S_1 - L_r - C_r$ równy jest prądowi pobieranemu ze źródła U_d i można go zapisać w postaci wzoru:

$$i_r = \frac{U_d - U_{Cr0} - U_{C20}}{\omega_r L_r} \sin \omega_r (t - t_0) - \frac{I_{00}}{1 + \frac{C_2}{C_r}} (1 - \cos \omega_r (t - t_0)) \quad (3.3)$$

napięcie na kondensatorze C_r opisuje zależność:

$$u_{Cr} = \frac{U_d - U_{Cr0} - U_{C20}}{1 + \frac{C_r}{C_2}} (1 - \cos \omega_r (t - t_0)) - \frac{I_{00}(t - t_0)}{C_r + C_2} + \frac{I_{00}}{\omega_r (C_r + C_2)} \sin \omega_r (t - t_0) + U_{Cr0} \quad (3.4)$$

natomiast na kondensatorze C_2 :

$$u_{C2} = \frac{U_d - U_{Cr0} - U_{C20}}{1 + \frac{C_2}{C_r}} (1 - \cos \omega_r (t - t_0)) + \frac{I_{00}(t - t_0)}{C_r + C_2} + \frac{I_{00}}{\omega_r C_2 \left(1 + \frac{C_2}{C_r}\right)} \sin \omega_r (t - t_0) + U_{C20} \quad (3.5)$$

gdzie:

$u_{Cr}(t = t_0) = U_{Cr0}$ – początkowe napięcie kondensatora C_r ,

$u_{C2}(t = t_0) = U_{C20}$ – początkowe napięcie kondensatora C_2 ,

$I_0(t = t_0) = I_{00}$ – zastępczy prąd indukcyjności L_2 ,

$$\omega_r = \sqrt{\frac{C_r + C_2}{C_r C_2 L_r}} = \omega_{r0} \sqrt{1 + \frac{C_r}{C_2}}, \quad (3.6)$$

$$\omega_{r0} = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}. \quad (3.7)$$

Czas trwania tego procesu, w wyniku działania diody D_1 , jest ograniczony do półokresu:

$$\frac{T_r}{2} = \pi \cdot \sqrt{\frac{C_r C_2 L_r}{C_r + C_2}} \quad (3.8)$$

Teoretyczne, maksymalne napięcie na kondensatorze C_r wystąpi, gdy $U_{Cr0} = U_{C20} = I_0 = 0$ i może osiągnąć dwukrotną wartość napięcia źródła U_d w zależności od stosunku C_r/C_2 , zgodnie z zależnością:

$$U_{Cr(MAX)} = \frac{2U_d}{1 + \frac{C_r}{C_2}} \quad (3.9)$$

Teoretyczny maksymalny prąd płynący przez klucz S_1 dla powyższych warunków przedstawia zależność:

$$I_{S1(MAX)} = I_{D1(MAX)} = \frac{U_d}{\omega_r L_r} = \frac{U_d}{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \sqrt{1 + \frac{C_r}{C_2}}} \quad (3.10)$$

Analiza zależności 3.10 pozwala stwierdzić, że amplituda prądu płynącego przez tranzystor S_1 nie zostanie przekroczona nawet przy zwarcu w równoległym obwodzie drgającym lub dalej w układzie.

Zmiana amplitudy prądu może być realizowana przez zmianę wartości indukcyjności L_r , a więc zmianę impedancji falowej tak, aby nie przekroczyć maksymalnych dopuszczalnych wartości prądu dla elementów półprzewodnikowych mocy.

Energię E_d pobraną ze źródła o napięciu U_d w interwale czasu $t_0 - t_1$ można wyznaczyć z zależności:

$$E_d = U_d \int_0^{\frac{T_r}{2}} i_r(t - t_0) dt \quad (3.11)$$

co po obliczeniu daje:

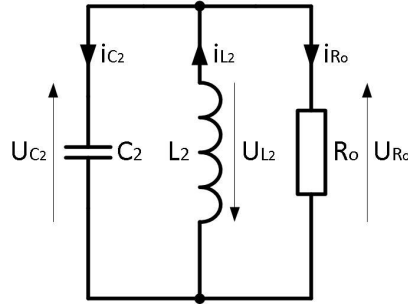
$$E_d = 2 \frac{U_d (U_d - U_{Cr0} - U_{C20}) C_2}{1 + \frac{C_2}{C_r}} - \frac{U_d I_0 \pi}{\left(1 + \frac{C_2}{C_r}\right) \omega_r} \quad (3.12)$$

Energia osiąga wartość maksymalną dla $U_{Cr0} = U_{C20} = I_0 = 0$:

$$E_{d(MAX)} = 2 \frac{U_d^2 C_2}{1 + \frac{C_2}{C_r}} \quad (3.13)$$

W następnym przedziale czasowym $t_1 - t_2$ schemat zastępczy przedstawiono na rys. 3.5. Jest to równoległy obwód rezonansowy, przy czym L_2 jest wypadkową indukcyjności

transformatora i obciążenia, natomiast R_o stanowi sumaryczną rezystancję reprezentującą obciążenie i straty.



Rys. 3.5. Schemat zastępczy równoległego obwodu rezonansowego w interwale czasu $t_1 - t_2$

Kształt napięcia na obwodzie równoległym opisuje zależność:

$$u_{C2} = \left(\left(\frac{I_{L21}}{\omega_2 C_2} - \frac{U_{C21}}{\sqrt{4Q_2^2 - 1}} \right) \sin \omega_2 (t - t_1) + U_{C21} \cos \omega_2 (t - t_1) \right) \exp \left(- \frac{\omega_2 (t - t_1)}{\sqrt{4Q_2^2 - 1}} \right) \quad (3.14)$$

Natomiast prąd kondensatora C_2 :

$$i_{C2} = \left(\left(\frac{U_{C21} \omega_2}{4Q_2^2 - 1} - \frac{I_{L21}}{C_2 \sqrt{4Q_2^2 - 1}} - U_{C21} \omega_2 \right) \sin \omega_2 (t - t_1) + \left(\frac{I_{L21}}{C_2} - \frac{2U_{C21} \omega_2}{\sqrt{4Q_2^2 - 1}} \right) \cos \omega_2 (t - t_1) \right) C_2 \exp \left(- \frac{\omega_2 (t - t_1)}{\sqrt{4Q_2^2 - 1}} \right) \quad (3.15)$$

gdzie:

$$Q_2 = R_o \omega_{20} C_2, \quad (3.16)$$

$$\omega_{20} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}, \quad (3.17)$$

$$\omega_2 = \frac{\omega_{20}}{2Q_2} \sqrt{4Q_2^2 - 1}, \quad (3.18)$$

$u_{C2}(t = t_1) = U_{C21}$ – początkowe napięcie kondensatora C_2 ,

$i_{L2}(t = t_1) = I_{L21}$ – początkowy prąd indukcyjności L_2 .

Można przyjąć, że w stanie pracy ustalonej energia pobrana ze źródła U_d przekazywana jest w zasadniczej części do obciążenia oraz na pokrycie strat podczas całego okresu drgań obwodu równoległego. Zmianę stanu energetycznego kondensatora C_2 po pełnym okresie napięcia można więc przedstawić zależnością:

$$\Delta E_{C_2} = \frac{U_{C_{21}}^2 C_2}{2} \left(1 - \exp \left(- \frac{4\pi}{\sqrt{4Q_2^2 - 1}} \right) \right) \quad (3.19)$$

Zestawiając równanie 3.19 z zależnością na maksymalną energię pobraną ze źródła 3.13, otrzymano teoretyczną wartość napięcia na kondensatorze C_2 w stanie ustalonym:

$$U_{C_{21}(MAX)} = \frac{2U_d}{\sqrt{\left(1 + \frac{C_2}{C_r} \right) \left(1 - \exp \left(- \frac{4\pi}{\sqrt{4Q_2^2 - 1}} \right) \right)}} \quad (3.20)$$

Znajomość maksymalnych wartości napięć na kondensatorach C_r i C_2 jest istotna i musi być skorelowana z wytrzymałością napięciową tranzystorów S_1 i S_2 . Szczególnie wytrzymałość napięciowa S_2 musi być wyższa (równa) od sumy napięć na tych kondensatorach, co przedstawia równanie:

$$U_{S_2(MAX)} = U_{C_{21}(MAX)} + U_{C_r(MAX)} \quad (3.21)$$

Wytrzymałość napięciowa tranzystora S_1 musi być wyższa (równa) od sumy napięcia zasilania i maksymalnego napięcia na kondensatorze C_2 :

$$U_{S_1(MAX)} = U_d + U_{C_{21}(MAX)} \quad (3.22)$$

Wytrzymałość napięciowa diody D_1 musi być wyższa (równa) od różnicy pomiędzy sumą napięć na kondensatorach C_r i C_2 a napięciem zasilania:

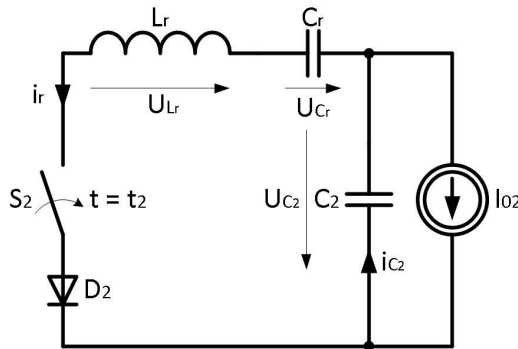
$$U_{D_1(MAX)} = U_{C_{21}(MAX)} + U_{C_r(MAX)} - U_d \quad (3.23)$$

Wytrzymałość napięciowa diody D_2 musi być wyższa (równa) od maksymalnego napięcia na kondensatorze C_2 :

$$U_{D_2(MAX)} = U_{C_{21}(MAX)} \quad (3.24)$$

Maksymalne napięcie na diodzie D_3 jest równe napięciu na kondensatorze C_r :

$$U_{D_3(MAX)} = U_{C_r(MAX)} \quad (3.25)$$



Rys. 3.6. Uproszczony schemat zastępczy dla stanu przewodzenia tranzystora S_2 w interwale czasu $t_2 - t_3$

Schemat przedstawiony na rys. 3.6 odpowiada interwałowi przewodzenia tranzystora S_2 w przedziale czasu $t_2 - t_3$, a prąd płynący przez elementy $C_r - L_r - S_2 - D_2$ opisuje równanie:

$$i_r = \frac{-U_{Cr2} - U_{C22}}{\omega_r L_r} \sin \omega_r (t - t_2) - \frac{I_{02}}{1 + \frac{C_2}{C_r}} (1 - \cos \omega_r (t - t_2)) \quad (3.26)$$

natomiast napięcie na kondensatorze C_r i C_2 zmienia się według zależności:

$$u_{Cr} = \frac{-U_{Cr2} - U_{C22}}{1 + \frac{C_r}{C_2}} (1 - \cos \omega_r (t - t_2)) - \frac{I_{02}(t - t_2)}{C_r + C_2} + \frac{I_{02}}{\omega_r (C_r + C_2)} \sin \omega_r (t - t_3) + U_{Cr2} \quad (3.27)$$

$$u_{C2} = \frac{-U_{Cr2} - U_{C22}}{1 + \frac{C_2}{C_r}} (1 - \cos \omega_r (t - t_2)) + \frac{I_{02}(t - t_2)}{C_r + C_2} + \frac{I_{02}}{\omega_r C_2 \left(1 + \frac{C_2}{C_r}\right)} \sin \omega_r (t - t_2) + U_{C22} \quad (3.28)$$

gdzie:

$$\omega_r = \sqrt{\frac{C_r + C_2}{C_r C_2 L_r}}, \quad (3.29)$$

$u_{Cr}(t = t_2) = U_{Cr2}$ – początkowe napięcie kondensatora C_r ,

$u_{C2}(t = t_2) = U_{C22}$ – początkowe napięcie kondensatora C_2 ,

$I_0(t = t_2) = I_{02}$ – zastępczy prąd indukcyjności L_2 .

Teoretyczne, maksymalne amplitudy prądu S_2 otrzymuje się dla:

$$U_{C22} = 0$$

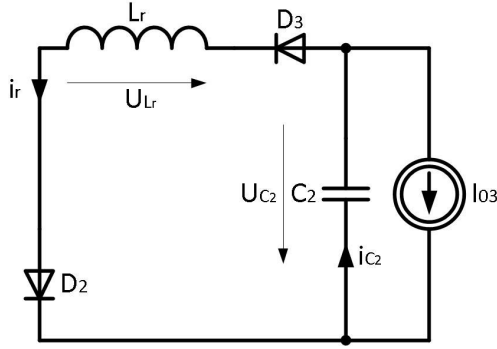
$$I_{02} = 0$$

$$U_{Cr2} = \frac{2U_d}{1 + \frac{C_r}{C_2}} \quad (3.30)$$

i wynosi:

$$I_{S2(MAX)} = I_{D2(MAX)} = \frac{2U_d}{\omega_r L_r \left(1 + \frac{C_r}{C_2}\right)} \quad (3.31)$$

W chwili, gdy napięcie na kondensatorze C_r osiągnie wartość zero, rozpoczyna się interwał, w którym energia zgromadzona w indukcyjności L_r przekazywana jest do obwodu wyjściowego $C_2 - L_2$ (rys. 3.7). Taki stan występuje przy małych wartościach kąta opóźnienia wysterowania tranzystorów.



Rys. 3.7. Uproszczony schemat zastępczy dla stanu, w którym przewodzi dioda D_3 w interwale $t_3 - t_4$

Przebieg prądu dla tak sporządzonego schematu opisuje zależność:

$$i_r = I_{r3} \cos \omega_{r2}(t - t_3) - I_{03}(1 - \cos \omega_{r2}(t - t_3)) - \frac{U_{C23}}{\sqrt{\frac{L_r}{C_2}}} \sin \omega_{r2}(t - t_3) \quad (3.32)$$

natomiast napięcie na kondensatorze C_2 można zapisać:

$$u_{C2} = U_{C23} \cos \omega_{r2}(t - t_3) + I_{r3} \sqrt{\frac{L_r}{C_2}} \sin \omega_{r2}(t - t_3) + I_{03} \sqrt{\frac{L_r}{C_2}} \sin \omega_{r2}(t - t_3) \quad (3.33)$$

gdzie:

$i_r(t = t_3) = I_{r3}$ – początkowy prąd płynący przez L_r ,

$u_{C2}(t = t_3) = U_{C23}$ – początkowe napięcie kondensatora C_2 ,

$I_0(t = t_3) = I_{03}$ – zastępczy prąd indukcyjności L_2 ,

$$\omega_{r2} = \frac{1}{\sqrt{L_r C_2}}. \quad (3.34)$$

Maksymalny prąd diody D_3 jest równy prądowi tranzystora S_2 :

$$I_{D3(MAX)} = I_{S2(MAX)} \quad (3.35)$$

3.3. Dobór parametrów

Projektowany przekształtnik przewidziany jest do zasilania reaktora plazmy nietermicznej typu DBD. Podstawowe kryteria projektowe to: częstotliwość pracy, napięcie maksymalne, moc maksymalna, całkowita pojemność elektryczna reaktora. Dla reaktora umieszczonego w plazmowo-katalitycznej instalacji oczyszczania spalin w Laboratorium Siłowni Okrętowych w Akademii Morskiej w Szczecinie przyjęto następujące wielkości:

- częstotliwość pracy: $f_{DBD} = 20$ kHz,
- napięcie maksymalne: $U_{DBD(RMS)} = 6,75$ kV,

- maksymalna moc wyładowania: $P_{DBD(MAX)} = 2 \text{ kW}$,
- pojemność całkowita reaktora: $C_{DBD} = 1 \text{ nF}$.

Do uzyskania wysokiego napięcia wykorzystywany jest transformator o przekładni zwojowej $Z = 30$. Napięcie zasilania przekształtnika przyjęto na poziomie $U_d = 600 \text{ VDC}$.

Średnia pojemność, widziana na zaciskach reaktora podczas wyładowania, przyjmuje około dwukrotną wartość pojemności całkowitej reaktora [9]:

$$C \approx 2C_{DBD} = 2 \text{ nF} \quad (3.36)$$

Należy przeliczyć pojemność reaktora na pierwotną stronę transformatora, zgodnie z zależnością 3.37, przy czym konieczne pojemność C_2 musi być wyższa od przeliczonej pojemności:

$$C_2 > CZ^2 = 1,8 \mu\text{F} \quad (3.37)$$

Przyjęto pojemność C_2 na poziomie $2 \mu\text{F}$.

Założono sprawność przetwarzania przekształtnika na poziomie $\eta = 0,85$, co pozwala określić moc wejściową przekształtnika:

$$P_{d(MAX)} = \frac{P_{DBD(MAX)}}{\eta} \cong 2350 \text{ W} \quad (3.38)$$

Należy przeliczyć napięcie strony wtórnej na stronę pierwotną transformatora:

$$U_{C21} = \frac{U_{DBD(RMS)}}{Z} = 225 \text{ V} \quad (3.39)$$

Należy skorzystać z zależności na moc traconą w rezystorze R_o przy założeniu sinusoidalnego kształtu napięcia, co pozwala obliczyć rezystancję zastępczą reprezentującą straty mocy na przetwarzanie energii elektrycznej oraz moc dostarczaną do reaktora DBD:

$$R_o = \frac{U_{C21}^2}{2P_{d(MAX)}} \cong 10,8 \Omega \quad (3.40)$$

Następnie należy skorzystać z zależności na częstotliwość rezonansową równoległego obwodu drgającego:

$$f_{DBD} \cong \frac{\sqrt{4Q_2^2 - 1}}{4Q_2\pi\sqrt{L_2C_2}} \quad (3.41)$$

Po przekształceniu powyższej zależności otrzymuje się wzór na indukcyjność strony pierwotnej transformatora:

$$L_2 = \frac{4R_o^2C_2}{(4\pi f_{DBD})^2 R_o^2 C_2^2 + 1} \cong 31 \mu\text{H} \quad (3.42)$$

Pozwala to obliczyć dobroć zastępczą obwodu równoległego dla pełnego obciążenia:

$$Q_2 = \frac{R_o}{\sqrt{\frac{L_2}{C_2}}} \cong 2,7 \quad (3.43)$$

Następnie oblicza się prąd dławika dla chwili przejścia napięcia na kondensatorze C_2 przez zero oraz energię maksymalną pobieraną ze źródła U_d :

$$I_0 = \frac{U_{C21}}{\sqrt{\frac{L_2}{C_2}}} \exp\left(-\frac{\pi}{2\sqrt{4Q_2^2 - 1}}\right) \cong 43 \text{ A} \quad (3.44)$$

$$E_{d(MAX)} = \frac{P_{d(MAX)}}{f_{DBD}} \cong 0,12 \text{ J} \quad (3.45)$$

Aby układ pracował poprawnie musi być spełniony ważny warunek – półokres przeładowania szeregowego obwodu rezonansowego $L_r - C_r$ musi być mniejszy od jednej czwartej okresu obwodu równoległego, co opisuje zależność:

$$\omega_{r0} > 2\omega_{20} \quad (3.46)$$

Aby zapewnić maksymalny zakres regulacji napięcia na kondensatorze C_2 przez zmianę kąta opóźnienia wysterowania tranzystorów, półokres musi być jak najmniejszy, co zostanie dowiedzione w dalszej części rozprawy. Jednak ze względu na skończoną szybkość przełączania oraz wytrzymałość kluczy tranzystorowych na prąd impulsowy nie należy przyjmować zbyt małych wartości. Dla przekształtników projektowanych do pracy przy częstotliwościach od 1 kHz do 20 kHz zakres dopuszczalnych pulsacji obwodu szeregowego opisuje zależność:

$$5\omega_{20} < \omega_{r0} < 8\omega_{20} \quad (3.47)$$

Dla projektowanego przekształtnika przyjęto $\omega_{r0} = 8\omega_{20} = 1 \exp 6$.

Następnie należy skorzystać z zależności na energię maksymalną pobieraną ze źródła U_d :

$$E_{d(MAX)} = \frac{U_d C_r}{C_2 + C_r} \left(2U_d C_2 + \frac{I_0 \pi}{\omega_r} \right) \quad (3.48)$$

Przekształcając powyższe równanie otrzymuje się zależność na pojemność szeregową:

$$C_r = \frac{E_{d(MAX)} C_2}{C_2 \left(2U_d^2 - \frac{U_d I_0 \pi}{\omega_r} \right) - E_{d(MAX)}} \cong 182 \text{ nF} \quad (3.49)$$

Dla zapewnienia transferu mocy na odpowiednio dużym poziomie, wartość pojemności C_r zwiększono do 250 nF.

Indukcyjność szeregową należy obliczyć z zależności:

$$L_r = \frac{1}{C_r \omega_{r0}^2} \cong 4 \mu H \quad (3.50)$$

Daje to czas przepływu prądu na poziomie 3,1 μs , co przy zastosowanych tranzystorach IGBT jest wystarczające.

Czas załączenia tranzystorów musi być tak dobrany, aby podczas załączenia klucza nastąpiło pełne przeładowanie szeregowego obwodu rezonansowego. W przeciwnym przypadku podczas rozłączenia klucza energia zgromadzona w dławiku L_r wygeneruje na nim wysokie napięcie, które może zniszczyć tranzystor. Minimalny czas dla klucza S_1 jest równy półokresowi drgań szeregowego obwodu rezonansowego, złożonego z elementów $L_r - C_r$, zgodnie z zależnością:

$$\frac{T_r}{2} = \pi \sqrt{\frac{C_r C_2 L_r}{C_r + C_2}} \cong 3 \mu s \quad (3.51)$$

Minimalny czas załączenia tranzystora S_2 jest średnią arytmetyczną półokresu obwodów rezonansowych, złożonych z elementów $L_r - C_r$ oraz $L_r - C_2$:

$$\frac{T_r + T_{r2}}{4} \cong 6 \mu s \quad (3.52)$$

gdzie:

$$\frac{T_{r2}}{2} = \pi \sqrt{L_r C_2} \cong 8,9 \mu s \quad (3.53)$$

Przy równym opóźnieniu załączenia obu kluczy należy przyjąć następującą zależność:

$$T_{ON(S1)} = T_{ON(S2)} > \frac{T_r + T_{r2}}{4} \quad (3.54)$$

Czas załączenia przyjęto na poziomie 7 μs .

Minimalny, możliwy kąt załączenia tranzystorów wynosi 0° i wynika z zastosowanego algorytmu sterowania, który opiera się na wykrywaniu chwili przejścia przez zero napięcia na kondensatorze C_2 i załączeniu odpowiedniego klucza w zależności od zmiany znaku napięcia na tym kondensatorze.

Maksymalny kąt wysterowania tranzystorów przy założeniu dużej dobroci obwodu równoległego musi być, zgodnie z poniższym równaniem, mniejszy od 90° o wartość czasu załączenia tranzystorów:

$$\alpha_{MAX} \leq 90^\circ - \frac{\omega_2}{\pi} T_{ON} 180^\circ \cong 40^\circ \quad (3.55)$$

Ograniczenie to wynika z faktu, iż może nastąpić podtrzymanie prądu płynącego przez dławik L_r , jeżeli tranzystor S_1 jest załączony, napięcie na kondensatorze C_2 zaczyna zmniejszać wartość, a suma napięć na kondensatorach C_2 i C_r jest niższa od napięcia zasilania.

Poniżej podano maksymalne wartości napięć kondensatorów C_2 i C_r otrzymane z zależności 3.9 i 3.20:

$$U_{C21(MAX)} \cong 420V ,$$

$$U_{Cr(MAX)} \cong 1066V .$$

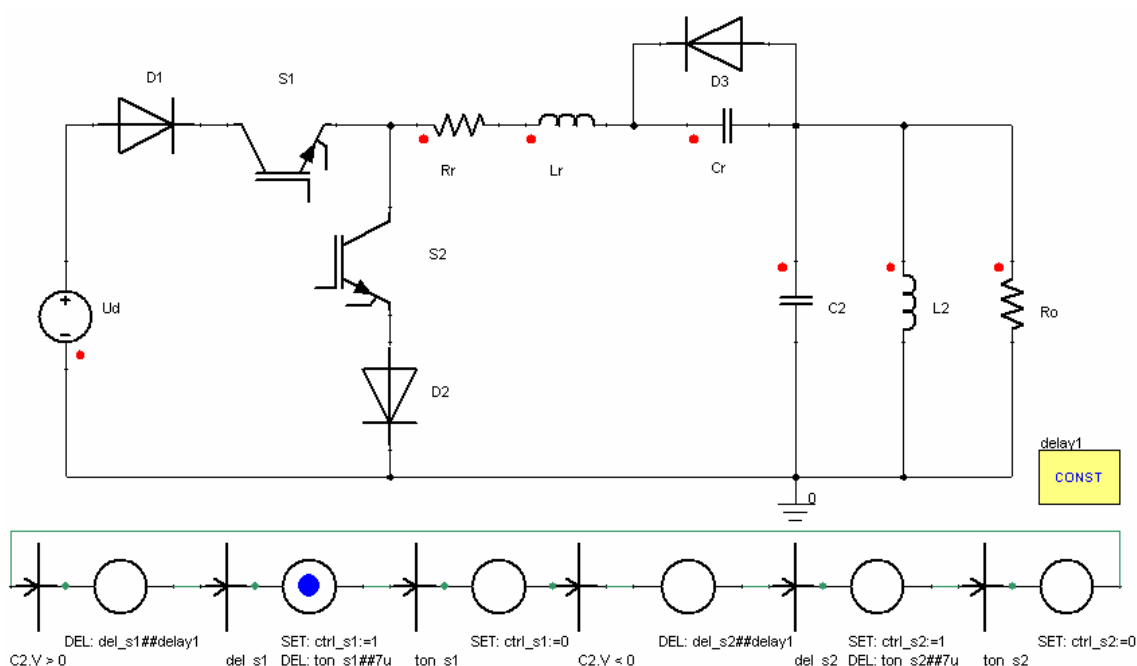
Tranzystor S_1 oraz dioda D_1 muszą według równania 3.10, wytrzymać impulsy prądu powtarzane z częstotliwością 20 kHz o amplitudzie 141 A, której czas trwania przeładowania wynosi 3,1 μ s. Wytrzymałość napięciowa tranzystora S_1 , według równania 3.22, musi być większa lub równa 1020 V, natomiast diody D_1 , według równania 3.23, 886 V. Tranzystor S_2 oraz dioda D_2 muszą według równania 3.31, wytrzymać impulsy prądu o amplitudzie 251 A. Wytrzymałość napięciowa tranzystora S_2 , według równania 3.21, być większa lub równa 1486 V, natomiast diody D_2 , według równania 3.24, 420 V. Wytrzymałość prądowa diody D_3 musi być większa lub równa 250 A, a napięciowa – 1066 V.

Wnioski

Przedstawione zależności opisujące podstawowe stany pracy przekształtnika pozwalają na stworzenie algorytmu doboru wartości elementów i parametrów projektowanego przekształtnika oraz oszacowanie wartości napięć i prądów maksymalnych, którym poddawane są elementy półprzewodnikowe mocy.

4. Badania symulacyjne

Badania symulacyjne podstawowej topologii falownika przeprowadzono w programie Simplorer 9.0 firmy ANSYS. Schemat oraz układ sterowania zaprojektowany w tym środowisku przedstawiono na rys. 4.1. Przyjęto model tranzystora oraz diody odwzorowany w stanie przewodzenia za pomocą źródła napięcia progowego U_{T0} i rezystancji dynamicznej r_T . Dla tranzystora U_{T0} wynosi 1,6 V, natomiast $r_T = 20 \text{ m}\Omega$. Są to parametry tranzystora z modułu elektroizolowanego o symbolu SKM 100GB123D dla temperatury złącza 125°C . Dla diody U_{D0} wynosi 1,4 V, natomiast $r_D = 8 \text{ m}\Omega$. Są to parametry diody z modułu elektroizolowanego o symbolu DSEP 2x61-12A dla temperatury złącza 100°C . W modelu uwzględniono dobroć obwodu doładowania, złożonego z elementów $L_r - C_r$ w postaci szeregowo włączonego rezystora R_r oraz sumaryczną dobroć równoległego obwodu $L_2 - C_2$, która obejmuje również rezystancję obciążenia reprezentowaną przez równolegle włączony rezystor R_o . Wartości zastosowanych elementów reaktancyjnych są następujące: indukcyjność $L_r = 4 \text{ }\mu\text{H}$, $C_r = 250 \text{ nF}$, $C_2 = 2 \text{ }\mu\text{F}$, $L_2 = 32 \text{ }\mu\text{H}$. Model przekształtnika zasilany jest ze źródła napięcia stałego o wartości 600 V.

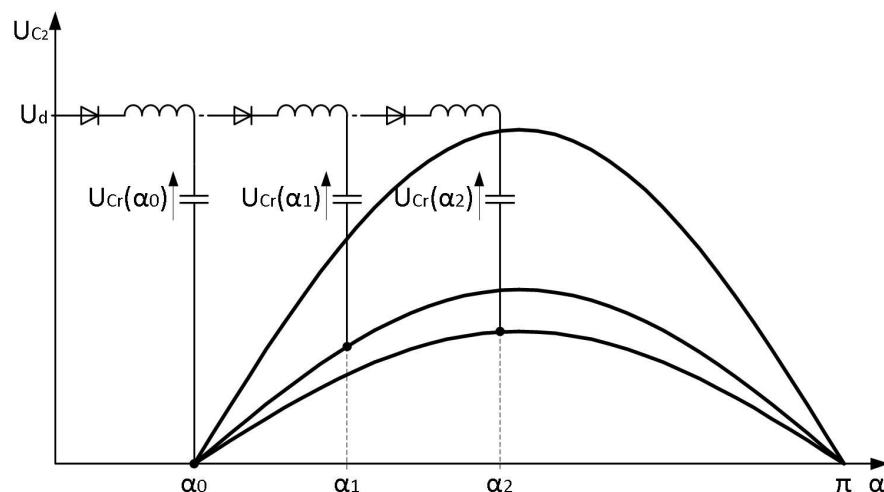


Rys. 4.1. Model przekształtnika oraz jego algorytm sterowania w programie Simplorer 9.0

Regulacja napięcia na kondensatorze C_2 opiera się na dostarczaniu odpowiedniej porcji energii do równoległego obwodu drgającego $L_2 - C_2$ za pośrednictwem obwodu szeregowego, złożonego z elementów $L_r - C_r$. Pierwsza porcja energii dostarczana jest do obwodu podczas załączenia klucza S_1 , druga natomiast podczas załączenia klucza S_2 . Klucze S_1 i S_2 załączane są na zmianę po przejściu napięcia na kondensatorze C_2 przez zero, odpowiednio dla zbocza narastającego i opadającego z takim samym kątem opóźnienia. Ilość energii pobranej ze źródła i dostarczonej do obwodu równoległego (z pominięciem strat) równa jest różnicy stanu energetycznego kondensatora C_r przed i po doładowaniu, zgodnie

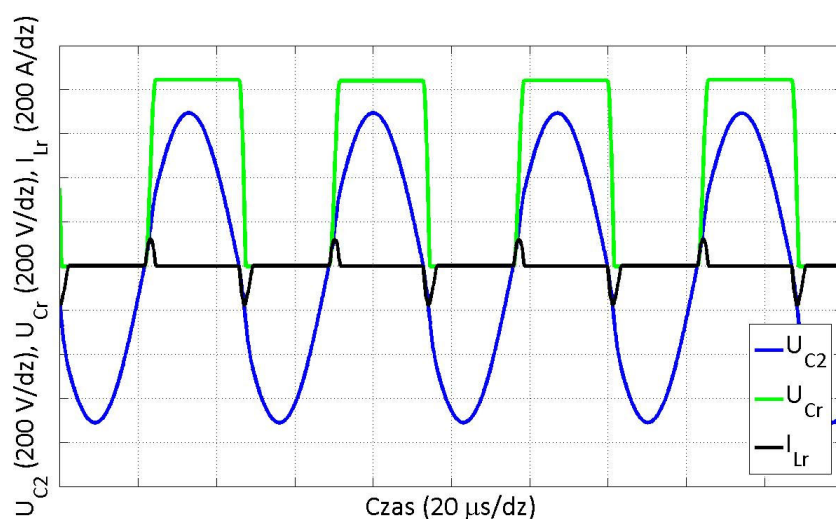
z zależnością $0,5U^2C$. Im kąt opóźnienia załączenia tranzystora jest bliższy zeru, tym więcej dostarczanej energii i tym większa amplituda napięcia na kondensatorze C_2 przy założeniu skończonej dobroci obwodu równoległego.

Na rysunku 4.2 schematycznie przedstawiono sposób regulacji amplitudy napięcia na kondensatorze C_2 przez zmianę kąta α wysterowania tranzystora S_1 (dla przedziału $0 - \pi$). Sterowanie kluczem S_2 (dla przedziału $\pi - 2\pi$) odbywa się analogicznie.

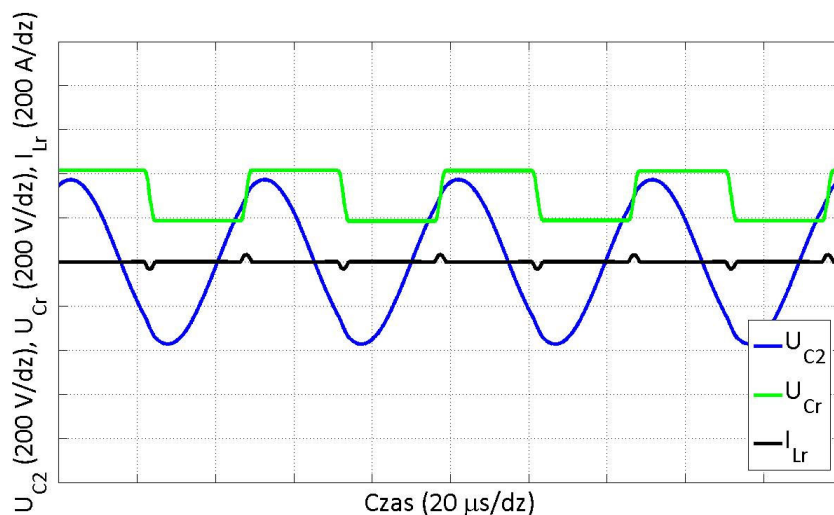


Rys. 4.2. Sposób regulacji napięcia na kondensatorze C_2 przez zmianę kąta wysterowania tranzystorów

Na rysunku 4.3 i 4.4 przedstawiono przebiegi napięcia na kondensatorze C_2 , C_r i prądu dławika L_r dla kąta wysterowania $\alpha = 0^\circ$ i $\alpha = 45^\circ$. Można zauważyć znaczną zmianę amplitudy napięcia na kondensatorze C_2 i C_r oraz prądu płynącego przez tranzystory S_1 i S_2 . Właściwość zmiany amplitudy napięcia na kondensatorze C_2 przez zmianę kąta opóźnienia wysterowania tranzystorów jest wykorzystywana do regulacji napięcia wyjściowego, co jest bardzo dużą zaletą omawianej topologii.

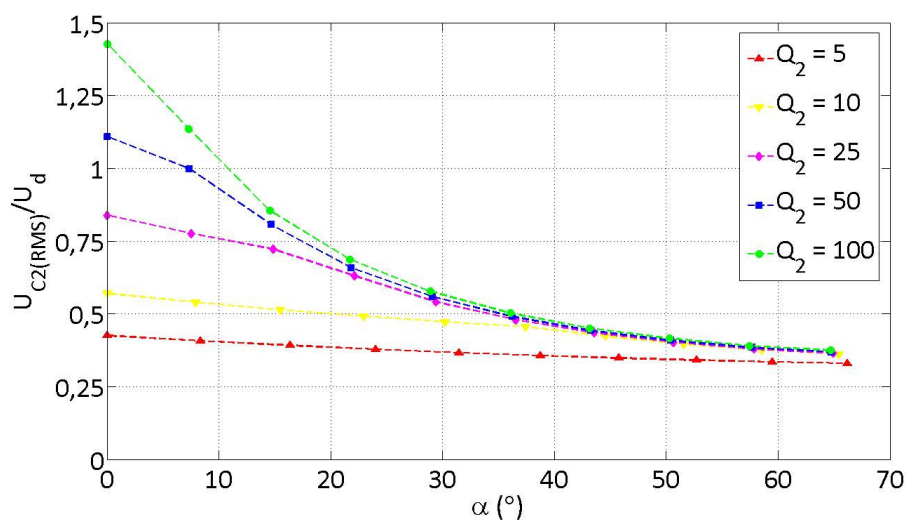


Rys. 4.3. Przebiegi napięcia na kondensatorze C_2 , C_r i prądu dławika L_r dla kąta wysterowania tranzystorów $\alpha = 0^\circ$ i dobroci $Q_2 = 25$



Rys. 4.4. Przebiegi napięcia na kondensatorze C_2 , C_r i prądu dławika L_r dla kąta wysterowania tranzystorów $\alpha = 45^\circ$ i dobroci $Q_2 = 25$

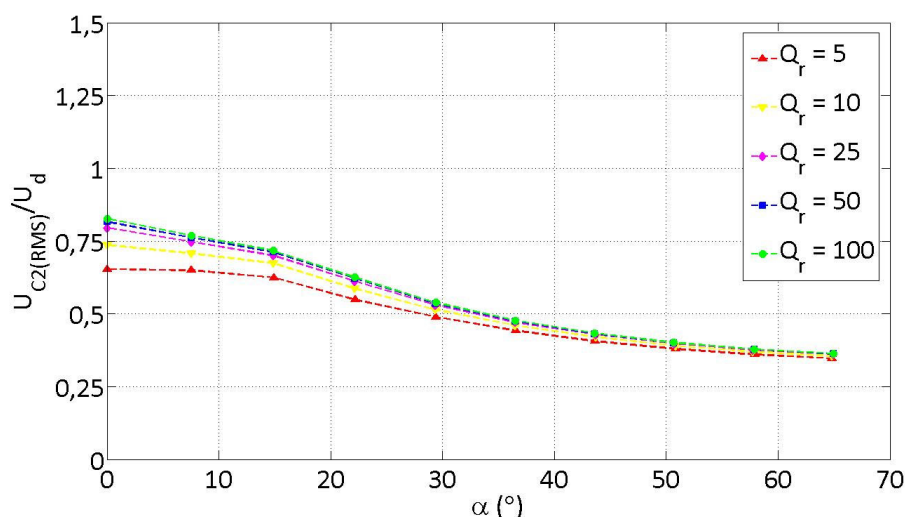
Rysunek 4.5 przedstawia charakterystyki napięcia skutecznego na kondensatorze C_2 w funkcji kąta opóźnienia załączenia tranzystorów oraz dobroci obwodu głównego. Do badania przyjęto, że dobroć obwodu doładowania jest stała i wynosi $Q_r = 4000$ ($R_r = 1 \text{ m}\Omega$). Badania przeprowadzono dla dobroci obwodu głównego Q_2 , która wynosi odpowiednio – 5, 10, 25, 50, 100.



Rys. 4.5. Charakterystyka napięcia skutecznego na kondensatorze C_2 w funkcji kąta opóźnienia załączenia tranzystorów oraz dobroci obwodu głównego

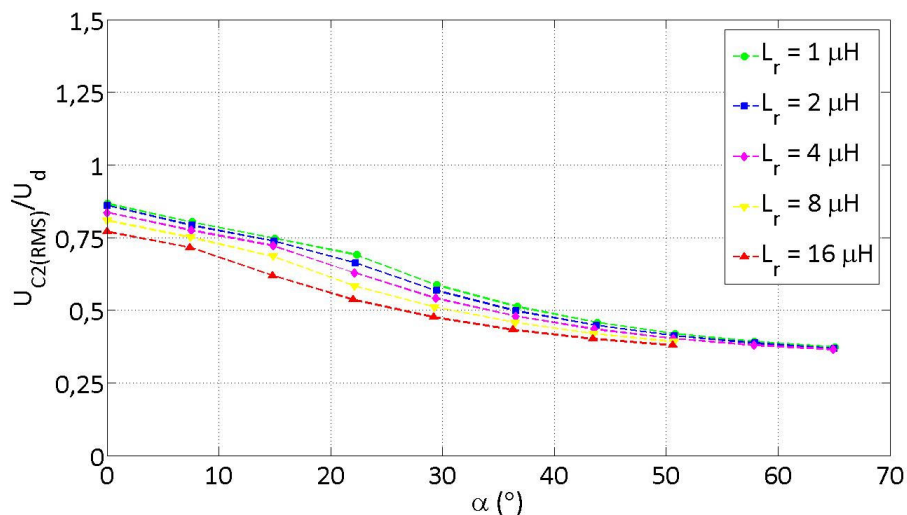
Z analizy przedstawionej charakterystyki wynika, że im mniejszy jest kąt wysterowania tranzystorów, tym wyższe napięcie na kondensatorze. Istotna jest tutaj również dobroć obwodu głównego, która mocno wpływa na zakres regulacji układu – im wyższa dobroć, tym większy jest zakres regulacji. Właściwość ta wykorzystywana jest do regulacji napięcia wyjściowego, co w połączeniu z silnie nieliniową charakterystyką reaktora DBD pozwala na kontrolę mocy wyjściowej w znacznym zakresie.

Na rysunku 4.6 przedstawiono charakterystyki regulacji przekształtnika w zależności od dobroci obwodu doładowania, przy stałej dobroci obwodu głównego, która wynosi $Q_2 = 25$. Charakterystyki wyznaczono dla dobroci $Q_r = 5, 10, 25, 50, 100$. W tym przypadku wpływ dobroci obwodu szeregowego jest znacznie mniejszy niż poprzednio. Kierunek zmian jest ten sam: im wyższa dobroć obwodu doładowania, tym większy zakres regulacji.



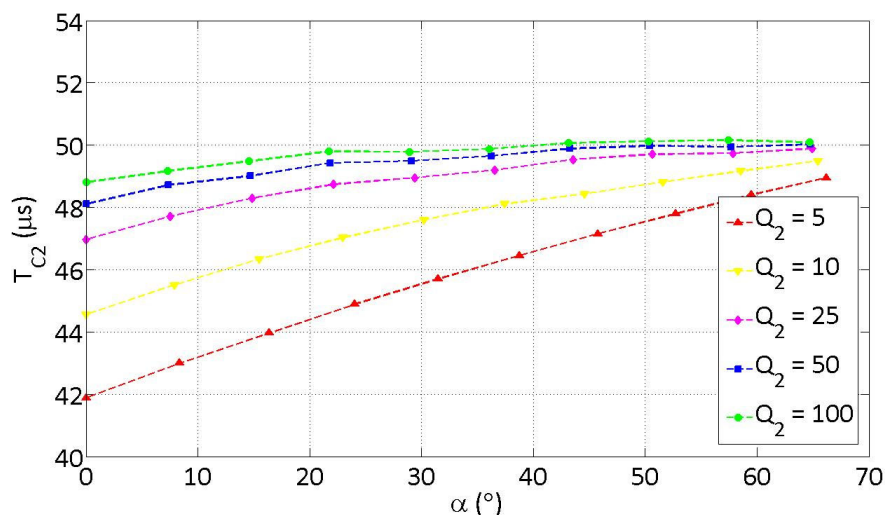
Rys. 4.6. Charakterystyka napięcia skutecznego na kondensatorze C_2 w funkcji kąta opóźnienia załączenia tranzystorów oraz dobroci obwodu doładowania

Rysunek 4.7 przedstawia charakterystyki napięcia skutecznego na kondensatorze C_2 w funkcji kąta opóźnienia załączenia tranzystorów oraz wartości indukcyjności L_r dla wartości $1 \mu\text{H}$, $2 \mu\text{H}$, $4 \mu\text{H}$, $8 \mu\text{H}$, $16 \mu\text{H}$. Do badania przyjęto, że dobroć obwodu doładowania jest stała i wynosi $Q_r = 4000$ ($R_r = 1 \text{ m}\Omega$). Badania przeprowadzono dla dobroci obwodu głównego, która wynosi $Q_2 = 25$. Badania miały na celu pokazanie wpływu długości przeładowania obwodu szeregowego na zakres regulacji bez zmiany pojemności szeregowej C_r . Z analizy wynika, że im krótszy jest okres przeładowania, tym zakres regulacji jest większy. Wynika to z dynamicznej, dodatniej zmiany napięcia na kondensatorze C_2 podczas doładowania, wynikającej z ładowania jej energią nie tylko z obwodu szeregowego, lecz również z indukcyjności L_2 . Im dłużej trwa doładowanie, tym większy jest przyrost napięcia kondensatora C_2 wywołany działaniem dławika L_2 , a tym samym, w wyniku mniejszej różnicy napięć, mniej jest energii dostarczanej przez obwód szeregowy ze źródła U_d .



Rys. 4.7. Charakterystyka napięcia skutecznego na kondensatorze C_2 w funkcji kąta opóźnienia załączenia tranzystorów oraz indukcyjności szeregowego obwodu doładowania

Regulacja napięcia przez zmianę kąta opóźnienia wpływa również na okres drgań obwodu równoległego, co przedstawiono na rys. 4.8. Im mniejszy kąt α , tym wyższa częstotliwość tego obwodu. Wynika to ze zniekształcenia napięcia kondensatora C_2 w wyniku impulsowego ładowania przez obwód szeregowy.



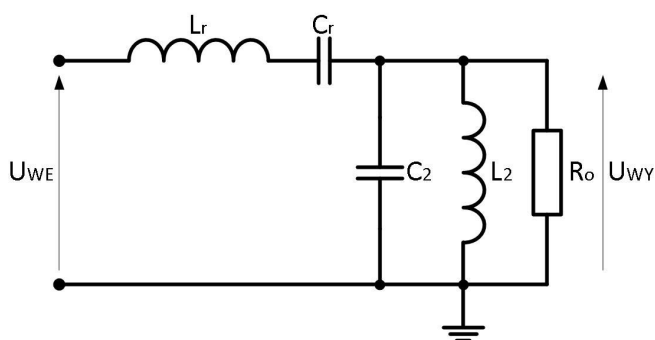
Rys. 4.8. Charakterystyki wartości okresu napięcia na kondensatorze C_2 w funkcji kąta opóźnienia załączenia tranzystorów oraz dobroci obwodu głównego ($Q_2 = 5, 10, 25, 50, 100$)

Na rysunku 4.9b i c przedstawiono charakterystyki amplitudowe wzmocnienia napięciowego i prądu źródła. Układ wykazuje obecność dwóch częstotliwości rezonansowych

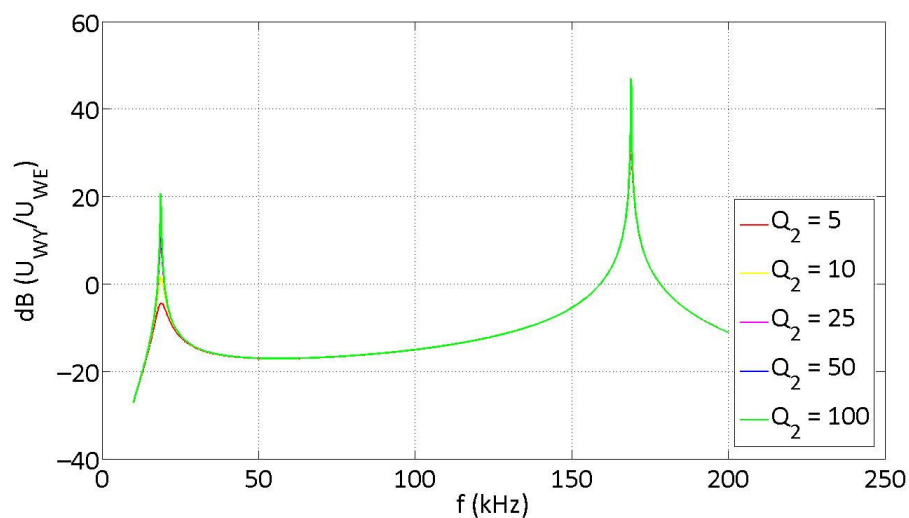
w wyniku istnienia dwóch obwodów rezonansowych $L_r - C_r$ oraz $L_2 - C_2$. Dużą zaletą jest, że dobroć obwodu równoległego Q_2 w znikomym stopniu wpływa na zmiany częstotliwości rezonansowej, z którą pracują klucze półprzewodnikowe (rys. 4.9b). Również stan zwarcia w obwodzie równoległym jedynie nieznacznie przesuną częstotliwość przeładowania obwodu szeregowego, co gwarantuje rezonansową pracę falownika również przy zwarcu (rys. 4.9c).

Rysunek 4.10 przedstawia charakterystyki amplitudowe napięcia na kondensatorze C_2 dla podstawowych stanów pracy przekształtnika dla schematu zastępczego falownika z rys. 4.9a.

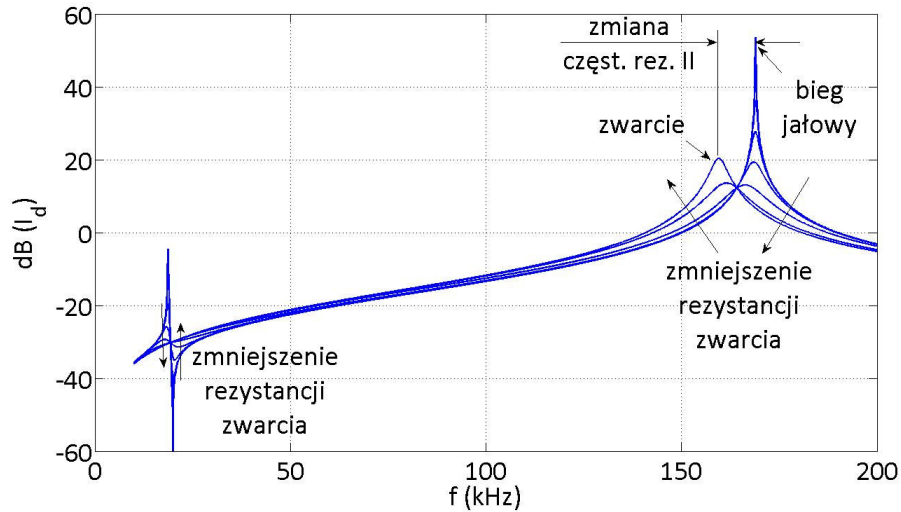
a)



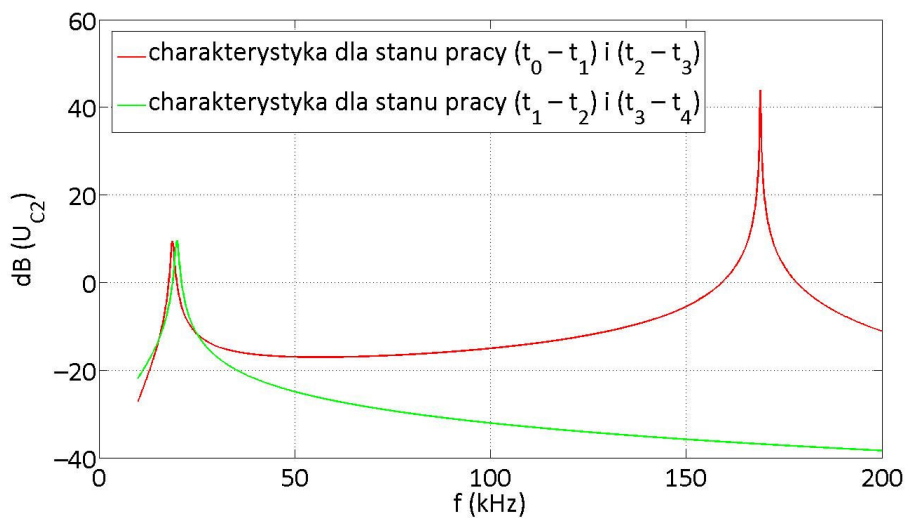
b)



c)



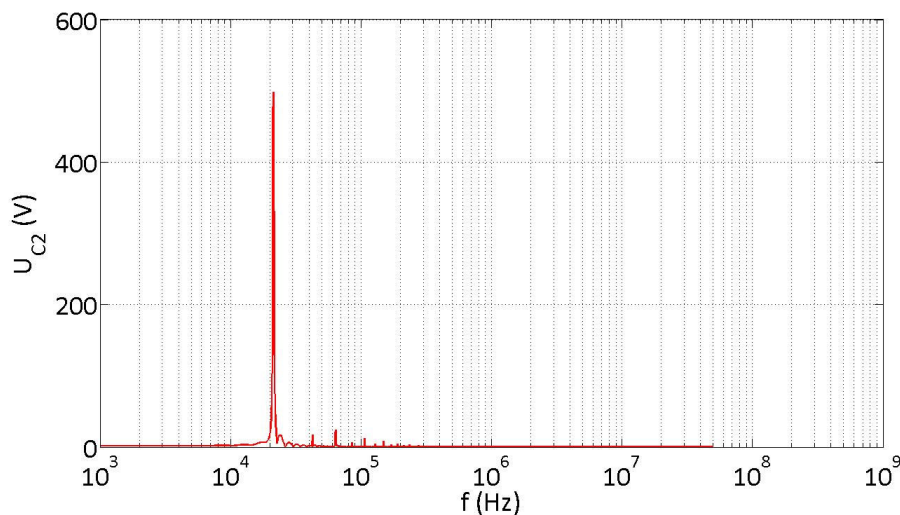
Rys. 4.9. a) Schemat zastępczy przekształtnika; b) charakterystyki amplitudowe podczas pracy w zależności od dobroci obwodu głównego; c) przy zwarciu równoległego obwodu drgającego



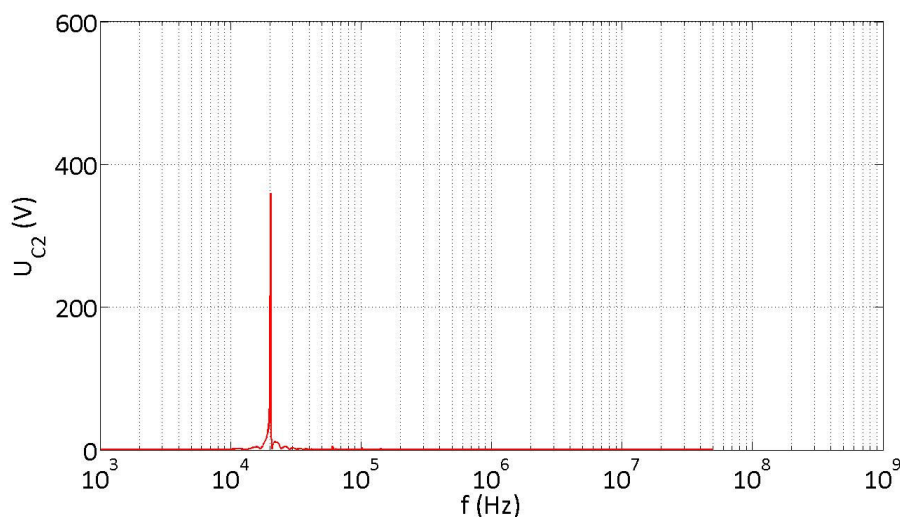
Rys. 4.10. Charakterystyka amplitudowa dla przedziału czasu $t_0 - t_1$ i $t_2 - t_3$ oraz $t_1 - t_2$ i $t_3 - t_4$ dla podstawowych stanów pracy

Dla sprawdzenia wpływu impulsowego doładowania na kształt napięcia kondensatora C_2 przeprowadzono analizę FFT, której wyniki dla kąta 0° i 45° przedstawiono na rys. 4.11a i b. Analiza wykazała znaczną dominację harmoniczną podstawowej napięcia o częstotliwości około 20 kHz dla obu kątów.

a)



b)



Rys. 4.11. Analiza FFT napięcia na kondensatorze C_2 dla kąta opóźnienia załączenia tranzystorów: a) 0° ; b) 45°

Wnioski

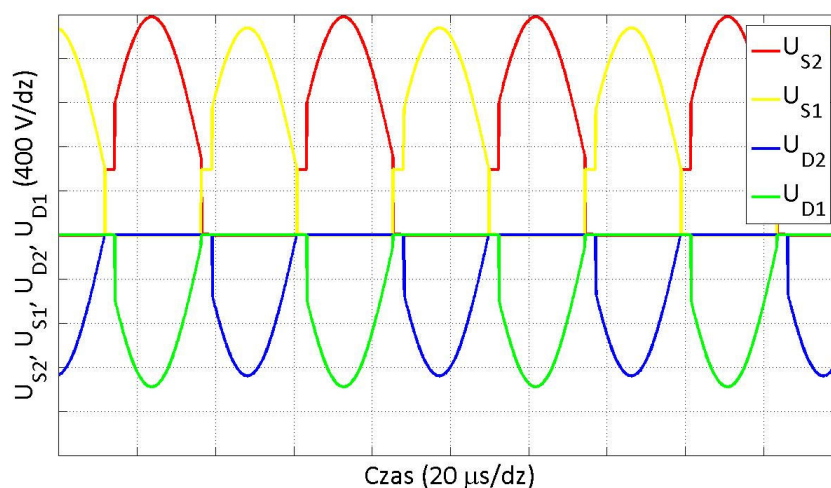
Z przeprowadzonych badań symulacyjnych wynika, że kąt opóźnienia załączenia tranzystorów istotnie wpływa na wartość amplitudy napięcia na kondensatorze C_2 , a zakres regulacji zależy przede wszystkim od dobroci obwodu głównego, jak również dobroci szeregowego obwodu doładowania i czasu przeładowania.

Ważną zaletą układu jest zachowanie rezonansowego charakteru przełączania kluczy nawet przy zwarcu równoległego obwodu drgającego.

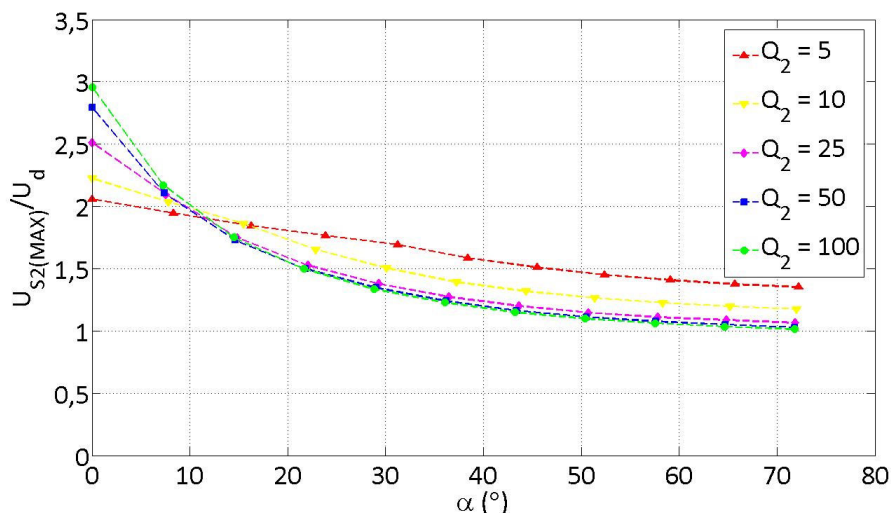
Ponadto układ, pomimo impulsowego doładowania, które zniekształca napięcie na kondensatorze C_2 , nadal wykazuje się jedną dominującą częstotliwością rezonansową, bliską częstotliwości rezonansowej $L_2 - C_2$.

5. Redukcja napięć na elementach półprzewodnikowych

W proponowanej topologii przekształtnika mogą wystąpić napięcia przewyższające wartości dopuszczalne zastosowanych elementów półprzewodnikowych. Szczególnie narażony jest tutaj tranzystor S_2 , co przedstawiono na rys. 5.1. Występujące na nim napięcie jest sumą napięć kondensatora C_2 oraz C_r . Maksymalne napięcie na kondensatorze C_r może wynieść $2U_d$, natomiast napięcie na kondensatorze C_2 zależy od dobroci obwodu i może przyjmować bardzo duże wartości. Charakterystykę napięcia na tranzystorze S_2 dla różnej dobroci Q_2 oraz kąta opóźnienia wysterowania tranzystorów przedstawiono na rys. 5.2. Wynika z niej, że im wyższa jest dobroć obwodu głównego i mniejszy kąt wysterowania tranzystorów, tym wyższa wartość napięcia maksymalnego na tranzystorze S_2 . Dla dobroci $Q_2 = 100$ i kąta $\alpha = 0^\circ$ napięcie prawie 3-krotnie przewyższa napięcie zasilania.

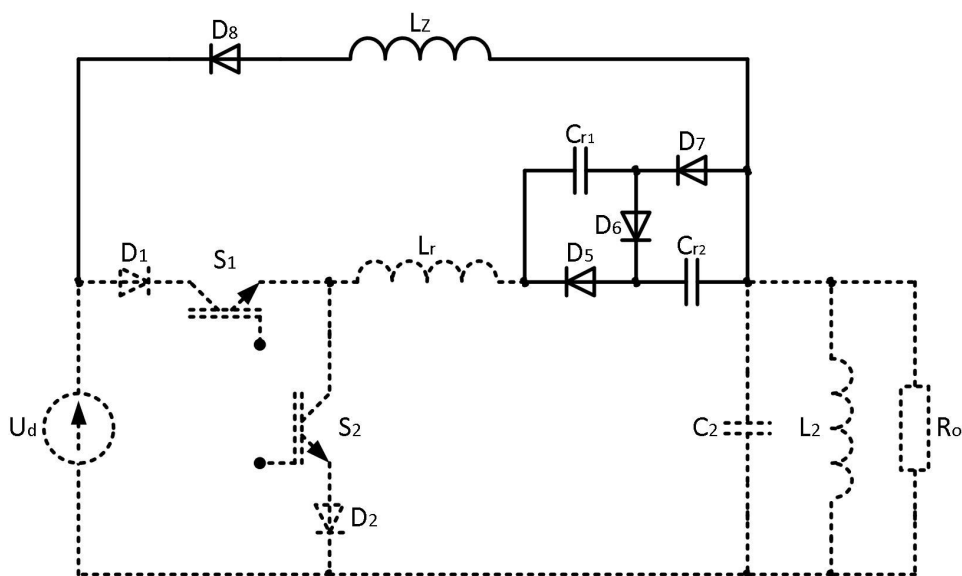


Rys. 5.1. Przebiegi napięć na elementach półprzewodnikowych dla dobroci obwodu równoległego $Q_2 = 100$ i kąta opóźnienia załączenia tranzystorów $\alpha = 0$. Topologia podstawowa



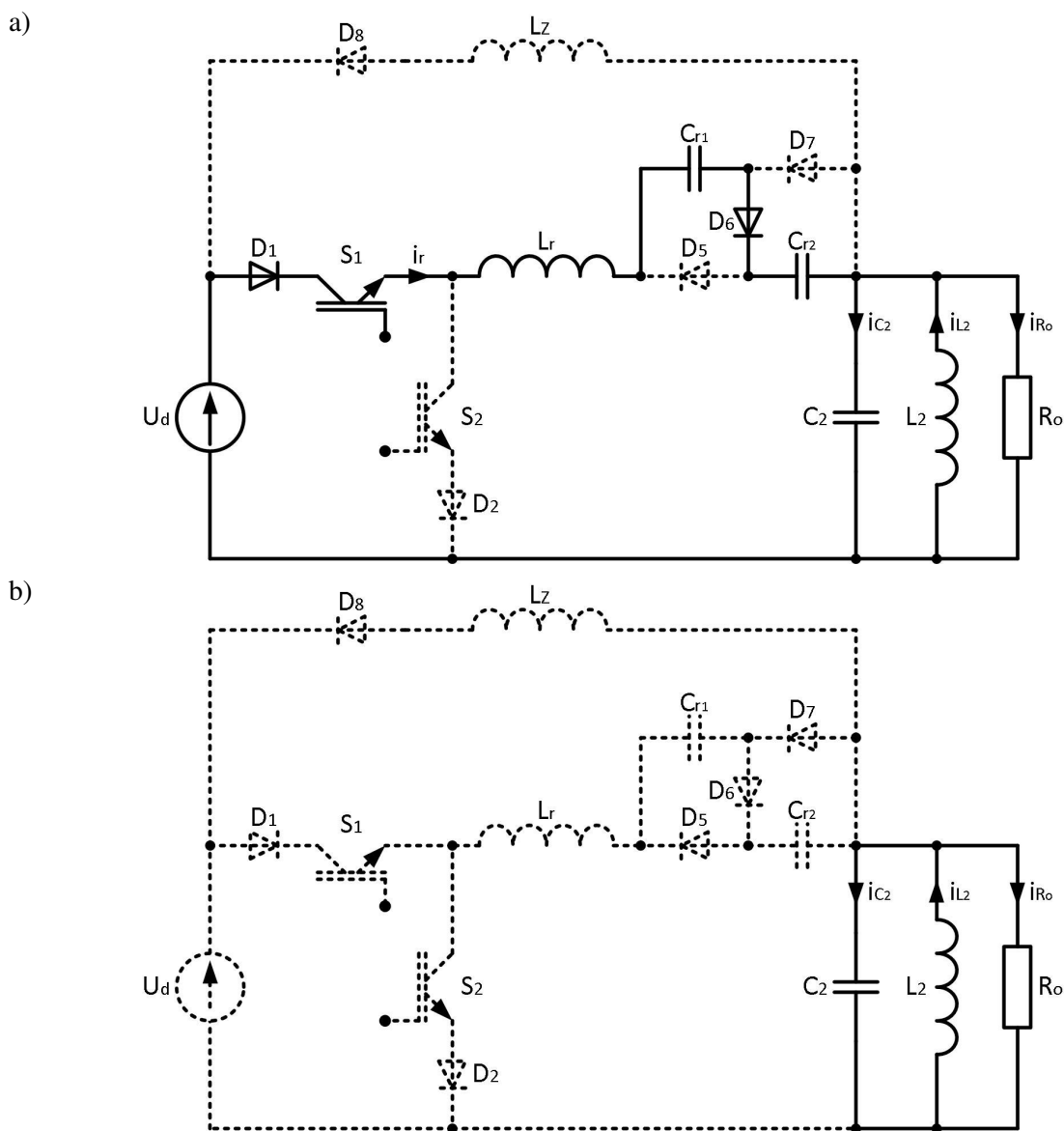
Rys. 5.2. Charakterystyka napięcia maksymalnego na tranzystorze S_2 w funkcji kąta opóźnienia załączenia tranzystorów oraz dobroci obwodu głównego

Aby zmniejszyć amplitudę tego napięcia zaproponowano modyfikację przedstawioną na rys. 5.3 (linia ciągła), która umożliwia ograniczenie napięcia na kondensatorze C_r oraz C_2 , co skutkuje ograniczeniem napięcia na tranzystorze S_2 . Pierwsza modyfikacja polega na rozdzieleniu kondensatora C_r na kondensatory C_{r1} i C_{r2} , natomiast diody D_3 na diody D_5 , D_6 , D_7 . Druga modyfikacja polega na dodaniu dławika L_z i diody D_8 . Dzięki pierwszej modyfikacji maksymalne napięcie na module kondensatorów C_{r1} i C_{r2} jest zmniejszane do połowy przez równoległe ich połączenie. Po zakończeniu procesu ładowania może ono wynosić maksymalnie U_d . Druga modyfikacja ogranicza maksymalne napięcie na kondensatorze C_2 do wartości U_d przez odprowadzanie energii do źródła zasilania, jeżeli napięcie maksymalne na kondensatorze C_2 przewyższa U_d . Dzięki zastosowaniu takich modyfikacji napięcie na tranzystorze ograniczone jest do $2U_d$.

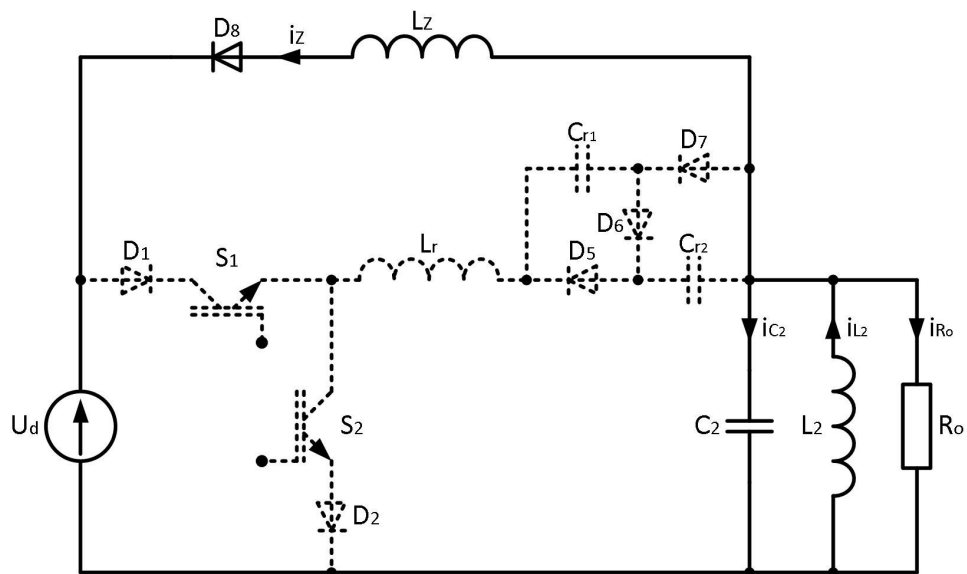


Rys. 5.3. Topologia zmodyfikowana o elementy (zaznaczone linią ciągłą) służące do ograniczenia maksymalnego napięcia na kluczu S_2

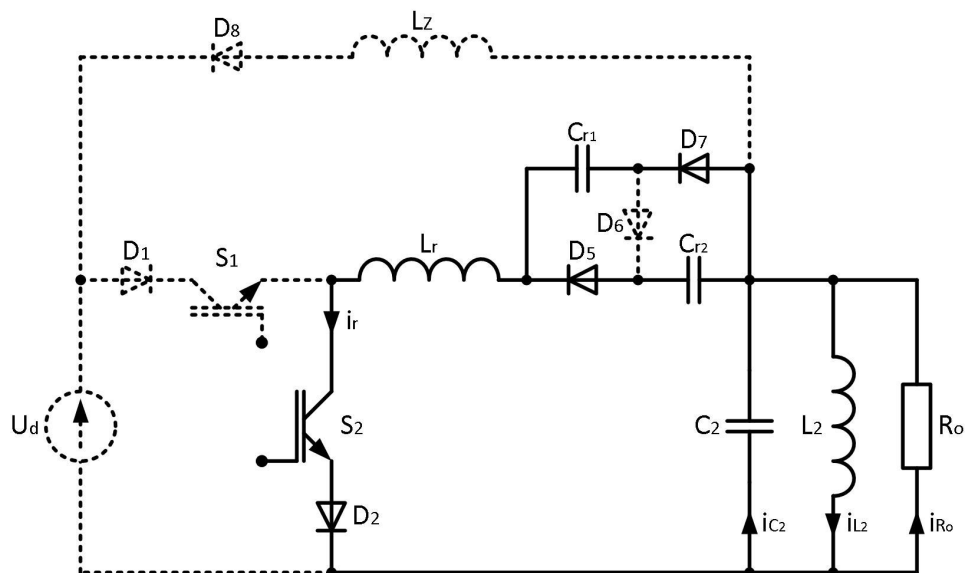
Na rysunku 5.4 przedstawiono podstawowe stany pracy zmodyfikowanego przekształtnika. Pierwszy stan (a) rozpoczyna się od załączenia klucza S_1 , następuje wówczas szeregowe ładowanie kondensatorów C_{r1} , C_{r2} i C_2 przez diodę D_1 , klucz S_1 , dławik L_r i diodę D_6 . Drugi stan (b) następuje po zaniku prądu w dławiku L_r , obwód równoległy drga wówczas swobodnie, dioda D_6 zostaje spolaryzowana zaporowo, natomiast kondensatory C_{r1} i C_{r2} łączą się równolegle w wyniku znikomego prądu polaryzującego diody D_5 i D_7 w kierunku przewodzenia. Stan trzeci (c) występuje tylko wówczas, gdy wartość napięcia na kondensatorze C_2 jest wyższa niż wartość napięcia źródła. Prąd płynie wtedy przez dławik L_z i diodę D_8 do źródła. Stan czwarty (d) rozpoczyna się od załączenia klucza S_2 , następuje wówczas równoległe rozładowywanie kondensatorów C_{r1} i C_{r2} oraz ładowanie C_2 przez diodę D_2 , klucz S_2 , dławik L_r i diody D_5 i D_7 .



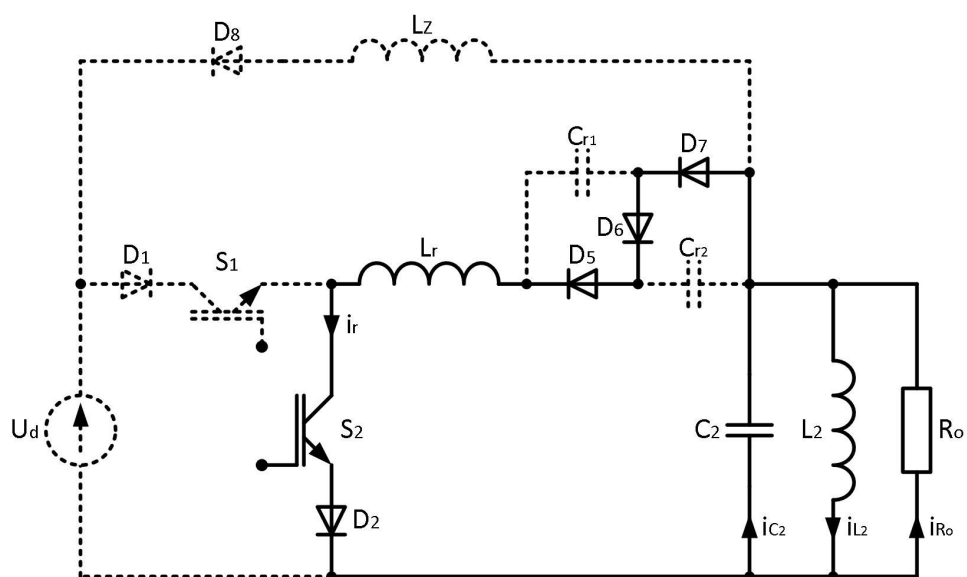
c)



d)



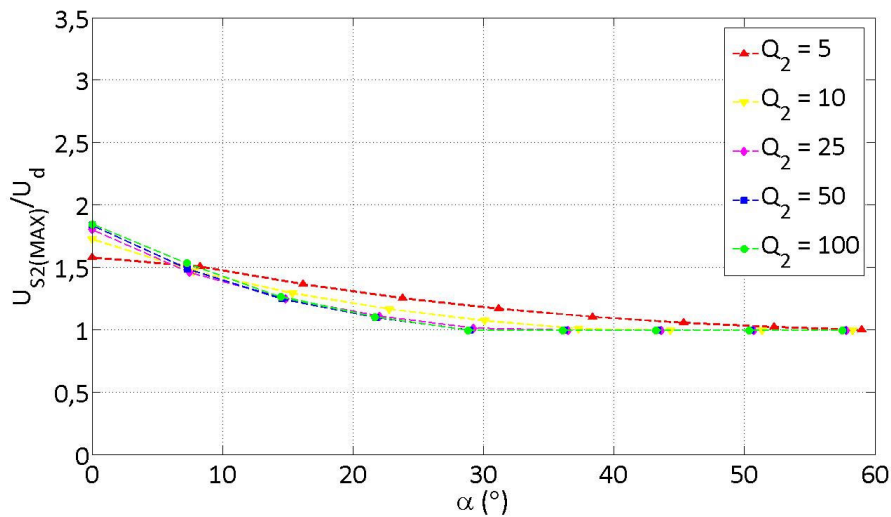
e)



Rys. 5.4. Podstawowe stany pracy topologii zmodyfikowanej o elementy ograniczające napięcie maksymalne na kluczu S_2

Charakterystyki napięcia maksymalnego na tranzystorze S_2 w funkcji kąta opóźnienia załączenia tranzystorów oraz dobroci obwodu głównego dla układu zmodyfikowanego o obwód ograniczenia napięcia przedstawiono na rys. 5.5. Widoczne jest tutaj znaczne ograniczenie napięcia. Jest ono tym większe, im mniejszy jest kąt wysterowania tranzystorów oraz wyższa dobroć obwodu głównego.

Aby proponowana modyfikacja nie wpływała na ilość energii dostarczanej do obwodu równoległego podczas załączenia klucza S_1 , spełniona musi być zależność 5.1, która mówi, iż pojemność wynikająca z szeregowego połączenia kondensatorów C_{r1} i C_{r2} musi być równa pojemności C_r , wyliczonej z zależności 3.49. Dla uproszczenia można przyjąć, że wartość pojemności kondensatorów C_{r1} i C_{r2} jest jednakowa i dwukrotnie wyższa od wyliczonej wartości pojemności C_r .



Rys. 5.5. Charakterystyka napięcia maksymalnego na tranzystorze S_2 w funkcji kąta opóźnienia załączenia tranzystorów oraz dobroci obwodu głównego dla topologii zmodyfikowanej o obwód ograniczenia napięcia

$$\frac{C_{r1}C_{r2}}{C_{r1} + C_{r2}} = C_r \quad (5.1)$$

$$C_{r1} = C_{r2} = 2C_r = 500 \text{ nF} \quad (5.2)$$

Przy takich założeniach pulsacja ω_r dla przeładowania szeregowego obwodu rezonansowego, podczas załączonego klucza S_1 , w przedziale czasu $t_0 - t_1$, pozostanie bez zmian. Zmieni się natomiast pulsacja ω_r przy załączonym kluczu S_2 w przedziale czasu $t_2 - t_3$, zgodnie z zależnością 5.3. Wynika to z równoległego połączenia kondensatorów C_{r1} i C_{r2} .

$$\omega_{r'} = \sqrt{\frac{4C_r + C_2}{4C_r C_2 L_r}} \cong 612\,772 \quad (5.3)$$

$$\frac{T_{r'}}{2} = \frac{\pi}{\omega_{r'}} \cong 5,13\,\mu s \quad (5.4)$$

Minimalny czas załączenia tranzystora S_2 obliczyć można ze wzoru:

$$\frac{T_{r'} + T_{r2}}{4} \cong 7\,\mu s \quad (5.5)$$

Przy równym opóźnieniu załączenia obu kluczy należy przyjąć następującą zależność:

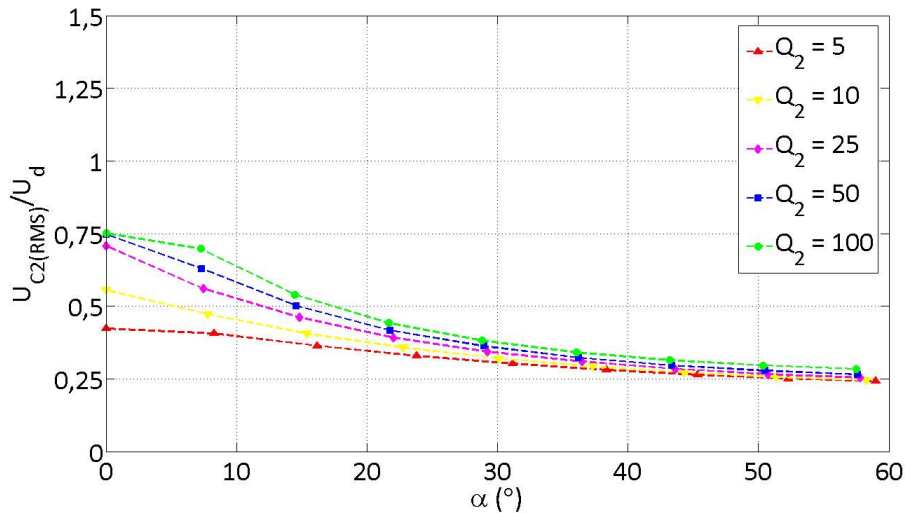
$$T_{ON(S1)} = T_{ON(S2)} > \frac{T_{r'} + T_{r2}}{4} \quad (5.6)$$

Czas załączenia przyjęto na poziomie $8\,\mu s$.

Maksymalny kąt wysterowania tranzystorów również ulegnie zmianie:

$$\alpha_{MAX} \leq 90^\circ - \frac{\omega_2}{\pi} T_{ON} 180^\circ \cong 32^\circ \quad (5.7)$$

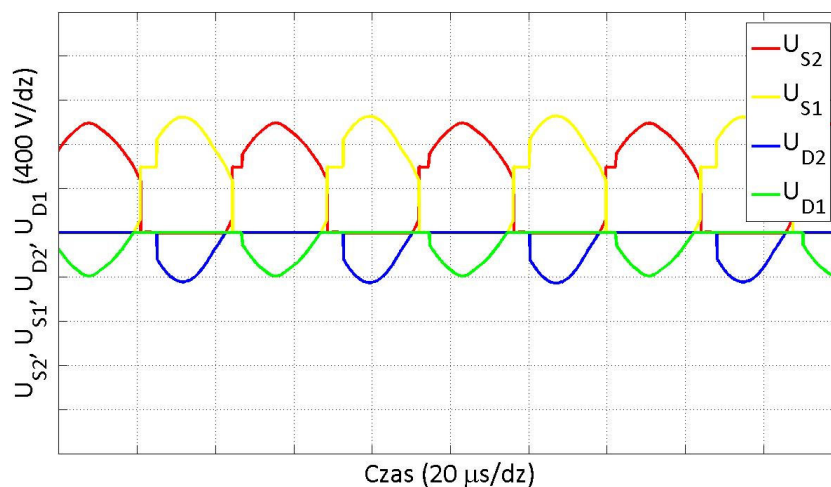
Na rysunku 5.6 przedstawiono wpływ zastosowanej modyfikacji na kształt charakterystyk napięcia na kondensatorze C_2 . Analiza wykazała, że nastąpiło ograniczenie wartości skutecznej napięcia na kondensatorze C_2 w całym zakresie kąta opóźnienia załączenia tranzystorów oraz poszczególnych dobroci obwodu równoległego.



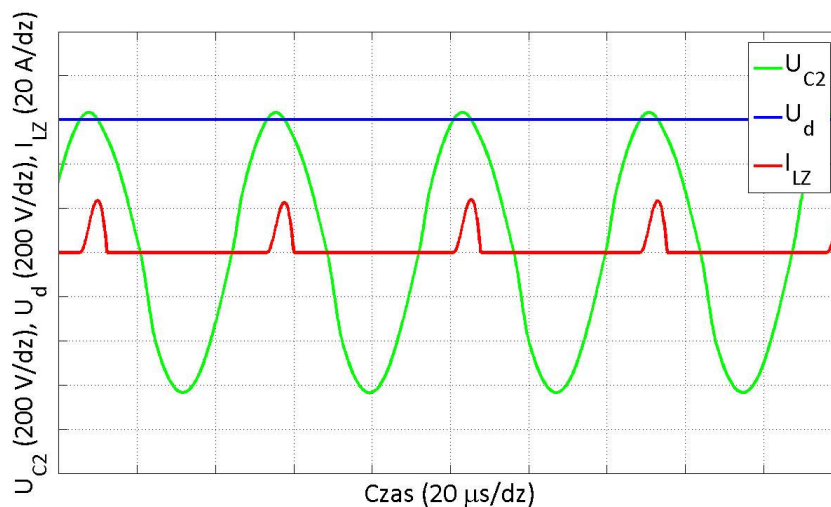
Rys. 5.6. Charakterystyka napięcia skutecznego na kondensatorze C_2 w funkcji kąta opóźnienia załączenia tranzystorów oraz dobroci obwodu głównego

Na rysunku 5.7, dla zilustrowania wpływu modyfikacji, przedstawiono przebiegi napięć na wybranych półprzewodnikach mocy (S_2 , S_1 , D_2 , D_1) dla topologii zmodyfikowanej dla dobroci obwodu równoległego $Q_2 = 100$ i minimalnego kąta wysterowania tranzystorów.

Widać znaczne ograniczenia napięć w porównaniu z rys. 5.1. Dodatkowo na rys. 5.8 przedstawiono działanie zwrotu energii z równoległego obwodu rezonansowego do źródła U_d przez obwód $L_Z - D_Z$.



Rys. 5.7. Przebiegi napięć na elementach półprzewodnikowych dla dobroci obwodu równoległego $Q_2 = 100$ i kąta opóźnienia załączenia tranzystorów $\alpha = 0$. Topologia zmodyfikowana przez układy ograniczania napięcia



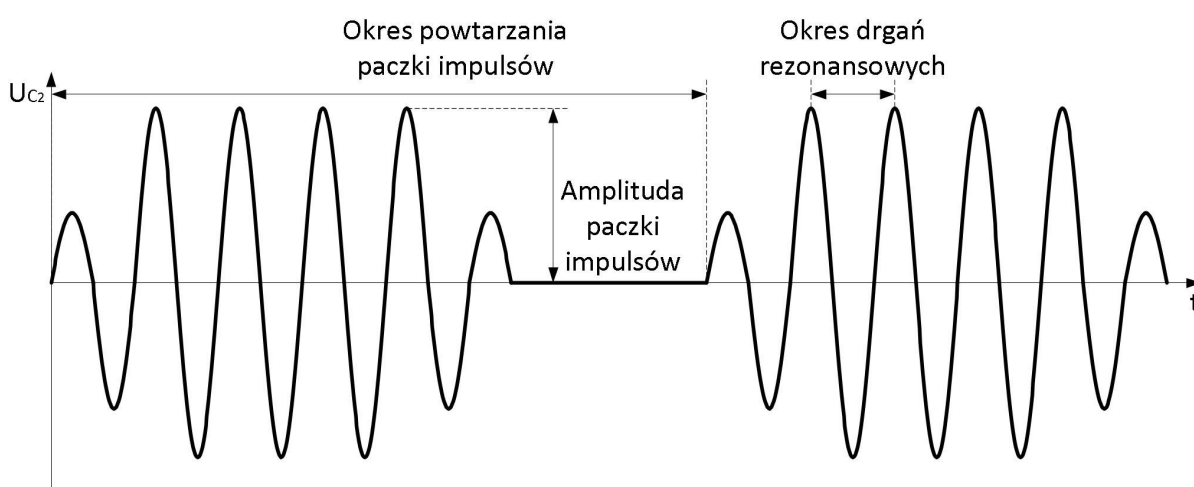
Rys. 5.8. Przebiegi napięcia na kondensatorze C_2 , źródle U_d i prądu dławika L_Z dla dobroci obwodu równoległego $Q_2 = 100$ i kąta opóźnienia załączenia tranzystorów $\alpha = 0$. Topologia zmodyfikowana przez układy ograniczania napięcia

Wnioski

Zaproponowana modyfikacja w sposób istotny wpływa na ograniczenie maksymalnych wartości napięć klucza S_2 do wartości $2U_d$, jak również klucza S_1 . Pozwala to na dobór elementów półprzewodnikowych mocy o niższym dopuszczalnym napięciu pracy, a w efekcie daje niższą ceną, jak również lepsze parametry statyczne i dynamiczne.

6. Tryb pracy z modulacją PDM

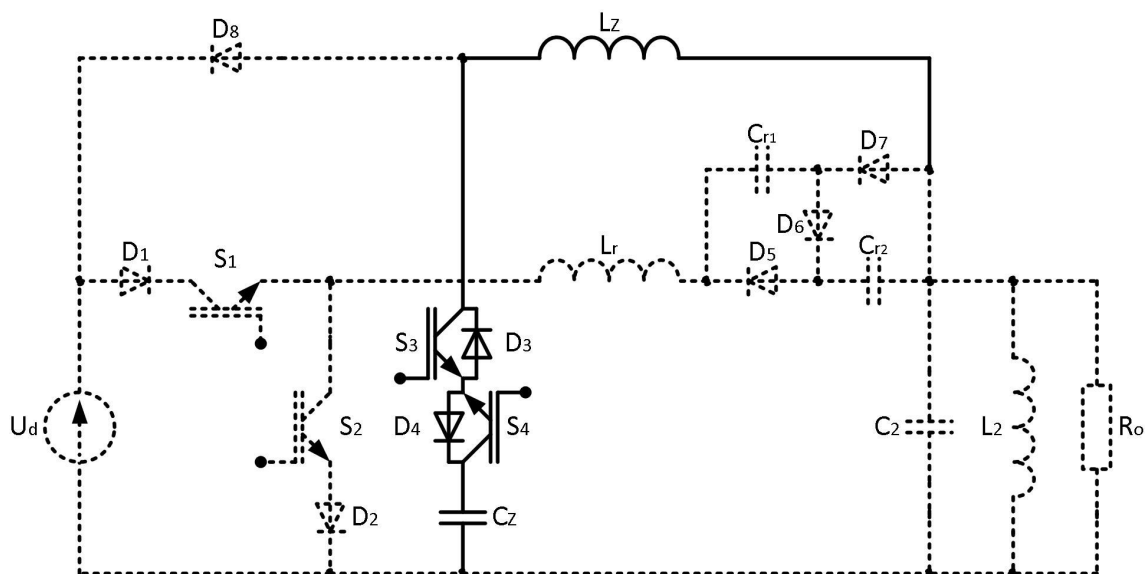
Wartość amplitudy oraz częstotliwość fali napięcia zasilającego musi być poddana procesowi optymalizacji pod względem pożądanych reakcji fizykochemicznych w reaktorze. Sterowanie mocą w zależności np. od zmian przepływu gazu dokonuje się często, stosując technikę PDM zarówno w układach impulsowych [108 – 111], jak również w rezonansowych [50 – 53, 80, 81, 83 – 86, 112]. Oczywiście można poszukiwać maksymalnej sprawności procesu oczyszczania, posługując się równoczesnymi zmianami amplitudy napięcia jak i współczynnika PDM [18, 50]. Zasadę kształtowania fali napięcia dla modulacji PDM przedstawiono na rys. 6.1, gdzie dla danej częstotliwości rezonansowej możliwa jest zmiana amplitudy napięcia oraz okres powtarzania impulsu.



Rys. 6.1. Kształtowanie fali napięcia dla modulacji PDM

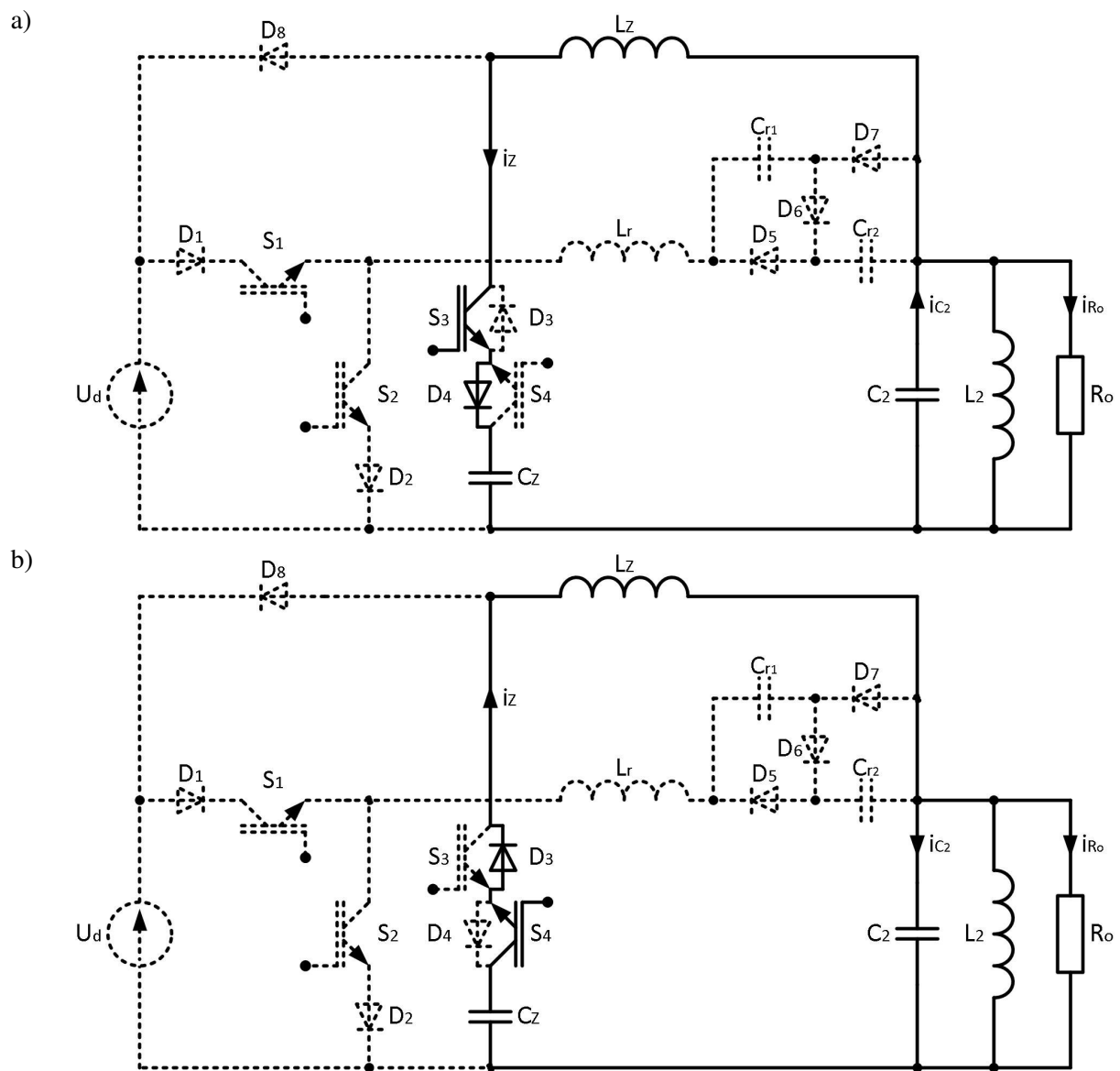
Modulacja odbywa się przez naprzemienne dostarczanie energii do równoległego obwodu rezonansowego przez stałą, całkowitą liczbę okresów, a następnie przerwę. Przerwa pomiędzy paczkami impulsów może być regulowana. Niestety, z uwagi na dużą dobroć obwodu wyjściowego przy braku wyładowania w reaktorze (około 30 razy większą dla napięcia poniżej napięcia krytycznego) stała tłumienia drgań jest bardzo duża. Wobec tego ilość energii, która rozpraszana jest tylko w elementach biernych pomiędzy kolejnymi paczkami impulsów, jest również duża. Wpływa to niekorzystnie na sprawność układu, jak również na reakcje chemiczne, które potrzebują czasu przed następnym dostarczeniem energii, aby nowe związki miały szansę powstać. W tym celu proponowana topologia zmodyfikowana została o dodatkowy obwód tak, aby zminimalizować ilość energii w obwodach wyjściowych pomiędzy kolejnymi paczkami impulsów. Modyfikacja polega na uzupełnieniu topologii podstawowej o dodatkowy kondensator C_Z , indukcyjność L_Z oraz dwa tranzystory S_3 , S_4 i dwie diody D_3 , D_4 tworzące klucz dwukierunkowy, co na rys. 6.2 zaznaczono linią ciągłą. W tym przypadku indukcyjność L_Z wykorzystywana

jest również do ograniczania napięcia na kondensatorze C_2 dla dużych dobroci, co zostało omówione w poprzednim rozdziale. Zadaniem dodatkowego obwodu jest odbiór części energii zgromadzonej w kondensatorze C_2 , transformatorze i reaktorze DBD na końcu paczki impulsów tak, aby w przerwie pomiędzy kolejnymi załączeniami zminimalizować ilość energii rozproszenia. Energia gromadzona jest w kondensatorze C_Z i zwracana do kondensatora C_2 na początku kolejnej paczki impulsów. Podczas trybu pracy ciągłej klucze S_3 i S_4 nie są wyzwalane.

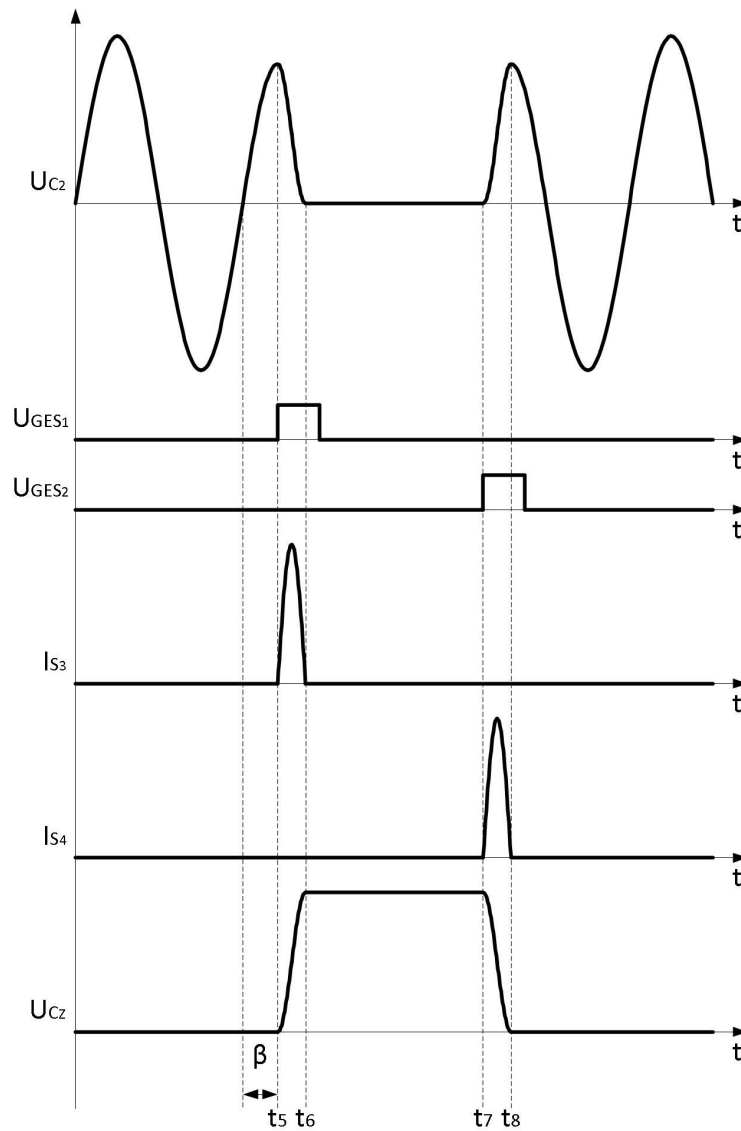


Rys. 6.2. Topologia zmodyfikowana. Linia ciągłą zaznaczono obwód odzysku energii przy pracy z modulacją PDM

Działanie obwodu w trybie pracy PDM dla przypadku idealnego, gdy cała energia zostaje odebrana, przedstawiono na rys. 6.3. Proces odzysku energii następuje po tym, jak klucze główne S_1 i S_2 zostają odłączone, a napięcie na kondensatorze C_2 osiągnie odpowiednią wartość. Wówczas załączony zostaje klucz S_3 , co przedstawiono na rys. 6.3a, i rozpoczyna się proces przelewania energii z kondensatora C_2 przez dławik L_Z , klucz S_3 i diodę D_4 do kondensatora C_Z . Proces ten trwa w przedziale czasu $t_5 - t_6$, co zaznaczono na rys. 6.4. Po odpowiednim czasie, zależnym od ustawionego okresu powtarzania paczki impulsów algorytm sterowania załącza klucz S_4 , co przedstawiono na rys. 6.3b i rozpoczyna się proces przelewania energii z kondensatora C_Z przez klucz S_4 , diodę D_3 , dławik L_Z do kondensatora C_2 . Proces ten trwa w przedziale czasu $t_7 - t_8$, co zaznaczono na rys. 6.4. Cały proces odzysku energii przebiega rezonansowo wskutek istnienia szeregowego obwodu rezonansowego $C_2 - L_Z - C_Z$.



Rys. 6.3. a) i b) Dodatkowe stany pracy przekształtnika dla modulacji PDM (dla przypadku, gdy cała energia zostaje odebrana)

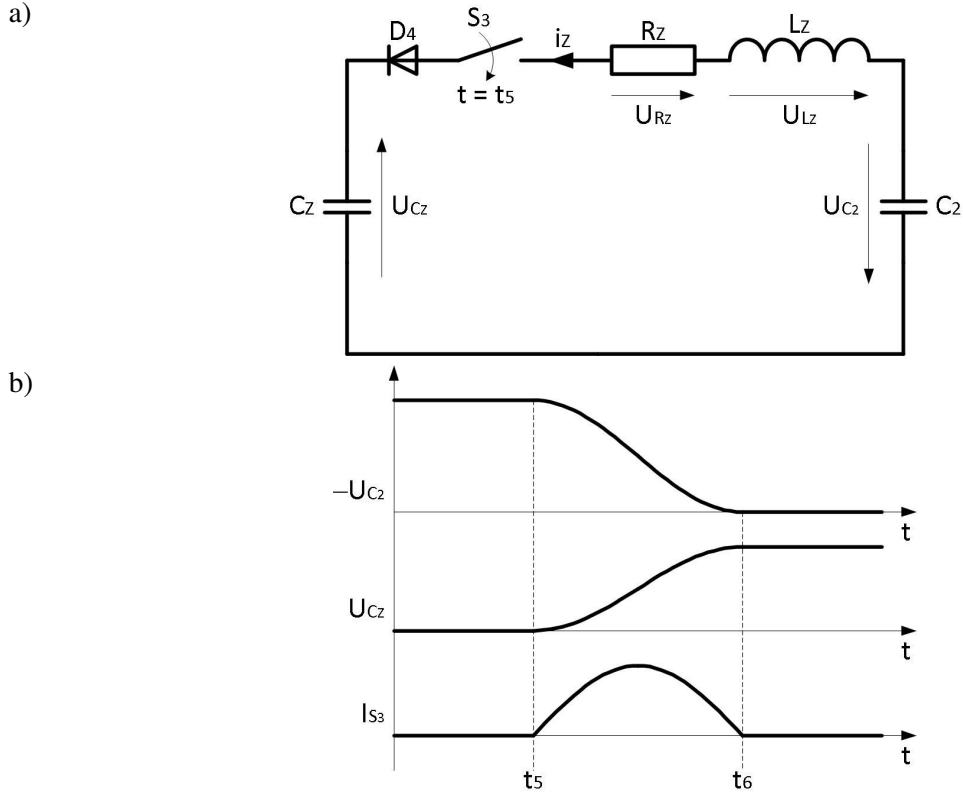


Rys. 6.4. Teoretyczne przebiegi napięć i prądów obwodu odzysku energii

Do analizy matematycznej obwodu odzysku energii posłużono się uproszczonym schematem zastępczym (rys. 6.5a) przy założeniu, iż pulsacja obwodu równoległego $L_2 - C_2$ jest przynajmniej cztery razy mniejsza niż pulsacja szeregowego obwodu $C_2 - L_Z - C_Z$, co przedstawia zależność:

$$\omega_{Z0} \geq 4\omega_{20} \quad (6.1)$$

przyjęto, że $\omega_Z = 500\,000$.



Rys. 6.5. a) Uproszczony schemat zastępczy dla stanu przewodzenia tranzystora S_3 w interwale czasu $t_5 - t_6$; b) przebiegi teoretyczne

Prąd przeładowania opisuje zależność:

$$i_z = \frac{-U_{C25} - U_{CZ5}}{\omega_z L_z} \exp\left(-\frac{\omega_z(t-t_5)}{\sqrt{4Q_z^2 - 1}}\right) \sin \omega_z(t-t_5) \quad (6.2)$$

gdzie:

$$u_{C2}(t=t_5) = U_{C25}, \quad (6.3)$$

$$u_{CZ}(t=t_5) = U_{CZ5}, \quad (6.4)$$

$$\omega_z = \frac{\omega_{z0}}{2Q_z} \sqrt{4Q_z^2 - 1}, \quad (6.5)$$

$$\omega_{z0} = \sqrt{\frac{C_2 + C_z}{C_2 C_z L_z}}, \quad (6.6)$$

$$Q_z = \frac{\omega_{z0} L_z}{R_z}. \quad (6.7)$$

Napięcie na kondensatorach C_z i C_2 opisują równania:

$$u_{CZ} = \frac{(-U_{C25} - U_{CZ5})C_2}{C_2 + C_Z} \left(1 - \left(\frac{\sin \omega_Z(t - t_5)}{\sqrt{4Q_Z^2 - 1}} + \cos \omega_Z(t - t_5) \right) \exp \left(-\frac{\omega_Z(t - t_5)}{\sqrt{4Q_Z^2 - 1}} \right) \right) + U_{CZ5} \quad (6.8)$$

$$u_{C2} = \frac{(-U_{C25} - U_{CZ5})C_Z}{C_2 + C_Z} \left(1 - \left(\frac{\sin \omega_Z(t - t_5)}{\sqrt{4Q_Z^2 - 1}} + \cos \omega_Z(t - t_5) \right) \exp \left(-\frac{\omega_Z(t - t_5)}{\sqrt{4Q_Z^2 - 1}} \right) \right) + U_{C25} \quad (6.9)$$

Wartość napięcia na kondensatorze C_Z i C_2 po półokresie przeładowania opisuje równanie:

$$U_{CZ(TZ/2)} = \frac{(-U_{C25} - U_{CZ5})C_2}{C_2 + C_Z} \left(1 + \exp \left(-\frac{\pi}{\sqrt{4Q_Z^2 - 1}} \right) \right) + U_{CZ5} \quad (6.10)$$

$$U_{C2(TZ/2)} = \frac{(-U_{C25} - U_{CZ5})C_Z}{C_2 + C_Z} \left(1 + \exp \left(-\frac{\pi}{\sqrt{4Q_Z^2 - 1}} \right) \right) + U_{C25} \quad (6.11)$$

gdzie:

$$\frac{T_Z}{2} = \frac{\pi}{\omega_Z} \cong 6,3 \mu s \quad (6.12)$$

Aby cała energia z kondensatora C_2 została przelana do kondensatora C_Z , należy skorzystać z zależności 6.11 i przyjąć, że lewa strona równania równa się zero. Przy założeniu, że $U_{CZ5} = 0$, otrzymuje się zależność na wartość pojemności kondensatora C_Z , która przy założeniu braku tłumienia obwodu przeładowania jest taka sama jak C_2 :

$$C_Z = \frac{C_2}{\exp \left(-\frac{\pi}{\sqrt{4Q_Z^2 - 1}} \right)} \cong 2 \mu F \quad (6.13)$$

Po podstawieniu do równania 6.10 i założeniu $U_{CZ5} = 0$ otrzymuje się:

$$U_{CZ(TZ/2)} = -U_{C25} \exp \left(-\frac{\pi}{\sqrt{4Q_Z^2 - 1}} \right) \quad (6.14)$$

Wartość indukcyjności obwodu odzysku energii wynosi:

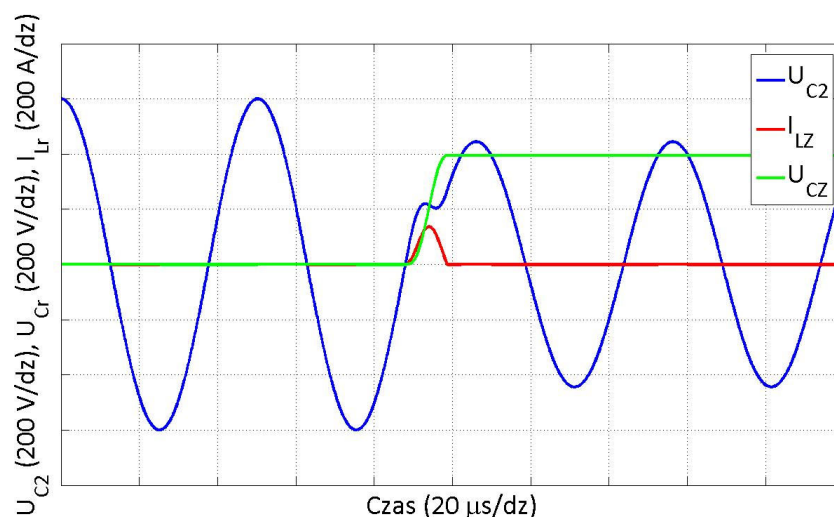
$$L_Z = \frac{C_2 + C_Z}{C_2 C_Z \omega_{Z0}^2} = 4 \mu H \quad (6.15)$$

Czasy załączenia kluczy powinny być tak dobrane, aby spełniały zależność:

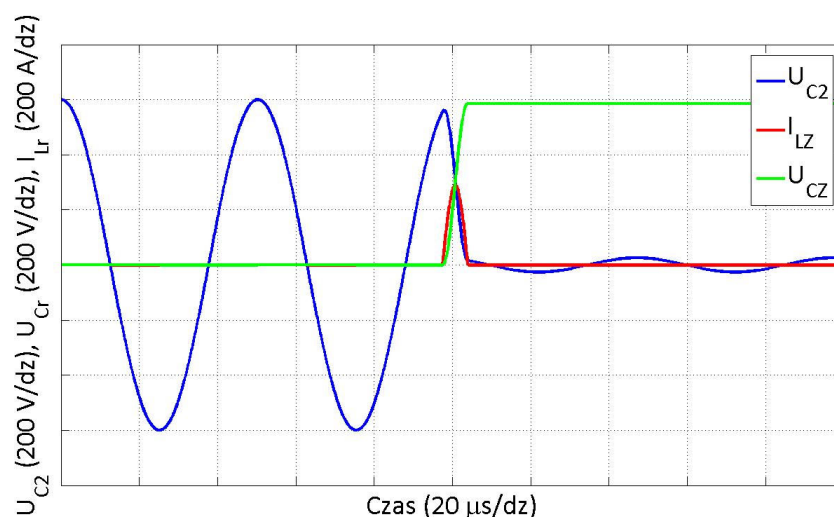
$$T_{ON(S3)} = T_{ON(S4)} > \frac{T_Z}{2} \quad (6.16)$$

Czas załączenia przyjęto na poziomie $7 \mu s$.

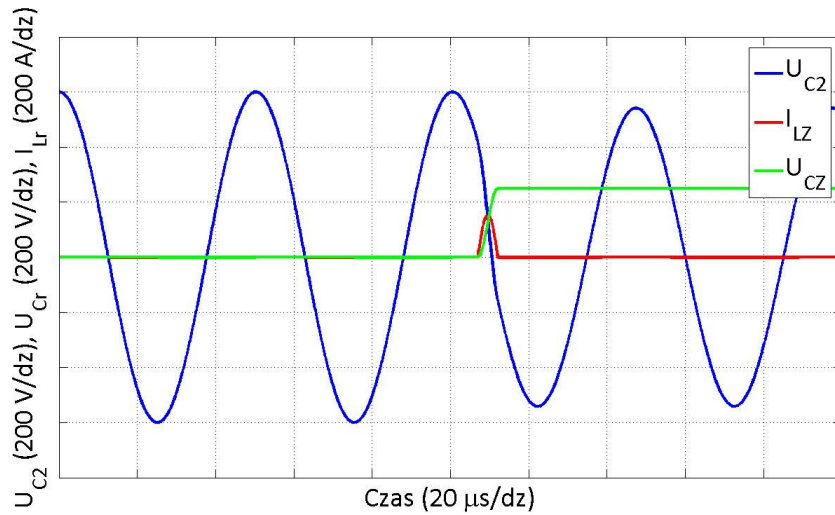
Ilość energii odebranej z obwodu wyjściowego zależy również od kąta wysterowania tranzystora S_3 . Na rys. 6.6 przedstawiono przebiegi napięcia na kondensatorze C_2 , C_Z oraz prądu dławika L_Z dla kąta opóźnienia załączenia klucza S_3 wynoszącego 0° . Rys. 6.7 przedstawia te same wielkości dla kąta 68° , natomiast rys. 6.8 dla kąta 136° . Z analizy przedstawionych przebiegów wynika, że istnieje pewien optymalny kąt wysterowania, dla którego ilość energii pozostającej w obwodzie wyjściowym jest minimalna.



Rys. 6.6. Napięcie na kondensatorze C_2 , C_Z oraz prąd dławika L_Z dla kąta opóźnienia załączenia klucza S_3 wynoszącego 0° . Dobroć obwodu odzysku energii $Q_Z = 100$

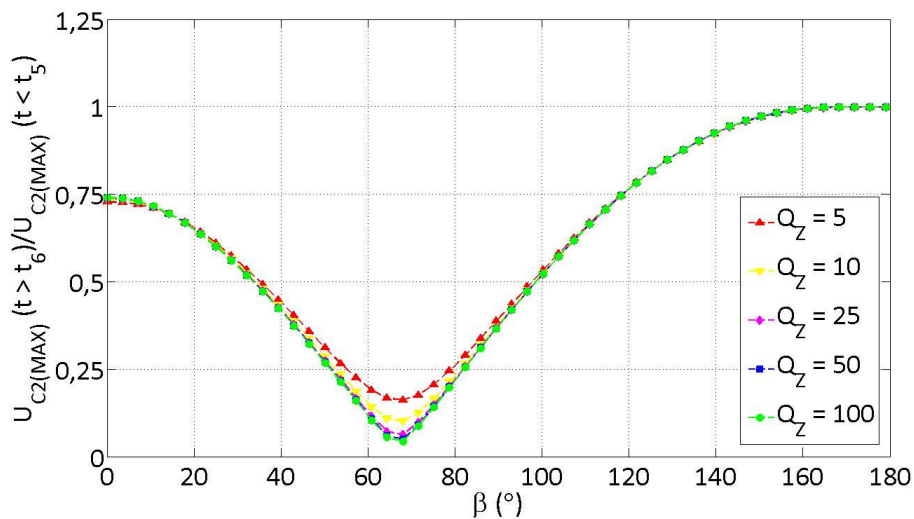


Rys. 6.7. Napięcie na kondensatorze C_2 , C_Z oraz prąd dławika L_Z dla kąta opóźnienia załączenia klucza S_3 wynoszącego 68° . Dobroć obwodu odzysku energii $Q_Z = 100$

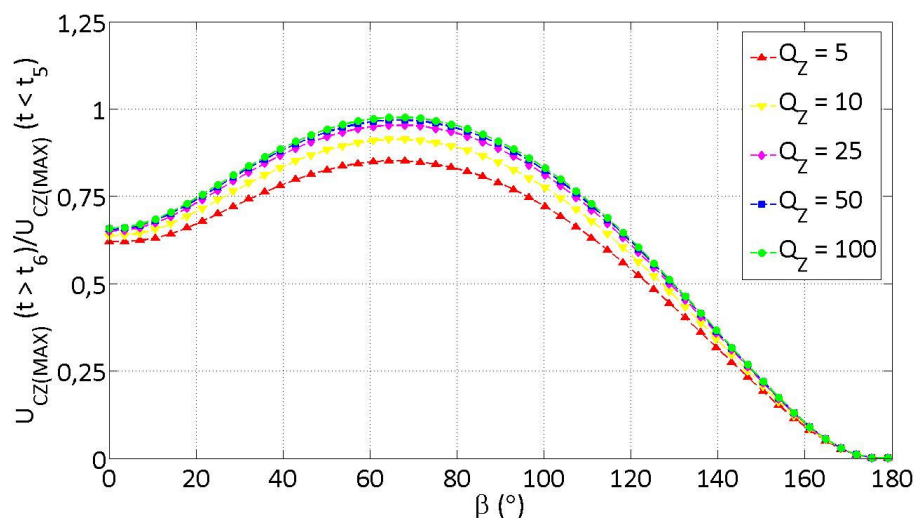


Rys. 6.8. Napięcie na kondensatorze C_2 , C_Z oraz prąd dławika L_Z dla kąta opóźnienia załączenia klucza S_3 wynoszącego 136° . Dobroć obwodu odzysku energii $Q_Z = 100$

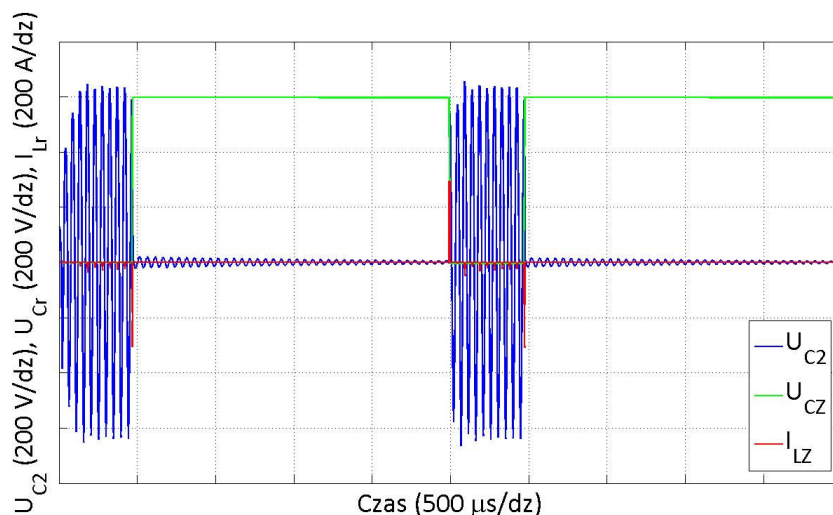
Rysunki 6.9 i 6.10 przedstawiają odpowiednio napięcie na kondensatorze C_2 i C_Z w funkcji kąta opóźnienia załączenia tranzystora S_3 dla różnych dobroci. Widoczne jest tutaj minimum odpowiadające maksymalnej energii odebranej z obwodu równoległego dla kąta 68° . Zauważa się również, że nawet dla tego kąta część energii pozostaje nieodebrana, dlatego też konieczne jest, aby algorytm sterowania uwzględniał fazę pozostałego napięcia na kondensatorze C_2 i załączał klucz S_4 , gdy wartość napięcia na kondensatorze C_2 zmienia znak z dodatniego na ujemny. Dodatkowym elementem, który utrudnia całkowity odbiór energii, jest pojemność reaktora, co zostanie omówione w dalszej części pracy.



Rys. 6.9. Napięcie na kondensatorze C_2 w funkcji kąta opóźnienia załączenia tranzystora S_3 dla różnych dobroci obwodu odzysku energii w trybie pracy PDM



Rys. 6.10 Napięcie na kondensatorze C_Z w funkcji kąta opóźnienia załączenia tranzystora S_3 dla różnych dobroci obwodu odzysku energii w trybie pracy PDM.



Rys. 6.11. Przebieg napięcia na kondensatorze C_2 , C_Z i prąd dławika L_Z dla kąta opóźnienia załączenia tranzystora S_3 $\beta = 68^\circ$, dobroci obwodu równoległego $Q_2 = 100$ i założeniu bezstratności obwodu odzysku energii

Wnioski

- Zastosowanie techniki PDM, wspomagane dodatkowym obwodem rekuperacji energii, znacznie poprawia kształt fali PDM (rys. 6.11).
- Energia zgromadzona w obwodzie rekuperacji jest wykorzystywana w całości do ponownego formowania paczki impulsów.
- Zastosowany obwód rekuperacji wykazał dużą efektywność w przypadku, gdy obwód wyjściowy przechodzi do stanu pracy charakteryzującego się dużą dobrocią po zaniku koronowania w reaktorze DBD.

7. Transformator wysokiego napięcia

Przyjęto, że maksymalna możliwa wartość skuteczna napięcia strony pierwotnej wynosi $U_{RMS} = 424 \text{ V}$ i wynika z zastosowanego obwodu ograniczającego napięcie. Przekładnia zwojowa transformatora wynosi 30, częstotliwość pracy $f = 20 \text{ kHz}$, indukcyjność strony pierwotnej $32 \mu\text{H}$.

Ze względu na ograniczenia konstrukcyjne i izolacyjne zdecydowano się na rozłożenie wysokiego napięcia strony wtórnej na dwa takie same niezależne transformatory. Strony pierwotne transformatorów połączone są równolegle, a wtórne szeregowo. Oznacza to, że indukcyjność strony pierwotnej każdego z transformatorów ma wartość $64 \mu\text{H}$, a przekładnia zwojowa transformatora 15. Dodatkowo, ze względu na ograniczenia konstrukcyjne i izolacyjne, uzwojenia pierwotne i wtórne transformatora umieszczono na osobnych kolumnach rdzenia.

Transformatory wysokiego napięcia z izolacją powietrzną mają z reguły mniejszy współczynnik sprzężenia magnetycznego niż transformatory niskiego napięcia. Wynika to z konieczności zachowania odpowiednich odległości pomiędzy uzwojeniem wysokiego napięcia a uzwojeniem pierwotnym i rdzeniem. Również odległość pomiędzy dwiema kształtkami, tworzącymi magnetowód, musi być odpowiednio duża ze względu na występującą na nich dużą różnicę potencjału elektrycznego. Wynika to z przepływu ładunku elektrycznego pomiędzy uzwojeniem wysokiego napięcia a połówkami rdzenia przez pojemności pasozytnicze. Powoduje to powstawanie wyładowań koronowych wewnątrz transformatora. Zagadnienie transformatorów wysokiego napięcia ze słabym sprzężeniem magnetycznym (tzw. transformatory Tesli) zostało szeroko omówione w [113, 114].

Do budowy każdego z transformatorów wykorzystano 4 kształtki typu U firmy FERROXCUBE o symbolu U126/91/20, wykonane z materiału 3C94. Karkasy i mocowania uzwojeń wykonano z teflonu. Średnica uzwojenia pierwotnego wynosi 60 mm, wtórnego 80 mm, a długość nawinięcia każdej ze stron wynosi 90 mm. Aby nie dopuścić do przebicia izolacji drutu nawojowego, każde z uzwojeń składa się tylko z jednej warstwy. Uzwojenie pierwotne wykonano z przewodu typu lico, natomiast wtórne z drutu. Liczbę zwojów strony pierwotnej obliczono z zależności:

$$N = \frac{\sqrt{2} U_{RMS}}{2\pi f A_e B_{MAX}} \cong 18 \text{ zw.} \quad (7.1)$$

gdzie:

B_{MAX} – maksymalna wartość indukcji magnetycznej (przyjęto 0,24 T),

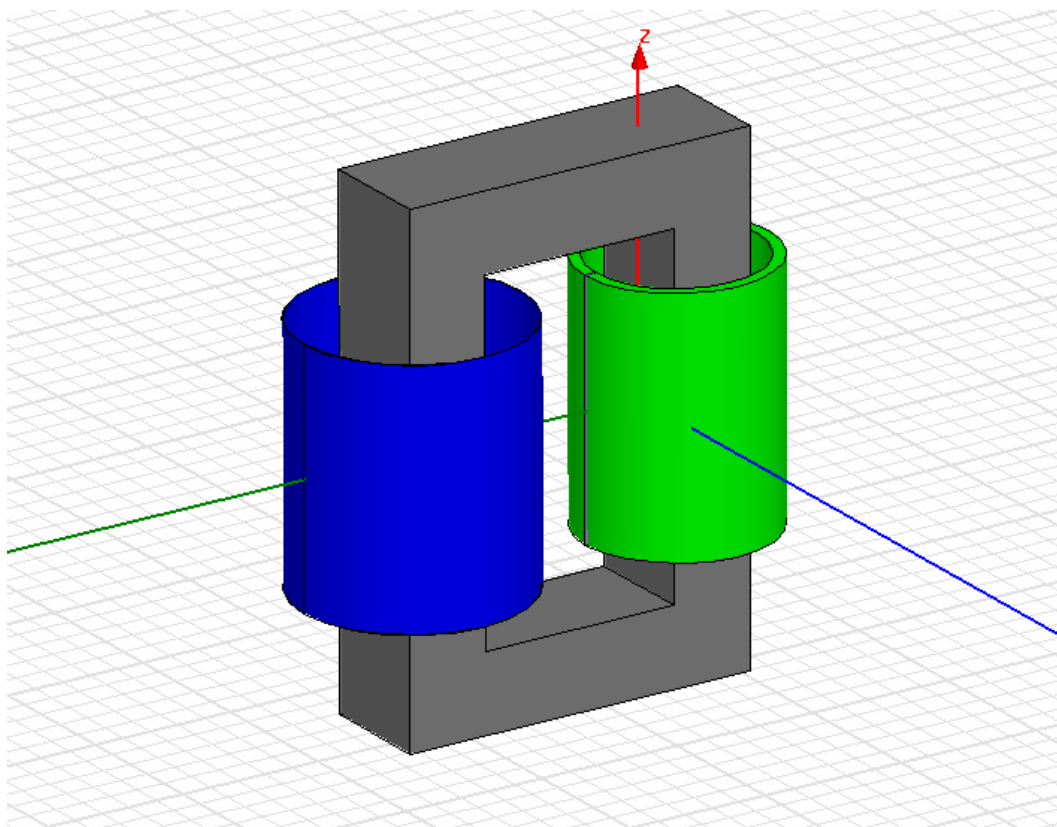
A_e – pole przekroju poprzecznego rdzenia (dla 2 x U126/91/20 wynosi 1120 mm^2),

Z przekładni zwojowej wynika, że liczba zwojów strony wtórnej wynosi 270.

W celu wyznaczenia długości szczeliny powietrznej pomiędzy połówkami rdzenia należy obliczyć współczynnik A_L rdzenia według zależności:

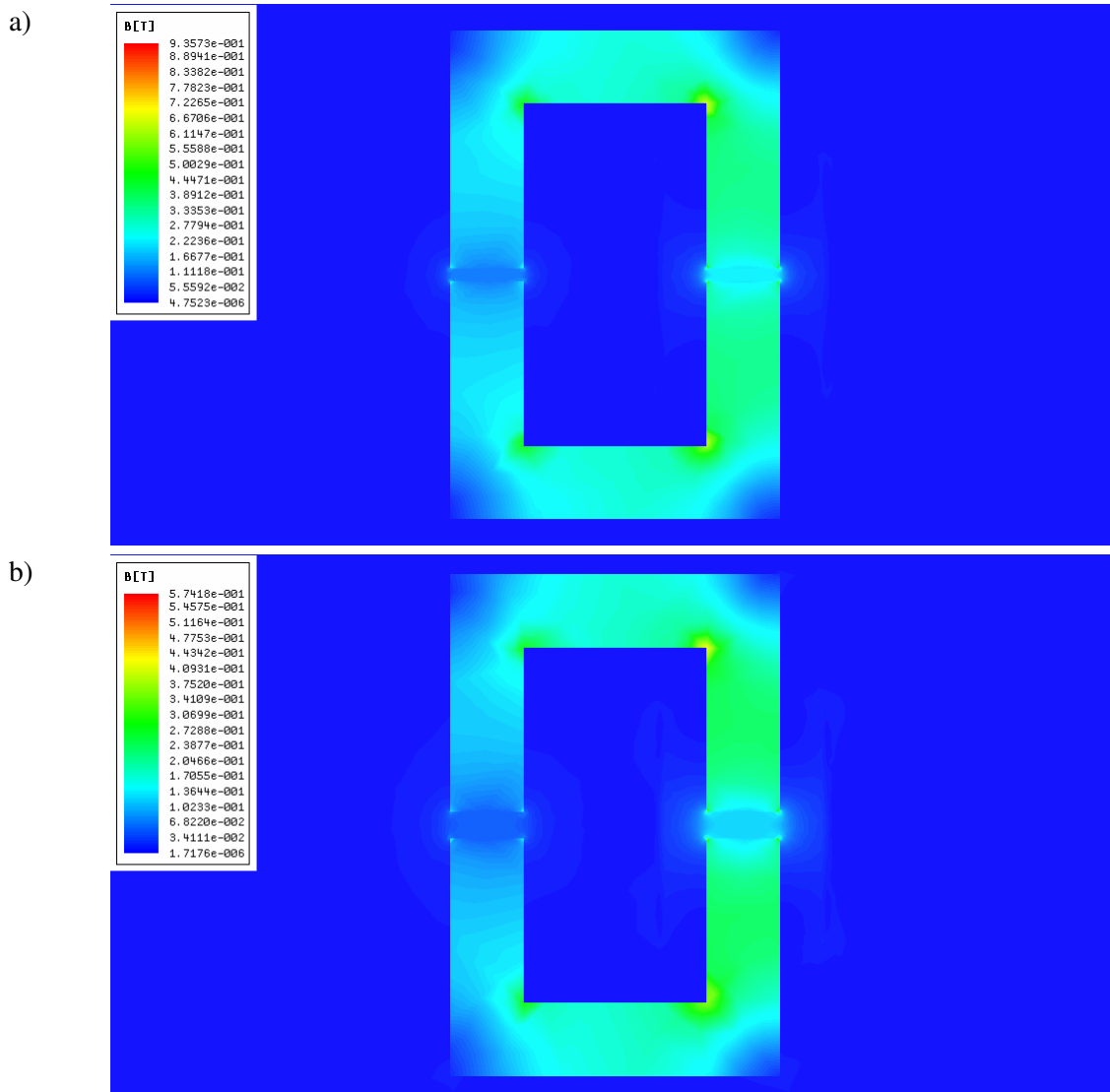
$$A_L = \frac{L}{N^2} \cong 200 \frac{nH}{N^2} \quad (7.2)$$

Model transformatora w programie Maxwell 13 firmy ANSYS przedstawiono na rys. 7.1. Model służy do wykonania obliczeń polowych w celu wyznaczenia współczynnika A_L rdzenia i współczynnika sprzężenia k . Uzwojenie pierwotne oznaczono kolorem zielonym, natomiast wtórne – niebieskim.



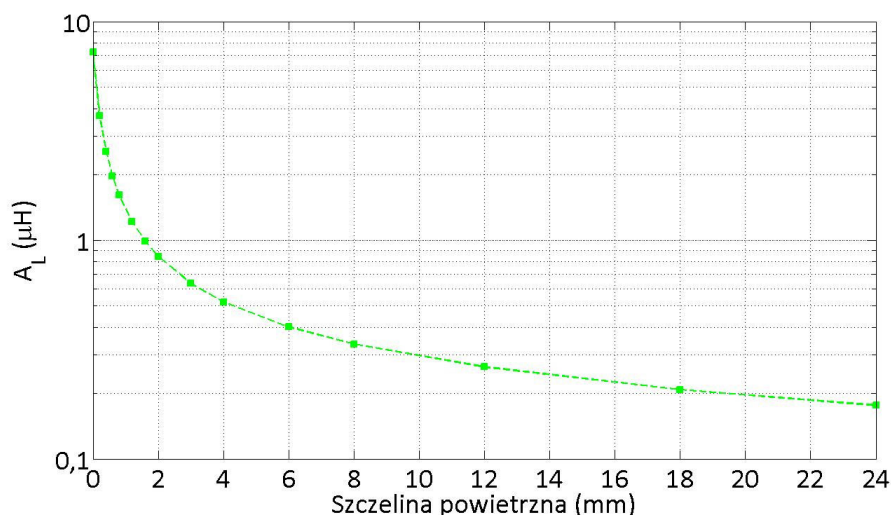
Rys. 7.1. Model transformatora w programie Maxwell 13 firmy ANSYS

Na rysunkach 7.2a i b przedstawiono rozkład indukcji magnetycznej w rdzeniu dla sumarycznej szczeliny powietrznej, która wynosi odpowiednio – 10 mm i 20 mm.



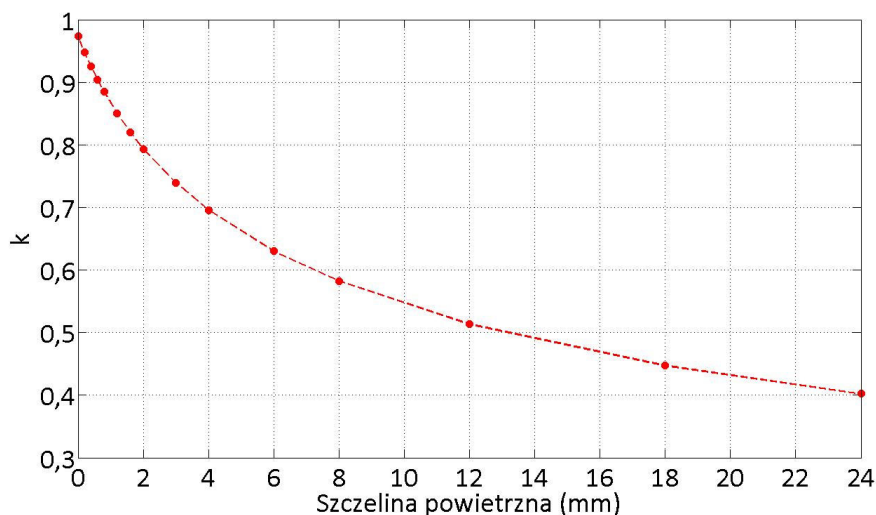
Rys. 7.2. Rozkład indukcji magnetycznej w rdzeniu dla sumarycznej szczeliny powietrznej:
a) 10 mm; b) 20 mm (przepływ po stronie pierwotnej 1343 A)

Na rysunku 7.3 przedstawiono zależność współczynnika A_L od wielkości szczeliny powietrznej. Z przedstawionej charakterystyki wynika, iż dla obliczonego współczynnika A_L wartość szczeliny powietrznej wynosi 20 mm.



Rys. 7.3. Zależność współczynnika A_L rdzenia od długości szczeliny powietrznej

Wyznaczono również charakterystykę sprzężenia magnetycznego pomiędzy uzwojeniem pierwotnym a wtórnym w funkcji szczeliny powietrznej, a wyniki przedstawiono na rys. 7.4. Z analizy wynika, że dla szczeliny na poziomie 20 mm współczynnik sprzężenia magnetycznego przyjmuje wartość około 0,43.



Rys. 7.4. Zależność sprzężenia magnetycznego pomiędzy uzwojeniem pierwotnym a wtórnym od długości szczeliny powietrznej

W celu zbadania właściwości transformatora przeprowadzono wiele badań symulacyjnych w programie Simplorer 9.0 firmy ANSYS. W badaniach przyjęto, że indukcyjność całkowita i rozproszenia strony wtórnej transformatora są przeliczone na stronę pierwotną, a ich wartość jest odpowiednio taka sama jak indukcyjność całkowita i rozproszenia strony pierwotnej. Jest to prawdziwe przy założeniu takiego samego przekroju

rdzenia, długości drogi strumienia magnetycznego, przenikalności względnej materiału rdzenia, który jest objęty odpowiednio przez uzwojenie pierwotne i wtórne transformatora, oraz ułożenia i geometrii uzwojeń i rdzenia. W analizie zakłada się brak wpływu szeregowego obwodu rezonansowego $L_r - C_r$ na kształt charakterystyk. Pojemność przyłączona do strony wtórnej również została przeliczona na stronę pierwotną. Strona pierwotna transformatora tworzy z kondensatorem C_2 równoległy obwód drgający, który sprzęga się magnetycznie z obwodem rezonansowym, stworzonym przez stronę wtórną i pojemność C_1 (rys. 7.5a). Taki obwód posiada dwie częstotliwości rezonansowe, co przedstawia zależność:

$$f_{1,2} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{2(1-k^2)L} \frac{C_2 + C_1}{C_2 C_1} \left(1 \pm \sqrt{1 - 4(1-k^2) \frac{C_2 C_1}{(C_2 + C_1)^2}} \right)} \quad (7.3)$$

gdzie:

k – współczynnik sprzężenia magnetycznego,

L – indukcyjność całkowita strony pierwotnej lub wtórnej przeliczonej na stronę pierwotną,

C_2 – pojemność po stronie pierwotnej transformatora,

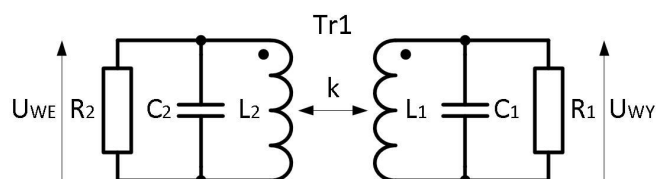
C_1 – pojemność po stronie wtórnej transformatora przeliczona na stronę pierwotną.

W prezentowanej pracy doktorskiej jako częstotliwość pracy transformatora wykorzystywano pierwszą (niższą) częstotliwość rezonansową.

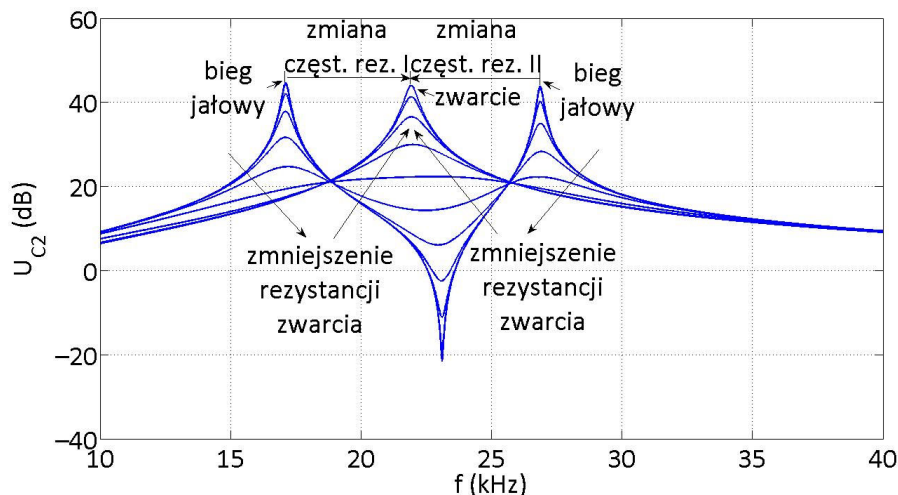
Zaletą niskiego sprzężenia magnetycznego jest niewielka zmiana indukcyjności widzianej od strony pierwotnej transformatora, podczas zwarcia strony wtórnej, która tworzy równoległy obwód rezonansowy z kondensatorem C_2 . Wpływ zwarcia na pierwszą i drugą częstotliwość rezonansową przedstawiono na rys. 7.5b. W badaniach przyjęto, że pojemność C_2 ma wartość 2 μF , $C_1 = 1,8 \mu\text{F}$, $L_1 = L_2 = 32 \mu\text{H}$, i są to wartości takie jak przyjęto w podrozdziale dotyczącym projektowania przekształtnika. Dobroć obwodu $L_2 - C_2$ wynosi 50. Prąd źródła wynosi 1 A a kondensator C_1 reprezentuje pojemność reaktora DBD. Współczynnik sprzężenia przyjęto na poziomie 0,43. Z analizy wynika, iż zwarcie po stronie wtórnej nie powoduje zaniku rezonansu a jedynie przesunięcie pierwszej częstotliwości rezonansowej w kierunku częstotliwości wyższej, zgodnie z zależnością:

$$f_1' = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(1-k^2)C_2}} \quad (7.4)$$

a)



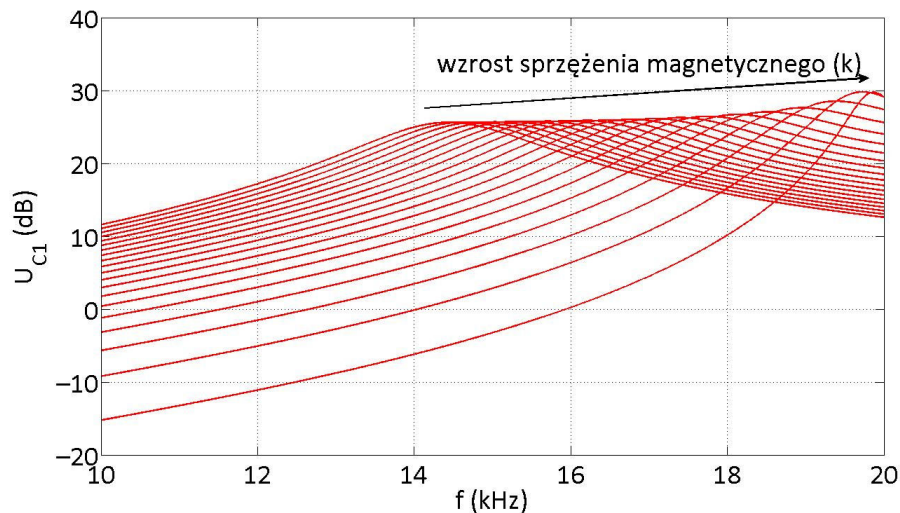
b)



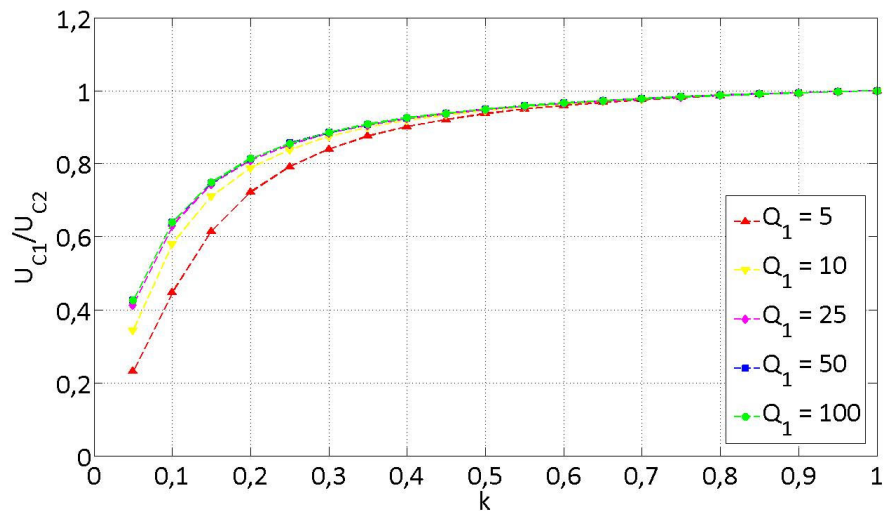
Rys. 7.5. a) Schemat zastępczy; b) charakterystyka amplitudowa napięcia na kondensatorze C_2 przy zwarcu strony wtórnej dla $k = 0,43$

Przeprowadzono również badania wpływu sprzężenia magnetycznego na wzmocnienie napięciowe transformatora. Przeanalizowano schemat zastępczy (rys. 7.5a) z takimi samymi wartościami elementów jak w analizie wpływu zwarcia. Wpływ przesuwania częstotliwości rezonansowej napięcia na kondensatorze C_1 , dla stałej dobroci obwodu wyjściowego $Q_1 = 5$, wskutek zwiększania współczynnika sprzężenia przedstawiono na rys. 7.6a. Natomiast charakterystykę wzmocnienia napięciowego transformatora, uwzględniając tylko współczynnik sprzężenia magnetycznego i dobroć obwodu wyjściowego przedstawiono na rys. 7.6b.

a)



b)



Rys. 7.6. a) Charakterystyka amplitudowa napięcia na kondensatorze C_1 przy wzroście współczynnika sprzężenia magnetycznego (k) dla $Q_1 = 5$ i $Q_2 = 50$; b) wzmocnienie napięciowe transformatora w funkcji sprzężenia magnetycznego (k) i dobroci strony wtórnej transformatora dla $Q_2 = 50$

Z analizy wynika, iż dla współczynnika sprzężenia na poziomie 0,43 wzmocnienie transformatora jest na poziomie 0,9 i zmienia się nieznacznie wraz z dobrocią. Silnie nieliniowa, korzystna charakterystyka wzmocnienia transformatora wynika z właściwości równoległego obwodu rezonansowego, stworzonego przez indukcyjność transformatora i pojemność reaktora DBD, który dzięki energii dostarczanej cyklicznie przez sprzężenie z obwodu rezonansowego po stronie pierwotnej uzyskuje znaczną amplitudę napięcia wyjściowego.

W celu weryfikacji obliczeń polowych i symulacji wykonano pomiary indukcyjności transformatora za pomocą mostka RLC PM6304 (FLUKE), a następnie obliczono współczynnik sprzężenia magnetycznego k . Wyniki przedstawiono poniżej:

Transformator 1:

$$L_1 \cong 63,1 \mu H - \text{indukcyjność strony pierwotnej} \quad (7.5)$$

$$L_2 = \frac{L_2'}{Z^2} = \frac{15,1 mH}{15^2} \cong 67,1 \mu H \quad (7.6)$$

$$k = \sqrt{\frac{L_1 - L_3}{L_1}} = \sqrt{\frac{63,1 \mu H - 49,3 \mu H}{63,1 \mu H}} \cong 0,47 \quad (7.7)$$

gdzie:

L_1 – indukcyjność całkowita strony pierwotnej,

L_2' – indukcyjność całkowita strony wtórnej,

L_2 – indukcyjność całkowita strony wtórnej przeliczona na stronę pierwotną,

L_3 – indukcyjność strony pierwotnej przy zwartej stronie wtórnej.

Transformator 2:

$$L_1 \cong 63,1 \mu H \quad (7.8)$$

$$L_2 = \frac{15,3 mH}{15^2} \cong 68 \mu H \quad (7.9)$$

$$k = \sqrt{\frac{63,1 \mu H - 48,8 \mu H}{63,1 \mu H}} \cong 0,48 \quad (7.10)$$

Nieznaczne różnice pomiędzy obliczeniami polowymi, symulacją a parametrami rzeczywistymi wynikają z niedokładności wykonania oraz przyjętych założeń upraszczających obliczenia.

Charakterystykę strat mocy w transformatorach wysokiego napięcia w funkcji mocy wyjściowej przekształtnika przedstawiono w rozdziale 10.

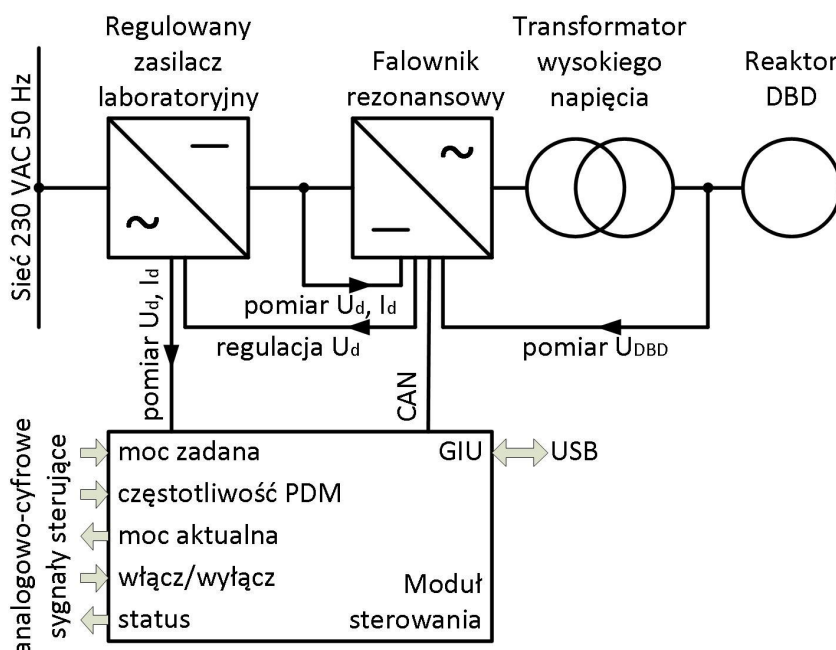
Wnioski

Z przedstawionych powyżej badań wynika, iż transformator ze słabym sprzężeniem magnetycznym, którego strona pierwotna i wtórna tworzy niezależny obwód rezonansowy, dobrze sprawdza się jako układ podnoszący napięcie zasilania reaktora DBD. Dodatkową zaletą jest zachowanie rezonansu po stronie pierwotnej, przy zwarcie strony wtórnej, z nieznaczną zmianą częstotliwości pracy przekształtnika rezonansowego.

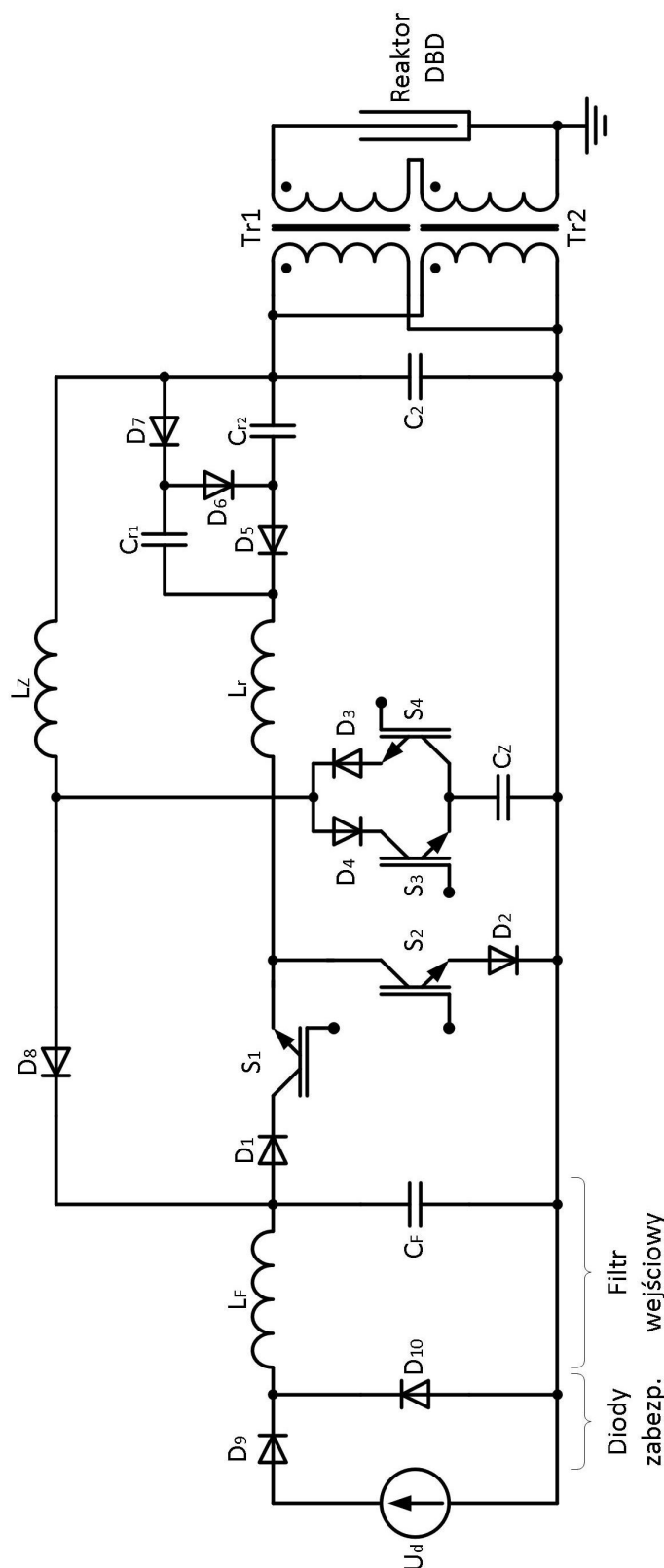
8. Rezonansowy, laboratoryjny przekształtnik tranzystorowy do zasilania reaktora plazmy nietermicznej

Badania laboratoryjne opisane w rozprawie doktorskiej przeprowadzono głównie na prototypie przekształtnika wykonanym dla Akademii Morskiej w Szczecinie po uprzednich niezbędnych modyfikacjach sprzętowych i programowych. Przekształtnik wykonany był w ramach projektu europejskiego prowadzonego przez Instytut Plazmy Nietermicznej INP (Greifswald, Niemcy), Akademię Morską (Szczecin) i innych partnerów pt. „Plazmowo-katalityczny układ oczyszczania spalin do silników okrętowych” w programie międzynarodowym MARTEC ERA-NET Maritime Technologies. Przekształtnik wykorzystywany jest obecnie do zasilania plazmowo-katalitycznego systemu oczyszczania spalin w Laboratorium Siłowni Okrętowych w Akademii Morskiej w Szczecinie.

Schemat blokowy rezonansowego przekształtnika przedstawiono na rys. 8.1. Można w nim wyróżnić cztery bloki funkcjonalne. Pierwszym modulem znajdującym się w torze mocy jest regulowany zasilacz laboratoryjny GEN600-4-IS420-1P230 firmy TDK-Lambda, o maksymalnym napięciu 600 VDC i mocy 2,4 kW. Jest on zasilany napięciem jednofazowym i jest wyposażony w izolowane wejścia i wyjścia analogowe służące do sterowania i monitoringu napięcia i prądu szyny DC. Do jego zacisków wyjściowych dołączony jest falownik rezonansowy. Moduł falownika posiada możliwość niezależnego pomiaru wartości napięcia i prądu szyny DC, zadawania wartości napięcia szyny oraz pomiaru wartości skutecznej napięcia strony wtórnej transformatora. Wyjście falownika połączone jest następnie z transformatorem wysokiego napięcia. Stronę wtórną transformatora obciąża reaktor DBD.



Rys. 8.1. Schemat blokowy rezonansowego przekształtnika tranzystorowego do zasilania reaktora plazmy nietermicznej



Rys. 8.2. Obwód mocy rezonansowego przekształtnika tranzystorowego do zasilania reaktora plazmy nietermicznej

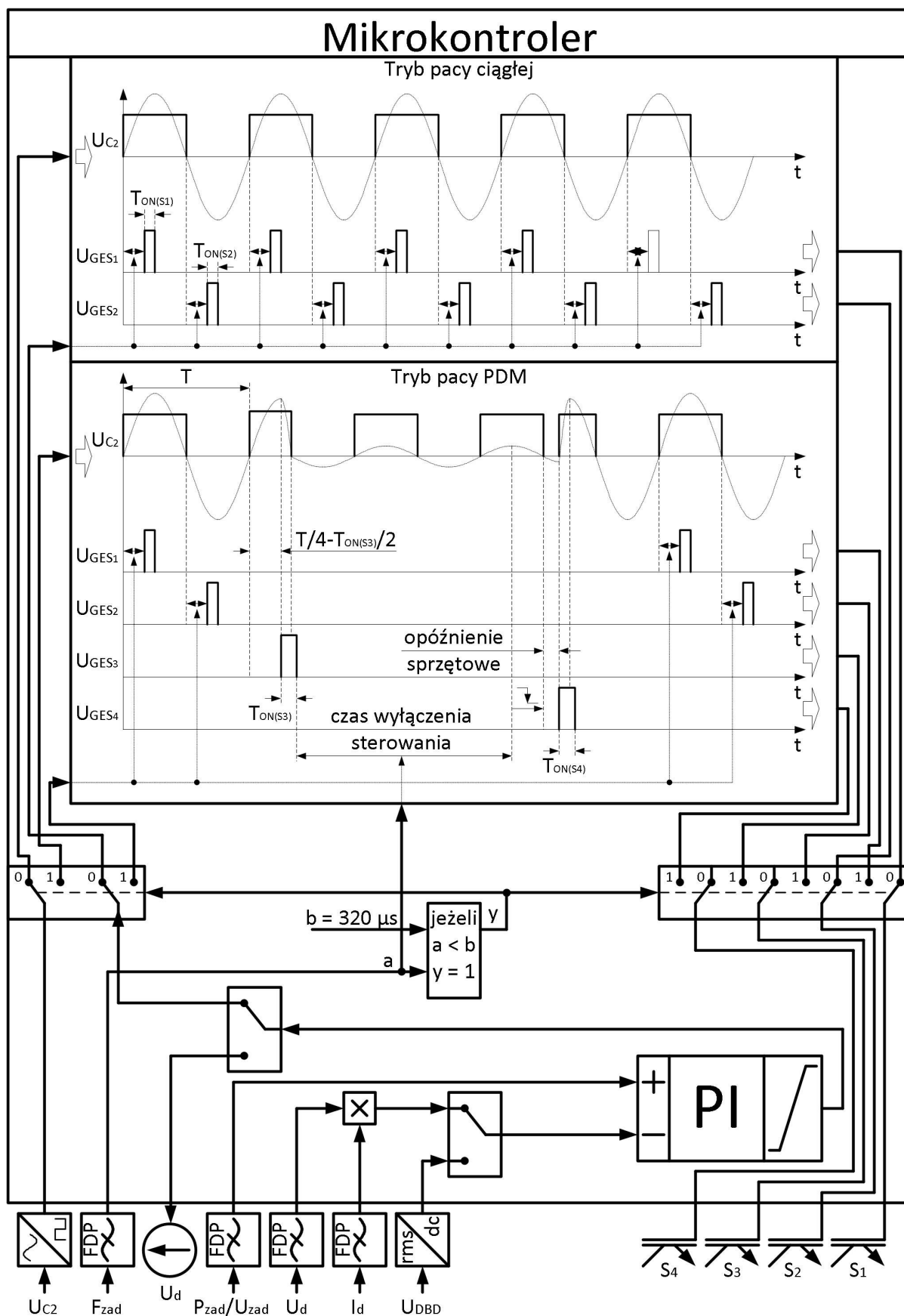
Czwartym modulem przekształtnika jest moduł sterowania. Jego zadaniem jest przekazywanie sygnałów analogowo-cyfrowych przez sieć CAN do i z falownika rezonansowego, a także odczyt napięcia i prądu wyjściowego regulowanego zasilacza laboratoryjnego. Moduł ten posiada również dwa złącza USB, służące do podłączenia komputera z graficznym interfejsem użytkownika (GIU). Sterowanie przekształtnikiem może

odbywać się przez analogowo-cyfrowe sygnały sterujące, wyprowadzone na płytę czołową modułu lub też z poziomu graficznego interfejsu użytkownika. Szczegółowy schemat toru mocy przekształtnika rezonansowego przedstawiono na rys. 8.2.

Wyjście regulowanego zasilacza laboratoryjnego, oznaczonego jako źródło napięcia U_d , zabezpieczono diodami D_9 i D_{10} . Dioda D_9 zabezpiecza wejście zasilacza przed przepływem prądu z falownika do zasilacza podczas stanów dynamicznych, kiedy szeregowy obwód drgający, stworzony przez pojemność wyjściową zasilacza, dławik L_F i pojemność C_F , może wpadać w oscylacje. Dioda D_{10} zabezpiecza wejście falownika przed przerwaniem prądu płynącego przez dławik L_F i wygenerowaniem na nim przepięcia. Na wejściu falownika umieszczono filtr dolnoprzepustowy, utworzony przez elementy $L_F - C_F$. Ma on na celu zabezpieczenie zasilacza laboratoryjnego przed pobieraniem przez falownik prądu impulsowego o dużych wartościach, który może być szkodliwy dla zasilacza laboratoryjnego. Do budowy falownika użyto dwóch modułów elektroizolowanych – każdy zawiera dwa tranzystory tworzące półmostek. Wymusza to niewielką modyfikację klucza dwukierunkowego, stworzonego z elementów $S_3 - D_4 - S_4 - D_3$ w porównaniu ze schematem umieszczonym w rozdziale dotyczącym modulacji PDM przy zachowaniu takiej samej funkcjonalności. Dławik L_2 zastąpiono dwoma transformatorami wysokiego napięcia, których strony pierwotne połączone są równolegle, natomiast strony wtórne – szeregowo. Jest to podyktowane koniecznością uzyskania wysokiego napięcia po stronie wtórnej i wynikającymi z tego ograniczeniami konstrukcyjnymi.

Strukturę sterowania falownika przedstawiono na rys. 8.3. Została ona zaimplementowana w mikrokontrolerze AT90CAN128 (ATMEL). Dla lepszego zobrazowania zasady działania falownika logiczne zależności pomiędzy sygnałami pomiarowymi a sterującymi przedstawiono w postaci przebiegów. W strukturze zaimplementowano regulator PI, który pętlą regulacji obejmuje, w zależności od nastawy, napięcie wyjściowe lub moc wejściową. Sygnał wyjściowy z regulatora steruje, w zależności od nastawy, napięciem szyny DC lub kątem opóźnienia wysterowania tranzystorów, co wpływa zarówno na napięcie wyjściowe, jak i moc wejściową. Tryb pracy PDM załączany jest tylko wówczas, gdy nastawiony czas pomiędzy paczkami impulsów jest mniejszy od 320 μs . Do detekcji chwili przejścia przez zero napięcia U_{C2} wykorzystywany jest komparator analogowy. Powstały w ten sposób sygnał prostokątny wykorzystywany jest do generowania przerwania w mikrokontrolerze sterującym. Do pomiaru napięcia wyjściowego wykorzystywany jest przetwornik RMS/DC AD536A (ANALOG DEVICES). Pozostałe sygnały filtrowane są za pomocą filtrów dolnoprzepustowych. Cyfrowe wartości analogowych sygnałów wejściowych i wyjściowych przesyłane są do i z mikrokontrolera przez magistralę SPI. Ponadto wszystkie sygnały pomiarowe są galwanicznie odseparowane od mikrokontrolera łączem optoelektronicznym.

8. Rezonansowy, laboratoryjny przekształtnik tranzystorowy do zasilania reaktora plazmy nietermicznej



Rys. 8.3. Struktura sterowania falownika rezonansowego z przedstawieniem w formie przebiegów logicznych zależności pomiędzy sygnałami pomiarowymi a sterującymi

Do układu sterowania doprowadzone są również sygnały informujące o stanach awaryjnych falownika. Są to cztery sygnały błędu wysyłane przez sterowniki HCPL316J (AGILENT TECHNOLOGIES) tranzystorów IGBT, jeden sygnał błędu od nagłego zaniku napięcia i dwa sygnały informujące o przekroczeniu temperatury radiatora tranzystorów i diod. W przypadku wykrycia błędu od sterownika lub sterowników układ sterowania nie pozwoli na załączenie żadnego z tranzystorów, lub w przypadku załączonego tranzystora czeka do zakończenia cyklu, aby sterownik mógł dokończyć procedurę awaryjnego wyłączenia tranzystora. Układ detekcji zaniku napięcia zasilania jest tak dobrany, że od chwili wykrycia niskiego napięcia (4,63 V) do chwili resetu (4,1 V) układ sterowania ma około 6 ms na bezpieczne zatrzymanie sterowania i ewentualny zapis do pamięci EEPROM. Po tym czasie wartość napięcia zasilania elementów sterujących falownika spada poniżej wartości krytycznej.

Informacja o zaistniałym błędzie od sterownika lub sterowników zapisywane są do pamięci EEPROM, której zawartość jest sprawdzana przed każdym uruchomieniem falownika. W razie wykrycia takiego zapisu układ sterowania nie zezwoli na uruchomienie falownika.

Do budowy rezonansowego laboratoryjnego przekształtnika tranzystorowego wykorzystano:

- dwa elektroizolowane moduły tranzystorowe (półmostki) SKM100GB128D (SEMIKRON), 105 A, 1200 V, jako klucze $S_1 - S_4$,
- pięć elektroizolowanych modułów diodowych (dwie diody w module) DSEP2x61-12A (IXYS), 60 A, 1200 V, jako diody $D_1 - D_{10}$,
- dwa rdzenie ETD59/31/22 (FERROXCUBE) do dławików L_r i L_Z ,
- cztery rdzenie U126/91/20 (FERROXCUBE) do transformatorów T_{r1} i T_{r2} ,
- rdzeń metglas AMCC 40 do dławika L_F ,
- wiele kondensatorów polipropylenowych foliowych do zastosowań impulsowych.

Wartości elementów biernych, użytych do budowy: $L_F = 1$ mH, $C_F = 100$ μ F, $L_r = 4$ μ H, $C_{r1} = 500$ nF, $C_{r2} = 500$ nF, $C_2 = 2$ μ F, $L_Z = 4$ μ H, $C_Z = 2$ μ F, indukcyjność strony pierwotnej każdego z dwóch transformatorów wynosi 64 μ H.

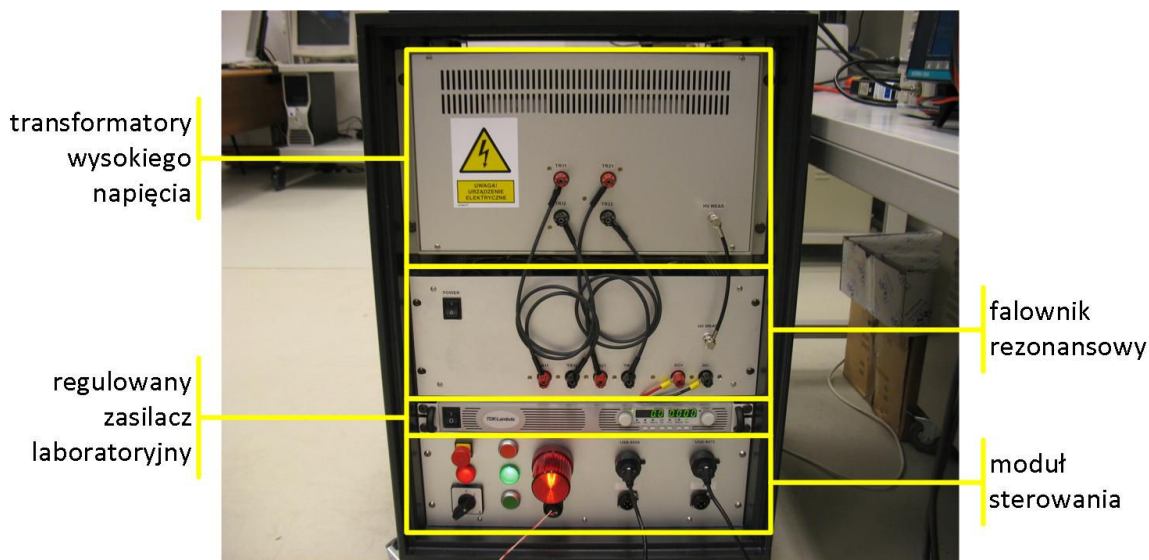
Parametry zaprojektowanego i zbudowanego przekształtnika:

- napięcie zasilania: 230 VAC, 50 Hz,
- maksymalne napięcie wyjściowe: 36 kV szczyt do szczytu,
- maksymalna moc wyjściowa przekształtnika: 2 kW,
- częstotliwość powtarzania paczki impulsów w trybie pracy PDM: 200 Hz do 1150 Hz.

8. Rezonansowy, laboratoryjny przekształtnik tranzystorowy do zasilania reaktora plazmy nietermicznej

Częstotliwość w trybie pracy ciągłej wynosi około 20 kHz, ale zależy ona od dobroci obwodu wyjściowego oraz pojemności reaktora i może się zmieniać w pewnym zakresie. Nie wpływa to jednak na rezonansowy charakter pracy falownika i, jak już opisano wcześniej, jest dużą zaletą proponowanej topologii.

Przekształtnik zbudowano na obudowie typu „rack”, w której umieszczono cztery moduły w obudowach 19-calowych. Całą konstrukcję przekształtnika przedstawiono na rys. 8.4.

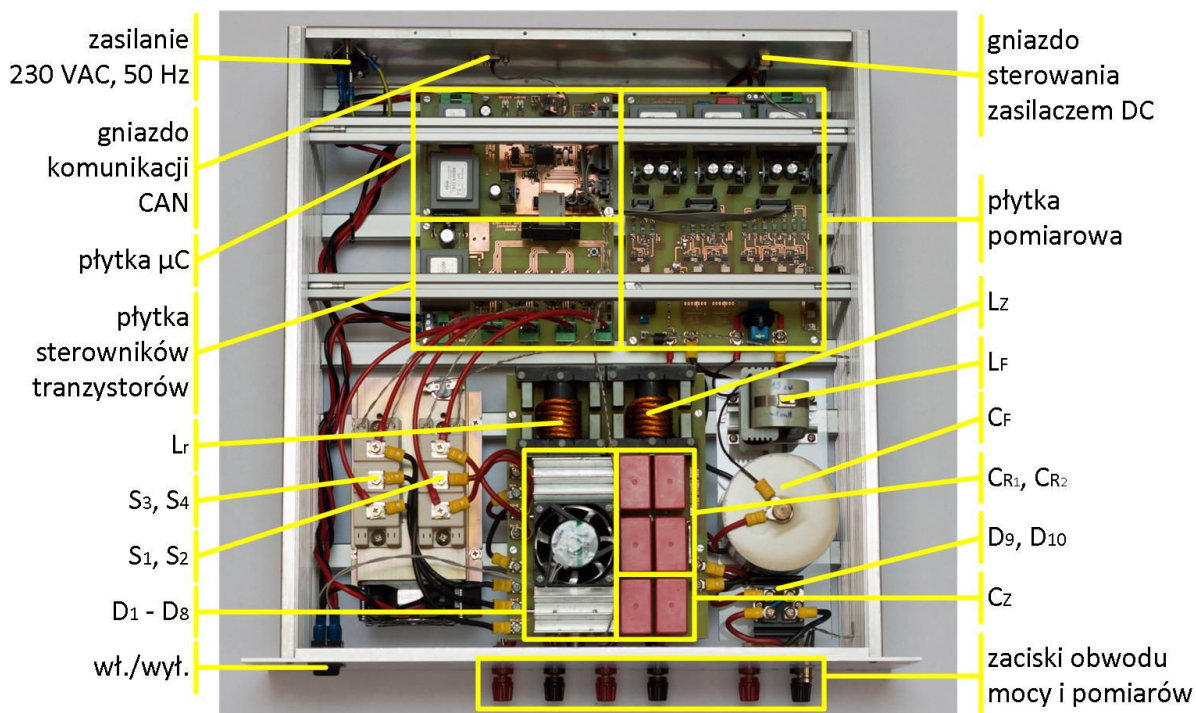


Rys. 8.4. Rezonansowy przekształtnik laboratoryjny – widok płyty czołowej

Pierwszym modułem, licząc od dołu, jest moduł sterowania, ponad nim umieszczono zasilacz laboratoryjny, następnie falownik rezonansowy i najwyżej transformatory wysokiego napięcia. Taka kolejność podyktowana została chęcią zapewnienia użytkownikowi komfortowego dostępu do modułu sterowania ze względu na miejsce montażu przekształtnika (ponad 1 m nad podestem).

Na rysunku 8.5 przedstawiono rozmieszczenie elementów w obudowie falownika rezonansowego. Wszystkie zaciski toru mocy przekształtnika, włącznik zasilania i gniazdo do pomiaru wartości wysokiego napięcia umieszczono na przednim panelu obudowy ze względu na ułatwienie obsługi i przeprowadzenie niezbędnych pomiarów. Obwody mocy umieszczono możliwie blisko zacisków, aby zminimalizować długość przewodów doprowadzających. W tylnej części umieszczono płytki: mikrokontrolera, sterowników tranzystorów i pomiarów analogowych. Na płycie tylnej umieszczono gniazdo zasilania sieciowego, gniazdo komunikacji CAN oraz gniazdo sygnału sterowania zasilaczem DC.

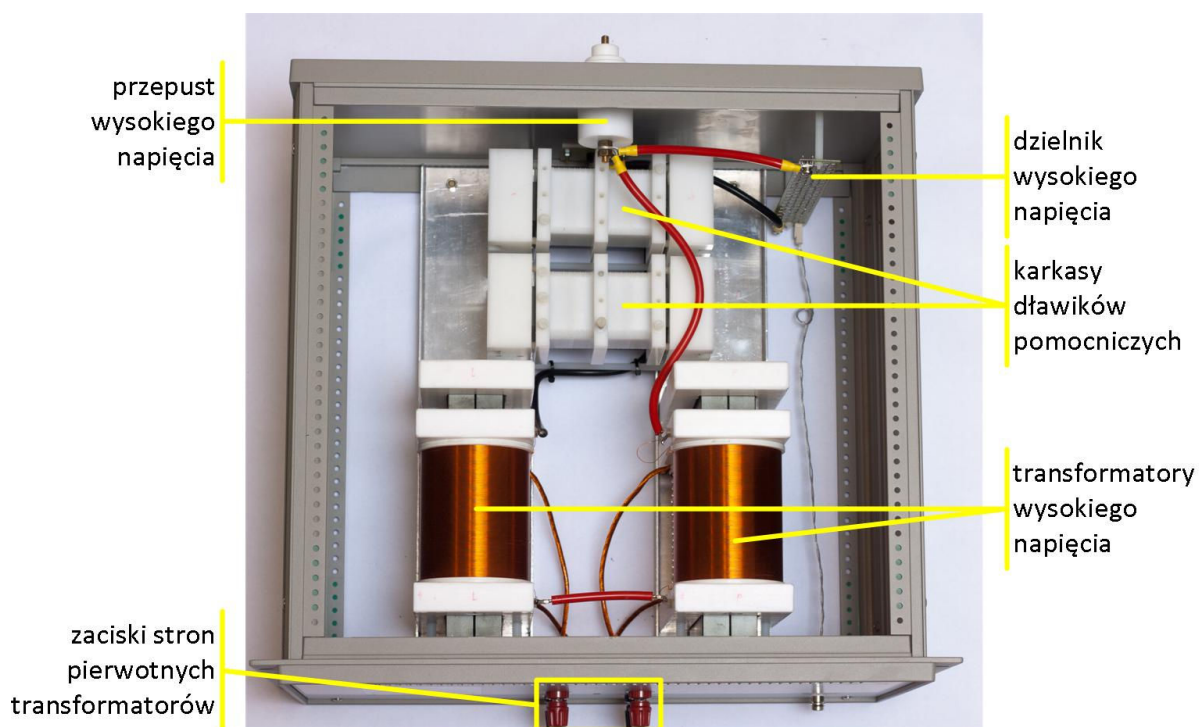
8. Rezonansowy, laboratoryjny przekształtnik tranzystorowy do zasilania reaktora plazmy nietermicznej



Rys. 8.5. Falownik rezonansowy – widok od góry

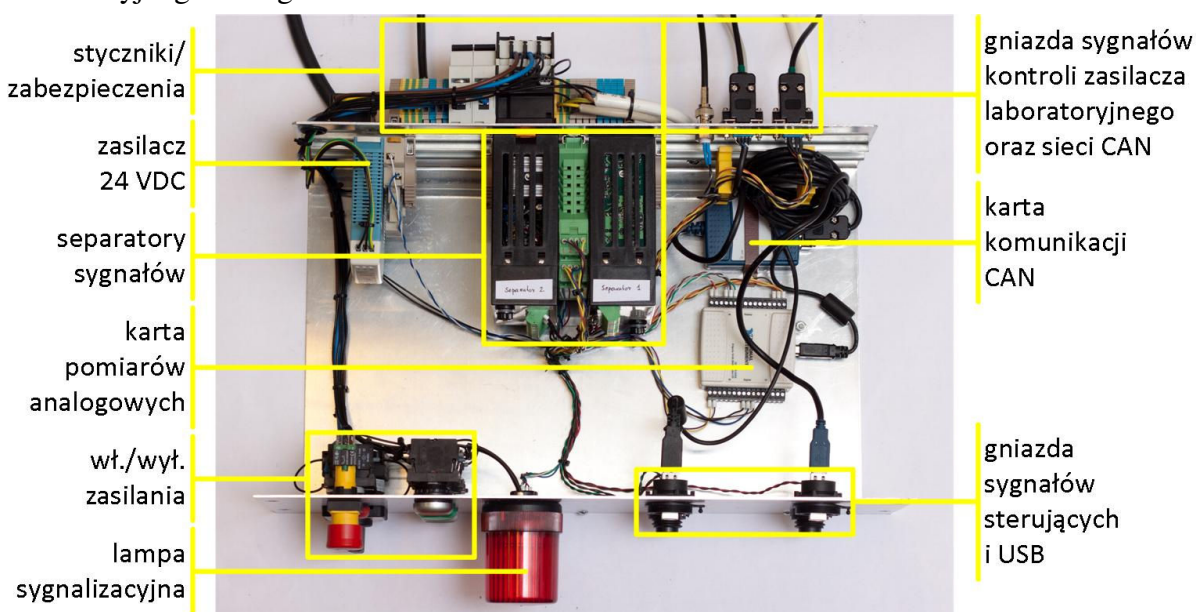
Rysunek 8.6 przedstawia rozmieszczenie elementów w obudowie transformatorów wysokiego napięcia, gdzie, oprócz widocznych transformatorów, umieszczono rdzenie z karkasami dławików pomocniczych oraz dzielnik wysokiego napięcia. Dodatkowe dławiki służą do sprowadzenia częstotliwości drgań własnych obwodu rezonansowego, stworzonego przez pojemność reaktora i indukcyjność strony wtórnej transformatora, do wartości porównywalnej z częstotliwością strony pierwotnej. Zaciski stron wtórnych transformatorów umieszczono na przednim panelu obudowy, natomiast zaciski wysokiego napięcia ze względu na bezpieczeństwo obsługi, wyprowadzono na tylny panel. Wszystkie karkasy wykonano z teflonu.

8. Rezonansowy, laboratoryjny przekształtnik tranzystorowy do zasilania reaktora plazmy nietermicznej



Rys. 8.6. Transformatory wysokiego napięcia – widok od góry

Na rysunku 8.7 przedstawiono rozmieszczenie elementów w module sterowania. Umieszczono w nim separatory sygnałów sterujących, kartę komunikacji CAN, kartę pomiarową, styczniki i zabezpieczenia przeciwzwarceniowe oraz zasilacz 24 VDC. Na panelu sterowania umieszczono główny wyłącznik zasilania, przyciski wł./wył. napięcie, lampę sygnalizującą obecność wysokiego napięcia oraz gniazda sygnałów sterujących i USB. Na panelu tylnym umieszczono gniazda służące do kontroli i monitoringu zasilacza laboratoryjnego oraz gniazdo sieci CAN.

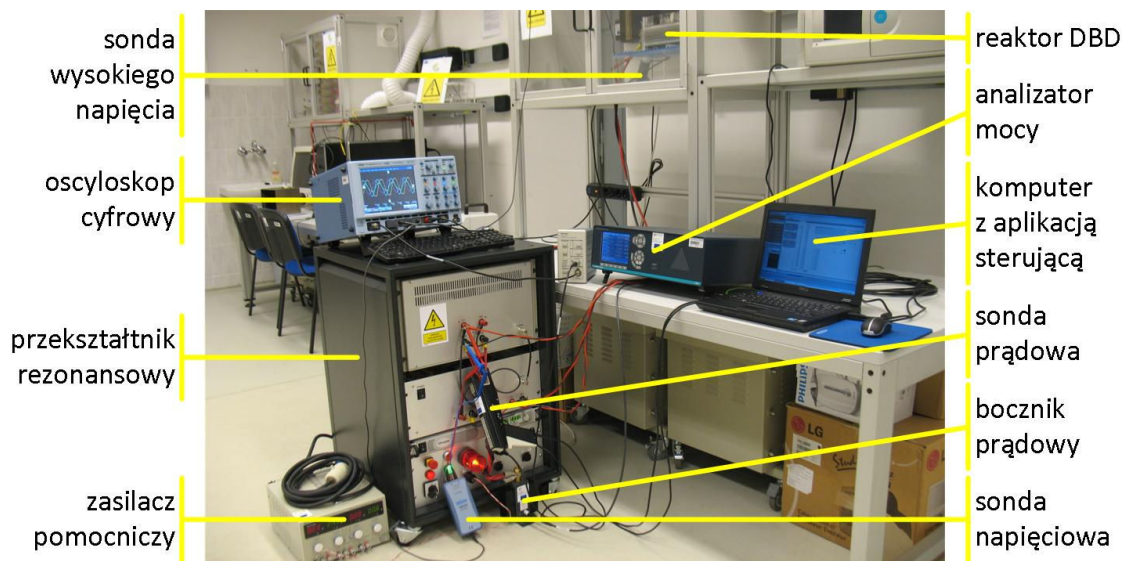


Rys. 8.7. Moduł sterowania – widok od góry

9. Wyniki badań laboratoryjnych

Badania laboratoryjne miały na celu weryfikację wyników obliczeń teoretycznych i tych uzyskanych za pomocą symulacji numerycznych oraz zbadanie właściwości przekształtnika. Badano falownik rezonansowy, zmodyfikowany o obwody ograniczenia napięcia i trybu pracy PDM z odpowiednimi modyfikacjami algorytmu sterowania. Obciążeniem przekształtnika był reaktor DBD, opracowany i zbudowany przez autora na potrzeby badań, a opisany szczegółowo w rozdziale 2.

Przebiegi zarejestrowano oscyloskopem LeCroy WaveRunner 6100A. Do pomiaru wartości napięcia strony wtórnej transformatora użyto sondy PPE20kV (LeCroy), a prądu – sondy CP031 (LeCroy). Pomiar wartości napięcia strony pierwotnej wykonano sondą różnicową ADP305 (LeCroy), natomiast prądu – sondą TCP303 (Tektronix). Wartości napięcia i prądu szyny DC zarejestrowano analizatorem mocy NORMA5000 (LEM). Przedstawienie graficzne uzyskanych wyników wykonano w programie Matlab R2010a. Widok stanowiska laboratoryjnego przedstawiono na rys. 9.1.



Rys. 9.1. Widok stanowiska laboratoryjnego do badania przekształtnika

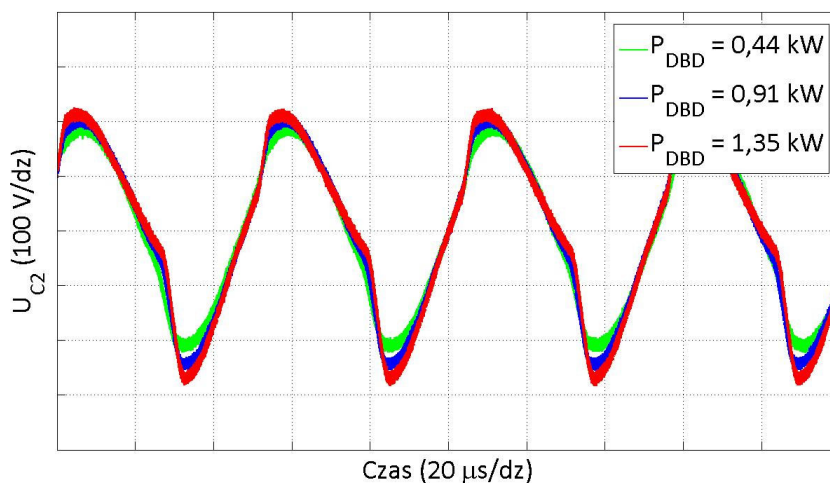
9.1. Tryb pracy ciągłej

Rysunek 9.2 przedstawia przebiegi zarejestrowane w najważniejszych punktach obwodu falownika dla trzech stanów obciążenia, aby zilustrować jego wpływ na kształt i wartości napięcia na kondensatorze C_2 i C_{r1} oraz prądu impulsowo płynącego przez dławik L_r . Można tu zauważyć pełną analogię do przebiegów otrzymanych podczas badań symulacyjnych. Im wyższa jest moc, tym wyższa jest wartość maksymalna napięcia na kondensatorze C_2 i staje się ono coraz bardziej odkształcone. Wartość szczyt do szczytu napięcia na kondensatorze C_{r1} zwiększa się razem z obciążeniem w wyniku niższej wartości napięcia

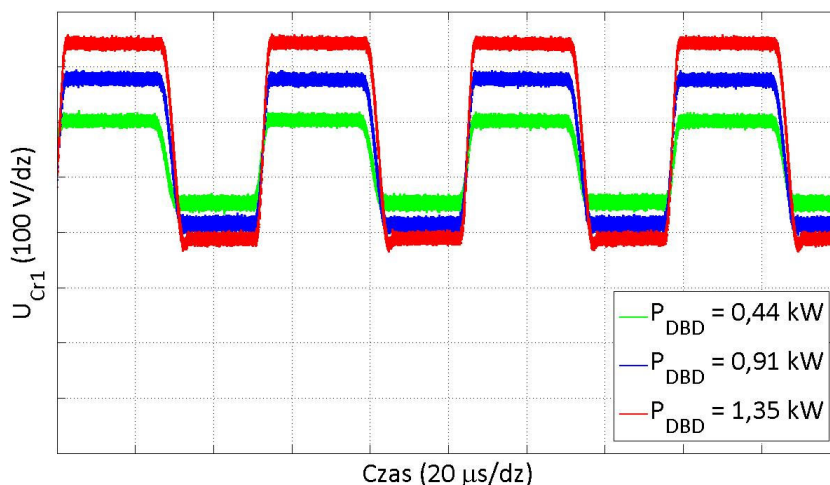
na kondensatorze C_2 podczas procesu doładowania. W wyniku tego samego mechanizmu wzrasta prąd dławika L_r , będący sumą prądów tranzystorów S_1 i S_2 .

Badania wykonano dla minimalnego kąta opóźnienia załączenia tranzystorów, który w układzie laboratoryjnym wynosi $17,2^\circ$ i jest wynikiem opóźnienia czasowego o wartości około $2,5 \mu s$. Opóźnienie to jest sumą opóźnień wprowadzanych przez wszystkie elementy leżące na ścieżce sygnału pomiędzy chwilą przejścia napięcia na kondensatorze C_2 przez zero a załączeniem tranzystora. Do głównych jednak zalicza się: opóźnienie komparatora służącego do detekcji, transoptora, mikrokontrolera od chwili wykrycia przerwania sprzętowego do wystawienia sterowania, sterownika tranzystora i opóźnienie załączenia tranzystora.

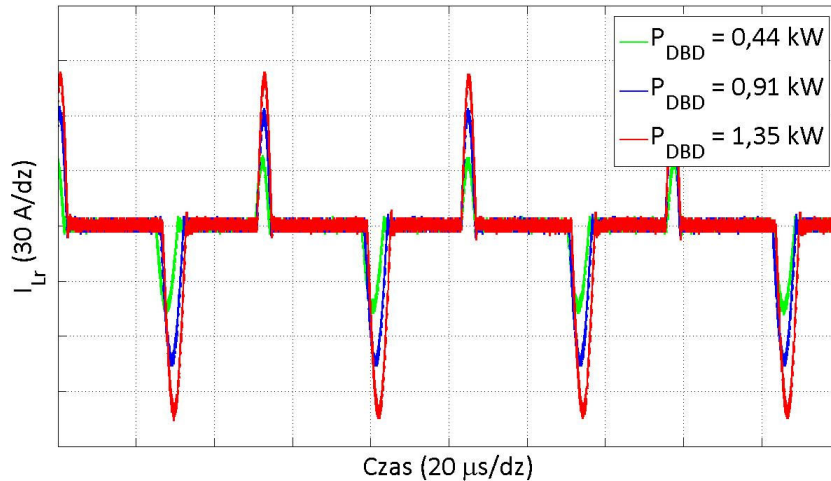
a)



b)



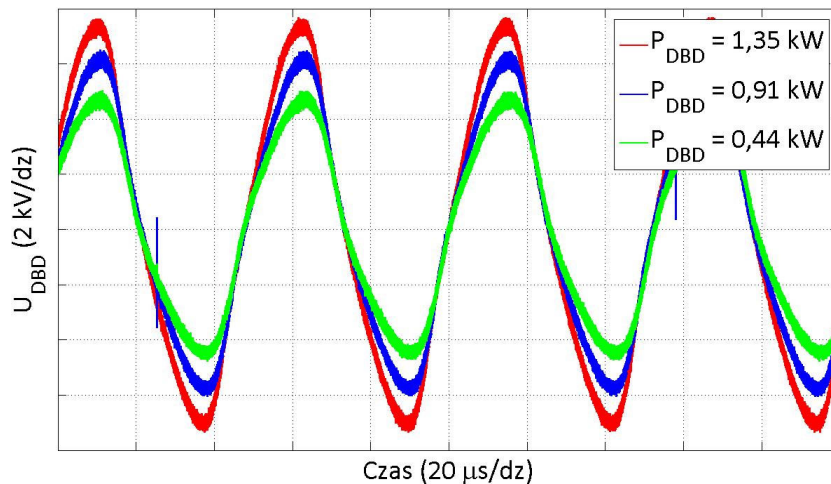
c)



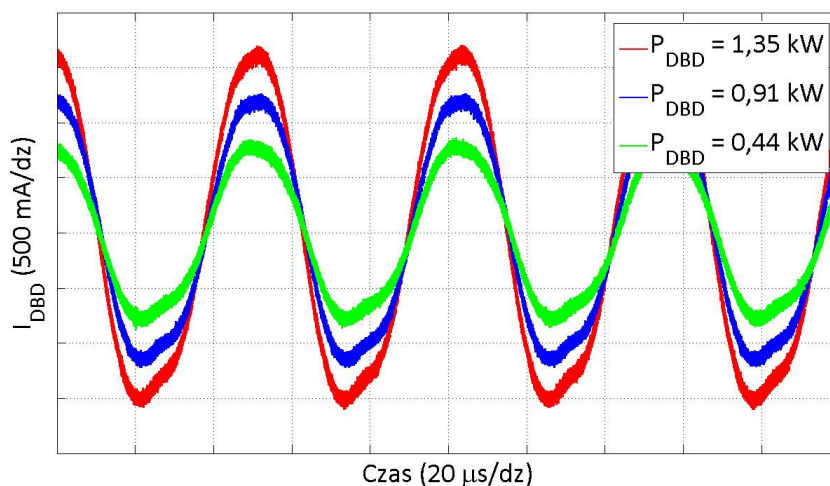
Rys. 9.2. Przebieg napięcia na kondensatorze: a) C_2 ; b) C_{r1} ; c) przebieg prądu dławika L_r , dla trzech wartości mocy wyjściowej dla minimalnego kąta opóźnienia załączenia tranzystorów. Tryb kontroli mocy przez zmianę wartości napięcia zasilania przekształtnika

Na rysunku 9.3 przedstawiono przebiegi napięcia i prądu reaktora DBD dla tych samych warunków, co na rys. 9.2. Wzrost mocy wyjściowej również powoduje odkształcenie przebiegu napięcia. Przy mocy czynnej na poziomie 1,35 kW moc pozorna wynosi około 5,6 kVA, co daje współczynnik mocy $\cos\phi = 0,24$.

a)

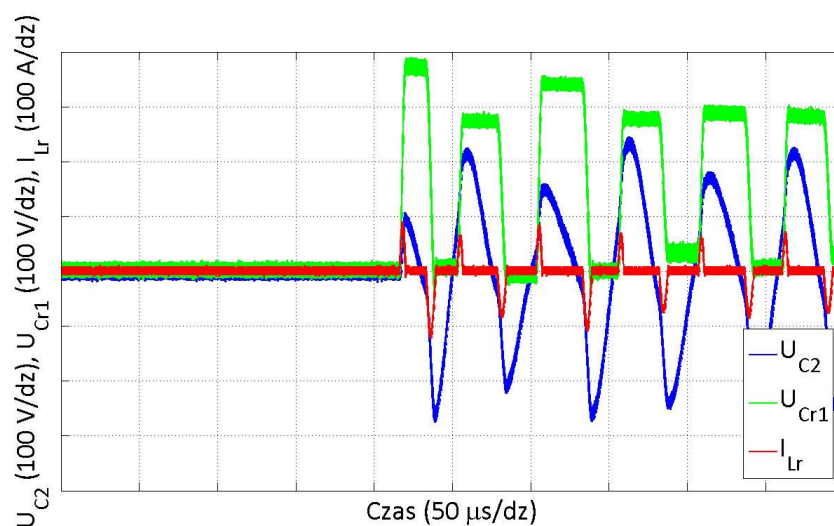


b)

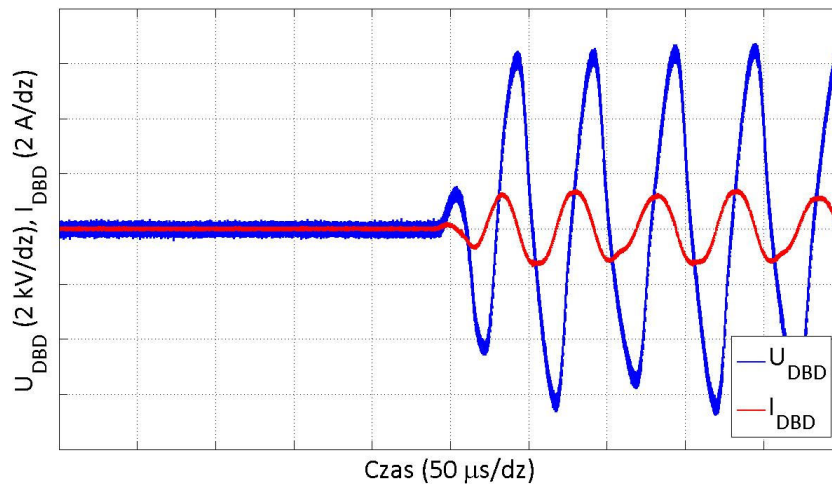


Rys. 9.3. Przebiegi napięcia i prądu reaktora dla trzech wartości mocy wyjściowej dla minimalnego kąta opóźnienia załączenia tranzystorów. Tryb kontroli mocy przez zmianę wartości napięcia zasilania przekształtnika

Rysunki 9.4 i 9.5 przedstawiają zachowanie się układu podczas rozruchu przekształtnika z napięciem szyny DC o wartości 450 V. Z ich analizy wynika, że układ reaguje poprawnie na dynamiczne zmiany okresu drgań, a maksymalny szczytowy prąd tranzystorów wynosi około 120 A i jest wartością bezpieczną dla użytych tranzystorów. Wartości napięcia na kondensatorze C_2 i C_{r1} nie przekraczają wartości dopuszczalnych dla normalnej pracy układu. Napięcie i prąd po stronie wtórnej transformatora również nie osiągają wartości przejściowych o amplitudzie wyższej od stanu normalnej pracy przekształtnika. Stan przejściowy trwa około pięciu okresów, po których falownik przechodzi do stanu pracy ustalonej.

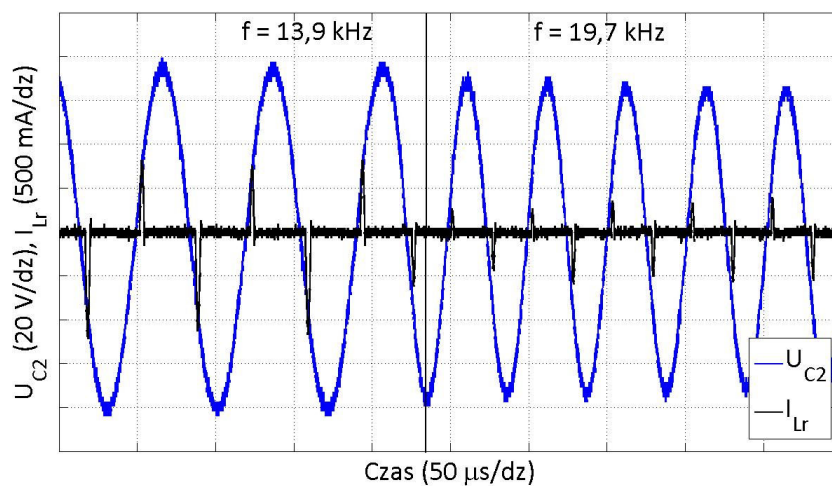


Rys. 9.4. Przebiegi napięć na kondensatorach C_2 i C_{r1} oraz prądu dławika L_r podczas rozruchu przekształtnika dla napięcia zasilającego o wartości 450 VDC i minimalnego kąta opóźnienia załączenia tranzystorów



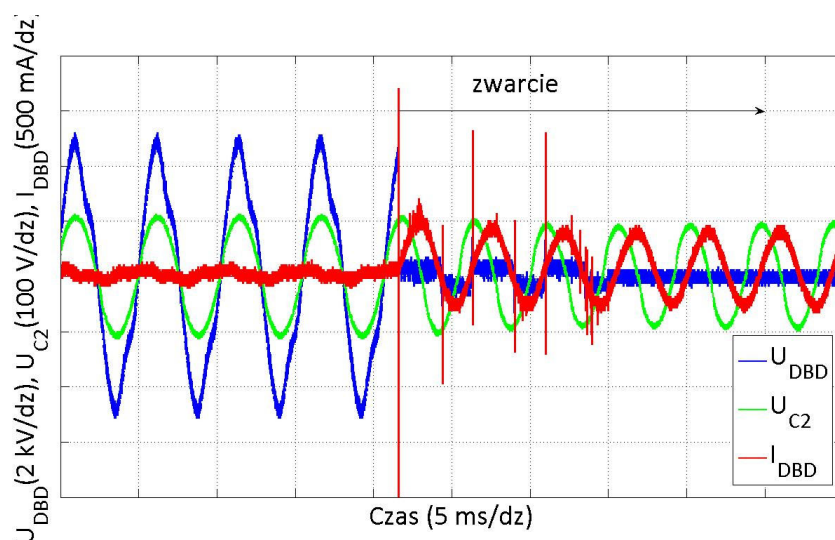
Rys. 9.5. Przebiegi napięcia i prądu reaktora podczas rozruchu przekształtnika dla napięcia zasilającego o wartości 450 VDC i minimalnego kąta opóźnienia załączenia tranzystorów

Ważna, z punktu widzenia charakteru obciążenia, jest reakcja układu na zmianę parametrów obciążenia, co przedstawiono na rys. 9.6. Badanie przeprowadzono przy skokowej zmianie indukcyjności L_2 z wartości 64 μH na wartość 32 μH . Z analizy wynika, że zmiana częstotliwości wynosi około 42%, układ sterowania zareagował zmianą częstotliwości pracy kluczy adekwatnie do częstotliwości. Po około 30 okresach wartość amplitudy prądu dławika L_r powróciła do wartości przed zmianą. Badanie przeprowadzono również dla skokowej zmiany pojemności C_2 z wartości 4 μF na wartość 2 μF . Uzyskane wyniki były niemal identyczne z rys. 9.6.

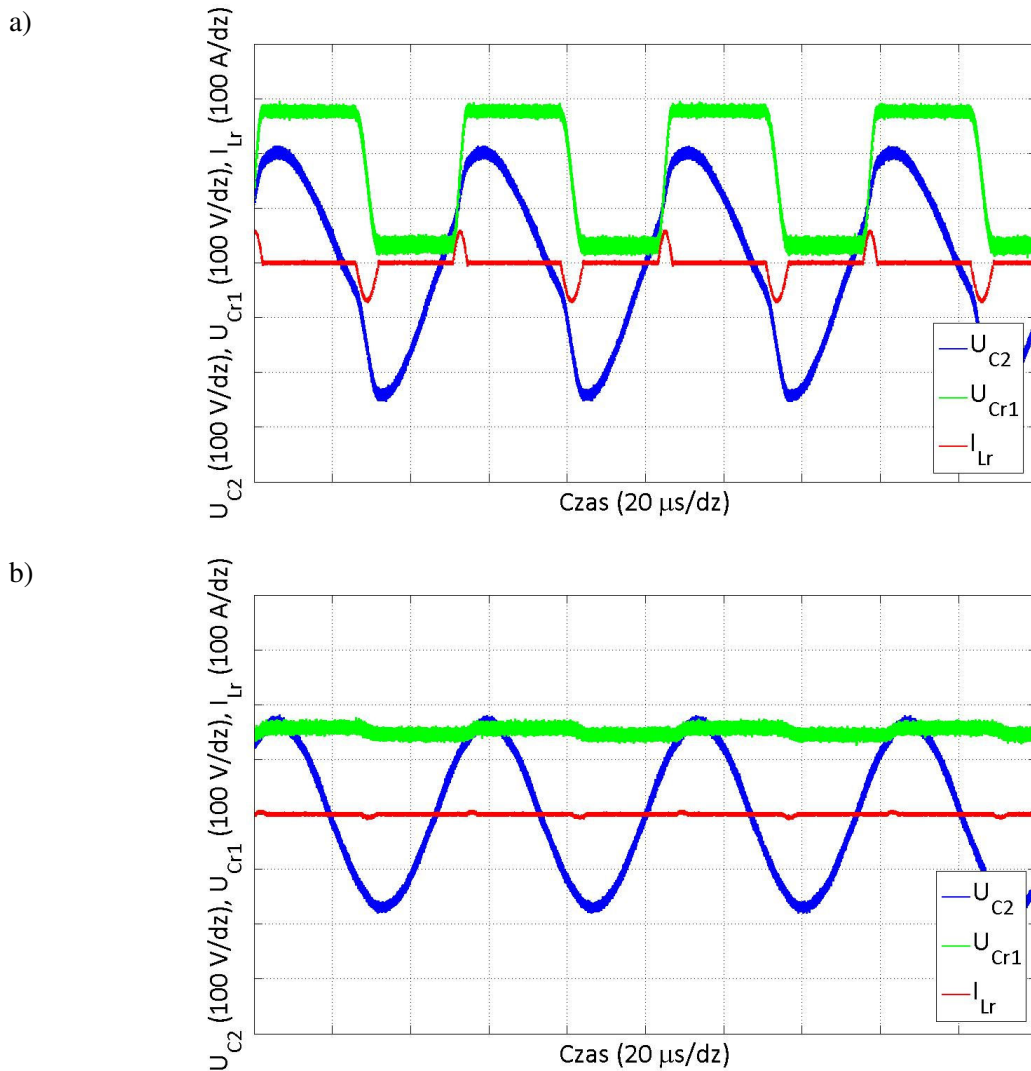


Rys. 9.6. Przebiegi napięcia na kondensatorze C_2 oraz prądu dławika L_r podczas skokowej zmiany parametrów równoległego obwodu drgającego, dla minimalnego kąta opóźnienia załączenia tranzystorów

Przeprowadzono również badania reakcji układu na zwarcie po wtórnej stronie transformatora wysokiego napięcia, symulujące zwarcie reaktora DBD. Uzyskane wyniki zamieszczono na rys. 9.7. Analizując zauważono, że pomimo zwarcia po stronie wtórnej, napięcie po stronie pierwotnej pulsuje z wyższą częstotliwością. Ta reakcja jest wynikiem równoległego połączenia indukcyjności rozproszenia strony wtórnej z indukcyjnością magnesującą transformatora, co skutkuje zmniejszeniem indukcyjności drgającej z kondensatorem C_2 , a tym samym wzrostem częstotliwości pracy. W wyniku zwarcia występuje również kilkukrotny skokowy wzrost prądu biernego, płynącego po stronie wtórnej, z jednoczesnym spadkiem mocy pobieranej przez przekształtnik. Stan zwarcia nie ma szkodliwego wpływu na półprzewodnikowe elementy mocy falownika, ponieważ są one załączane synchronicznie z pulsującym napięciem kondensatora C_2 . Nawet długotrwały stan zwarcia reaktora DBD nie spowodował w przekształtniku żadnych uszkodzeń, wpływając jedynie na wzrost częstotliwości pracy falownika i spadek odbieranej mocy. Przypadek taki wystąpił podczas testów w Akademii Morskiej.



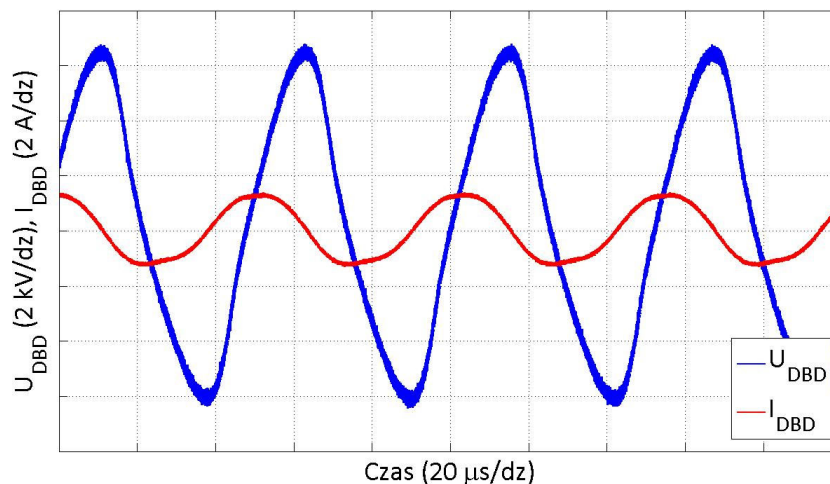
Rys. 9.7. Przebiegi napięcia na kondensatorze C_2 oraz prądu i napięcia reaktora DBD podczas zwarcia po stronie wtórnej transformatora wysokiego napięcia. Przy minimalnym kącie opóźnienia załączenia tranzystorów



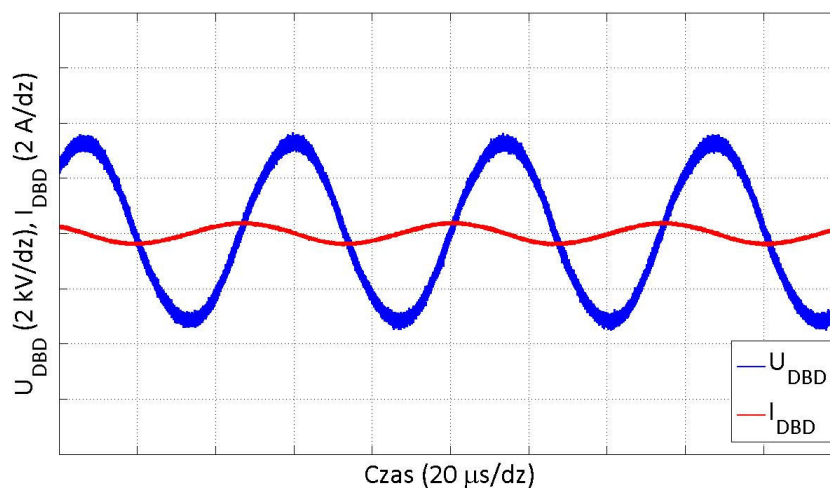
Rys. 9.8. Przebiegi napięć na kondensatorach C_2 i C_{r1} oraz prądu dławika L_r : a) dla minimalnego opóźnienia załączenia tranzystorów – $17,2^\circ$; b) dla maksymalnego opóźnienia – 46° . Przebiegi zarejestrowano dla napięcia zasilającego o wartości 450 VDC

Rysunki 9.8 i 9.9 przedstawiają przebiegi dla dwóch kątów opóźnienia załączenia tranzystorów. Można zauważyć, że dla kąta opóźnienia $17,2^\circ$ (rys. 9.8a i 9.9a) amplituda napięcia na kondensatorze C_2 , wartość szczyt do szczytu napięcia na kondensatorze C_{r1} , amplituda prądu dławika L_r oraz amplituda prądu i napięcie reaktora są większe niż dla kąta 46° (rys. 9.8b i 9.9b). Doskonale widoczny jest rezonansowy charakter prądu kluczy S_1 i S_2 w całym zakresie zmian opóźnienia załączenia. Odształcenie napięcia dla kąta $17,2^\circ$ po pierwotnej, jak i wtórnej stronie transformatora jest wynikiem zwiększenia odbieranej mocy. Uzyskane przebiegi są analogiczne do tych uzyskanych z symulacji komputerowych, co potwierdza poprawność zastosowanego modelu symulacyjnego. Właściwość regulacji napięcia jest dużą zaletą omawianej topologii falownika i jest wykorzystywana do regulacji napięcia zasilania reaktora DBD.

a)



b)



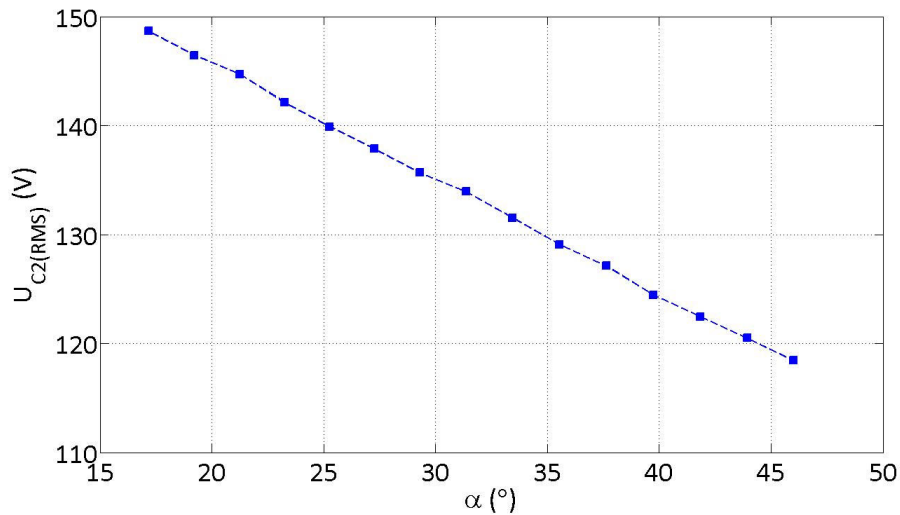
Rys. 9.9. Przebiegi napięcia i prądu reaktora DBD: a) dla minimalnego opóźnienia załączenia tranzystorów – $17,2^\circ$; b) dla maksymalnego opóźnienia – 46° . Przebiegi zarejestrowano dla napięcia zasilającego o wartości 450 VDC

Na podstawie pomiarów laboratoryjnych wykreślono wiele charakterystyk pozwalających określić właściwości zbudowanego przekształtnika w zależności od zmian podstawowych parametrów. Wszystkie charakterystyki w funkcji kąta α wykonano dla napięcia zasilającego o wartości 450 VDC.

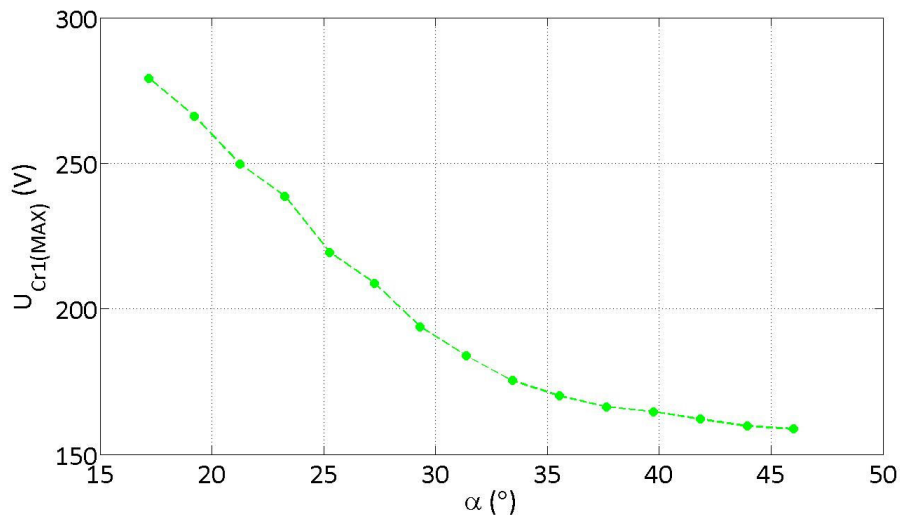
Na rysunku 9.10a przedstawiono charakterystykę wartości skutecznej napięcia na kondensatorze C_2 w funkcji kąta opóźnienia załączenia tranzystorów. W zakresie zmian kąta od $17,2^\circ$ do 46° napięcie zmienia się w przybliżeniu liniowo od około 148,7 V do 118,4 V. Zakres zmian dla obciążenia, jakim jest reaktor DBD, jest wystarczający, co zostanie dowiedzione w dalszej części pracy.

Rysunek 9.10b przedstawia charakterystykę wartości maksymalnej napięcia na kondensatorze C_{r1} , które zmienia się nieliniowo od wartości około 158,7 V dla kąta 46° do 279,2 V dla kąta $17,2^\circ$.

a)

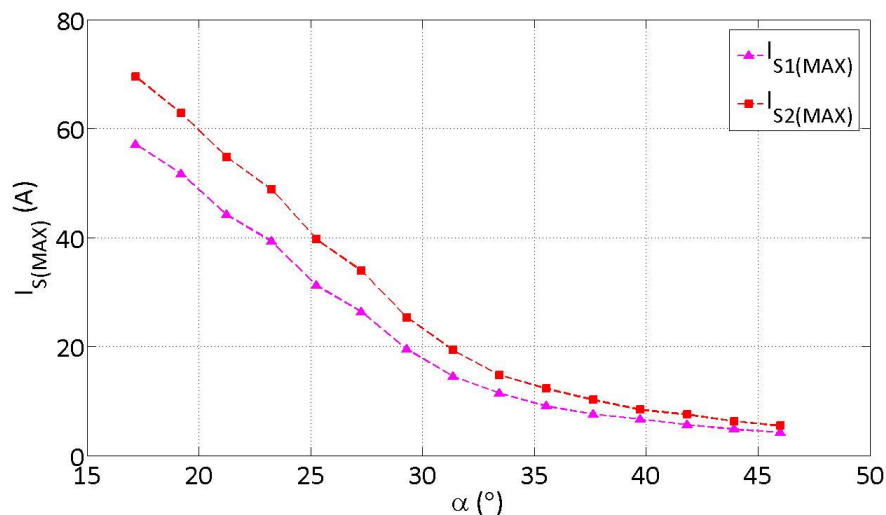


b)



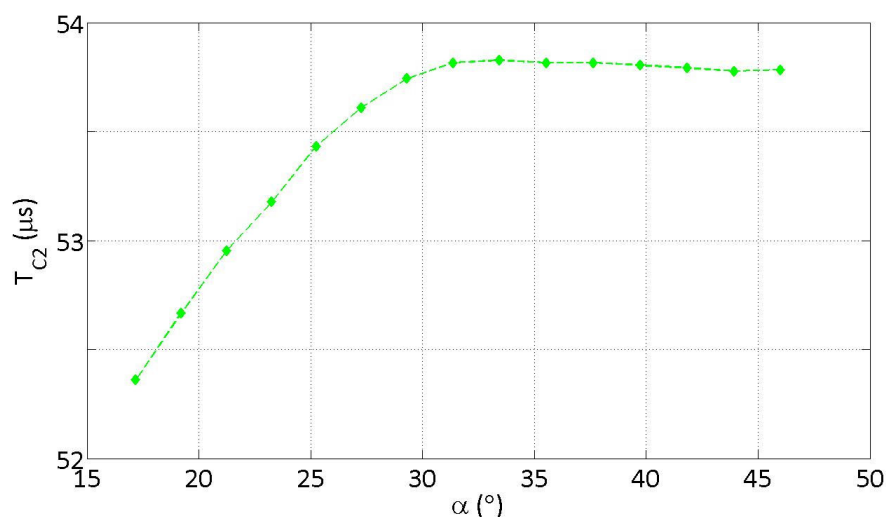
Rys. 9.10. a) Wartość skuteczna napięcia na kondensatorze C_2 ; b) wartość maksymalna napięcia na kondensatorze C_{r1} w funkcji kąta opóźnienia załączenia tranzystorów dla napięcia zasilającego o wartości 450 VDC

Rysunek 9.11 przedstawia charakterystyki amplitudy prądu kluczy S_1 i S_2 w funkcji kąta opóźnienia załączenia tranzystorów. Analiza wykazała, że przez klucz S_2 w całym zakresie zmian kąta płynie od około 20 do 30% większy prąd impulsowy niż przez tranzystor S_1 a jego wartość zmienia się nieliniowo od około 69,5 A dla kąta $17,2^\circ$ do około 5,4 A dla kąta 46° .



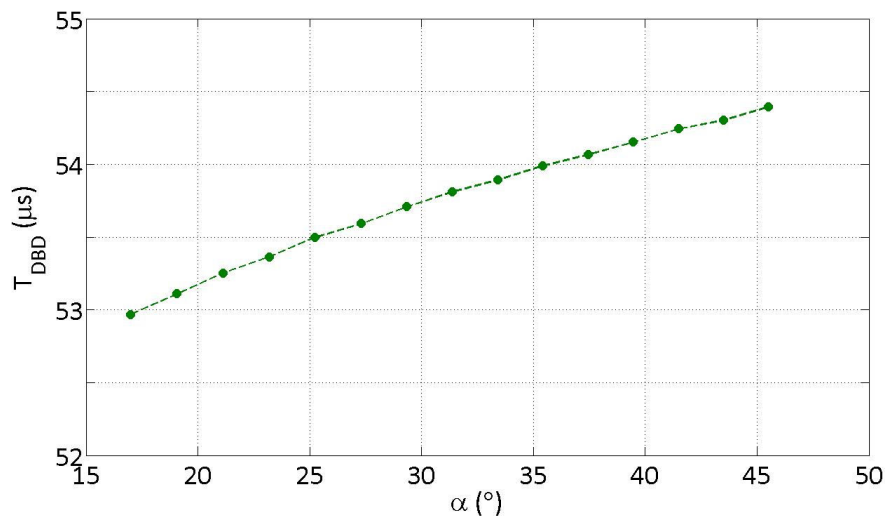
Rys. 9.11. Wartości maksymalne prądów tranzystorów S_1 i S_2 w funkcji kąta opóźnienia ich załączenia dla napięcia zasilającego o wartości 450 VDC

Na rysunku 9.12 przedstawiono wpływ zmiany kąta wysterowania tranzystorów na okres napięcia równoległego obwodu rezonansowego. Jego wartość osiąga minimum na poziomie 52,4 μs dla kąta 17,2°, natomiast wartość maksymalna występuje przy około 33,4° i osiąga 53,8 μs , dalsza zmiana kąta wywołuje nieznaczne zmniejszenie długości okresu. Właściwość ta jest wynikiem dużej wartości skutecznej napięcia na kondensatorze C_2 dla małych wartości kąta, co skutkuje dużym odbiorem mocy reaktora. Charakterystyka pokazuje, że na częstotliwość pracy wpływa wartość odbieranej mocy i/lub kąt przesunięcia.

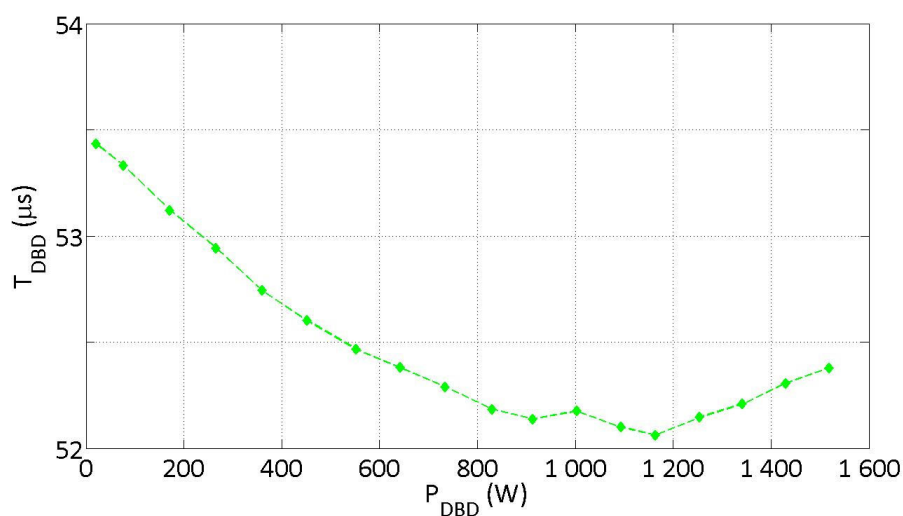


Rys. 9.12. Okres napięcia na kondensatorze C_2 w funkcji kąta opóźnienia załączenia tranzystorów dla napięcia zasilającego o wartości 450 VDC

Dla sprawdzenia, który z parametrów i w jakim stopniu wpływa na kształt charakterystyki, przeprowadzono badania przy stałej mocy wyjściowej, co zobrazowano na rys. 9.13 oraz w funkcji mocy, ale przy zachowaniu stałego minimalnego kąta opóźnienia załączenia tranzystorów – $17,2^\circ$ (rys. 9.14). Z analizy przedstawionych charakterystyk wynika, iż na kształt charakterystyki z rys. 9.12 wpływa zarówno kąt opóźnienia, z którym rośnie okres drgań, jak również wartość odbieranej mocy. Jest to wynikiem zniekształcenia napięcia na kondensatorze C_2 w wyniku impulsowego dostarczania energii przez obwód szeregowy.



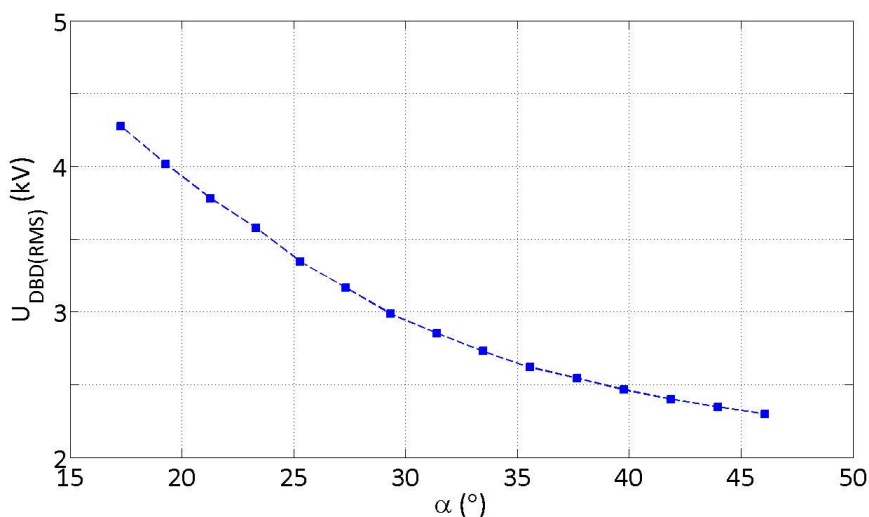
Rys. 9.13. Okres napięcia wyjściowego w funkcji kąta opóźnienia załączenia tranzystorów dla stałej mocy wyjściowej 200 W



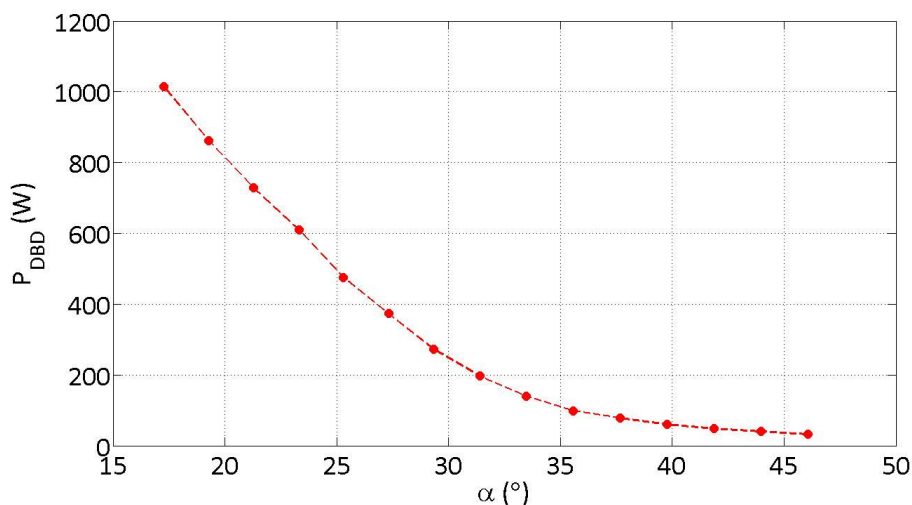
Rys. 9.14. Okres napięcia wyjściowego w funkcji mocy wyjściowej przekształtnika dla minimalnego kąta opóźnienia załączenia tranzystorów

Kolejne rysunki przedstawiają charakterystykę napięcia skutecznego na reaktorze DBD w funkcji kąta opóźnienia wysterowania tranzystorów (rys. 9.15a) oraz wpływ jego wartości na moc wydzielaną w reaktorze DBD (rys. 9.15b). Z analizy wynika, iż zakres zmian wartości napięcia od około 2,3 kV do około 4,3 kV w wyniku silnie nieliniowego charakteru reaktora wpływa na wartość mocy od około 32 W do około 1015 W.

a)



b)

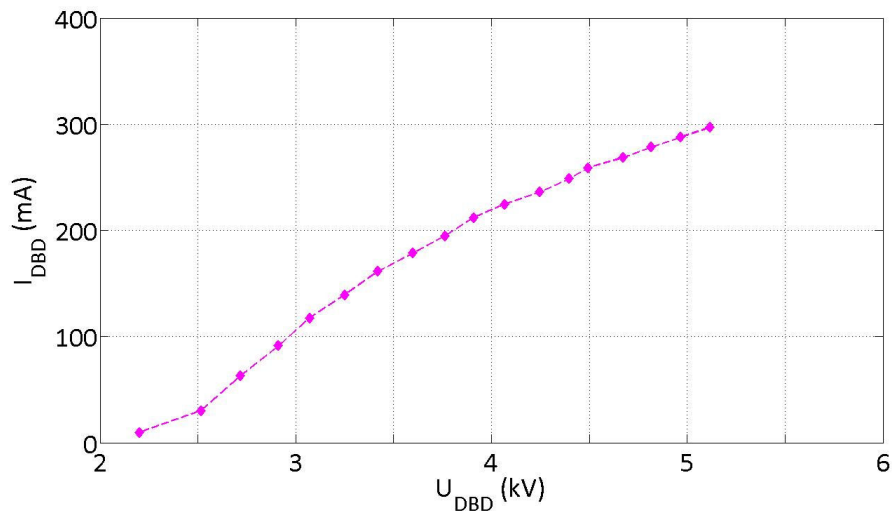


Rys. 9.15. a) Wartość skuteczna napięcia na reaktorze; b) moc wyjściowa przekształtnika w funkcji kąta opóźnienia załączenia tranzystorów dla napięcia zasilającego o wartości 450 VDC

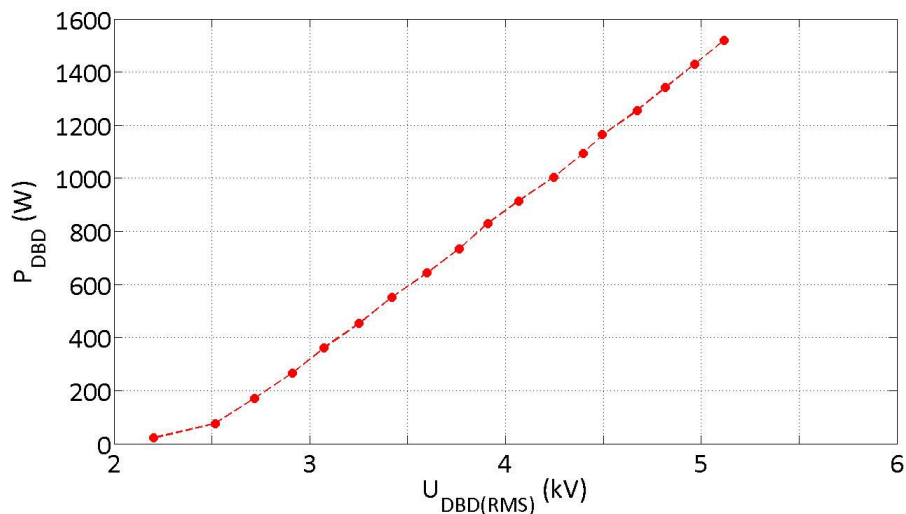
Aby przeanalizować charakter obciążenia, jaki wykazuje reaktor DBD, na rys. 9.16a przedstawiono jego charakterystykę prądowo-napięciową oraz mocy w funkcji napięcia zasilania (rys. 9.16b). Analiza charakterystyki potwierdza silną nieliniowość reaktora, który odbiera moc dopiero po przekroczeniu wartości napięcia krytycznego, co zostało szczegółowo omówione w rozdziale 2.

Rysunki 9.17a i b przedstawiają kolejno wpływ wartości napięcia szyny DC i napięcia po stronie pierwotnej transformatora na wartość skuteczną napięcia po stronie wtórnej. Jak można zauważyć, obie charakterystyki są nieliniowe. Jest to wynikiem słabego sprzężenia transformatora na poziomie $k = 0,43$, co powoduje powstanie dwóch obwodów rezonansowych po stronie wtórnej i pierwotnej tak, jak to występuje w transformatorze Tesli.

a)



b)

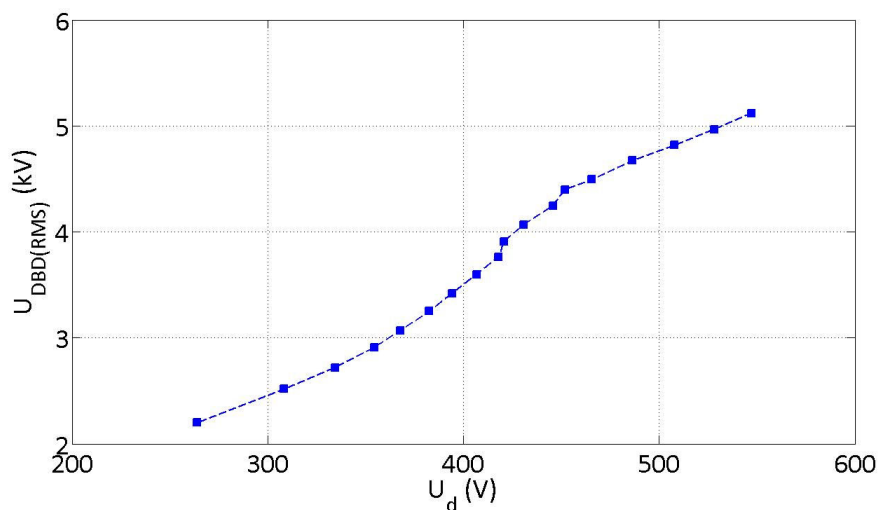


Rys. 9.16. a) Charakterystyka prądowo-napięciowa reaktora DBD; b) moc wyjściowa przekształtnika w funkcji napięcia wyjściowego dla minimalnego kąta opóźnienia załączenia tranzystorów

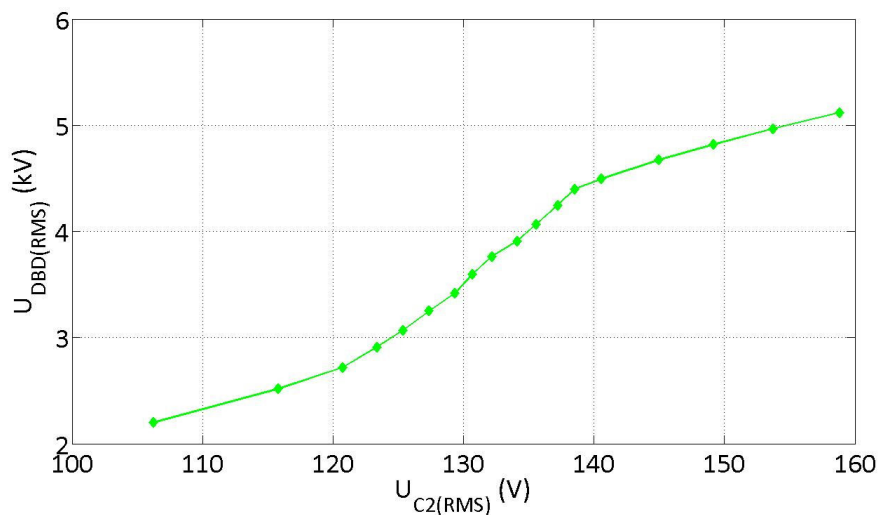
Aby sprawdzić wartość harmonicznych napięcia zasilania reaktora DBD przeprowadzono analizę FFT dla dwóch skrajnych kątów opóźnienia wysterowania tranzystorów. W analizie dla minimalnego i maksymalnego kąta wysterowania tranzystorów, przedstawionej na rys. 9.18a i b, widać dominującą harmoniczną o częstotliwości około 20 kHz, która odpowiada częstotliwości drgań równoległego obwodu rezonansowego, kolejną o znacznie mniejszej

amplitudzie jest harmoniczna o częstotliwości około 60 kHz. Przedstawione badania potwierdzają, iż pomimo impulsowego doładowywania obwodu równoległego przez obwód szeregowy przebieg składa się w dominującej części z harmonicznej podstawowej.

a)

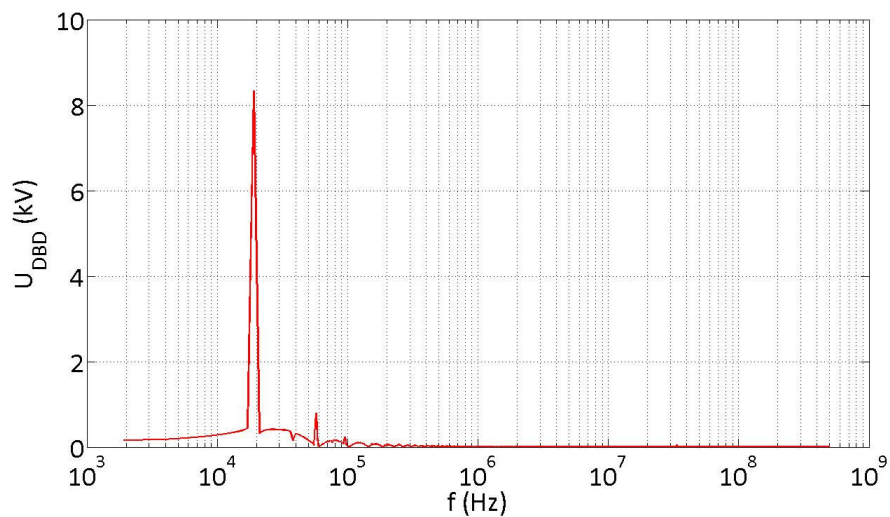


b)

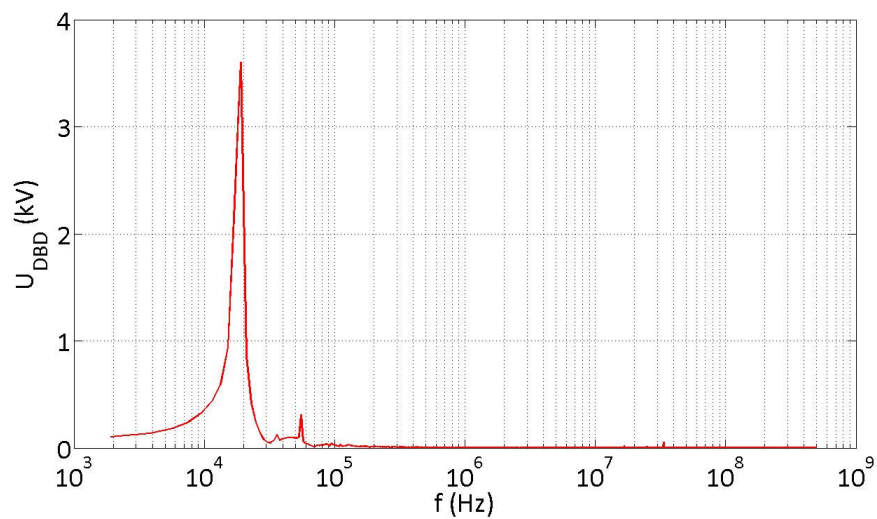


Rys. 9.17. Wartość skuteczna napięcia na reaktorze: a) w funkcji wartości napięcia szyny DC przekształtnika; b) w funkcji napięcia skutecznego pierwotnej strony transformatora, dla minimalnego kąta opóźnienia załączenia tranzystorów

a)



b)



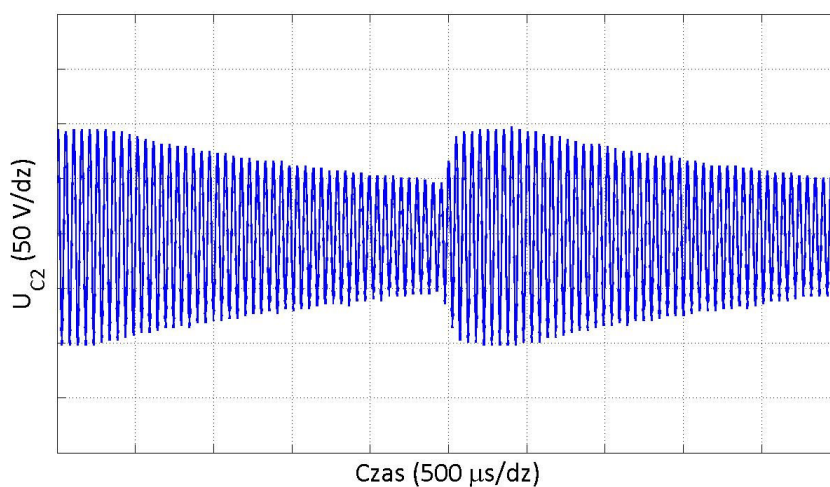
Rys. 9.18. Analiza FFT napięcia reaktora DBD dla kąta opóźnienia załączenia tranzystorów:
a) 17,2°; b) 46°

Przeprowadzone badania laboratoryjne pracy ciągłej przekształtnika potwierdziły właściwości falownika, jakie wykazywał podczas badań symulacyjnych.

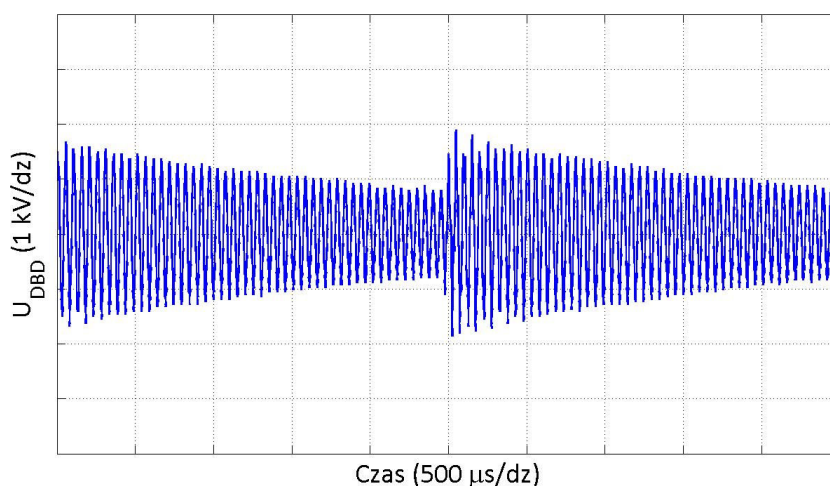
9.2. Tryb pracy z modulacją PDM

Na rysunku 9.19 przedstawiono badania trybu pracy PDM, realizowanego przez cykliczną pracę tranzystorów S_1 i S_2 przez 10 pełnych okresów zadrgań obwodu równoległego, a następnie odłączano je na około 2,5 ms przy wyłączonym układzie odzysku energii. Rysunki 9.19a i b przedstawiają odpowiednio przebieg napięcia na kondensatorze C_2 oraz na reaktorze DBD. Można zauważyć, iż stała czasowa zaniku drgań jest bardzo duża z powodu dużej dobroci obwodu. Oznacza to, że część energii pomiędzy cyklami pracy dostarczana jest do reaktora, natomiast druga część rozpraszana jest w postaci ciepła i powiększa straty mocy przekształtnika.

a)



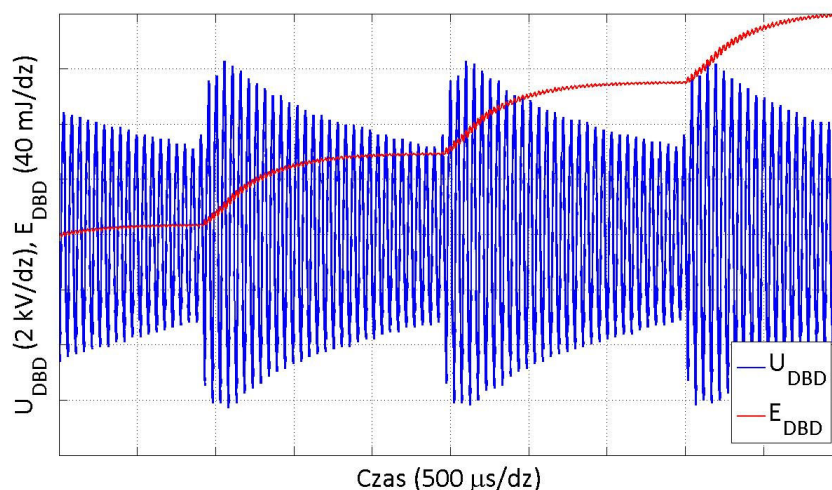
b)



Rys. 9.19. Przebieg napięcia: a) na kondensatorze C_2 ; b) na reaktorze DBD przy wyłączonym układzie odzysku energii

Przebieg energii na tle pulsującego napięcia reaktora DBD przedstawiono na rys. 9.20. Jak widać przyrost energii następuje zarówno w czasie, gdy tranzystory pracują, a napięcie

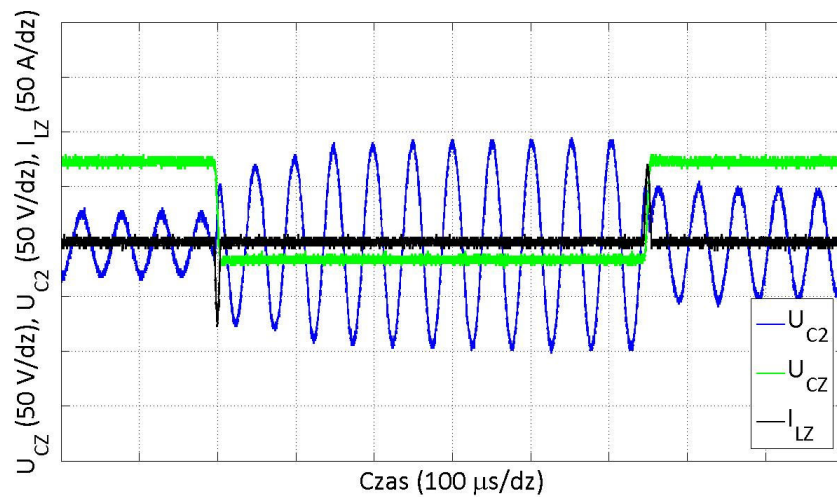
ma najwyższą wartość, jak również pomiędzy tymi cyklami, pomimo iż napięcie na reaktorze opada. Jest to zjawisko niekorzystne zarówno z punktu widzenia strat mocy, jak również reakcji fizykochemicznych zachodzących w reaktorze. Wynika to z faktu, że gaz wzbudzony do stanu plazmy, w którym powstają związki łatwo wchodzące w reakcje chemiczne, potrzebuje czasu, aby reakcje mogły zajść przed kolejnym wzbudzeniem.



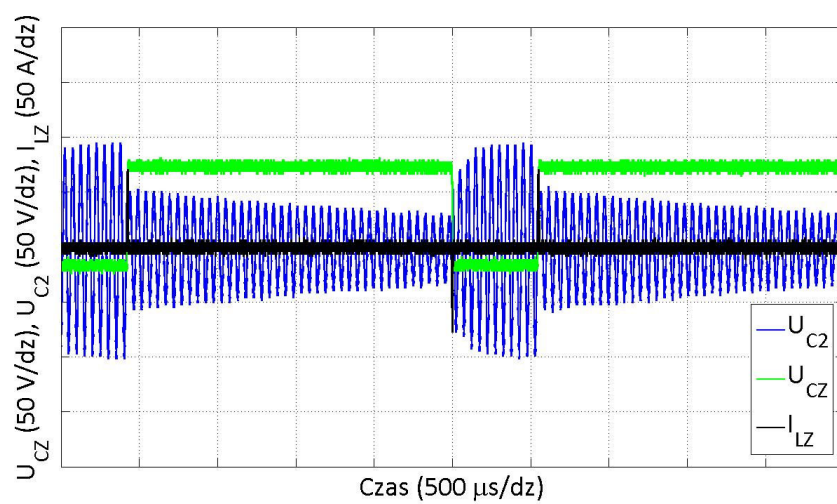
Rys. 9.20. Przebieg napięcia i energii dostarczanej do reaktora DBD przy wyłączonym układzie odzysku energii

Na rysunku 9.21 przedstawiono działanie układu odzysku energii dla kąta $\beta = 37^\circ$ (kąt opóźnienia załączenia tranzystora S_3). Zasadę działania można prześledzić na rys. 9.21a i b. W chwili, gdy następuje odliczenie 10 pełnych okresów napięcia kondensatora C_2 , układ sterowania odłącza tranzystory S_1 i S_2 , następnie wykrywa chwilę zmiany znaku napięcia kondensatora C_2 z wartości ujemnej na dodatnią, odlicza określony czas i załącza tranzystor S_3 . Następuje wówczas przelanie energii z kondensatora C_2 do C_Z , co skutkuje przyrostem napięcia kondensatora C_Z . Następnie układ sterowania odczeka określony czas i po wykryciu zmiany znaku napięcia na kondensatorze C_2 z dodatniej na ujemną załącza klucz S_4 . Powoduje to przelanie energii z kondensatora C_Z do C_2 i spadek napięcia kondensatora C_Z . Po tym czasie tranzystory S_1 i S_2 zaczynają normalnie pracować aż odliczonych zostanie kolejnych 10 okresów. Użycie obwodu odzysku energii wyraźnie zmniejsza amplitudę napięcia pomiędzy kolejnymi cyklami zarówno kondensatora C_2 , jak i reaktora DBD.

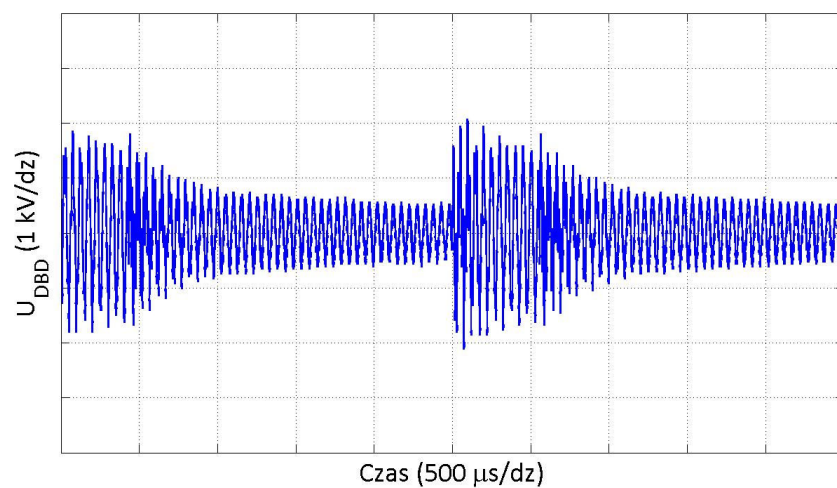
a)



b)

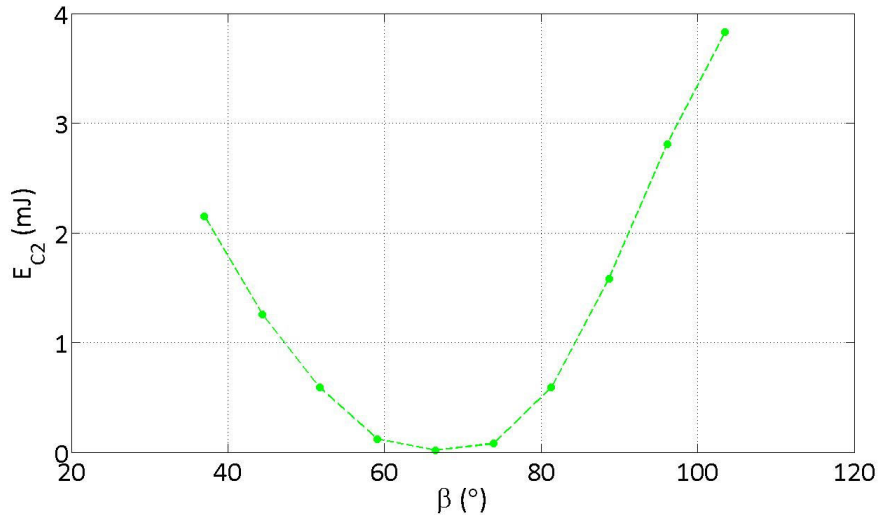


c)



Rys. 9.21. Przebiegi: a) i b) napięcia na kondensatorze C_2 i C_Z oraz prąd dławika L_Z ; c) napięcia na reaktorze DBD. Kąt opóźnienia załączenia tranzystora S_3 : $\beta = 37^\circ$

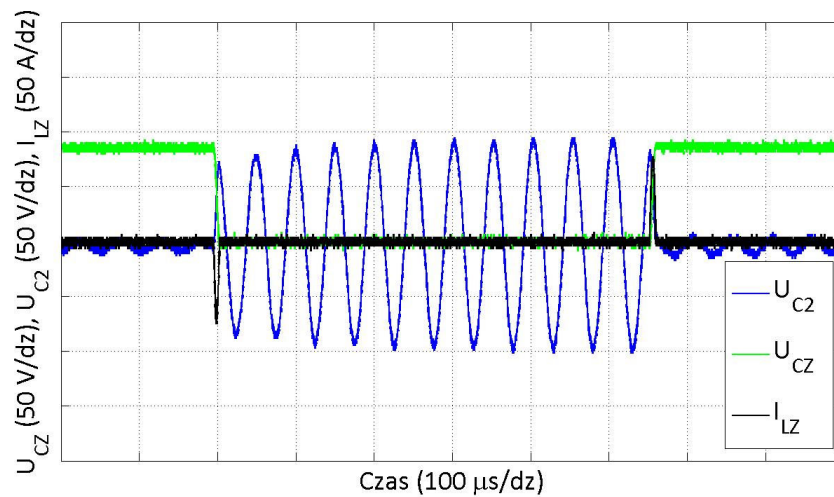
Dalsze zwiększanie kąta opóźnienia załączenia tranzystora S_3 powoduje stopniowe zmniejszanie amplitudy napięcia pomiędzy kolejnymi cyklami PDM, a następnie ponowne zwiększenie, co przedstawiono na rys. 9.22.



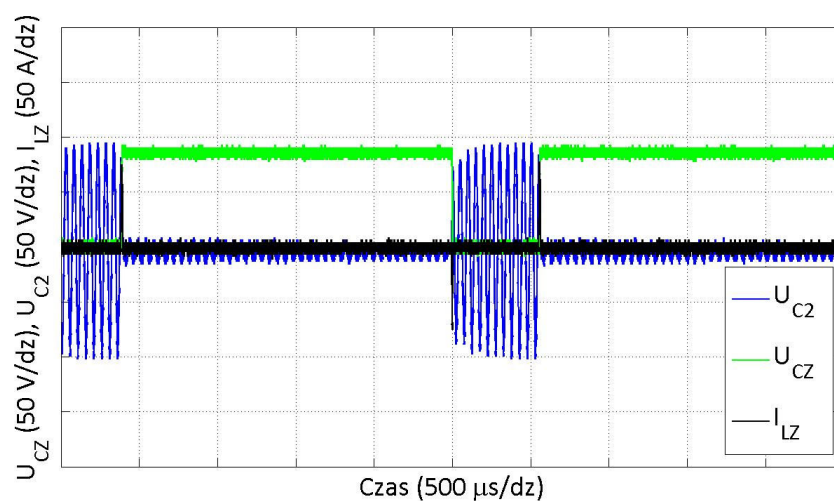
Rys. 9.22. Charakterystyka energii kondensatora C_2 w funkcji kąta opóźnienia załączenia tranzystora S_3 układu odzysku energii

Kąt, przy którym amplituda napięcia na kondensatorze C_2 , a tym samym jego energia osiągają wartość minimalną, występuje przy około 66° . Dla tak dobranego kąta opóźnienia zarejestrowano przebiegi napięcia na kondensatorze C_2 , C_Z , prąd dławika L_Z oraz napięcie na reaktorze DBD i przedstawiono na rys. 9.23. Widać wyraźnie znaczne zmniejszenie amplitudy napięcia zarówno po stronie pierwotnej, jak i wtórnej transformatora w porównaniu z rys. 9.21 i kąta 37° .

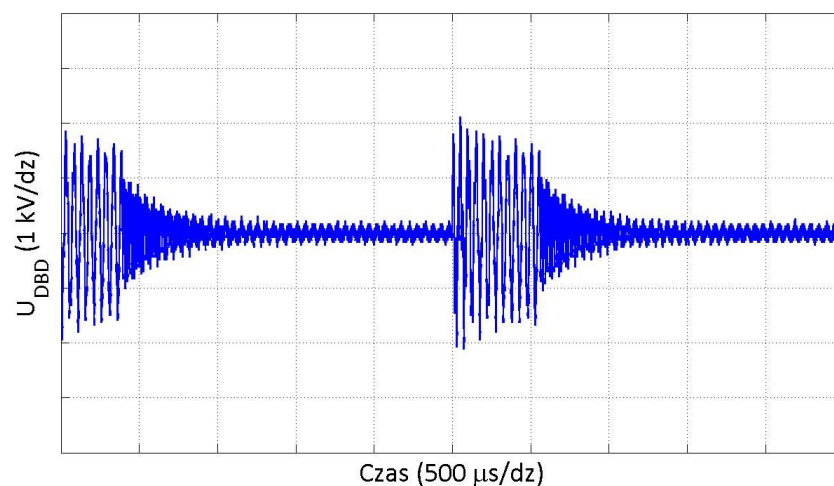
a)



b)

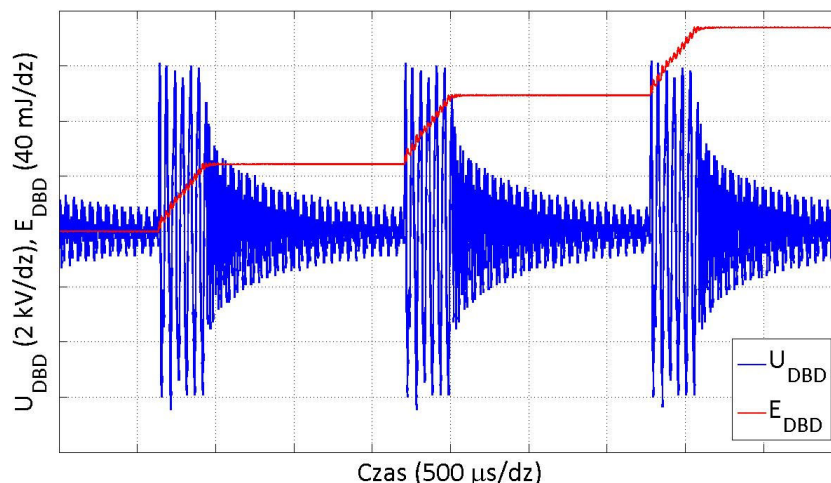


c)



Rys. 9.23. Przebiegi: a) i b) napięcia na kondensatorze C_2 i C_Z oraz prąd dławika L_Z ; c) napięcia na reaktorze DBD. Kąt opóźnienia załączenia tranzystora S_3 : $\beta = 66^\circ$

Taki kształt napięcia wyraźnie poprawia również przebieg energii (rys. 9.24) dostarczanej do reaktora DBD. Przy tak dobranym kącie opóźnienia załączenia tranzystora S_3 przyrost energii dostarczanej do reaktora pomiędzy kolejnymi cyklami jest praktycznie równy zero. Jest to zjawisko bardzo korzystne z punktu widzenia reakcji fizykochemicznych.



Rys. 9.24. Przebieg napięcia i energii dostarczanej do reaktora DBD przy włączonym układzie odzysku energii. Kąta opóźnienia załączenia tranzystora S_3 : $\beta = 37^\circ$

Wnioski

Zastosowany układ odzysku energii pozwala w sposób efektywny odzyskać energię z równoległego obwodu drgającego, istotnie poprawiając kształt fali PDM. Przedstawione w rozdziale wyniki badań eksperymentalnych potwierdzają skuteczność działania układu odzysku energii również w przypadku, gdy pomiędzy kondensatorem C_2 a reaktorem DBD umieszczony jest transformator wysokiego napięcia o słabym sprzężeniu pomiędzy uzwojeniem pierwotnym a wtórnym na poziomie $k = 0,43$.

10. Straty mocy przekształtnika

Analizę strat mocy przeprowadzono na podstawie badań laboratoryjnych zbudowanego przekształtnika oraz obliczeniowo.

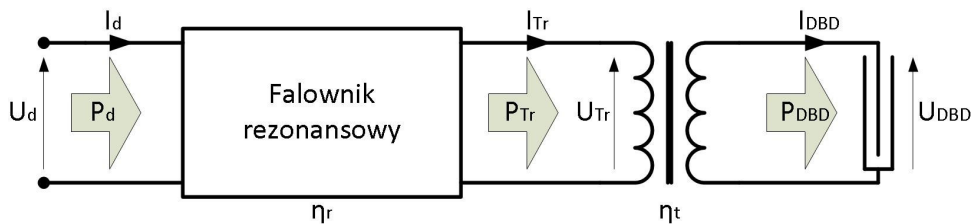
Założenia:

- elementy reaktancyjne wchodzące w skład przekształtnika są bezstratne, z wyjątkiem transformatorów wysokiego napięcia,
- pominięto straty mocy w układzie sterowania, pomiarowym i sterownikach tranzystorów,
- w obliczeniach założono najgorszy przypadek temperatury złącza elementów półprzewodnikowych $T_j = 125^\circ\text{C}$,
- prąd płynący przez elementy półprzewodnikowe jest sinusoidalny.

W obliczeniach całkowitych strat mocy uwzględniono straty:

- przewodzenia tranzystorów i diod ΔP_{TCON} , ΔP_{DCON} ,
- przełączania tranzystorów ΔP_{TSW} ,
- przełączania diod, spowodowane ich prądem wstecznym ΔP_{DREC} ,
- w transformatorach wysokiego napięcia ΔP_{Tr} .

Rozpływ mocy w przekształtniku wyznaczono zgodnie z rys. 10.1, na którym zaznaczono odpowiednie moce. Falownik zasilany jest mocą P_d . Jego moc wyjściowa jest mocą wejściową transformatora P_{Tr} . Moc wyjściowa transformatora jest mocą dostarczaną do reaktora P_{DBD} .

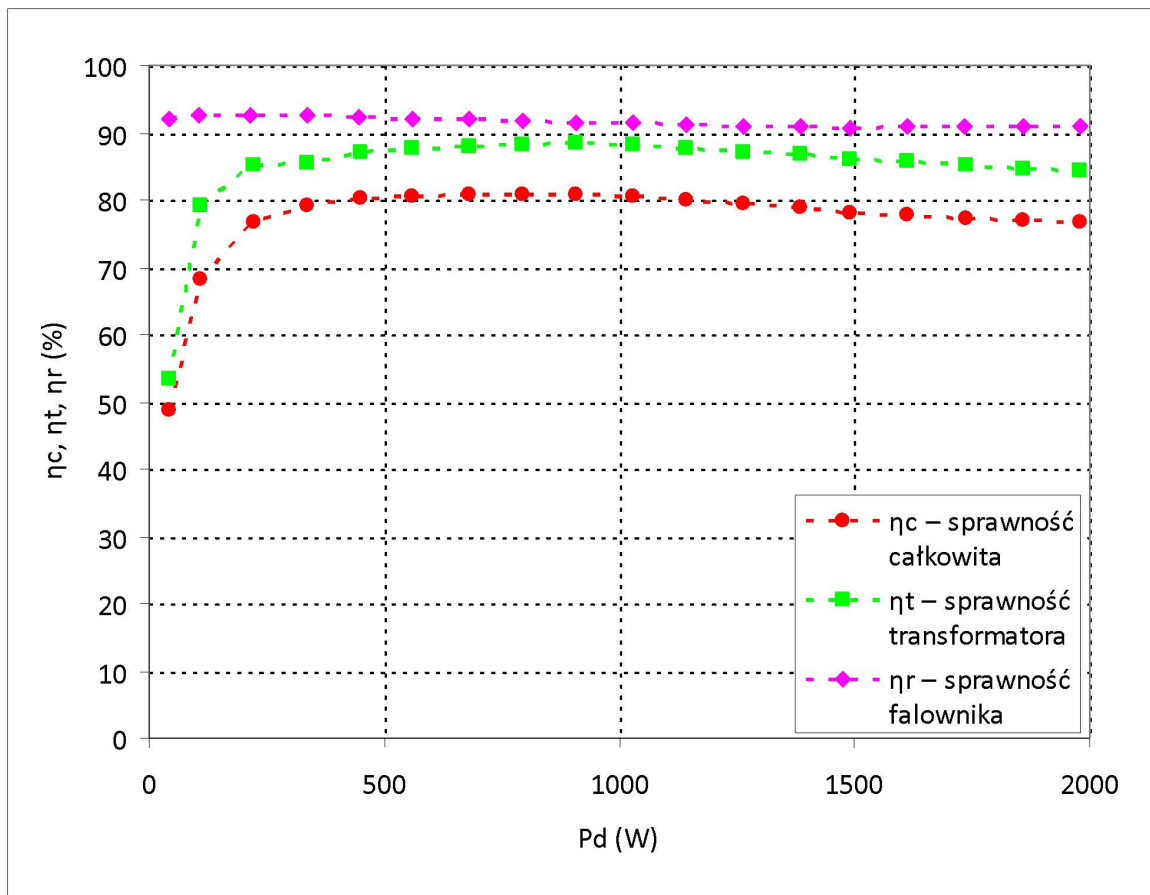


Rys. 10.1. Rozpływ mocy w przekształtniku rezonansowym

Wejściową moc czynną P_d przekształtnika oraz moc czynną P_{Tr} na zaciskach wejściowych transformatora wysokiego napięcia pomierzono za pomocą analizatora mocy NORMA5000 firmy LEM z bocznikiem prądowym ISM 50/10 (S/N 4978, 9,994 mΩ, 200 MHz). Obliczenia mocy czynnej P_{DBD} na zaciskach reaktora DBD, ze względu na odkształcenia przebiegów, dokonano korzystając z metody pomiaru przy użyciu krzywej Lissajous z kondensatorem polipropylenowym foliowym o wartości 1 μF. Do tego celu

wykorzystano oscyloskop cyfrowy WaveRunner6100 (LeCroy). Na podstawie pomiarów obliczono:

- sprawność całkowitą $\eta_c = P_{DBD} / P_d * 100\%$
- sprawności transformatora wysokiego napięcia $\eta_t = P_{DBD} / P_{Tr} * 100\%$
- sprawność falownika rezonansowego $\eta_r = P_{Tr} / P_d * 100\%$



Rys. 10.2. Charakterystyka sprawności całkowitej, transformatora i falownika

Na rysunku 10.2 przedstawiono charakterystykę sprawności całkowitej przekształtnika, transformatora i falownika. Z analizy wynika, iż sprawność całkowita przekształtnika osiąga wartość najwyższą (81%) przy około 700 W. Dla wyższych wartości mocy wejściowej sprawność powoli spada do 77%. Przekształtnik wykazuje niską sprawność przy małych mocach wejściowych głównie z powodu stosunkowo dużych strat w transformatorach wysokiego napięcia. Charakterystyka sprawności falownika wykazuje bardziej liniowy charakter i nieznacznie opada wraz ze wzrostem mocy wejściowej.

Straty łączeniowe tranzystora P_{TSW} obliczono, korzystając z definicji energii, za pomocą oscyloskopu cyfrowego:

$$\Delta P_{TSW} = (E_{Ton} + E_{Toff}) f \quad (10.1)$$

gdzie:

E_{Ton} – energia wydzielona podczas załączenia tranzystora,

E_{Toff} – energia wydzielona podczas wyłączenia tranzystora,

f – częstotliwość łączy.

Straty wyłączania diody, spowodowane jej prądem wstecznym ΔP_{DREC} obliczono, tak jak w przypadku tranzystora:

$$\Delta P_{DREC} = E_{REC} f \quad (10.2)$$

gdzie:

E_{REC} – energia wydzielona podczas wyłączenia diody.

Straty przewodzenia tranzystora ΔP_{TCON} obliczono, korzystając z zarejestrowanej oscyloskopem cyfrowym amplitudy prądu $I_{T(MAX)}$ przy założeniu sinusoidalnego kształtu prądu:

$$\Delta P_{TCON} = U_{T0} I_{T(AV)} + r_T I_{T(RMS)}^2 \quad (10.3)$$

$$U_{T0} = 1,05 V \quad (10.4)$$

$$I_{T(AV)} = \frac{2 I_{T(MAX)} \tau}{\pi T} \quad (10.5)$$

$$r_T = \frac{\Delta U_T}{\Delta I_T} \cong 20 m\Omega \quad (10.6)$$

$$I_{T(RMS)} = I_{T(MAX)} \sqrt{\frac{\tau}{2T}} \quad (10.7)$$

gdzie:

U_{T0} – napięcie progowe tranzystora odczytane z karty katalogowej,

$I_{T(AV)}$ – średnia wartość prądu tranzystora,

r_T – rezystancja dynamiczna tranzystora odczytana z karty katalogowej,

$I_{T(RMS)}$ – skuteczna wartość prądu tranzystora,

τ – czas przewodzenia tranzystora,

T – okres napięcia na kondensatorze C_2 .

Straty przewodzenia diody ΔP_{DCON} obliczono, korzystając z zarejestrowanej oscyloskopem cyfrowym amplitudy prądu $I_{D(MAX)}$.

$$\Delta P_{DCON} = U_{D0} I_{D(AV)} + r_D I_{D(RMS)}^2 \quad (10.8)$$

$$U_{D0} = 1,2 V \quad (10.9)$$

$$I_{D(AV)} = \frac{2 I_{D(MAX)}}{\pi} \frac{\tau}{T} \quad (10.10)$$

$$r_D = \frac{\Delta U_D}{\Delta I_D} = \frac{0,5V}{60A} \cong 8 m\Omega \quad (10.11)$$

$$I_{D(RMS)} = I_{D(MAX)} \sqrt{\frac{\tau}{2T}} \quad (10.12)$$

gdzie:

U_{D0} – napięcie progowe diody odczytane z karty katalogowej,

$I_{D(AV)}$ – średnia wartość prądu diody,

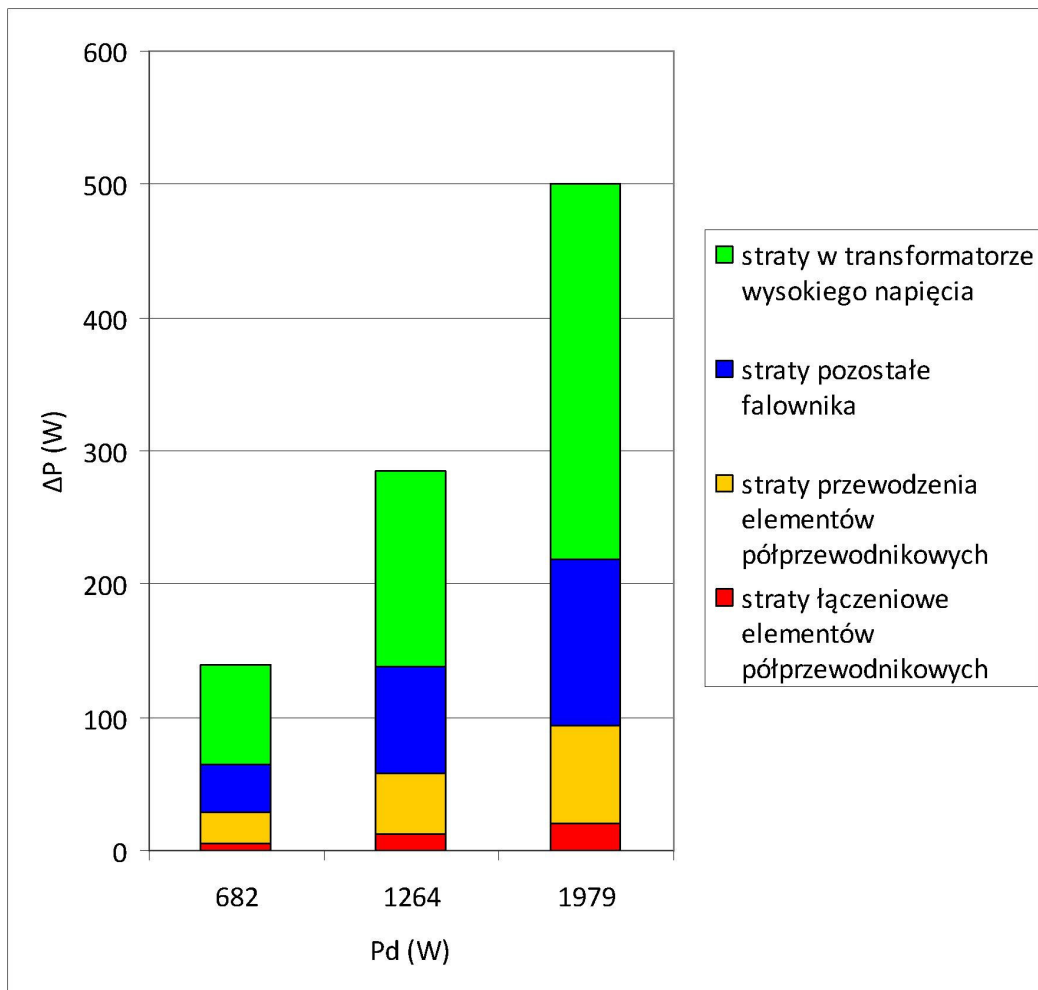
r_D – rezystancja dynamiczna diody odczytana z karty katalogowej,

$I_{D(RMS)}$ – skuteczna wartość prądu diody,

τ – czas przewodzenia diody,

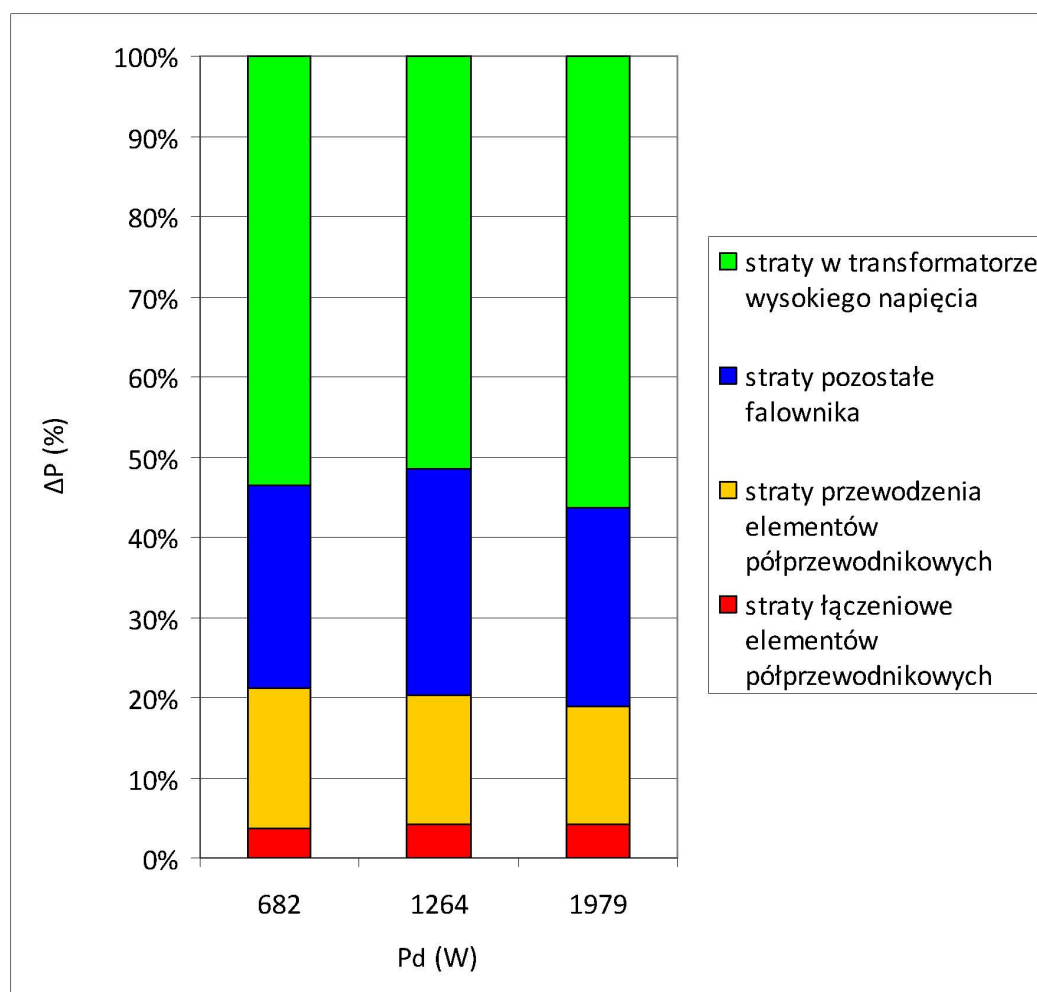
T – okres napięcia na kondensatorze C_2 .

Na rysunku 10.3 przedstawiono rozpływ mocy dla trzech wartości mocy wejściowej. Kolorem czerwonym oznaczono straty łączeniowe, a kolorem pomarańczowym straty na przewodzenie elementów półprzewodnikowych, niebieskim – pozostałe straty falownika, natomiast kolorem zielonym – straty w transformatorze. Z rys. 10.3 wynika, że moc strat wzrasta równocześnie ze wzrostem mocy wejściowej zarówno w falowniku, jak i w transformatorze.



Rys. 10.3. Rozpływ mocy przekształtnika dla trzech wartości mocy wejściowej

Na rysunku 10.4 przedstawiono procentowy rozpływ mocy przekształtnika w stosunku do strat sumarycznych. Należy zwrócić uwagę, iż procentowy udział strat w falowniku dla różnych wartości mocy wejściowej pozostaje na podobnym poziomie, natomiast wraz ze wzrostem obciążenia znacząco rosną straty w transformatorze. Jest to wynikiem wzrostu natężenia prądu płynącego do reaktora i wzrostem strat głównie w uzwojeniu wtórnym.



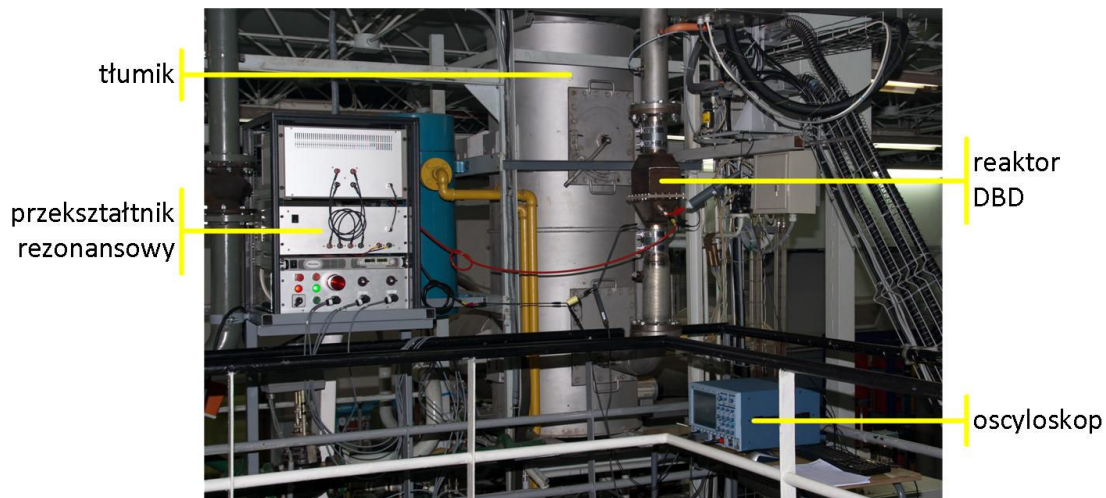
Rys. 10.4. Procentowy rozplływ mocy przekształtnika w stosunku do mocy wejściowej dla trzech wartości

Wnioski

Przekształtnik wykazuje dobrą sprawnością całkowitą w porównaniu z podobnymi rezonansowymi rozwiązaniami stosowanymi do zasilania reaktorów plazmy nietermicznej [79, 87, 89, 115]. Jak na rozwiązania rezonansowe jest to dosyć niska sprawność, jednak duże straty w obwodach wyjściowych przekształtnika wynikają z pojemnościowego charakteru obciążenia, a co za tym idzie dużych wartości prądów biernych skutkujących stratami w miedzi.

11. Wybrane fizykochemiczne wyniki działania systemów plazmy nietermicznej zasilanych przez tranzystorowy przekształtnik rezonansowy

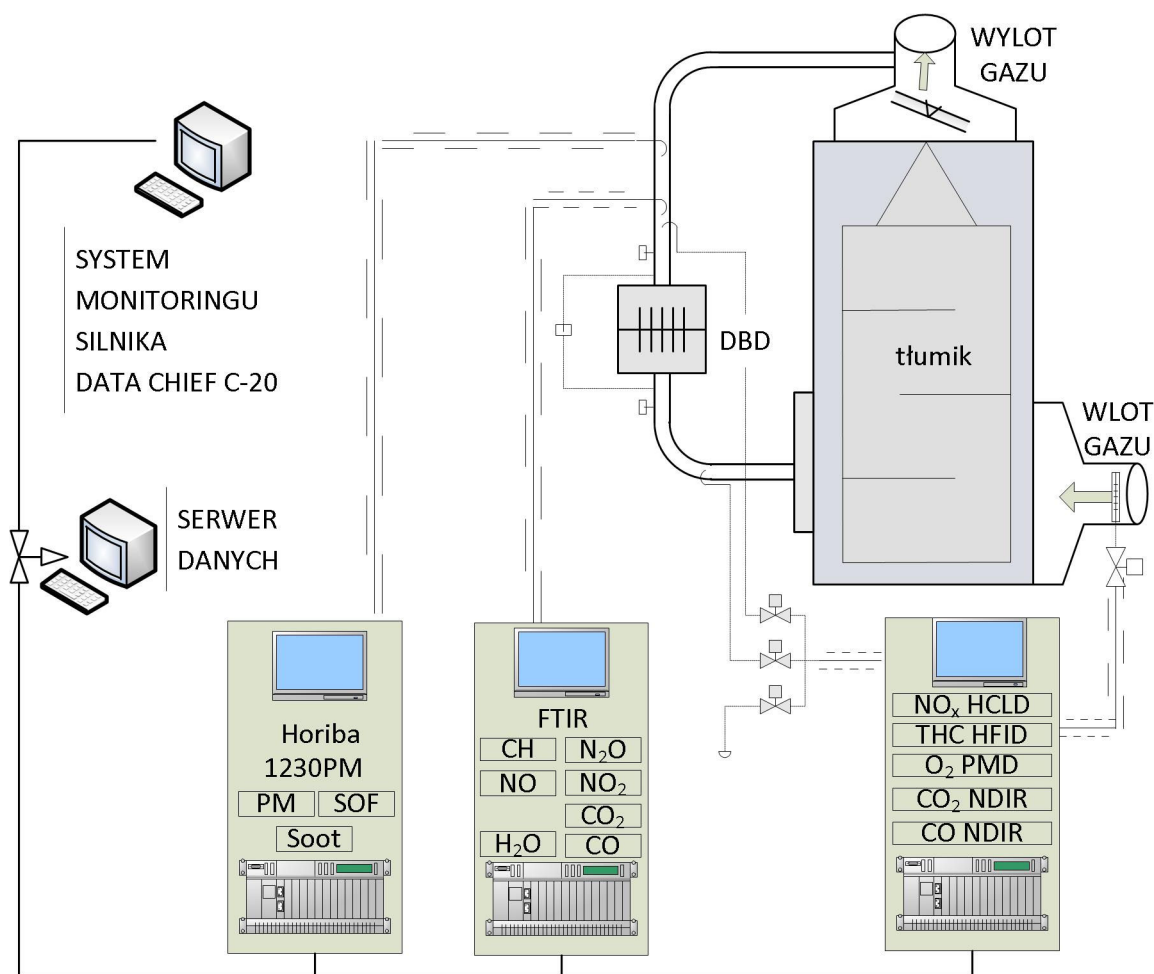
Przekształtniki rezonansowe, zbudowane w oparciu na topologii zaprezentowanej w niniejszej pracy, są obecnie wykorzystywane między innymi w Laboratorium Siłowni Okrętowych w Akademii Morskiej w Szczecinie. Przekształtnik wykorzystywany jest do zasilania reaktora DBD plazmowo-katalitycznego systemu oczyszczania spalin. Widok stanowiska przedstawiono na rys. 11.1.



Rys. 11.1. Widok stanowiska laboratoryjnego w Laboratorium Siłowni Okrętowych w Akademii Morskiej w Szczecinie

Źródłem spalin jest morski silnik Diesla o mocy 397 kW (typ: HCP SULZER 6AL20/24), który wytwarza do 3000 m³ gazów spalinowych w ciągu jednej godziny. Reaktor DBD umieszczony jest w by-passie obejmującym około 10% głównego strumienia spalin, czyli około 300 m³/h. Do pomiaru składu chemicznego gazów spalinowych wykorzystywano analizatory: AVL-CEBII (*Combustion Emission Bench*), Environment MIR-FT (*Fourier Transform Infra-Red*), HORIBA MEXA-1230PM. Schemat laboratoryjnego stanowiska pomiarowego przedstawiono na rys. 11.2. Badania przeprowadzono bez udziału katalizatora. Reaktor DBD zasilany był mocą 300 lub 600 W przez około 30 minut, po czym następowała przerwa o porównywalnym czasie trwania.

11. Wybrane fizykochemiczne wyniki działania systemów plazmy nietermicznej zasilanych przez tranzystorowy przekształtnik rezonansowy



Rys. 11.2. Schemat laboratoryjnego stanowiska pomiarowego w Laboratorium Siłowni Okrętowych w Akademii Morskiej w Szczecinie

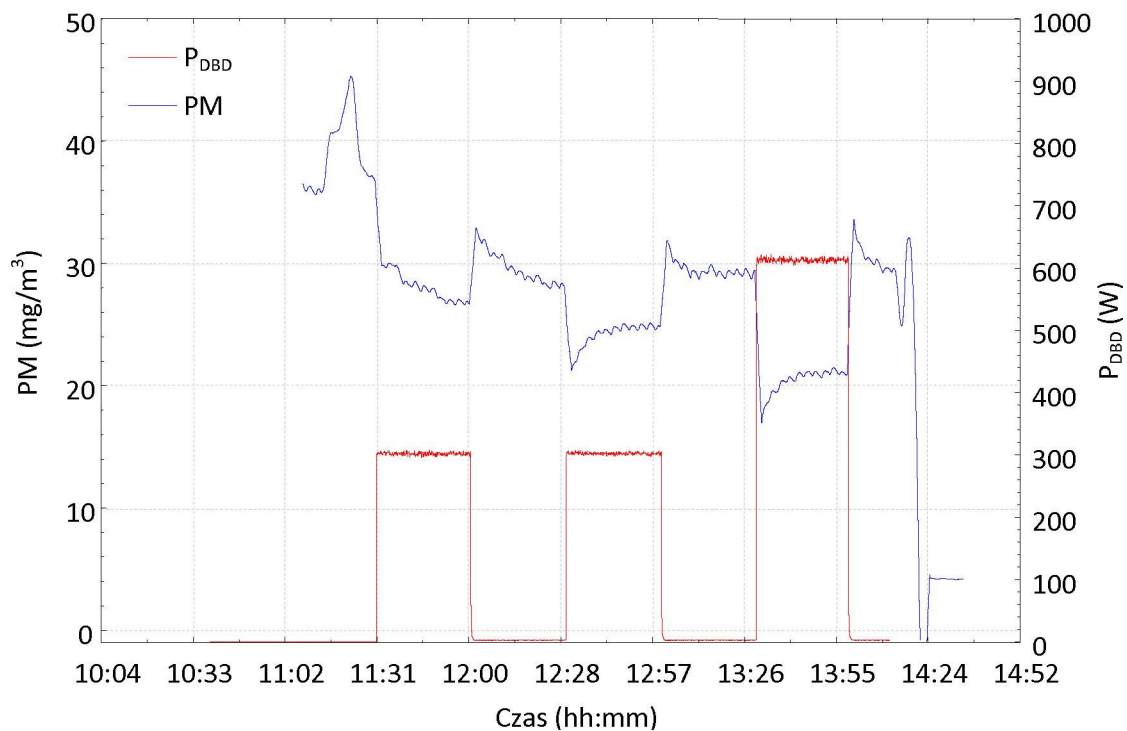
Na rysunku 11.3 przedstawiono przebieg mocy dostarczanej do reaktora DBD (P_{DBD}) i zawartości cząstek stałych w gazach spalinowych (PM – *Particulate Matter*).

Z analizy wynika, iż podczas załączenia reaktora następuje zmniejszenie zawartości cząstek stałych w gazach spalinowych, tym większe, im wyższa jest moc dostarczana do reaktora. Dodatkowo można zauważyć, że poziom zawartości cząstek stabilizuje się dopiero po pewnym czasie.

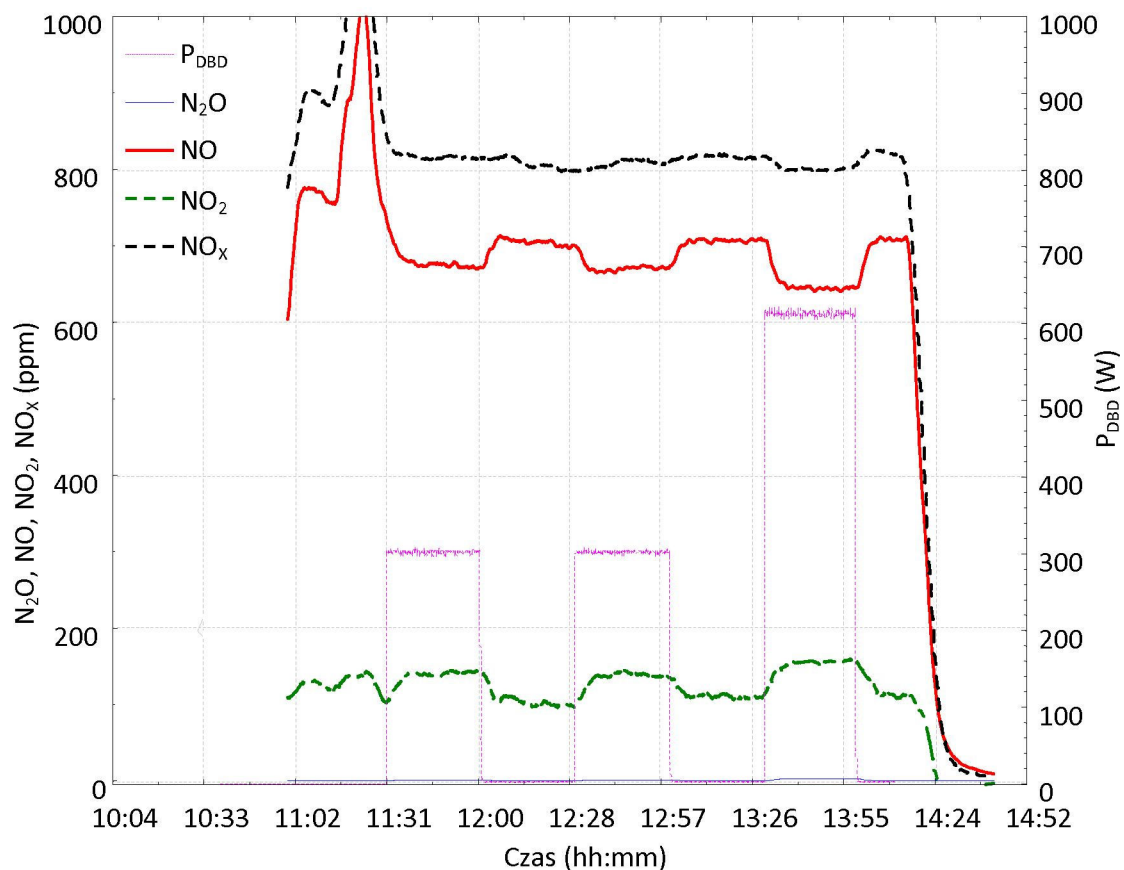
Przebieg mocy dostarczanej do reaktora DBD i zawartości tlenków azotu N_2O , NO , NO_2 , NO_x przedstawiono na rys. 11.4.

Po przeprowadzonej analizie zauważono, że podczas włączenia reaktora następuje zmniejszenie zawartości tlenku azotu – tym większe im wyższa jest moc dostarczana do reaktora – przy jednoczesnym wzroście dwutlenku i podtlenku azotu. Sumaryczna zawartość tlenków azotu pozostaje w przybliżeniu na stałym poziomie.

11. Wybrane fizykochemiczne wyniki działania systemów plazmy nietermicznej zasilanych przez tranzystorowy przekształtnik rezonansowy



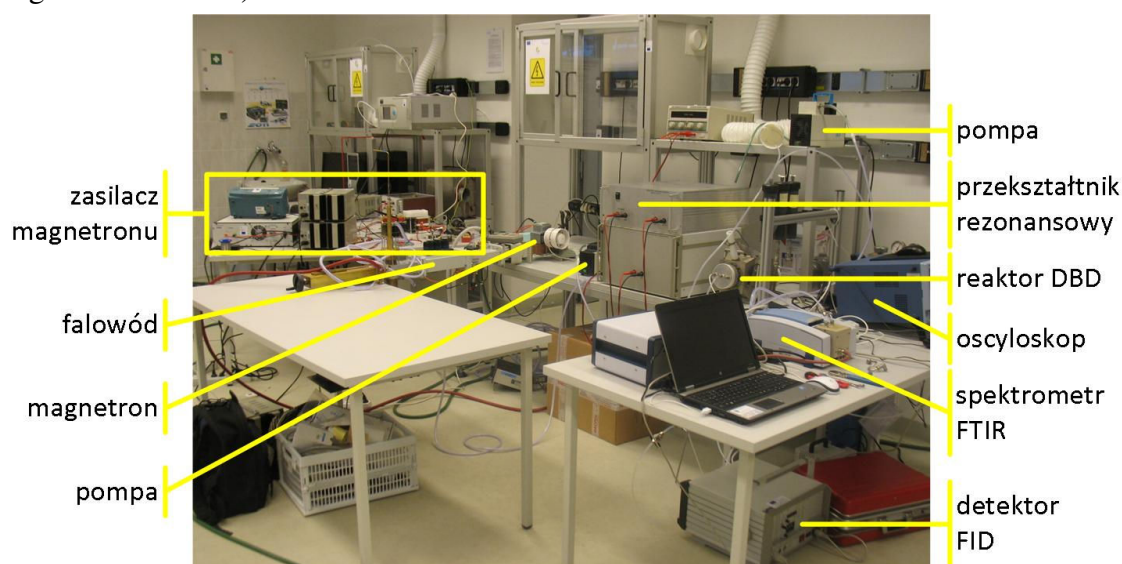
Rys. 11.3. Przebieg mocy dostarczanej do reaktora (P_{DBD}) i zawartości cząstek stałych (PM – Particulate Matter)



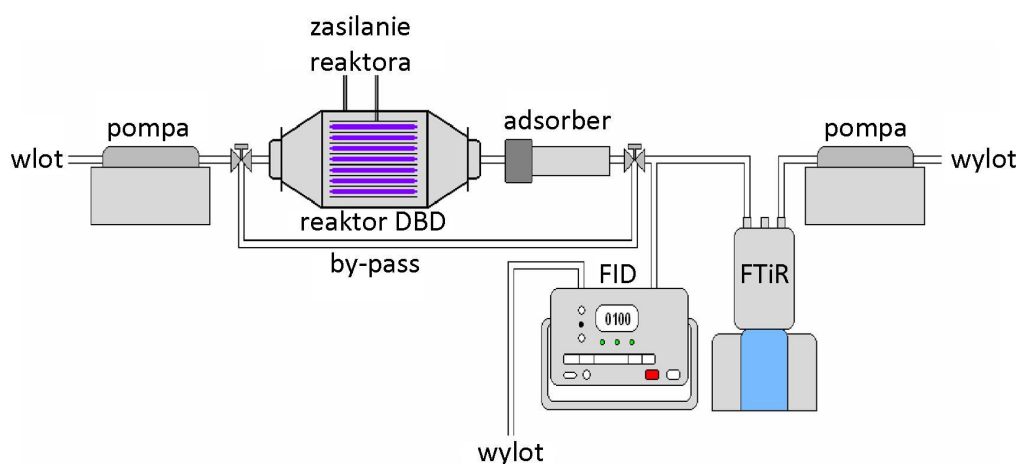
Rys. 11.4. Przebieg mocy dostarczanej do reaktora (P_{DBD}) i tlenków azotu N_2O , NO , NO_2 , NO_x

11. Wybrane fizykochemiczne wyniki działania systemów plazmy nietermicznej zasilanych przez tranzystorowy przekształtnik rezonansowy

Na podstawie zaproponowanej w pracy topologii zbudowano także rezonansowy przekształtnik tranzystorowy do projektu zatytułowanego „Plasma based Technologies for environment protection in BSR”. Akronim projektu – PlasTEP, współfinansowany przez Unię Europejską (Europejski Fundusz Rozwoju Regionalnego) w ramach programu Region Morza Bałtyckiego 2007 – 2013. Kontrakt nr #033. Maksymalna moc wyjściowa wynosi 200 W, maksymalne napięcie wyjściowe 3,8 kV szczyt do szczytu, częstotliwość pracy około 1 kHz. W ramach projektu wykonywana jest platforma pływająca o powierzchni kilku metrów kwadratowych do cumowania w portach, w celu usuwania związków ropopochodnych z powierzchni wody. Przekształtnik wykorzystywany jest do zasilania reaktora DBD plazmowego systemu oczyszczania powietrza z par powyższych związków. Związki te odparowywane są z powierzchni za pomocą mikrofalowej pochodni plazmowej (ang. *Plasma Torch*).



Rys. 11.5. Widok stanowiska laboratoryjnego na Wydziale Elektrycznym Zachodniopomorskiego Uniwersytetu Technologicznego w Szczecinie



Rys. 11.6. Schemat laboratoryjnego stanowiska pomiarowego na Wydziale Elektrycznym Zachodniopomorskiego Uniwersytetu Technologicznego w Szczecinie

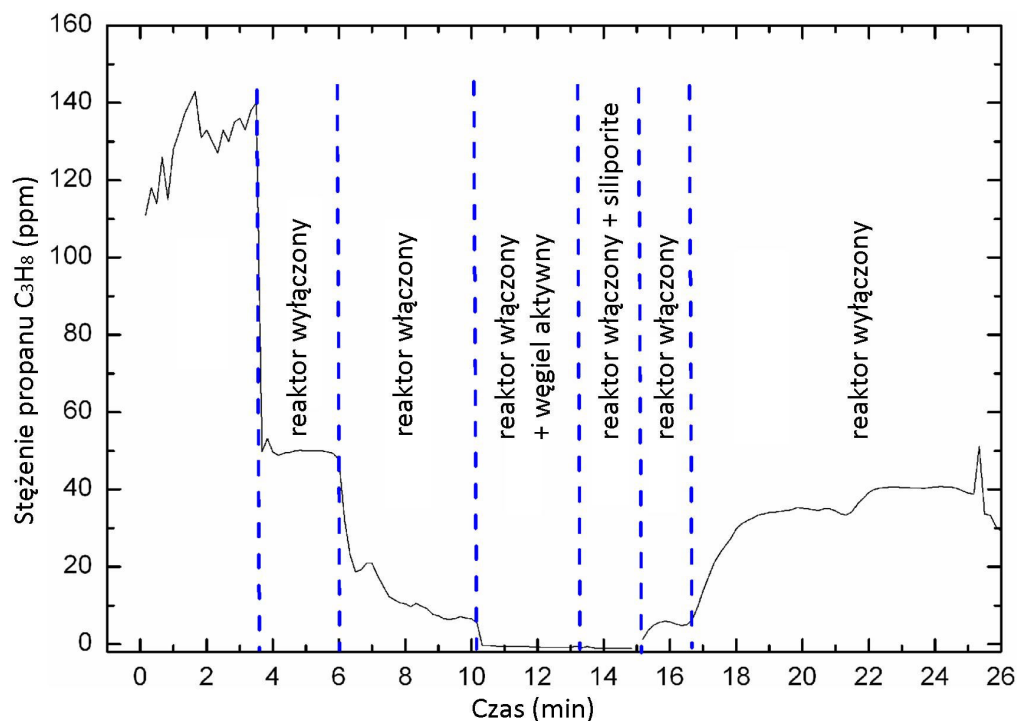
11. Wybrane fizykochemiczne wyniki działania systemów plazmy nietermicznej zasilanych przez tranzystorowy przekształtnik rezonansowy

Widok stanowiska pomiarowego przedstawiono na rys. 11.5, natomiast schemat laboratoryjnego stanowiska pomiarowego przedstawiono na rys. 11.6.

Do pomiaru składu chemicznego gazu wykorzystywano: detektor FID 2010T (ang. *Flame Ionization Detector*) firmy Testa, spektrometr ALPHA FT-IR (ang. *Fourier Transform Infra-Red*) firmy Bruker Optics. Moc mikrofal dostarczana do pochodni plazmowej wynosiła 300 W. Gazem używanym do pochodni był argon. Głównym składnikiem oparów jest undekan $C_{11}H_{26}$, którego masa molowa wynosi 158,32 g/mol. Przepływ gazu utrzymywany był na poziomie 0,373 m³/h.

Undekan identyfikowany jest przez detektor FID jako propan C_3H_8 o masie molowej 44,09 g/mol, a przebieg jego stężenia przedstawiono na rys. 11.7. Mnożąc stężenie propanu przez współczynnik 0,2785, otrzymuje się rzeczywiste stężenie undekanu.

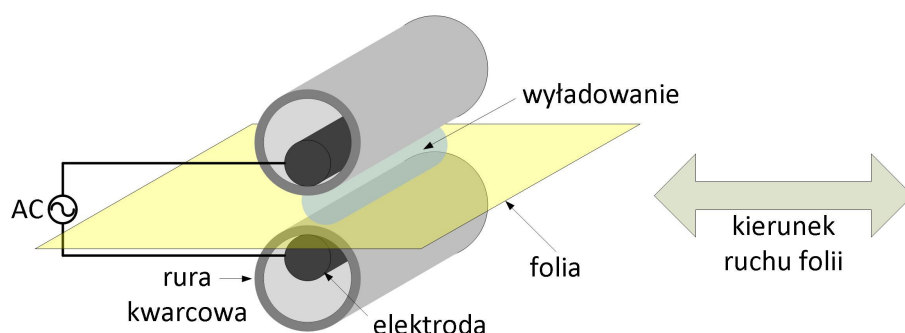
Badania prowadzono w kilku etapach. Stężenie na wylocie systemu przy wyłączonym reaktorze DBD oznaczono jako „Reactor off”, natomiast przy włączonym „Reactor on (25 W)”. Wykonano również badania z adsorberami z węgla aktywnego (AC – Active Carbon) i mineralnego (siliporite) przy włączonym reaktorze DBD. Moc dostarczana do reaktora w każdym z trzech przypadków była na poziomie 25 W. Dla włączonego reaktora DBD redukcja undekanu była na poziomie około 90%, natomiast dodatkowe adsorbery zredukowały zawartość undekanu o prawie 100%.



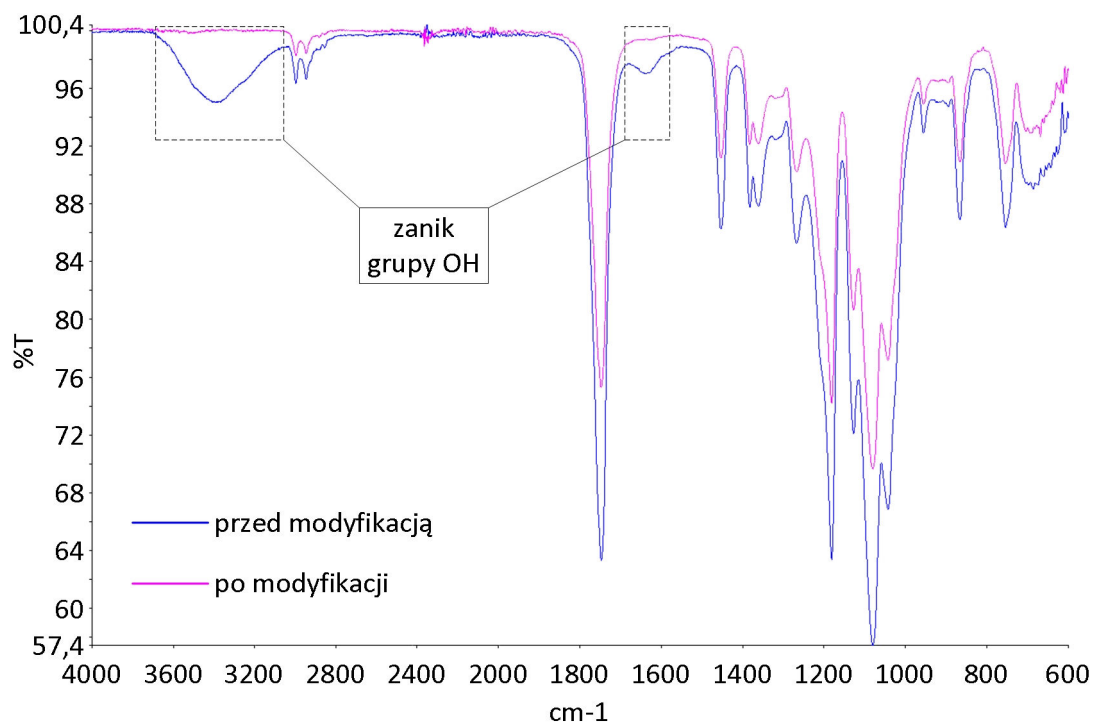
Rys. 11.7. Przebieg zawartości propanu C_3H_8 , zmierzony detektorem FID

11. Wybrane fizykochemiczne wyniki działania systemów plazmy nietermicznej zasilanych przez tranzystorowy przekształtnik rezonansowy

Na prośbę pracowników Zakładu Opakowalnictwa i Biopolimerów Zachodniopomorskiego Uniwersytetu Technologicznego w Szczecinie poddano modyfikacji powierzchniowej folię z poli(kwasu mlekowego) będącą przedmiotem badań zakładu. Folię poddano działaniu plazmy nietermicznej w specjalnie do tego celu przygotowanym reaktorze (rys. 11.8). Do zasilania reaktora wykorzystano zaproponowaną w pracy topologię tranzystorowego przekształtnika rezonansowego. Folia przemieszczana była pomiędzy elektrodami reaktora prostopadłe do wyładowania. Celem przeprowadzonego eksperymentu było rozwiązanie problemu niskiej adhezji powierzchniowej folii tak, aby nadruk z farby nanoszony w procesie produkcyjnym trwale się z nią wiązał.



Rys. 11.8. Schematyczny sposób obróbki powierzchniowej folii przy pomocy plazmy niskotemperaturowej

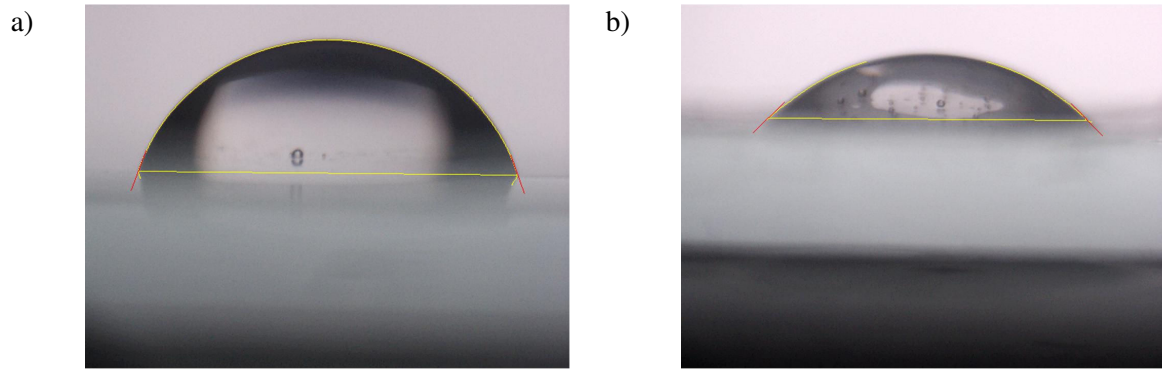


Rys. 11.9. Widmo folii przed i po obróbce powierzchniowej plazmą nietermiczną

11. Wybrane fizykochemiczne wyniki działania systemów plazmy nietermicznej zasilanych przez tranzystorowy przekształtnik rezonansowy

Następnie przeprowadzono analizę powierzchni folii za pomocą spektroskopu Spectrum 100 firmy PerkinElmer, a wyniki zaprezentowano na rys. 11.9.

Z przedstawionego rysunku wynika, że folia poddana obróbce powierzchniowej wykazuje zanik grupy OH występującej na powierzchni, co skutkuje znacznie lepszą adhezją powierzchniową.



Rys. 11.10. Wyniki badania kąta zwilżania wykonane sekundę po naniesieniu kropli wody:
a) 70° dla folii niemodyfikowanej; b) $44,7^\circ$ dla folii zmodyfikowanej powierzchniowo

Dla zweryfikowania poprawy adhezji powierzchniowej folii przeprowadzono również badania kąta zwilżania za pomocą analizatora Phoenix Mini firmy Surface Electro Optics, a wyniki przedstawiono na rys. 11.10.

Z analizy wynika, że folia zmodyfikowana powierzchniowo rzeczywiście wykazuje znacząco lepszą adhezję powierzchniową.

12. Wnioski i uwagi końcowe

Praca poświęcona jest opracowaniu topologii, analizie, budowie prototypu i kompleksowym badaniom rezonansowego przekształtnika tranzystorowego do zasilania reaktora plazmy nietermicznej. Temat podjęto ze względu na zapotrzebowanie na przekształtnik przystosowany do zasilania reaktorów plazmy nietermicznej typu DBD, który gwarantuje przełączanie kluczy półprzewodnikowych z zerową wartością napięcia lub prądu bez względu na zmiany parametrów obciążenia o charakterze pojemnościowym. Dodatkowo umożliwia regulację mocy wyjściowej oraz jest odporny na oddziaływanie wyładowań filamentarnych i zwarć w reaktorze.

Cel pracy został osiągnięty przez wykazanie postawionej tezy. Udokumentowano, że możliwe jest opracowanie rezonansowego przekształtnika tranzystorowego, który:

- jest przystosowany do zasilania reaktora plazmy nietermicznej typu DBD,
- gwarantuje przełączanie kluczy z zerową wartością prądu bez względu na zmiany parametrów obciążenia o charakterze pojemnościowym,
- jest odporny na oddziaływanie wyładowań filamentarnych oraz zwarć w reaktorze,
- umożliwia regulację mocy wyjściowej.

W rozdziale 2. udowodniono, że reaktor plazmy nietermicznej typu DBD charakteryzuje duża wrażliwość parametrów elektrycznych na czynniki zewnętrzne, takie jak: parametry fali napięcia zasilającego, kształt i wzajemne położenie elektrod, temperatura i skład gazu roboczego. Przeprowadzono również analizę topologii rezonansowych używanych do zasilania reaktorów DBD, z której wynika, iż najmniejszą wrażliwość na zmiany parametrów reaktora wykazuje topologia *LCC* oraz szeregowo-równoległa, które charakteryzują się naturalną odpornością na zwarcia. Jednak dla zachowania minimalnych strat łączeniowych każda z przedstawionych konfiguracji wymaga dokładnej synchronizacji przełączania kluczy tranzystorowych ze zmienną częstotliwością rezonansową. Aby zapewnić komutację przy zerowym prądzie (ZCS), wymagany jest precyzyjny pomiar wartości chwilowej natężenia prądu i odpowiednia reakcja układu sterowania na każdą zmianę parametrów.

Badania nad przedstawioną topologią rezonansową (rozdział 3.) dowodzą, że gwarantuje ona przełączanie kluczy półprzewodnikowych z zerową wartością prądu bez względu na zmiany parametrów obciążenia o charakterze pojemnościowym. Dodatkowo umożliwia regulację mocy wyjściowej oraz jest odporna na oddziaływanie wyładowań filamentarnych i zwarć w reaktorze.

Z badań symulacyjnych przedstawionych w rozdziale czwartym wynika, że kąt opóźnienia załączenia tranzystorów istotnie wpływa na wartość amplitudy napięcia na kondensatorze C_2 , a zakres regulacji zależy przede wszystkim od dobroci obwodu

głównego, jak również dobroci szeregowego obwodu doładowania i czasu przeładowania. Ważną zaletą układu jest zachowanie rezonansowego charakteru przełączania kluczy nawet przy zwarcu równoległego obwodu drgającego. Ponadto układ, pomimo impulsowego doładowania, co skutkuje zniekształceniem napięcia na kondensatorze C_2 , nadal wykazuje się jedną dominującą częstotliwością rezonansową, bliską częstotliwości rezonansowej $L_2 - C_2$.

W rozdziale 5. dowiedziono, że zaproponowana modyfikacja topologii w sposób istotny wpływa na ograniczenie maksymalnych wartości napięć klucza S_2 do wartości $2U_d$, jak również klucza S_1 . Pozwala to na dobór elementów półprzewodnikowych mocy o niższym napięciu krytycznym.

Badania przedstawione w rozdziale 6. dowodzą, że zastosowanie techniki PDM wspomagane dodatkowym obwodem rekuperacji energii, znacznie poprawia kształt fali PDM. Energia zgromadzona w obwodzie rekuperacji jest wykorzystywana w całości do ponownego formowania paczki impulsów. Zastosowany obwód rekuperacji wykazał dużą efektywność w przypadku, gdy obwód wyjściowy przechodzi do stanu pracy charakteryzującego się dużą dobrocią po zaniku koronowania w reaktorze DBD.

W rozdziale 7. przedstawiono algorytm doboru transformatorów wysokiego napięcia. Wykazano również, iż transformator ze słabym sprzężeniem magnetycznym, którego strona pierwotna i wtórna tworzy niezależny obwód rezonansowy, dobrze sprawdza się jako układ podnoszący napięcie zasilania reaktora DBD. Dodatkową zaletą jest zachowanie rezonansu po stronie pierwotnej przy zwarcu strony wtórnej z nieznaczną zmianą częstotliwości pracy przekształtnika rezonansowego.

Wyniki badań laboratoryjnych przekształtnika przedstawione w rozdziale 9. potwierdzają podstawowe właściwości przekształtnika i skuteczność działania układu odzysku energii również w przypadku, gdy pomiędzy kondensatorem C_2 a reaktorem DBD umieszczony jest transformator wysokiego napięcia o słabym sprzężeniu pomiędzy uzwojeniem pierwotnym a wtórnym na poziomie $k = 0,43$.

Przekształtnik wykazuje się wysoką sprawnością całkowitą w porównaniu z podobnymi rezonansowymi rozwiązaniami stosowanymi do zasilania reaktorów plazmy nietermicznej. Jak na rozwiązania rezonansowe jest to dosyć niska sprawność, jednak duże straty w obwodach wyjściowych przekształtnika wynikają z pojemnościowego charakteru obciążenia, a co za tym idzie dużych wartości prądów biernych skutkujących stratami w miedzi.

Osiągnięcia własne autora

Do oryginalnych osiągnięć autora należy zaliczyć:

- merytoryczny wkład w opracowanie topologii przekształtnika,
- wyprowadzenie zależności opisujących przebiegi napięć i prądów przekształtnika dla podstawowych stanów pracy,
- opracowanie sposobu doboru wartości elementów i parametrów falownika,
- opracowanie modelu przekształtnika, przeprowadzenie badań symulacyjnych,
- opracowanie modelu przekształtnika z ograniczeniem napięć na elementach półprzewodnikowych mocy, przeprowadzenie badań symulacyjnych,
- opracowanie modelu przekształtnika dla trybu pracy z modulacją PDM, przeprowadzenie badań symulacyjnych,
- opracowanie sposobu doboru parametrów transformatorów wysokiego napięcia stosowanych do zasilania reaktorów plazmy nietermicznej typu DBD,
- projekt przekształtnika rezonansowego i transformatorów,
- opracowanie i implementacja algorytmu sterowania przekształtnikiem w strukturze mikrokontrolera,
- wykonanie przekształtnika rezonansowego,
- przeprowadzenie badań laboratoryjnych przekształtnika dla trybu pracy ciągłej, z ograniczeniem napięć na elementach półprzewodnikowych mocy,
- przeprowadzenie badań laboratoryjnych przekształtnika dla trybu pracy z modulacją PDM,
- opracowanie skryptu obliczającego moc dostarczaną do reaktora DBD za pomocą krzywej Lissajous,
- pomiar i obliczenie strat mocy przekształtnika.

13. Literatura

- [1] Fu D., Qiu Y., Sun Y., Lee F.C.: A 700kHz High-Efficiency High-Power-Density Three-Level Parallel Resonant DC-DC Converter for High-voltage Charging Applications. *Applied Power Electronics Conference*, pp. 962–968, 2007.
- [2] Citko T.: Układy wysokiej częstotliwości. Wydawnictwo Politechniki Białostockiej, Białystok 2007, ISBN 978–83–60200–38–6.
- [3] Kazimierczuk M.K., Czarkowski D.: Resonant Power Converters. Singapur: *John Wiley & Sons, Inc.*, Hoboken, New Jersey 2011, ISBN 978–0–470–90538–8.
- [4] Citko T., Tunia H., Winiarski B.: Układy rezonansowe w energoelektronice. Wydawnictwa Politechniki Białostockiej, Białystok 2001, ISBN 83–88229–28–1.
- [5] Biela J., Badstuebner U., Kolar J.W.: Impact of Power Density Maximization on Efficiency of DC–DC Converter Systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 1, pp. 288–300, 2009.
- [6] Park N.-J., Lee D.-Y., Hyun D.-S.: A Power-Control Scheme With Constant Switching Frequency in Class-D Inverter for Induction-Heating Jar Application. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 3, pp. 1252–1260, 2007.
- [7] Moradewicz A.J.: Contactless Energy Transmission System with Rotatable Transformer – Modeling, Analyze and Design. *Rozprawa doktorska, Instytut Elektrotechniki*, Warszawa 2008, data dostępu i źródło: 12.09.2011, http://www.isep.pw.edu.pl/ICG/pdf/phd/artur_moradewicz.pdf.
- [8] Casanueva R., Branas C., Azcondo F.J., Diaz F.J.: Teaching Resonant Converters: Properties and Applications for Variable Loads. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 10, pp. 3355–3363, 2010.
- [9] Reichen P.: Plasma Surface Modification in the Afterglow of Micro-barrier Discharges. *Rozprawa doktorska, ETH Zurich*, 2009, data dostępu i źródło: 12.09.2011, <http://e-collection.library.ethz.ch/eserv/eth:788/eth-788-02.pdf>.
- [10] Yin Y., Zane R.: Digital Phase Control for Resonant Inverters. *IEEE Power Electronics Letters*, vol. 2, no. 2, pp. 51–53, 2004.
- [11] Oldham C.J.: Applications of Atmospheric Plasmas. *Rozprawa doktorska, North Carolina State University*, Raleigh, North Carolina 2009, data dostępu i źródło: 12.09.2011, <http://repository.lib.ncsu.edu/ir/bitstream/1840.16/3980/1/etd.pdf>.
- [12] Weigel J., Nagel A., Hoffmann H.: High Voltage IGBTs in Medium Frequency Traction Power Supply. *13th European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1–10, 2009.
- [13] Kogelschatz U.: Dielectric-barrier Discharges: Their History, Discharge Physics, and Industrial Applications. *Plasma Chemistry and Plasma Processing*, vol. 23, no. 1, pp. 1–46, 2003.
- [14] Kogelschatz U., Eliasson B., Egli W.: Dielectric-Barrier Discharges. Principle and Applications. *Journal de Physique IV*, vol. 7, pp. C4-47–C4-66, 1997.
- [15] Eliasson B., Egli W., Kogelschatz U.: Modelling of dielectric barrier discharge chemistry. *Pure & Applied Chemistry*, vol. 66, no. 6, pp. 1275–1286, 1994.
- [16] Kalisiak S., Jakubowski T., Hołub M.: Sposób regulacji napięcia wyjściowego przekształtnika rezonansowego dla odbiorników nieliniowych i układ przekształtnika rezonansowego dla odbiorników nieliniowych. Zgłoszenie patentowe w UP nr 387993 z dnia 11 maja 2009.

- [17] Kalisiak S., Holub M., Jakubowski T.: Resonant inverter with output voltage pulse-phase-shift control for DBD plasma reactor supply. *13th European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1–9, 2009.
- [18] Jakubowski T., Kalisiak S., Holub M., Palka R., Borkowski T., Myskow J.: New resonant inverter topology with active energy recovery in PDM mode for DBD plasma reactor supply. *14th European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1–8, 2011.
- [19] Roth J.R., Rahel J., Dai X., Sherman D.M.: The physics and phenomenology of One Atmosphere Uniform Glow Discharge Plasma (OAUGDP™) reactors for surface treatment applications. *Journal of Physics D: Applied Physics*, vol. 38, pp. 555–567, 2005.
- [20] Kim G.-H., Song S.-H.: Optimum Operating Frequency of Atmospheric-Pressure Dielectric-Barrier Discharge for the Photo-Resistor Ashing Process. *Journal of the Korean Physical Society*, vol. 49, no. 2, pp. 558–562, 2006.
- [21] Fauchais P., Rat V., Delbos C., Coudert J.F., Chartier T., Bianchi L.: Understanding of Suspension DC Plasma Spraying of Finely Structured Coatings for SOFC. *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 33, no. 2, pp. 920–930, 2005.
- [22] Ponce M., Martinez A.J., Correa J., Cotorogea M., Arau J.: High-Efficient Integrated Electronic Ballast for Compact Fluorescent Lamps. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 2, pp. 532–542, 2006.
- [23] Okubo M., Kuroki T., Kametaka H., Yamamoto T.: Odor Control Using the AC Barrier-Type Plasma Reactors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 5, pp. 1447–1455, 2001.
- [24] Oda T.: Non-thermal plasma processing for environmental protection: decomposition of dilute VOCs in air. *Journal of Electrostatics*, vol. 57, pp. 293–311, 2003.
- [25] Yoshioka Y.: Recent Developments in Plasma De-NO_x and PM (Particulate Matter) Removal Technologies from Diesel Exhaust Gases. *International Journal of Plasma Environmental Science & Technology*, vol. 1, no. 2, pp. 110–122, 2007.
- [26] Takayama M., Ebihara K., Stryczewska H., Ikegami T., Gyoutoku Y., Kubo K., Tachibana M.: Ozone generation by dielectric barrier discharge for soil sterilization. *Thin Solid Films*, vol. 506–507, pp. 396–399, 2006.
- [27] Gadri R.B., Roth J.R., Montie T.C., Kelly-Wintenberg K., Tsai P.P.-Y., Helfritsch D.J., Feldman P., Sherman D.M., Karakaya F., Chen Z.: Sterilization and plasma processing of room temperature surfaces with a one atmosphere uniform glow discharge plasma (OAUGDP). *Surface and Coating Technology*, vol. 131, pp. 528–542, 2000.
- [28] Moreau M., Orange N., Feuilleley M.G.J.: Non-thermal plasma technologies: New tools for bio-decontamination. *Biotechnology Advances*, vol. 26, pp. 610–617, 2008.
- [29] Kim Y., Cha M.S., Shin W.-H., Song Y.-H.: Characteristics of Dielectric Barrier Glow Discharges with a Low-Frequency Generator in Nitrogen. *Journal of the Korean Physical Society*, vol. 43, no. 5, pp. 732–737, 2003.
- [30] Shoyama T., Yoshioka Y.: Theoretical Study of Methods for Improving the Energy Efficiency of NO_x Removal from Diesel Exhaust Gases by Silent Discharge. *Electrical Engineering in Japan*, vol. 161, no. 3, 2007.

- [31] Matyash K., Schneider R., Dittmann K., Meichsner J., Bronold F.X., Tskhakaya D.: Radio-frequency discharges in oxygen: III. Comparison of modelling and experiment, *Journal of Physics D: Applied Physics*, vol. 40, pp 6601–6607, 2007.
- [32] Eliasson B., Hirth M., Kogelschatz U.: Ozone synthesis from oxygen in dielectric barrier discharges. *Journal of Applied Physics D: Applied Physics*, vol. 20, pp. 1421–1437, 1987.
- [33] Kogelschatz U., Eliasson B., Hirth M.: Ozone Generation From Oxygen And Air: Discharge Physics And Reaction Mechanisms. *Ozone Science & Engineering*, vol. 10, pp. 367–377. 1988.
- [34] Harry J.E.: Introduction to Plasma Technology. *Wiley-VCH Verlag GmbH & Co. KGaA*, Weinheim, Germany 2010, ISBN: 978–3–527–32763–8.
- [35] Alexeff I., Laroussi M.: The Uniform, Steady-State Atmospheric Pressure DC Plasma. *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 30, no. 1, pp. 174–175, 2002.
- [36] Wagner H.-E., Brandenburg R., Kozlov K.V., Sonnenfeld A., Michel P., Behnke J.F.: The barrier discharge: basic properties and applications to surface treatment. *Vacuum*, vol. 71, pp. 417–436, 2003.
- [37] Chang J.S.: Physics and chemistry of plasma pollution control technology. *Plasma Sources Science and Technology*, vol. 17, pp. 1–6, 2008.
- [38] Mok Y.S., Lee S.-B., Oh J.-H., Ra K.-S., Sung B.-H.: Abatement of Trichloromethane by Using Nonthermal Plasma Reactors. *Plasma Chemistry and Plasma Processing*, vol. 28, pp. 663–676, 2008.
- [39] Nomoto Y., Ohkubo T., Kanazawa S., Adachi T.: Improvement of Ozone Yield by a Silent-Surface Hybrid Discharge Ozonizer. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 6, pp. 1458–1462, 1995.
- [40] Muller S., Zahn R.J., Grundmann J.: Extraction of Ions from Dielectric Barrier Discharge Configurations. *Plasma Processes and Polymers*, vol. 4, pp. 1004–1008. 2007.
- [41] Francke K.-P., Rudolph R., Miessner H.: Design and Operating Characteristics of a Simple and Reliable DBD Reactor for Use with Atmospheric Air. *Plasma Chemistry and Plasma Processing*, vol. 23, no. 1, 47–57, 2003.
- [42] Valdivia-Barrientos R., Pacheco-Sotelo J., Pacheco-Pacheco M., Benitez-Read J.S., Lopez-Callejas R.: Analysis and electrical modeling of a cylindrical DBD configuration at different operating frequencies. *Plasma Sources Science and Technology*, vol. 15, pp. 237–245, 2006.
- [43] Muller S., Zahn R.-J.: Air on Control by Non-Thermal Plasma. *Contributions to Plasma Physics*, vol. 47, no. 7, 520–529, 2007.
- [44] Popescu S., Vaju D.: Improvement of the Corona Discharge in Dry Air in Order to Obtain Ozone With Maximum Efficiency. *Journal of Analytical Atomic Spectrometry*, vol. 12, pp.1091–1093, 1997.
- [45] Mizuno A., Yamazaki Y., Obama S., Suzuki E., Okazaki K.: Effect of Voltage Waveform on Partial Discharge in Ferroelectric Pellet Layer for Gas Cleaning. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 29, no. 2, pp. 262–267, 1993.
- [46] Naude N., Cambronne J.-P., Gherardi N., Massines F.: Electrical model and analysis of the transition from an atmospheric pressure Townsend discharge to a filamentary discharge. *Journal of Physics D: Applied Physics*, vol. 38, pp. 530–538, 2005.

- [47] Hammer T.: Non-thermal plasma application to the abatement of noxious emissions in automotive exhaust gases. *Plasma Sources Science and Technology*, vol. 11, pp. A196–A201, 2002.
- [48] Alonso J.M., Cardesin J., Corominas E.L., Rico-Secades M., Garcia J.: Low-Power High-Voltage High-Frequency Power Supply for Ozone Generation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 40, no. 2, pp. 414–421, 2004.
- [49] Kim G.-H., Jeong S.-Y., Kwon H.-C., Song S.-H.: Capacitance Between an Atmospheric Discharge Plasma and the Dielectric Electrode in the Parallel Cell Reactor. *Journal of the Korean Physical Society*, vol. 49, no. 3, pp. 1307–1311, 2006.
- [50] Liu Y., He X.: PDM and PFM hybrid control of a series-resonant inverter for corona surface treatment. *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, vol. 152, no. 6, pp. 1445–1450, 2005.
- [51] Tsai M.T., Ke C.W.: Design and implementation of a high-voltage high-frequency pulse power generation system for plasma applications. *International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, pp. 1556–1560, 2009.
- [52] Mućko J.: Corona Treatment System with Resonant Inverter-Selected Properties. *13th Power Electronics and Motion Control Conference*, pp. 1339–1343, 2008.
- [53] Koudriavtsev O., Wang S., Nakaoka M.: Advanced Development of Voltage Source Soft-Switching High-Frequency Inverter for Silent Discharge Tube Loads. *The Third International Power Electronics and Motion Control Conference*, vol. 1, pp. 302–307 vol. 1, 2000.
- [54] Facta M., Salam Z., Buntat Z.B.: Application of resonant converter in ozone generator model. *Telekomnika*, vol. 6, no. 1, pp. 33–38, 2008.
- [55] Kogelschatz U.: Filamentary, Patterned, and Diffuse Barrier Discharges. *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 30, no. 4, pp. 1400–1408, 2002.
- [56] Manley T.C.: The electric characteristics of the ozonator discharge. *Transactions of Electrochemical Society*, vol. 84, no. 1, 1943.
- [57] Meek J.M., Craggs J.D.: Breakdown voltage characteristics. *Electrical breakdown of gases*, Wiley – Interscience, New York, pp. 533–545, 1953.
- [58] Yang X., Zhitao Z., Cheng L., Yu X.: Effect of Systematic Resonance on DBD Device. *Plasma Science & Technology*, vol. 7, no. 5, pp. 3030–3032, 2005.
- [59] Dramane B., Zouzou N., Moreau E., Touchard G.: Electrostatic precipitation in wire-to-cylinder configuration: Effect of the high-voltage power supply waveform. *Journal of Electrostatics*, vol. 67, pp. 117–122, 2009.
- [60] Panousis E., Merbahi N., Clement F., Yousfi M., Loiseau J.-F., Eichwald O., Held B.: Analysis of Dielectric Barrier Discharges under Unipolar and Bipolar Pulsed Excitation. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 16, no. 3, pp. 734–741, 2009.
- [61] Saint F.P., Méricam-Bourdet M., Lacoste D.A., Kirkpatrick M.J., Odic E., Laux C.O.: Efficiency of ozone generation by atmospheric pressure air DBD using different pulsed voltage sources. *30th ICPIG*, D16, 2011.
- [62] Minami K., Akiyama M., Okino A., Watanabe M., Hotta E.: De-Nox characteristics of bidirectional pulse corona discharge. *Papers of Technical Meeting on Plasma Science and Technology*, vol. PST-01, no. 1–21, pp. 67–72, 2001.

- [63] Williamson J.M., Trump D.D., Bletzinger P., Ganguly B.N.: Comparison of high-voltage ac and pulsed operation of a surface dielectric barrier discharge. *Journal of Physics D: Applied Physics*, vol. 39, pp. 4400–4406, 2006.
- [64] Kostov K.G., Honda R.Y., Alves L.M.S., Kayama M.E.: Characteristics of Dielectric Barrier Discharge Reactor for Material Treatment. *Brazilian Journal of Physics*, vol. 39, no. 2, pp. 322–325, 2009.
- [65] Sasoh A., Kikuchi K., Sakai T.: Spatio-temporal filament behaviour in a dielectric barrier discharge plasma actuator. *Journal of Physics D: Applied Physics*, vol. 40, pp. 4181–4184, 2007.
- [66] Flores-Fuentes A., Pena-Eguiluz R., Lopez-Callejas, Mercado-Cabrera A., Valencia-Alvarado R., Barocio S.R., de La Piedad-Beneitez A.: Three cell flying capacitor inverter for dielectric barrier discharge plasma applications. *Brazilian Journal of Physics*, vol. 39, no. 2, pp. 264–269, 2009.
- [67] Masuda S.: Pulse corona induced plasma chemical process: a horizon of new plasma chemical technologies. *Pure & Applied Chemistry*, vol. 60, no. 5, pp. 727–731, 1988.
- [68] Fitch R.A.: Electrical Pulse Generators. United States Patent no. 3,366,799. 1968.
- [69] Dinelli G., Civitano L., Rea M.: Industrial Experiments on Pulse Corona Simultaneous Removal of NO_x and SO₂ from Flue Gas. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 26, no. 3, pp. 535–541, 1990.
- [70] Rea M., Yan K.: Evaluation of pulse voltage generators. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 3, pp. 507–512, 1995.
- [71] Zabihi S., Zabihi Z., Zare F.: A Solid-State Marx Generator With a Novel Configuration. *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 39, no. 8, pp. 1721–1728, 2011.
- [72] Okazaki K., Nozaki T.: Ultra short pulsed barrier discharges and applications. *Pure & Applied Chemistry*, vol. 74, no. 3, pp. 447–452, 2002.
- [73] Valdivia-Barrientos R., Pacheco-Pacheco M., Pacheco-Sotelo J., Estrada-Martinez N., Ramos-Flores F., Garcia-Garcia J., Freton P.: A high efficiency bipolar pulsed power source for DBD discharges. *29th ICPIG*, 10, 2009.
- [74] Conrad R.H.: Method of powering corona discharge in ozone generators with bipolar pulses and a precharge pulse. United States Patent no. 5,269,893, 1993.
- [75] Kalisiak S., Jakubowski T., Holub M.: Single-period AC source with energy transfer control for dielectric barrier discharge plasma applications. *14th International Power Electronics and Motion Control Conference*, pp. 103–109, 2010.
- [76] Jang S.-D., Son Y.-G., Oh J.-S., Cho M.-H., Koh D.-J.: Pulsed Plasma Process for Flue Gas Removal from an Industrial Incinerator by Using a Peak 200-kV, 10-kA Pulse Modulator. *Journal of the Korean Physical Society*, vol. 44, no. 5, 1157–1162, 2004.
- [77] Mok Y.S., Lee H.W., Hyun Y.J.: Flue gas treatment using pulsed corona discharge generated by magnetic pulse compression modulator. *Journal of Electrostatics*, vol. 53, pp. 195–208, 2001.
- [78] Kalisiak S., Hołub M.: Modified Fitch generator topology for non-thermal plasma applications. *Przegląd Elektrotechniczny*, R. 85, nr 7, s. 134–137, 2009.
- [79] Kinnares V., Hothongkham P.: Circuit Analysis and Modeling of a Phase-Shifted Pulsewidth modulation Full-Bridge-Inverter-Fed Ozone Generator With Constant Applied Electrode voltage. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 7, pp. 1739–1752, 2010.

- [80] Bonaldo J.P., Pomilio J.A.: Control strategies for high frequency voltage source converter for ozone generation. *International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 754–760, 2010.
- [81] Choi C.-Y., Kwak S., Lee D.-S.: A study on the resonant inverter for corona generators. *The 7th International Conference on Power Electronics*, pp. 334–337, 2007.
- [82] Chang Y.N., Chan S.Y.: Investigation of a series load-resonant converter for high voltage corona generator. *International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, pp. 274–279, 2009.
- [83] Fujita H., Ogasawara S., Akagi H.: An Approach to a Broad Range of Power Control in Voltage-Source Series-Resonant Inverters for Corona Discharge Treatment-Pulse-Density-Modulation. *28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, vol. 2, pp. 1000–1006, 1997.
- [84] Fujita H., Akagi H.: Control and Performance of a Pulse-Density-Modulated Series-Resonant Inverter for Corona Discharge Processes. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 35, no. 3, pp. 621–627, 1999.
- [85] Liu Y., He X.: A Series Resonant Inverter System with PDM and PFM Hybrid Control for Plastic Film Surface Treatment. *IEEE Industry Applications Conference Fortieth IAS Annual Meeting*, vol. 3, pp. 1700–1704, 2005.
- [86] Koudriavtsev O., Wang S., Konishi Y., Nakaoka M.: A Novel Pulse-Density-Modulated High-Frequency Inverter for Silent-Discharge-Type Ozonizer. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, no. 2, pp. 369–378, 2002.
- [87] Burany N., Huber L., Pejovic P.: Corona Discharge Surface Treater Without High voltage Transformer. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 2, pp. 993–1002, 2008.
- [88] Teschke M., Korzec D., Finantu-Dinu E.G., Engemann J., Kennel R.: Resonant, High Voltage, High Power Supply for Atmospheric Pressure Plasma Sources. *35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, vol. 1, pp. 835–839, 2004.
- [89] Akagi H., Nabae A.: A Voltage-Source Inverter Using IGBTs for a 50 kHz 10 kV Corona Surface Treater. *Industry Applications Society Annual Meeting*, vol. 1, pp. 1164–1169, 1989.
- [90] Eric S.: Performance Considerations of High-Power Ac Plasma Deposition Power Supply. *Advanced Energy Industries, Inc.*, data dostępu i źródło: 12.09.2011 http://www.advanced-energy.com/upload/File/White_Papers/SL-HPACDEP-270-01.pdf.
- [91] Chhun L., Maussion P., Bhosle S., Zissis G., Durrieu O.: HPS Lamp Control by Signal Injection of Approaching Frequency to Avoid Acoustic Resonances: Application to an LCC Circuit. *13th European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1–7, 2009.
- [92] Cardesin J., Alonso J.M., Lopez-Corominas E., Calleja A.J., Ribas J., Rico-Secades M., Garcia J.: Small-Signal Analysis of a Low-Cost Power Control for LCC Series-Parallel Inverters with Resonant Current Mode Control for HID Lamps. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 5, pp. 1205–1212, 2005.
- [93] Sanchis-Kilders E., Espi J.M., Carrasco J.A., Ramirez D., Ferreres A., Badia F.: New Application of an LLC Full Bridge Inverter Topology for Corona Generation

- in Plastic Industry. *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol. 1, pp. 193–198, 2001.
- [94] Yan W., Hui S.Y.: An Analysis Into the Dimming Control and Characteristic of Discharge Lamps. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 6, pp. 1432–1440, 2005.
- [95] Cao X.H., Hui S.Y.: Use of Auxiliary Resonant Tank to Ensure Soft-Switching in High Frequency Electronic Ballasts for Metal Halide Lamps. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 5, pp. 1437–1443, 2006.
- [96] Shah S., Upadhyay A.K.: Analysis and design of a half-bridge series-parallel resonant converter operating in discontinuous conduction mode. *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 165–174, 1990.
- [97] Cheng J., Witulski A.F.: Analytic Solutions for LLCC Parallel Resonant Converter Unify the Design and Analysis of Two-and Three-Element Converters. *Power Electronics Specialists Conference*, vol. 1, pp. 266–271, 1996.
- [98] Chen H., Sng E.K.K., Tseng K.-J.: Generalized Optimal Trajectory Control for Closed Loop Control of Series-Parallel Resonant Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 5, pp. 1347–1355, 2006.
- [99] Chen H., Sng E.K.K., Tseng K.-J.: Optimum Trajectory Switching Control for Series-Parallel Resonant Converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 5, pp. 1555–1563, 2006.
- [100] Bingham C.M., Ang Y.A., Foster M.P., Stone D.A.: Analysis and Control of Dual-Output LCLC Resonant Converters With Significant Leakage Inductance. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 4, pp. 1724–1732, 2008.
- [101] Chia C.L., Sng E.K.K.: A Novel Robust Control Method for the Series-Parallel Resonant Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 8, pp. 1896–1904, 2009.
- [102] Shafiei N., Pahlevaninezhad M., Farzanehfard H., Motahari S.R.: Analysis and Implementation of a Fixed-Frequency LCLC Resonant Converter With Capacitive Output Filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 10, pp. 4773–4782, 2011.
- [103] Ye Z., Jain P.K., Sen P.C.: A Two-Stage Resonant Inverter With Control of the Phase Angle and Magnitude of the Output voltage. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 5, pp. 2797–2812, 2007.
- [104] Ye Z., Jain P.K., Sen P.C.: A Full-Bridge Resonant Inverter With Modified Phase-Shift Modulation for High-Frequency AC Power Distribution Systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 5, pp. 2831–2845, 2007.
- [105] Liu C., Teng F., Hu C., Zhang Z.: LCLC Resonant Converter for Multiple Lamp Operation Ballast. *Eighteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol. 2, pp. 1209–1213, 2003.
- [106] Ang Y.-A., Stone D., Bingham C., Foster M.: Rapid Analysis & Design Methodologies of High-Frequency LCLC Resonant Inverter as Electrodeless Fluorescent Lamp Ballast. *7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, pp. 139–144, 2007.
- [107] Sosa J.L., Castilla M., Miret J., Garcia de Vicuna L., Matas J.: Modeling and Performance Analysis of the DC/DC Series-Parallel Resonant Converter

- Operating with Discrete Self-Sustained Phase-Shift Modulation Technique. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 3, pp. 697–705, 2009.
- [108] Kambara S., Osakabe T., Kuriyama R., Moritomi H.: Characteristics of hydrogen combustion assisted by an intermittent dielectric barrier discharge. *28th ICPIG*, 16, 2007.
- [109] Rico V.J., Hueso J.L., Cotrino J., Gonzalez-Eliphe A.R.: Evaluation of Different Dielectric Barrier Discharge Plasma Configurations As an Alternative Technology for Green C₁ Chemistry in the Carbon Dioxide Reforming of Methane and the Direct Decomposition of Methanol. *Journal of Physical Chemistry A*, vol. 114, pp. 4009–4016, 2010.
- [110] Ohe K., Kamiya K., Kimura T.: Improvement of Ozone Yielding Rate in Atmospheric Pressure Barrier Discharges Using a Time-Modulated Power Supply. *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 27, no. 6, pp. 1582–1587, 1999.
- [111] Nishida M., Yukimura K., Kambara S., Maruyama T.: Reduction of nitrogen oxide in N₂ by NH₃ using intermittent dielectric barrier discharge. *Journal of Applied Physics*, vol. 90, no. 6, pp. 2672–2677, 2001.
- [112] Tsai M.T., Chu C.L.: Power control strategies evaluation of a series resonant inverter for atmosphere plasma applications. *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 632–637, 2009.
- [113] Denicolai M.: Optimal performance for Tesla transformers. *Review of Scientific Instruments*, vol. 73, no. 9, pp 1–5, 2002.
- [114] Paraliiev M., Gough C., Ivkovic S.: Tesla Coil Design for Electron Gun Application. *Pulsed Power Conference*, pp. 1085–1088, 2005.
- [115] Perez-Martinez J.A., Pena-Eguiluz R., Lopez-Callejas R., Mercado-Cabrera A., Valencia Alvarado R., Barocio S.R., Piedad-Beneitez A.: Power Supply for Plasma Torches Based on a Class-E Amplifier Configuration. *Plasma Processes and Polymers*, vol. 5, Issue 6, pp. 593–598, 2008.