



AKADEMIA GÓRNICZO-HUTNICZA IM. STANISŁAWA STASZICA W KRAKOWIE

DZIEDZINA : NAUKI INŻYNIERYJNO-TECHNICZNE

DYSCYPLINA : AUTOMATYKA, ELEKTRONIKA I ELEKTROTECHNIKA

ROZPRAWA DOKTORSKA

Izolowana przetwornica do dwukierunkowego przekazu energii o miękkim przełączaniu z wykorzystaniem pojemności pasożytniczych.

Autor: Mgr inż. Maciej Arkadiusz Chojowski

Promotor rozprawy: Dr hab. inż. Marcin Baszyński, prof. AGH

Promotor pomocniczy: Dr inż. Aleksander Dziadecki

Praca wykonana: Akademia Górniczo-Hutnicza im. Stanisława Staszica w Krakowie, Wydział Elektrotechniki, Automatyki, Informatyki i Inżynierii Biomedycznej, Katedra Energoelektroniki i Automatyki Systemów Przetwarzania Energii

Kraków, 2022



AGH UNIVERSITY OF SCIENCE AND TECHNOLOGY

FIELD OF SCIENCE : ENGINEERING AND TECHNOLOGY

SCIENTIFIC DISCIPLINE: AUTOMATION, ELECTRONIC AND ELECTRICAL
ENGINEERING

DOCTORAL THESIS

*An Insulated converter for bidirectional energy
transfer with soft switching using parasitic
capacitance.*

Author: Mgr inż. Maciej Arkadiusz Chojowski

First supervisor: Dr hab. inż. Marcin Baszyński, prof. AGH

Assisting supervisor: Dr inż. Aleksander Dziadecki

Completed in: AGH University of Science and Technology, Faculty of
Electrical Engineering, Automatics, Computer Science and Biomedical
Engineering, Department of Power Electronics and Energy Control
Systems

Krakow, 2022

Oświadczenie autora rozprawy: Oświadczam, świadomy odpowiedzialności karnej za poświadczenie nieprawdy, że niniejszą pracę wykonałem osobiście i samodzielnie oraz że nie korzystałem ze źródeł innych niż wymienione w pracy.

.....
(podpis autora pracy)

*Rozprawa doktorska finansowany z GRANTU DZIEKAŃSKIEGO AGH - umowa o
numerze 16.16.120.773*

oraz

*Projektu dotyczącego strategicznego program badań naukowych i prac rozwojowych
TECHMATSTRATEG zgodnie z umową nr
TECHMATSTRATEG1/347200/11/NCBR/2017 zawartą w dniu 12.2017*

STRESZCZENIE

rozprawy doktorskiej pt.

Izolowana przetwornica do dwukierunkowego przekazu energii o miękkim przełączaniu z wykorzystaniem pojemności pasożytniczych.

Rozwój energoelektroniki skupia się obecnie na podwyższaniu sprawności przetwarzania energii, poprzez opracowanie nowych topologii układów przekształtnikowych, wykorzystanie lepszych elementów półprzewodnikowych oraz stosowanie skuteczniejszych algorytmów sterowania. Istotnym aspektem jest też pełne wykorzystanie możliwości aktualnie dostępnych topologii w energoelektronice, aby zapewnić maksymalną sprawność przekształtnika. Ważną metodą zmniejszenia strat w przetwarzaniu energii jest zmiana sposobu komutacji z komutacji twardej na komutację miękką. Do miękkiego przełączania konieczne jest wystąpienie indukcyjności oraz pojemności w obwodzie mocy, czy to w postaci dyskretnej, jako fizyczny element, czy to jako parametry pasożytnicze innych elementów obwodu. Występowanie tych elementów pozwala na dobranie odpowiednich warunków pracy przekształtnika i wymuszenie miękkiego przełączania w układzie.

Rozprawa skupia się na zwiększeniu sprawności przekształtnika DC-DC w układzie Dual Active Bridge (DAB) na drodze modyfikacji topologii, polegającej na zastąpieniu pojedynczych łączników przez dwa, połączone równolegle łączniki. Umożliwia to, dzięki powiększeniu pojemności wyjściowej otrzymanego łącznika, uzyskanie warunków do przełączania tranzystorów w zerze napięcia (ZVS). W pracy zbadano zachodzące zjawiska i opisujące je zależności, mające wpływ na sprawność przetwarzania energii w szerokim zakresie mocy.

Podstawową topologię DAB poddano analizie teoretycznej. Objęła ona sam przekształtnik, metody jego sterowania, parametry elementów składowych. Na jej podstawie zaproponowano modyfikację topologii przekształtnika dla uzyskania miękkiego przełączania w łącznikach. Zmodyfikowana topologia została poddana badaniom na drodze analitycznej i symulacyjnej, co pozwoliło w szczególności na określenie warunków występowania miękkiego przełączania. Wykonano także praktyczny model laboratoryjny układu przekształtnika o zmodyfikowanej topologii. W wyniku badań tego układu potwierdzono zalety wykorzystania równoległego połączenia tranzystorów.

ABSTRACT**doctoral dissertation entitled****An Insulated converter for bidirectional energy transfer with soft switching
using parasitic capacitance.**

The development of power electronics is currently focused on increasing the efficiency of energy conversion through the development of new topologies of converter systems, the application of finer semiconductor elements and the use of more effective control algorithms. An important aspect is also the full use of the possibilities of the currently available topologies in power electronics to ensure maximum efficiency of the already existed converter. An important method to reduce losses in energy conversion is to change the transistors commutation from hard to soft. For soft switching, it is necessary to have inductance and capacitance in the power circuit, either in discrete form, as a physical element, or as parasitic parameters of other circuit elements. The presence of these elements allows for the selection of appropriate operating conditions of the converter and forcing a soft switching.

The dissertation focuses on increasing the efficiency of the DC-DC converter in the Dual Active Bridge (DAB) system by modifying the topology, consisting in replacing single switches by two switches connected in parallel. The replacement allows to increase of the output capacitance of the obtained switch and obtain the conditions for transistor switching at zero voltage (ZVS). The paper investigates the occurring phenomena and the dependencies that describe them, affecting the efficiency of energy conversion in a wide range of power.

The basic DAB topology was subjected to theoretical analysis. It covered the converter itself, methods of its control, parameters of its components. On its basis, it was proposed to modify the converter topology to obtain soft switching in switches. The modified topology was tested in the analytical and simulation way, which made it possible, in particular, to determine the conditions for the occurrence of soft switching. A practical laboratory model of a converter system with a modified topology was also made. As a result of the research on this circuit, the advantages of using a parallel connection of transistors have been confirmed.

Spis skrótów

Skrót	Pełny opis
AC	Prąd przemienny
ADC	Przetwornik analogowy-cyfrowy
BEV	Battery electric vehicle
CFM	Configuration Flash Memory
CPLD	Programowalna logika (Complex programmable logic device)
DAB	Dual Active Bridge
DAC	Przetwornik cyfrowo-analogowy
DC	Prąd stały
DPS	Dual Phase Shift
EPS	Extended Phase Shift
EV	Samochód elektryczny (Electric Vehicle)
EZT	Elektryczny zespół trakcyjny
FET	Tranzystor polowy (Field-Effect Transistor)
FPGA	Układ programowalny (Field-Programmable Gate Array)
GaN	Azotek galu (Gallium nitride)
ICE	Internal Combustion Engine
IGBT	Insulated gate bipolar transistor
JFET	Junction Field-Effect Transistor
LE	Elementy logiczne
MOSFET	Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor
MPS	Multi Phase Shift
NPC	Natural point clamped
nZVS	Nie komplety ZVS
PCB	Płytki drukowane
PFC	Power Factor Correction
PID	Regulator proporcjonalny, całkujący i różniczkujący
PLL	Pętla przesunięcia fazowego
PWM	Modulacja szerokości impulsów (Pulse Width Modulation)
RAM	Random Access Memory
SiC	Węgiel krzemu Silicon Carbide
SPS	Single Phase Shift
SST	Solide state transformer
TPS	Triple Phase Shift
UPS	Unified Phase Shift
ZCS	Przełączanie w zerze prądu (Zero Current Switching)
ZVS	Przełączanie w zerze napięcia (Zero Voltage Switching)
ZVS CV	Zero Voltage Switching Clamped Voltage

Spis symboli

Symbol	Jednostka	Pełny opis
α		Współczynnik tłumienia
α_s, β_s		Współczynniki Steinmetza
B_M	T	Amplituda indukcji pola magnetycznego
c_{d0}, c_{d1}		Stałe materiału magnetycznego
C_{iss}	F	Pojemność wejściowa tranzystora
C_p	F	Pojemność pasożytnicza uzwojenia
C_{pp}	F	Pojemność przekładnika prądowego
C_{oss}	F	Pojemność wyjściowa tranzystora
$C_{\Sigma oss}$	F	Wypadkowa pojemność dla łączenia równoległego tranzystorów
C_{z-z}	F	Pojemność międzyzwojowa
D	-	Współczynnik wypełnienia impulsów PWM
$d(t)$	-	Sygnal sterujący w funkcji czasu
d_L	m	Szerokość zwoju
d_N	m	Długość zwoju
d_{z-z}	m	Odległość między zwojami
$DAB(S)$	-	Transmitancja przekształtnika DAB w postaci ciągłej
ΔU_2	V	Wahania napięcia na kondensatorze w obwodzie napięcia stałego w mostku II
$e(t)$	-	Uchyb regulacji w funkcji czasu
E_d	J	Energia dostarczona
E_k	J	Energia końcowa
E_p	J	Energia początkowa
E_T	J	Transferowana energia/ energia dławika
ε	V	Siła elektromotoryczna
f_{HB}	Hz	Górna częstotliwość graniczna czujnika prądowego
f_p	Hz	Częstotliwość zmian pola magnetycznego
f_{LB}	Hz	Dolna częstotliwość graniczna czujnika prądowego
f_s	Hz	Częstotliwość impulsowania/przełączania
$G(S)$	-	Transmitancja obiektu inercyjnego
γ		Konduktywność rdzenia
$i_c(t)$	A	Prąd kondensatora wyjściowego w funkcji czasu
I_D	A	Ciągły prąd drewnu
I_{H1}	A	Prąd mostka na stronie pierwotnej
I_{H2}	A	Prąd mostka na stronie wtórnej
$i_{H2}(t)$	A	Prąd mostka w funkcji czasu
$i_L(t)$	A	Prąd na indukcyjności w funkcji czasu
$i_R(t)$	A	Prąd odbiornika rezystancyjnego w funkcji czasu
I_{odb}	A	Prąd średni odbiornika
I_{sk1}	A	Prąd skuteczny tranzystorów w pierwszym mostku
I_S	A	Ciągły prąd diody złączowej
J	-	Wskaźnika optymalizacyjny
k_H		Współczynnik materiałowy dla rdzenia (Współczynnik Steinmetza)
K_L	-	Stosunek indukcyjności dla zadanego prądu znamionowego
K_p	-	Wzmocnienie członu proporcjonalnego dla postaci dyskretnej

k_p	-	Wzmocnienie członu proporcjonalnego dla postaci ciągłej
K_i	-	Wzmocnienie członu całkującego dla postaci dyskretnej
k_i	-	Wzmocnienie członu całkującego dla postaci ciągłej
L	H	Indukcyjność sprzęgająca
L_D	H	Indukcyjność dławika
L_{pp}	H	Indukcyjność przekładnika prądowego
L_σ	H	Indukcyjność rozproszenia transformatora
n	-	Przekładnia transformatora
N	-	Liczba komórek przekształtnika wielokomórkowego
η	%	Sprawność układu
$P, p(\varphi)$	W	Moc przesyłana przez układ DAB w funkcji kąta przesunięcia dla SPS
P_1	W	Wartość średnia mocy w pierwszym mostku
P_2	W	Wartość średnia mocy w drugim mostku
P_{Cu}	W	Straty w miedzi (uzwojeniu) dławika
P_D	W	Straty dodatkowe (anomalne)
P_{Fe}	W	Straty w rdzeniu
P_H	W	Straty histerezy
$p_{H1}(t)$	W	Wartość mocy chwilowej w pierwszym mostku (strona pierwotna)
$p_{H2}(t)$	W	Wartość mocy chwilowej w drugim mostku (strona wtórna)
P_{MAX}	W	Maksymalna przesyłana moc przez układ DAB
P_{odb}	W	Moc średnia wydzielana na odbiorniku
P_{oss}	W	Straty mocy związane z ładowaniem pojemności wyjściowej tranzystora
P_{pp}	W	Moc rozpraszana na rezystorze pomiarowym
P_R	W	Moc rozpraszana przez rezystor
P_{RH1}	W	Moc rozpraszana podczas przewodzenia tranzystorów w pierwszym mostku
P_{RH2}	W	Moc rozpraszana podczas przewodzenia tranzystorów w drugim mostku
P_S	W	Straty jednego łącznika
P_{SW}	W	Straty związane z przełączaniem tranzystorów
P_{SW-TP}	W	Straty związane z przełączaniem tranzystorów dla twardego przełączania
P_{SW-MP}	W	Straty związane z przełączaniem tranzystorów dla miękkiego przełączania
$P_{\Sigma e}$	W	Sumaryczne straty w łącznikach (przewodzenie oraz przełączanie)
P_w	-	Moc względna
P_W	W	Straty związane z prądami wirowymi
$PI(S)$	-	Transmitancja regulatora z członem proporcjonalnym oraz całkującym
Q_R	J	Ciepło rozpraszane przez rezystancje
Q_{Rz}	J	Rezystancja podczas przewodzenia tranzystora w stanie pełnego przewodzenia
R	Ω	Rezystancja obwodu z indukcyjnością sumaryczną w przekształtniku DAB

R_{AC}	Ω	Rezystancja miedzi dla pomiaru napięciem przemiennym o dużej częstotliwości
R_{Core}	Ω	Rezystancja reprezentująca straty w rdzeniu
R_{ESR}	Ω	Ekwiwalent rezystancja reprezentująca straty w dławiku lub uzwojeniu transformatora
R_{DC}	Ω	Rezystancja miedzi dla pomiaru napięciem stałym
$R_{DS(on)}$	Ω	Rezystancja podczas przewodzenia tranzystora w stanie pełnego załączenia
$R_{DS(on)}(T)$	Ω	przewodzenia dla podwyższonej wartości temperatury
R_{obc}, R_{odb}	Ω	Rezystancja obciążenia lub odbiornika rezystancyjnego
R_{pp}	Ω	Rezystor pomiarowy (przekładnika prądowego)
R_{Σ}	Ω	Sumaryczna rezystancja obwodu
$R_{\Sigma DS(on)}$	Ω	Wypadkowa rezystancja dla łączenia równoległego
S_{Fe}	mm^2	Przekrój rdzenia
t	s	czas
T	s	Okres
τ	s	Stała czasowa obiektu inercyjnego
T_i	s	Okres całkowania członu I
t_{on}	s	Czas trwania sygnału PWM
T_{ϕ}	s	Przesunięcie sygnałów PWM między mostkami w sekundach
T_x	-	Tranzystor o numerze x , w mostku.
T_S	s	Okres impulsowania/przełączania
U_1	V	Napięcie stałe w obwodzie napięcia stałego w mostku na stronie pierwotnej transformatora
U_2	V	Napięcie stałe w obwodzie napięcia stałego w mostku na stronie wtórnej transformatora
$u_c(t)$	V	Napięcie na pojemności w funkcji czasu
U_{DS}	V	Napięcie dren - źródło
U_{GS}	V	Napięcie bramka - źródło
$U_{GS(th)}$	V	Napięcie progowe dla tranzystora polowego MOSFET
$U_{GS(pv)}$	V	Napięcie progowe dla tranzystora JFET
U_{GSmax}	V	Maksymalne dopuszczalne napięcie bramka - źródło
$u_{H1}(t)$	V	Napięcie przemiennie na wyjściu mostka na stronie pierwotnej w układzie DAB
$u_{H2}(t)$	V	Napięcie przemiennie na wyjściu mostka na stronie wtórnej w układzie DAB
$u_L(t)$	V	Napięcie na indukcyjności w funkcji czasu
U_{max}	V	Wartość maksymalna sygnału PWM
U_{odb}	V	Napięcie średnie na odbiorniku przekształtnika DAB
U_p	V	Napięcie na stronie pierwotnej transformatora
U_w	V	Napięcie na stronie wtórnej transformatora
U_{we}	V	Napięcie wejściowe przekształtnika
U_{wy}	V	Napięcie wyjściowe przekształtnika
φ	rad	Kąt przesunięcia sygnałów PWM między mostkami
φ_d	rad	Kąt przesunięcia dla sterowania DPS – dodatkowy
φ_e	rad	Kąt przesunięcia dla sterowania EPS – dodatkowy
φ_{H1}	rad	Graniczny kąt dla wystąpienia ZVS w mostku I
φ_{H2}	rad	Graniczny kąt dla wystąpienia ZVS w mostku II
φ_x	rad	Wewnętrzne kąty przesunięcia w mostkach
$\varphi_{t1}, \varphi_{t2}$	rad	Kąty przesunięcia dla sterowania TPS

Ψ	Wb	Strumień pola magnetycznego
z	-	Liczba zwojów
Z_0	Ω	Impedancja falowa
ω_0	rad	Pulsacja drgań własnych
ω_r	rad	Pulsacja rezonansowa
ω_s	rad	Kątowa częstotliwość przełączeń

Spis treści	
I	Wstęp 17
I.1.	Rozwój energoelektroniki 17
I.1.	Teza 18
I.2.	Cel pracy 18
II	Wybrane impulsowe przekształtniki energii elektrycznej 20
II.1	Przekształtniki DC-DC 20
II.1.1	Nieizolowane przekształtniki DC-DC 20
II.1.2	Izolowane przekształtniki DC-DC 23
II.1.3	Podsumowanie topologii DC-DC 26
II.2	Zastosowanie topologii DAB w praktyce 26
II.2.1	Transformator półprzewodnikowy 26
II.2.2	Podsumowanie 27
II.3	Literatura do rozdziału II 29
III	Przekształtnik DUAL ACTIVE BRIDGE 31
III.1	Topologia przekształtnika izolowanego do dwukierunkowego transferu energii elektrycznej 31
III.1.1	Analiza bezstratnego modelu 32
III.1.2	Sterowanie przesunięciem fazowym 34
III.1.3	Praca podwyższająca (boost) oraz obniżająca napięcie (buck) układu Dual Active Bridge 38
III.1.4	Wpływ zmiany wartości współczynnika wypełnienia impulsów 39
III.2	Przegląd metod sterowania przesunięciem fazowym pomiędzy przekształtnikami w układzie DAB 40
III.2.1	Metody generacji impulsów bramkowych (symulacje) 40
III.2.2	Analiza funkcji transferu energii między mostkami dla czterech podstawowych metod sterowania 43
III.3	Analizy przepływu prądu w stanie ustalonym 45
III.4	Wpływ czasu martwego na działanie układu DAB 47

III.5	Wybrane koncepcje układów testowych dla przekształtnika DAB przy dwukierunkowym transferze energii	47
III.6	Literatura do rozdziału III	50
IV	Modelowanie i projektowanie przekształtnika DAB	52
IV.1	Modelowanie układu DAB	52
IV.1.1	Model w środowisku Simulink	52
IV.1.2	Model w środowisku LTspice	53
IV.2	Określenie indukcyjności sprzęgającej w układzie DAB	54
IV.2.1	Wyznaczenie wartości indukcyjności sprzęgającej do otrzymania zadanego transferu energii w układzie Dual Active Bridge	54
IV.2.2	Wpływ nasycenia rdzenia dławika na pracę układ Dual Active Bridge	55
IV.3	Dobór transformatora	56
IV.4	Wartości pojemności pośredniego obwodu dc (DC link)	57
IV.5	Łączniki półprzewodnikowe	58
IV.5.1	Sterowanie tranzystorami mocy	60
IV.5.2	Sygnal PWM dla układu DAB	62
IV.6	Algorytm sterowania w zamkniętym układzie regulacji	63
IV.6.1	Sterowanie w zamkniętym układzie regulacji	63
IV.6.2	Regulacja w układzie DAB	63
IV.6.3	Identyfikacja parametrów przekształtnika DAB	65
IV.6.4	Dobór wartości parametrów regulatora	68
IV.7	Analiza strat w przekształtniku Dual Active Bridge	74
IV.7.1	Analityczna metoda wyznaczenia strat w przekształtnikach – straty w tranzystorach FET	74
IV.7.2	Analityczna metoda wyznaczenia strat w przekształtnikach – straty w transformatorze	76
IV.7.3	Simulacyjne określenia strat w przekształtniku DAB	78
IV.8	Literatura do rozdziału IV	80
V	Rezonansowy przekształtnik izolowany	81

V.1	Rezonansowy układ DAB	81
V.2	Miękkie przełączanie tranzystorów	81
V.3	Uproszczona analiza rezonansu szeregowego w obwodzie szeregowym RLC	82
V.4	Przekształtnik topologii DAB o rezonansie szeregowym	83
V.5	Rezonansowy układ Dual Active Bridge zasilany ze źródła prądowego wykorzystujący rezonans prądów	83
V.6	Rezonansowy układ Dual Active Bridge z przełączaniem w zerze napięcia przy wykorzystaniu pojemności równoległej do łączników mocy	84
V.7	Pojemności tranzystorów MOSFET	93
V.8	Łączenie równoległe tranzystorów mocy	96
V.8.1	Równoległe łączenie tranzystorów – problemy w załączaniu tranzystorów	96
V.8.2	Równoległe łączenie tranzystorów – problemy projektowe	98
V.8.3	Równoległe łączenie tranzystorów – badania uproszczone	101
V.9	Pasożytnicze pojemności w układach energoelektronicznych	101
V.9.1	Pojemność dławika oraz transformatora	101
V.9.2	Pojemność międzywarstwowe w płytkach drukowanych	102
V.10	Podsumowanie	103
V.11	Literatura do rozdziału V	104
VI	Praktyczna realizacja przekształtnika w oparciu o ZVS CV z wykorzystaniem pojemności wyjściowej tranzystorów mocy	106
VI.2	Falownik układu DAB z równoległymi tranzystorami	108
VI.2.1	Układ sterowania obwodem bramki	111
VI.3	Dławik wysokoczęstotliwościowy	113
VI.3.1	Dławik wysokiej częstotliwości	113
VI.4	Transformator wysokoczęstotliwościowy	115
VI.4.1	Opis transformatora wysokiej częstotliwości	115
VI.5	Układ pomiarowy sygnałów elektrycznych	117
VI.5.1	Pomiar napięcia	117

VI.5.2	Pomiar prądu	118
VI.6	Układ rozszerzający do płytki Terasic DE-10 lite	119
VI.6.1	Opis płytki rozszerzającej	119
VI.6.2	Układ kondycjonowania sygnału	120
VI.7	Sterowanie układu	121
VI.7.1	Opis ogólny układu DE10-Lite	121
VI.7.2	Analiza zaimplementowanego sterowania	121
VI.8	Podsumowanie	124
VI.9	Literatura do rozdziału VI	126
VII	Wyniki badań laboratoryjnych falowników w konfiguracji Dual Active Bridge	127
VII.1	Badania laboratoryjne	127
VII.1.1	Opis ogólny stanowiska	127
VII.1.2	Praca praktycznego układu DAB	128
VII.2	Procedura testowa do porównania układów DAB	132
VII.2.1	Porównanie układu DAB z pojedynczymi tranzystorami oraz z równoległym połączeniem tranzystorów JFET – analiza transferu mocy	133
VII.2.2	Porównanie układów DAB z pojedynczymi i podwójnymi tranzystorami na podstawie sprawności układu	133
VII.2.3	Rozpływ prądu w równolegle łączonych tranzystorach	138
VII.2.4	Analiza miękkiego przełączania w przekształtniku DAB	139
VII.3	Wpływ czasu martwego na graniczną wartość kąta	146
VII.4	Podsumowanie problematyki miękkiego przełączania	148
VIII	Wnioski końcowe z badania układu DAB z podwójnymi tranzystorami oraz miękkiego przełączania	150
IX	Wkład własny autora	151
X	Propozycje dalszych prac	152
XI	Dodatek	153
XI.1	Wyprowadzanie zależności dla warunku początkowego dla układu Dual Active Bridge	153

XI.2 Beztransfornatorowy układ Dual Active Half-Bridge sterowany
przesunięciem fazowym sygnałów sterujących 155

I Wstęp

I.1. Rozwój energoelektroniki

Postęp w energoelektronice skupia się obecnie na opracowaniu nowych topologii układów, wykorzystaniu nowych elementów półprzewodnikowych oraz skuteczniejszych algorytmów sterowania. Sprawność i redukcja kosztów jest najważniejszym aspektem nowych urządzeń przekształcających energię elektryczną. Pojawia się pytanie, czy w pełni wykorzystujemy możliwości znanych układów i optymalizujemy je pod kątem sprawności i kosztów. Zwiększenie sprawności układów można w prosty sposób osiągnąć przez zmianę sposobu komutacji z komutacji twardej na komutację miękką. W konsekwencji otrzymuje się obwody quasi rezonansowe lub w pełni rezonansowe, które w oparciu o zjawisko rezonansu (wywołanie drgań w układzie) pozwalają na przełączanie tranzystorów przy mniejszych stratach energii. Do wywołania drgań własnych w układzie niezbędne (nie licząc źródła wymuszającego) są dwa elementy pasywne: element indukcyjny (dławik) i element pojemnościowy (kondensator). Zazwyczaj dławiki lub transformatory jak i kondensatory są elementami wielu topologii przekształtników, co oznacza, że do wytworzenia rezonansu napięć lub prądów mamy wszystkie potrzebne elementy. W każdym układzie energoelektronicznym występują również pojemności i indukcyjności pasożytnicze niezależne od topologii układu, a wynikające z fizycznej konstrukcji obwodu i elementów. Dlatego należy rozważyć, czy tych właśnie elementów nie można wykorzystać do realizacji obwodów rezonansowych dla miękkiego przełączania tranzystorów energoelektronicznych.

Pojemności pasożytnicze występują głównie w trzech elementach układów:

- pojemności transformatora lub dławika. W przypadku tych elementów mamy do czynienia z występowaniem pojemności, występującej między uzwojeniami oraz między uzwojeniem a rdzeniem elementu magnetycznego,
- pojemności między warstwami obwodów drukowanych. Każda z warstw elektrycznych w obwodzie drukowanym jest oddzielona przez warstwę dielektryczną, która wraz z ścieżkami przewodzącymi tworzy pojemność,
- pojemności tranzystorów mocy. Elementy przełączające w energoelektronice to najczęściej elementy sterowane polem elektrycznym FET, które posiadają

pojemność, wynikającą z budowy elementu półprzewodnikowego i zachodzących w nim zjawisk.

Sposób produkcji dławika oraz transformatora może umożliwić zaprojektowanie elementu w taki sposób, aby zapewnić dużą pojemność międzyzwojową, która posłuży do uzyskania obwodu rezonansowego. Podobnie można wykonać płytkę drukowaną, aby maksymalizować pojemność międzywarstwową (która dodatkowo również może posłużyć jako radiator wykonany w PCB). W przypadku tranzystorów producenci starają się minimalizować pojemność wyjściową tranzystorów i nie jest zalecane jej celowe maksymalizowanie do uzyskania rezonansu.

I.1. Teza

Tezę rozprawy określono w następującej formie:

Możliwe jest wykorzystanie pojemności pasożytniczych elementów układu i elementów biernych do realizacji miękkiego przełączania tranzystorów w izolowanym przekształtniku do dwukierunkowej wymiany energii elektrycznej (DAB). Wykorzystanie łączenia równoległego tranzystorów pozwoli na zwiększenie sprawności układu dla dużych wartości transferowanej mocy czynnej.

I.2. Cel pracy

Na podstawie tezy pracy sformułowano cel rozprawy doktorskiej. Celem rozprawy jest zbadanie możliwości zwiększenia sprawności przekształtnika DC-DC w układzie Dual Active Bridge (DAB) na drodze modyfikacji topologii, polegającej na zastąpieniu pojedynczych łączników przez dwa pracujące, równoległe połączone łączniki oraz zbadanie zjawisk i opisujących je zależności, mających wpływ na sprawność przetwarzania energii w szerokim zakresie mocy.

Podstawową topologię DAB poddano analizie teoretycznej. Badania w rozprawie prezentują praktyczną implementację zaproponowanej topologii układu przekształtnika DC-DC do dwukierunkowego przekształtnika energii o miękkim przełączaniu oraz rezultaty wyników badań analitycznych i symulacyjnych. Przeprowadzono analizę i badania symulacyjne z wykorzystaniem modeli LTSPICE. Przeprowadzono również praktyczną weryfikację pracy zmodyfikowanego układu przekształtnika DC-DC.

Fizyczny model układu został wykonany na bazie obwodu drukowanego z odpowiednio dobranymi parametrami. Obwód mocy przekształtnika został

wyposażony w układ sterowania, którego celem było generowanie impulsów sterujących tranzystorami. Tak wykonany układ został przebadany w laboratorium pod względem poprawności działania, w oparciu o opracowane procedury testowe. Uzyskane wyniki zostały zestawione z dostępnymi rezultatami symulacji komputerowej, a wnioski opisano. W pracy wykorzystano tranzystory z węgla krzemu (SiC), które zostały połączone równolegle, co pozwoliło na zwiększenie sprawności w wybranym przedziale pracy układu DAB. Rozpatrzono problemy związane z łączeniem równoległym tranzystorów oraz wykonano badania potwierdzające poprawność działania zmodyfikowanej topologii.

Zaprojektowano układ służący do sterowania (generowania impulsów sterujących) oraz wykonywania istotnych pomiarów wielkości elektrycznych w układzie.

II Wybrane impulsowe przekształtniki energii elektrycznej

II.1 Przekształtniki DC-DC

W wielu praktycznych zastosowaniach zachodzi potrzeba przekształcania energii elektrycznej przekazywanej pomiędzy dwoma obwodami prądu stałego. Służą do tego celu przekształtniki DC-DC. Przekształtniki nieizolowane DC-DC można podzielić na [II.2], [II.3], [II.7], [II.9]-[II.11]:

- obniżające napięcie (buck),
- podwyższające napięcie (boost),
- obniżająco-podwyższające napięcie (buck-boost).

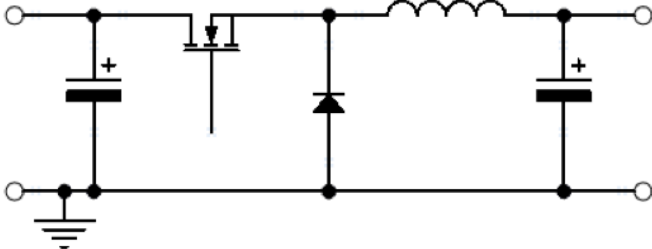
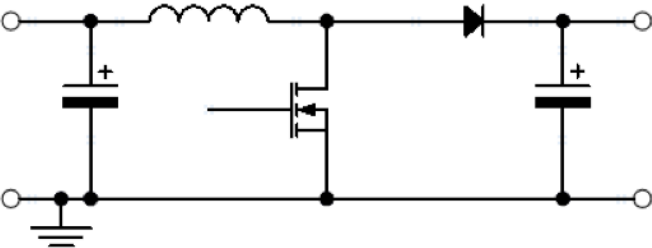
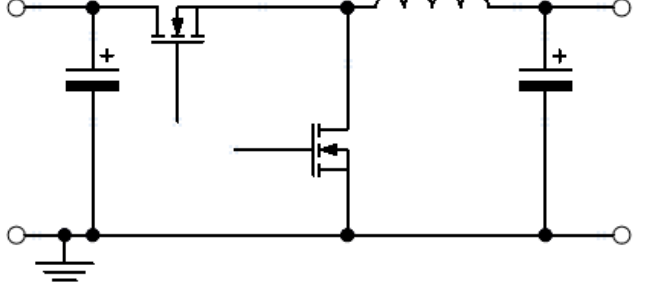
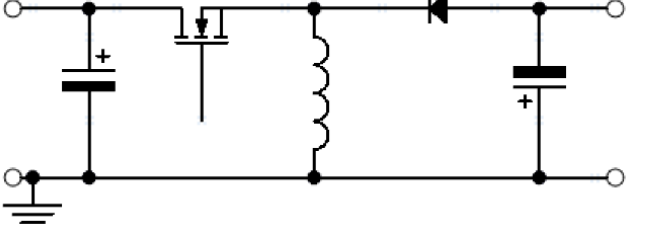
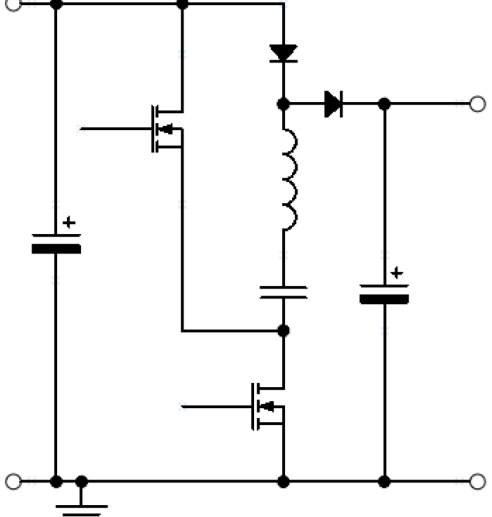
Energoelektronika wykorzystuje układy impulsowe, przełączające z wysoką częstotliwością (od pojedynczych kHz do MHz). Układy energoelektroniczne możemy podzielić ze względu na stopień separacji galwanicznej (z separacją oraz bez). Przekształtniki zapewniające separację galwaniczną to konwertery izolowane, które posiadają w topologii układu transformator lub kondensator, separujący galwaniczne dwa obwody DC. Separacja może być istotna, gdy należy zapewnić bezpieczne warunki pracy dla obsługi urządzenia (systemu).

Przekształtniki DC-DC można też podzielić z uwagi na możliwość dwukierunkowego przekazywania energii elektrycznej [II.9]. W tym przypadku układ może wymieniać energię pomiędzy dwoma źródłami energii).

II.1.1 Nieizolowane przekształtniki DC-DC

Pierwszą grupą przekształtników są nieizolowane przekształtniki DC-DC. Są to impulsowe układy bazujące na tranzystorach mocy i pozwalają na płynną zmianę wartości napięcia wyjścia i w konsekwencji przesyłania energia. Podstawowe topologie układów przekształtników DC-DC zostały przedstawione i omówione w [II.3], [II.4], [II.6], [II.11].

Tabela II-I Wybrane niez izolowane przekształtniki DC-DC.

Nazwa	Topologia
Przekształtnik obniżający napięcie (buck)	
Przekształtnik podwyższający napięcie (boost)	
Synchroniczny przekształtnik obniżający napięcie (buck)	
Przekształtnik obniżająco-podwyższający napięcie (buck-boost)	
SCVM (Switched Capacitor Voltage Multiplier)	

Konwerter typu buck (Tabela II-I) obniża napięcie wejściowe. Zmiana napięcia odbywa się poprzez zmianę współczynnika wypełnienia sygnału podawanego między bramkę a źródło tranzystora. Dla ciągłego prądu dławika można określić wzór na zależność wyjściową napięcia:

$$U_{wy} = D \cdot U_{we} \quad (\text{II-1})$$

Gdzie:

U_{we} – napięcie wejściowe przekształtnika,

D – współczynnik wypełnienia impulsu.

Energia jest przekazywana z wejścia do wyjścia i nie ma możliwości zmiany kierunku przekazu. Możliwe jest zmodyfikowanie topologii, poprzez zastosowania tranzystora zamiast diody rozładowawczej, który pozwoli na dwukierunkowy transfer energii. Aby nie spowodować zwarcia, sygnały bramkowe na oba tranzystory są podawane komplementarnie. Taki układ pozwala na zapewnienie ciągłości prądu dławika przez drugi tranzystor (rola diody w układzie klasycznym). Układy często wykorzystywane są w zasilaniu układów LED dużej mocy np. w branży samochodowej [II.19], [II.20]. Dodatkowo układ może być zastosowany do połączenia dwóch baterii o różnych napięciach: Litowo-jonową (Li-Ion) oraz litowo-polimerową (Li-Pol) (12 V z 48 V). Układ obniżający napięcie jest podstawowym układem przekształtnika DC-DC i został dobrze opisany w literaturze [II.2], [II.17].

Kolejnym topologią DC-DC jest układ podnoszący napięcie, który jest nazywany układem typu boost. Modulacja współczynnikiem wypełnienia impulsów sterujących tranzystor wpływa na wartość napięcia wyjściowego. W przypadku gdy prąd dławika jest ciągły, to:

$$U_{wy} = \frac{1}{1-D} U_{we} \quad (\text{II-2})$$

Topologia boost jest wykorzystywana np. do zwiększania napięcia uzyskiwanego z paneli fotowoltaicznych. Innym zastosowaniem tej topologii jest układ prostownika o podwyższonym współczynniku mocy, tzw. prostownik PFC. Prostowniki tego typu zapewniają prąd linii o mniejszym odkształceniu, co poprawia parametry jakości energii. Układ boost i buck stosuje się również w tzw. postaci wielopulsowej lub przeplatanej. Układy tego składają się z kilku połączonych równolegle elementów mocy. Dzięki takiej topologii można zmniejszyć prąd dławików oraz tranzystorów mocy a przede wszystkim częstotliwość przełączeń tranzystorów i wartość składowej zmiennej napięcia

wyjściowego. Bezpośrednie połączenie układu typu buck z przekształtnikiem boost pozwala na budowę układu podwyższająco-obniżającego (buck-boost). Istnieje również topologia, która łączy możliwości obu układów, bez konieczności stosowania dwóch tranzystorów. Specyficzną cechą układu jest inwersja napięcia wyjściowego i zależność dla ciągłego prądu dławika w stanie ustalonym ma postać:

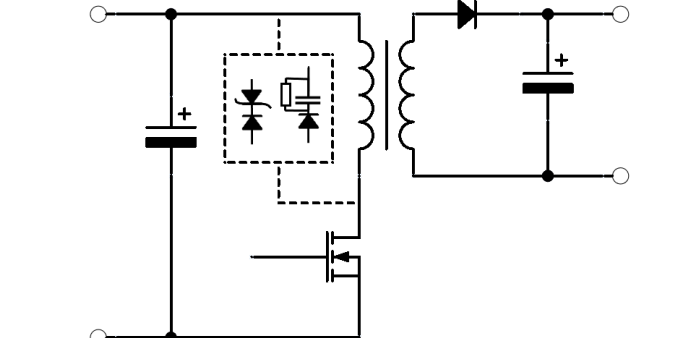
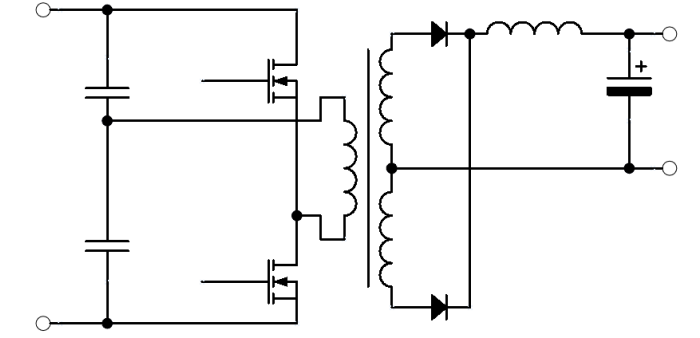
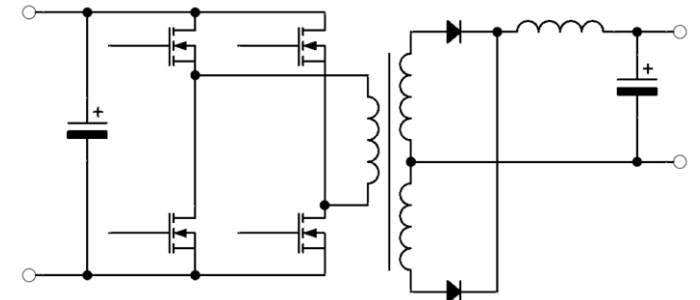
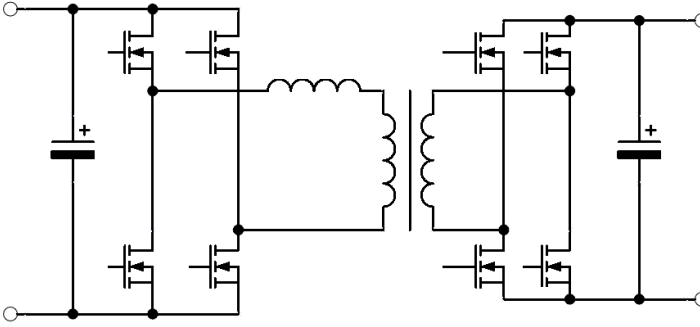
$$U_{wy} = \frac{-D}{1-D} U_{we} \quad (\text{II-3})$$

Kolejnymi impulsowymi układami DC-DC są przekształtniki SEPIC, Ćuk oraz Zeta. Topologie te posiadają po dwie cewki w układzie, co może sprawiać trudność w ich projektowaniu. Wymienione topologie są głównymi układami DC-DC bez separacji galwanicznej, sterowanymi zmiennym współczynnikiem wypełnienia sygnałów sterujących. Istnieją również układy bazujące na przełączalnych kondensatorach [II.12]. Są to układy podnoszące napięcie, lecz nie posiadają szerokiej możliwości regulacji napięcia wyjściowego jak w przypadku klasycznego układu boost [II.5], [II.16]. Jedyną możliwością zmiany napięcia to przełączanie konkretnych komórek. Przykłady przekształtników z rodziny SCVM (z ang. Switching Capacitor Voltage Multiplier) opartych o tranzystorowe łączniki mocy przedstawiono w dwóch topologiach N komórkowych. Układy znajdują zastosowanie w aplikacjach, gdy wartość wzmocnienia napięcia przekształtnika powinna być stała. Układy posiadają najczęściej proste sterowanie ze stałym współczynnikiem wypełnienia impulsów bramkowych równym 50%.

II.1.2 Izolowane przekształtniki DC-DC

Do przekształtników izolowanych [II.4] zaliczamy układy z izolacją galwaniczną w obwodzie mocy w postaci transformatora, który zapewnia podział na dwa obwody.

Tabela II-II Wybrane nieizolowane przekształtniki DC-DC.

Nazwa	Topologia
Przekształtnik flyback	
Półmostkowy przekształtnik DC-DC	
Mostkowy przekształtnik DC-DC	
Przekształtnik Dual Active Bridge	

Jako najprostszy przekształtnik należy wyróżnić topologię flyback. Układ najczęściej wykorzystuje się do przekształtników małej mocy (z reguły dla mocy < 100 W), np. w ładowarkach do telefonów. Istnieją też rozwiązania bazujące na zjawisku rezonansu (quasi rezonansu), które pozwalają na zwiększenie sprawności tej topologii [II.19]. Metoda sterowania tranzystora mocy jest oparta na sygnale PWM o zmiennym współczynniku wypełnienia, tak jak w przypadku klasycznych przekształtników (buck, boost, buck-boost). Napięcie wyjściowe

układu jest opisane zależnością (dla ciągłego prądu magnesującego transformatora):

$$U_{wy} = n \frac{D}{1-D} U_{we} \quad (\text{II-4})$$

Gdzie:

n – przekładnia transformatora.

Częstą modyfikacją układu jest dodanie układu RC z diodą lub diodę transil (wyspecjalizowana dioda zabezpieczająca) równolegle do transformatora w celu zmniejszenia przepięcia na tranzystorze. Układ flyback występuje również w postaci z dwoma tranzystorami.

Przekształtnik półmostkowy [III.11] jest innym układem izolowanym, który składa się z dzielnika pojemnościowego oraz jednej gałęzi tranzystorów, stąd wynika jego nazwa. Napięcie wyjściowe dla przedstawionego układu półmostkowego zależy od:

$$\forall D < 50\% \quad U_{wy} = n \cdot D \cdot U_{we} \quad (\text{II-5})$$

Współczynnik wypełnienia impulsów może zmieniać się jedynie w przedziale od 0 do 50% dla tego przekształtnika. Podobny przedział zmienności obowiązuje także dla przekształtnika mostkowego. Jego nazwa wywodzi się z wykorzystania układu pełnego mostka po pierwotnej stronie transformatora oraz mostka diodowego na stronie wtórnej. Układy te stosowane są jako przekształtniki większych mocy. Służą do jednokierunkowego przekazu energii. Są to głównie zasilacze o dużej mocy lub jednokierunkowe układy do bezstykowego przekazu energii (w takim przypadku transformator jest zastąpiony dwoma cewkami powietrznymi). Wzór (II-6) na napięcie wyjściowe dla układu mostkowego (pełny mostek składający się z dwóch gałęzi tranzystorowych):

$$U_{wy} = 2 \cdot n \cdot D \cdot U_{we} \quad \forall D < 50\% \quad (\text{II-6})$$

Ograniczenie wartości współczynnika wypełnienia D jest identyczne jak w przypadku układu pół-mostkowego.

Kolejnym układem jest topologia DAB. Układ mocy składa się z dwóch mostków aktywnych oraz transformatora. Przekształtnik DAB zasługuje na szczególną uwagę ze względu na istotne zalety, takie jak:

- Możliwość dwukierunkowego przekazu energii,
- Izolacja strony pierwotnej oraz wtórnej,
- Praca obniżająca lub podwyższająca napięcie.

Wszystkie te zalety sprawiają, że układ DAB wybrano jako przekształtnik o dużym potencjale aplikacyjnym (opis zastosowania w rozdziale II.2). Układ został szczegółowo omówiony oraz opisany analitycznie w rozdziale III. Z pozostałych topologii warto również wspomnieć topologie typu push-pull oraz przekształtnik Weinberga. Układ Weinberga to zasilana źródłem prądowym topologia push-pull, która przekształca napięcie wyjściowe na wyższe lub niższe względem napięcia wejściowego. Może również zmienić polaryzację napięcia wyjściowego. Energia jest przekazywana na wyjście zarówno wtedy, gdy tranzystory przewodzą i nie przewodzą prądu.

II.1.3 Podsumowanie topologii DC-DC

Spośród wielu przedstawionych układów DC-DC, charakteryzujących się wskazanymi cechami wyróżniono jedną topologię, która posiada wymienione zalety (płynne sterowanie wartością napięcia, dwukierunkowy transfer energii i separacja galwaniczna obwodu mocy) oraz umożliwia zwiększenie sprawności swojego działania przez obwód rezonansowy. Topologia Dual Active Bridge wraz z modyfikacjami została głównym tematem rozważań w niniejszej rozprawie.

II.2 Zastosowanie topologii DAB w praktyce

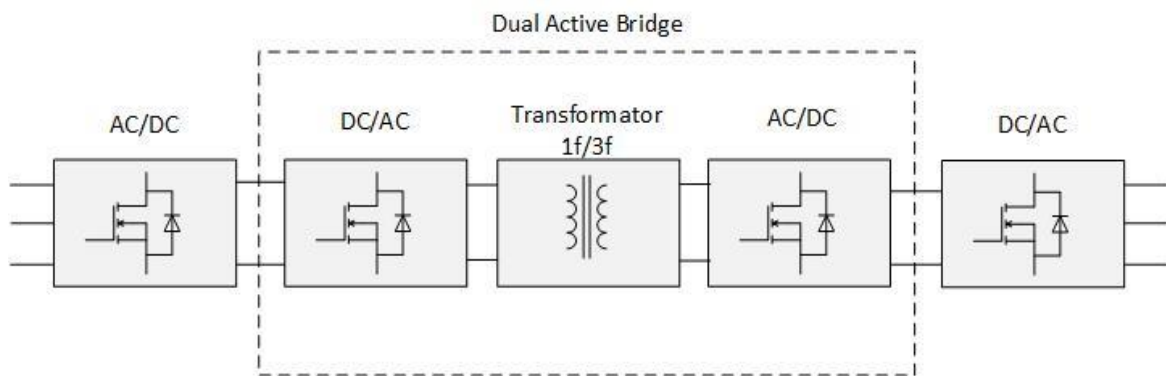
II.2.1 Transformator półprzewodnikowy

Rozwój technologii łączników energoelektronicznych powoduje również wzrost zainteresowania w różnych branżach przemysłu. W układach wysokiego napięcia również można zastosować łączniki mocy [II.11]. Przykładem może być zastąpienie klasycznego transformatora, zbudowanego z miedzi i żelaza poprzez transformator półprzewodnikowy. Transformator półprzewodnikowy SST (ang. Solid State Transformer) to wielofunkcyjny system przetwarzający energię elektryczną, złożony z układów energoelektronicznych (falownika AC-DC, przekształtnika DC-DC z transformatorem wysokiej częstotliwości oraz

falownika DC-AC), sprzęgający sieci o różnych parametrach napięcia przemiennego [II.15]. Transformator jest określany również pojęciami:

- inteligentny transformator (ang. Smart Transformer),
- transformator energoelektroniczny (ang. Power Electronics Transformer).

SST (Rysunek II-1) posiada liczne zalety w porównaniu do klasycznego transformatora. Izolowany przekształtnik DC-DC pozwala na dwukierunkowy transfer energii elektrycznej. Ponieważ izolowany przekształtnik posiada transformator, to nasuwa się pytanie, co zyskujemy w tym rozwiązaniu. Otóż transformator wysokiej częstotliwości jest dużo mniejszy od klasycznego transformatora energetycznego [II.8]. Powierzchnia przekroju transformatora jest odwrotnie proporcjonalna do częstotliwości.



Rysunek II-1 Schemat blokowy transformatora półprzewodnikowego.

Obserwując rynek energoelektroniki można się spodziewać spadku ceny SST w przyszłości. Pomiar wartości napięcia oraz prądów w przekształtniku pozwala na sterowanie układem oraz jego diagnostykę podczas pracy [II.1]. Mimo iż SST mają pełną kontrolę nad parametrami elektrycznymi, takimi jak napięcie i prąd (zapewnione przez układ sterowania), to są podatne na awarie, takie jak:

- awarie półprzewodników,
- błędy czujników pomiarowych i algorytmu sterowania,
- przepięcia łączeniowe oraz przepięcia piorunowe.

II.2.2 Podsumowanie

Dwukierunkowy transfer energii, izolacja galwaniczna oraz potencjał aplikacji przekształtnika (łączenie dwóch źródeł DC-DC lub AC-AC jak SST) izolowanego typu DAB (co przedstawiono w podrozdziale) sprawia, że wszystkie badania pod kątem podwyższenia sprawności oraz optymalizacji

topologii pod kątem wielkości lub ceny są istotne dla rozwoju energoelektroniki w sektorach przemysłowych oraz niekomercyjnych.

II.3 Literatura do rozdziału II

[II.1] A. Al-Hafri, H. Ali, A. Ghias and Q. Nasir, "Transformer-less based solid state transformer for intelligent power management," 2016 5th International Conference on Electronic Devices, Systems and Applications.

[II.2] E. Babaei, O. Abbasi, S. Sakhavati, "An overview of different topologies of multi-port dc/dc converters for dc renewable energy source applications," 2016 13th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), Chiang Mai, 2016, pp. 1-6, doi: 10.1109/ECTICon.2016.7561420.

[II.3] R. Barlik, M. Nowak, "Energoelektronika Elementy Podzespoły Układy", Warszawa 2006, ISBN: 9788378140627.

[II.4] D. M. Bellur, M. K. Kazimierczuk, "DC-DC converters for electric vehicle applications," 2007 Electrical Insulation Conference and Electrical Manufacturing Expo, Nashville, TN, 2007, pp. 286-293, doi: 10.1109/EEIC.2007.4562633.

[II.5] M. Chojowski, R. Stala, A. Mondzik, A. Penczek, "SiC-Based Magnetic-less DC-DC Converter With Wide Temperature Range Operation" *Przegląd Elektrotechniczny* 2021.

[II.6] W. Do, S. Kittipanyangam and K. Eguchi, "Comparative analysis on three types of switched-capacitor DC-DC converters," 2017 14th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), Phuket, 2017, pp. 310-313, doi: 10.1109/ECTICon.2017.8096235.

[II.7] M. Kazimierczuk, D. Czarkowski, "Resonant Power Converters", Wiley 2 edition 2011, ISBN-13: 978-0470905388 / ISBN-10: 0470905387.

[II.8] N. Kimura and T. Morizane, "Middle Frequency Transformer Investigation for Solid-State Transformer," 2018 International Conference on Smart Grid (icSmartGrid), Nagasaki, Japan, 2018, pp. 107-112, doi: 10.1109/ISGWCP.2018.8634561.

[II.9] N. Kondrath, "Bidirectional DC-DC converter topologies and control strategies for interfacing energy storage systems in microgrids: An overview," 2017 IEEE International Conference on Smart Energy Grid Engineering (SEGE), Oshawa, ON, 2017, pp. 341-345, doi: 10.1109/SEGE.2017.8052822.

[II.10] J. D. Páez, D. Frey, J. Maneiro, S. Bacha and P. Dworakowski, "Overview of DC-DC Converters Dedicated to HVdc Grids," in *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 34, no. 1, pp. 119-128, Feb. 2019, doi: 10.1109/TPWRD.2018.2846408.

[II.11] S. Piróg, "Energoelektronika: Układy o Komutacji Sieciowej i o Komutacji Twardej", Kraków 2006, ISBN: 83-7464-034-0.

[II.12] S. Piróg i inni, "Multicell DC/DC Converter with DSP/CPLD Control. Practical Results," 2006 12th International Power Electronics and Motion Control Conference, Portoroz, 2006, pp. 677-682, doi: 10.1109/EPEPEMC.2006.4778479.

[II.13] M. Richter, S. Zinser and H. Kabza, "Comparison of eco and time efficient routing of ICEVs, BEVs and PHEVs in inner city traffic," 2012 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, Seoul, 2012, pp. 1165-1169, doi: 10.1109/VPPC.2012.6422511.

[II.14] F. M. Shakeel and O. P. Malik, "Vehicle-To-Grid Technology in a Micro-grid Using DC Fast Charging Architecture," 2019 IEEE Canadian Conference of Electrical and Computer Engineering (CCECE), Edmonton, AB, Canada, 2019, pp. 1-4, doi: 10.1109/CCECE.2019.8861592.

[II.15] X. She and A. Huang, "Solid state transformer in the future smart electrical system," 2013 IEEE Power & Energy Society General Meeting, Vancouver, BC, 2013, pp. 1-5, doi: 10.1109/PESMG.2013.6672768.

[II.16] Z. Waradzyn, R. Stala, A. Mondzik, A. Penczek, A. Skala and S. Pirog, "Efficiency Analysis of MOSFET-Based Air-Choke Resonant DC-DC Step-Up Switched-Capacitor Voltage Multipliers," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 64, no. 11, pp. 8728-8738, Nov. 2017, doi: 10.1109/TIE.2017.2698368.

[II.17] K. Wang, Y. Ma, P. Ding, R. Mu and R. Sun, "Operation Control Strategy for Photovoltaic/Battery Micro-Grid," 2018 China International Conference on Electricity Distribution (CICED), Tianjin, 2018, pp. 821-824, doi: 10.1109/CICED.2018.8592593.

[II.18] Materiały firmy Gan-Systems: "REFERENCE DESIGN: GS-EVM-CHG-65WQR-GS1 65W Type-C PD QR Charger Reference Design" : <https://gansystems.com/wp-content/uploads/2020/07/GS-EVB-ADP-65WQR-GS1-Tech-Manual-abridged.pdf>

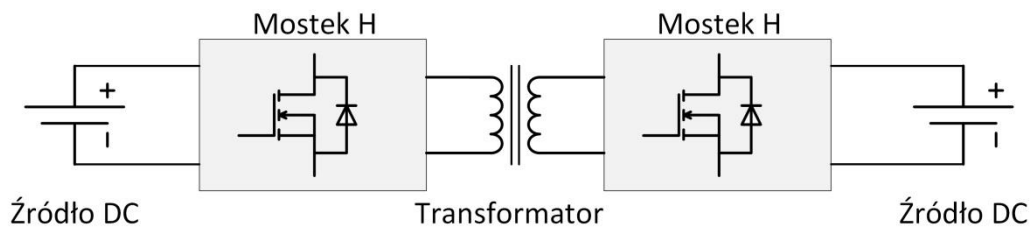
[II.19] Materiały firmy Texas Instruments: "LED Drivers for Automotive Exterior Applications (Rev. B)" : https://www.ti.com/lit/wp/slpy006b/slpy006b.pdf?ts=1604303194061&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fpower-management%252Fled-drivers%252Fautomotive-led-drivers%252Foverview.html

[II.20] Materiały firmy Texas Instruments: "Bidirectional DC-DC Converter Reference Design for 12-V/48-V Automotive Systems" : https://www.ti.com/lit/ug/tiducs2b/tiducs2b.pdf?ts=1604322730181&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Ftool%252FTIDA-01168

III Przekształtnik DUAL ACTIVE BRIDGE

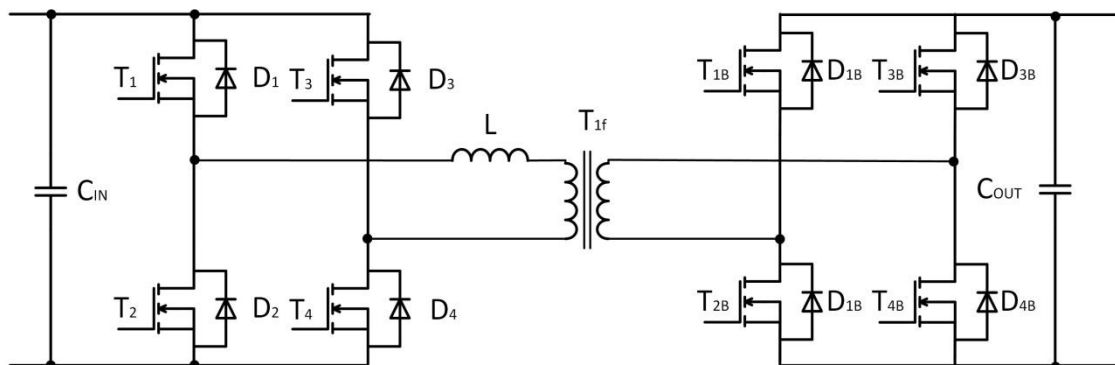
III.1 Topologia przekształtnika izolowanego do dwukierunkowego transferu energii elektrycznej

Izolowane dwukierunkowe konwertery DC-DC przedstawiono w ogólnej strukturze blokowej (Rysunek III-1). Układ składa się z dwóch bloków energoelektronicznych oraz transformatora [III.1]-[III.10]. Jeden przekształtnik ma na celu wytworzenie napięcia przemiennego, które jest transformowane do drugiego przekształtnika. Zapewniona jest galwaniczna separacja obwodów i poprzez przekładnię transformatora układ umożliwia skalowanie wartości napięcia. Napięcie na stronie wtórnej zostaje wyprostowane i przekazane do odbiornika.

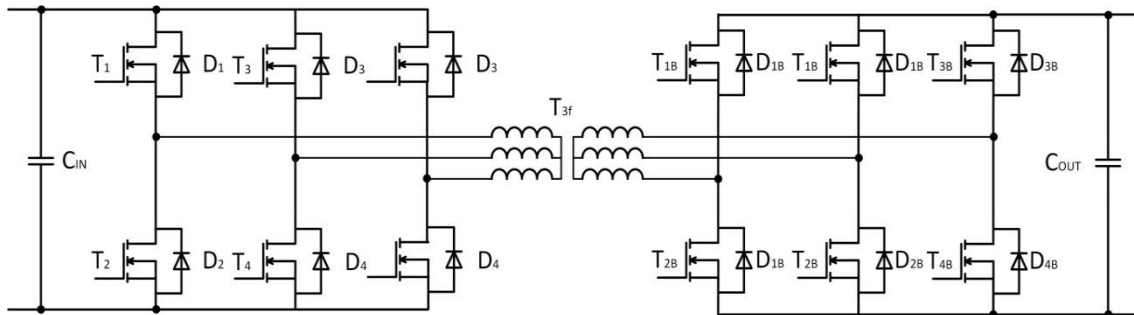


Rysunek III-1 Schemat blokowy izolowanego dwukierunkowego konwertera DC-DC.

Topologia przekształtnika do dwukierunkowego transferu energii składa się z dwóch mostków H oraz transformatora wysokiej częstotliwości. Ideowy schemat blokowy (z rysunku III-1) przedstawiono na rysunku III-2.



Rysunek III-2 Jednofazowa topologia DAB – schemat z niezbędnym opisem, wykorzystany w analizie topologii.



Rysunek III-3 Trójfazowa topologia DAB z falownikami dwupoziomowymi.

Topologia konwertera DAB (Rysunek III-2) jest uważana za najbardziej obiecującą pod względem sprawności przy dwukierunkowym układzie izolowanym [III.10]. Konwerter DAB zawiera dwa pełne mostkowe falowniki napięciowe, które mogą być jednofazowe lub trójfazowe (Rysunek III-3 - układ występuje również w wersji trójfazowej). Realizuje się również falownikami trójpoziomowymi typu NPC [III.5]. Układ zawiera stosunkowo mało elementów pasywnych, co należy uznać za zaletę. Dodatkowo układy o topologii DAB mogą być łączone równolegle, co jest istotne w przypadku urządzeń dużej mocy [III.5].

III.1.1 Analiza bezstratnego modelu

Działanie przekształtnika DAB wykazuje duże podobieństwo do działania klasycznego generatora synchronicznego pracującego na sieć elektroenergetyczną [III.10], z zasadniczą różnicą, dotyczącą kształtu napięcia w obwodzie. W klasycznym generatorze synchronicznym mamy napięcie o przebiegu sinusoidalnym. Falowniki w przekształtniku DAB to najczęściej dwupoziomowe inwertery, który na wyjściach generują napięcia prostokątne o regulowanej wartości przesunięcia względem siebie. Schemat (Rysunek III-4) pozwoli na analizę działania układu, przy założeniach że:

- wszystkie straty w układzie są pomijane,
- pojemności pasożytnicze zarówno źródła oraz elementów magnetycznych są pominięte,
- częstotliwość impulsowania jest stała i wynosi f_s ,
- wartość indukcyjności dławika oraz transformatora jest stała,
- źródła napięcia nie wykazują wahań napięcia, mają zerową rezystancję wewnętrzną oraz mają nieskończoną moc.

Jeżeli przyjąć, że tranzystory w mostku są załączane naprzemiennie w gałęziach mostka, to wówczas wartość napięcia na zaciskach wyjściowych mostka dwupoziomowego dana jest zależnością:

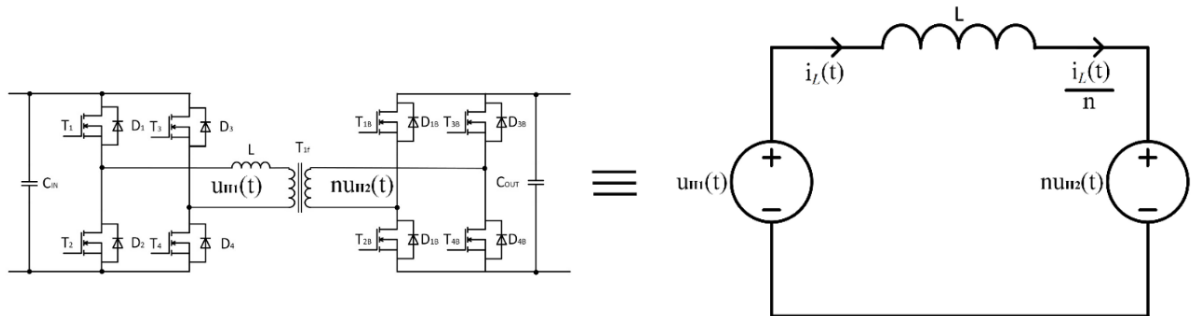
$$u_{H1}(t) = \begin{cases} +U_1 : T_1 T_4 \text{ załączone} \\ 0 : \text{czas martwy} \\ -U_1 : T_3 T_2 \text{ załączone} \end{cases} \quad (\text{III-1})$$

Oraz dla drugiego mostka typu H:

$$u_{H2}(t) = \begin{cases} +U_2 : T_{1B} T_{4B} \text{ załączone} \\ 0 : \text{czas martwy} \\ -U_2 : T_{3B} T_{2B} \text{ załączone} \end{cases} \quad (\text{III-2})$$

gdzie:

U_1, U_2 – napięcia zasilania w obwodach napięcia stałego w układzie DAB (na stronie pierwotnej oraz na stronie wtórnej).



Rysunek III-4 Uproszczony schemat przekształtnika DAB, przedstawiający ekwiwalentny obwód w stanie ustalonym – falownik napięcia zastąpiony przez ekwiwalentne źródło napięcia.

Napięcie na indukcyjności sprzęgającej L można zapisać w postaci czasowej jako:

$$\begin{aligned} u_L(t) &= u_{H1}(t) - nu_{H2}(t) \\ u_L(t) &\triangleq L \frac{di(t)}{dt} \end{aligned} \quad (\text{III-3})$$

Gdzie:

n – przekładnia zwojowa transformatora.

z (III-3) otrzymuje się wartość prądu indukcyjności sprzęgającej L :

$$i_L(t) = i_L(t_0) + \frac{1}{L} \int_{t_0}^{t+t_0} u_L(t) dt \quad (\text{III-4})$$

Oraz, jeżeli napięcie $U_L = \text{const}$, wtedy:

$$i_L(t) = i_L(t_0) + \frac{U_L}{L} t \quad (\text{III-5})$$

dla warunku początkowego prądu $i_L(t_0)$ w chwili t_0 . Z (III-5), otrzymuje się zależność na moce chwilowe źródeł (falowniki DAB):

$$p_{H1}(t) = u_{H1}(t) \cdot i_L(t) = U_{H1} [i_L(t_0) + \frac{U_L}{L} t] \quad (\text{III-6})$$

$$p_{H2}(t) = nu_{H2}(t) \cdot \frac{i_L(t)}{n} \quad (\text{III-7})$$

Moce średnie dane są wzorami (z definicji):

$$i_L(t) = i_L(t_0) + \frac{1}{L} \int_{t_0}^{t+t_0} u_L(t) dt =$$

$$P_1 \triangleq \frac{1}{T_S} \int_{t_0}^{t_0+T_S} p_{H1}(t) dt = \frac{1}{T_S} U_{H1} [i_L(t_0) \cdot t + \frac{U_L}{2L} \cdot t^2] \quad (\text{III-8})$$

$$P_2 \triangleq \frac{1}{T_S} \int_{t_0}^{t_0+T_S} p_{H2}(t) dt \quad (\text{III-9})$$

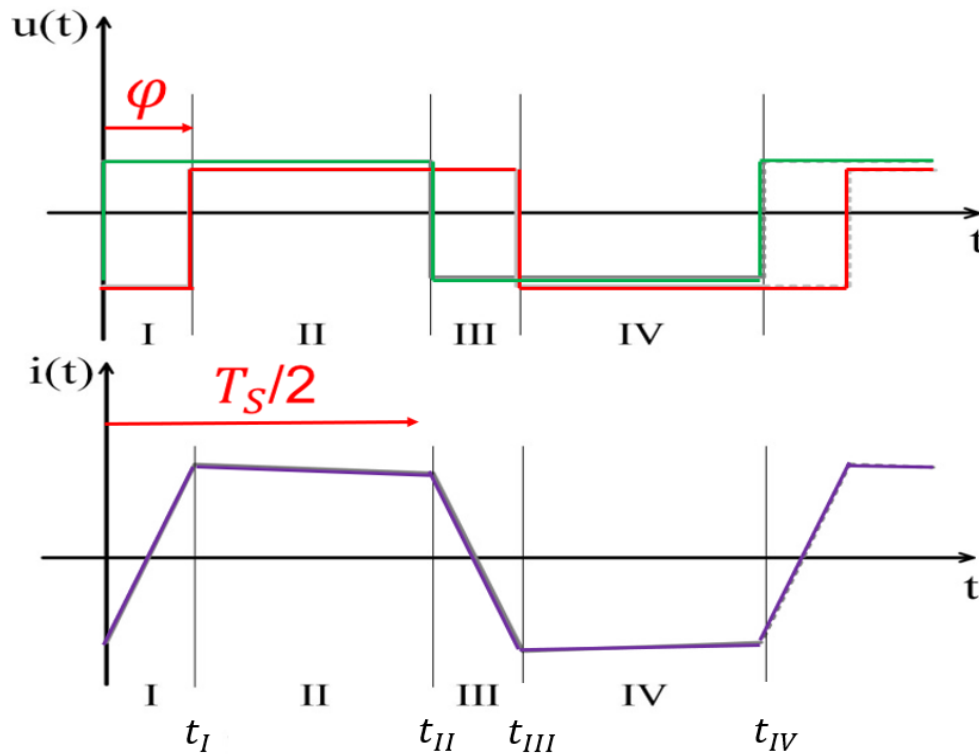
III.1.2 Sterowanie przesunięciem fazowym

Przesyłanie energii przez przekształtnik opiera się na przesunięciu napięć pomiędzy mostkami H (za pomocą przesunięcia w sygnale sterowania bramkowych). Różnica napięć na wyjściach mostka powoduje przepływ prądu przed dławik. Przesunięcie sygnałów bramkowych w mostkach pozwala na zmianę kierunku przesyłu energii oraz jej wartości. Wytwarzane są dwa napięcia o przebiegach prostokątnych, przesuniętych względem siebie o kąt φ . W konsekwencji różnice napięcia na stronie wtórnej oraz pierwotnej transformatora spowodują przepływ prądu pomiędzy źródłami przez indukcyjność obwodu L . Wartość indukcyjności rozproszenie transformatora będzie miała istotne znaczenie na szybkości narastania prądu $i_L(t)$ i w efekcie na przesyłanie energii między mostkami [III.4]. Modułacja kąta przesunięcia SPS (z ang. Signle Phase Shift) bazuje na przesunięciu napięć względem siebie na stronie wtórnej oraz pierwotnej transformatora. Przesunięcie między źródłami jest wyrażone w postaci kąta φ lub czasu odniesionego do okresu impulsowania (T_S), wtedy:

$$T_\varphi = \varphi \frac{T_S}{2\pi} \quad (\text{III-10})$$

Współczynnik wypełnienia impulsu pozostaje stały (równy 50%), tak jak częstotliwość impulsowania. Rysunek III-5 przedstawiono przebiegi napięcia na

zaciskach mostka (przesunięte o kąt przesunięcia sygnałów sterowania między mostkami φ) oraz prąd dławika (rysunek III-2). Przebieg napięcie na dławiku oraz prąd dławika podzielono na etapy od I do IV (Rysunek III-5). Wszystkie etapy stanowią jeden okres przełączeń w układzie DAB. Do wyznaczenia prądu w każdym z przedziałów wykorzystano wzór (III-5) na napięcie (model bezstratny).



Rysunek III-5 Przebiegi napięć mostków (strony pierwotnej i wtórnej) oraz prąd indukcyjności L w obwodzie.

I: Prąd indukcyjności L dla ($0 < t < t_I \wedge t_I = T_\varphi$):

$$i_L(t) = i_L(0) + \frac{(U_1 + nU_2)t}{L} \quad (\text{III-11})$$

II: Prąd indukcyjności L dla ($t_I < t < t_{II}$):

$$i_L(t) = i_L(t_I) + \frac{(U_1 - nU_2)(t - t_I)}{L} \wedge t_I = T_\varphi \quad (\text{III-12})$$

III: Prąd indukcyjności L dla ($t_{II} < t < t_{III}$):

$$i_L(t) = i_L(t_{II}) + \frac{(-U_1 - nU_2)(t - t_{II})}{L} \wedge t_{II} = T_S/2 \quad (\text{III-13})$$

IV: Prąd indukcyjności L dla ($t_{III} < t < t_{IV} \wedge t_{IV} = T_S$):

$$i_L(t) = i_L(t_{III}) + \frac{(-U_1 + nU_2)(t - t_{III})}{L} \wedge t_{III} = \frac{T_S}{2} + T_\varphi \quad (\text{III-14})$$

Analizując przebieg prądu (Rysunek III-5) oraz równania prądu (III-11)-(III-14) można wywnioskować, że przebieg powtarza się co $\frac{T_S}{2}$, lecz z przeciwnym znakiem. Analizując wartość energii przesyłaną (III-6 oraz III-7) przez źródło dla półokresu (etap I oraz II) otrzymujemy zależność:

$$(P_2 \triangleq P_1 = P) \wedge P = \frac{1}{T_S} \int_{t_0}^{t_0+T_S} p_{H1}(t) dt = \frac{1}{T_S} \int_{t_0}^{t_0+T_S} p_{H2}(t) dt \quad (\text{III-15})$$

Napięcie $u_{H1}(t)$ w I oraz II interwale czasowym jest stałe i ma wartość U_1 dlatego można zapisać:

$$P = \frac{2U_1}{T_S} \int_0^{T_S/2} i_L(t) dt \quad (\text{III-16})$$

Całkując przebieg prądu (III-11) i (III-12) po czasie z uwzględnieniem zerowego warunku dla prądu w chwili t_0 równej:

$$i_L(t_0) = -i_L\left(\frac{T_S}{2}\right) \wedge i_L(0) = \frac{\pi(nU_2 - U_1) - 2\varphi U_2}{4\pi f_s L} \quad (\text{III-17})$$

Otrzymano zależność mocy od kąta φ w następującej postaci:

$$P = nU_1U_2 \frac{\varphi \cdot (\pi - |\varphi|)}{2\pi^2 L f_s} \quad (\text{III-18})$$

Maksymalną wartość mocy, otrzymuje się gdy dla zerowania się pochodnej funkcji P (III-18):

$$|P_{max}| = \frac{dP}{d\varphi} \quad (\text{III-19})$$

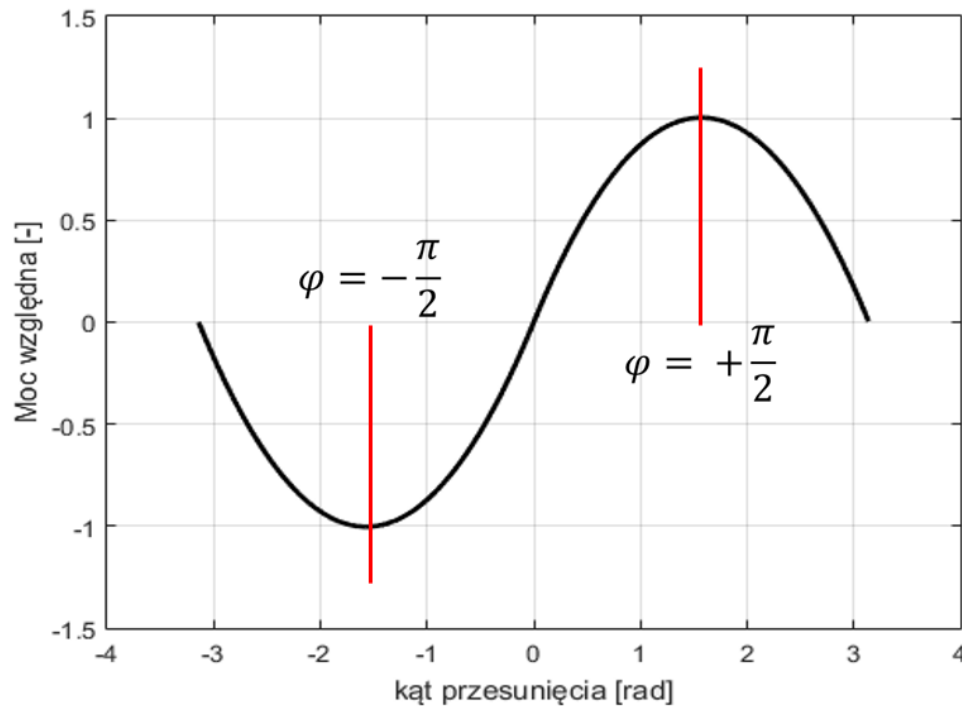
Ostatecznie:

$$\varphi = \pm \frac{\pi}{2} \Rightarrow P_{max} = n \frac{U_1 U_2}{8L f_s} \quad (\text{III-20})$$

Stosunek mocy P oraz P_{max} można przedstawić jako moc względną, w postaci:

$$P_w = \frac{P}{P_{max}} = \frac{4}{\pi^2} \varphi (\pi - |\varphi|) \quad (\text{III-21})$$

Wartość względnej mocy transferowanej została wykreślona w funkcji kąta przesunięcia (Rysunek III-6) na podstawie (III-21).



Rysunek III-6 Przesyłana moc względna P/P_{max} w funkcji kąta przesunięcia dla przedziału $-\pi < \varphi < \pi$.

Z równania na wartość maksymalną mocy (III-20) wynika że:

- 1) Zwiększenie maksymalnej mocy P_{max} (III-20) może nastąpić poprzez zmianę napięcia zasilania układu DAB, jest to jednak sposób niewskazany, gdyż zasilanie jest często narzucone przez odbiornik energii.
- 2) Innym sposobem jest zmiana przekładni transformatora wysokiej częstotliwości. Transformator jest dobierany w etapie projektowym i może być stosunkowo łatwo zamieniony na inny, ale jego parametry są stałe i nie ma praktycznej możliwości ich płynnej zmiany.
- 3) Częstotliwość taktowania jest związana z zaprojektowanym transformatorem oraz dobranymi łącznikami energoelektronicznymi, dlatego zmiana tego parametru może mieć negatywne skutki. Np. zwiększenie częstotliwości spowoduje wzrost strat w tranzystorach oraz transformatorze.
- 4) Ostatnim elementem wzoru (III-20) jest indukcyjność obwodu dławika i transformatora. Ta indukcyjności może pochodzić z samego transformatora lub dodatkowego dławika, który pozwoli na odpowiednią zmianę

maksymalnej mocy transferu. Kluczowym parametrem jest wartość indukcyjności, która musi być właściwie dobrana.

III.1.3 Praca podwyższająca (boost) oraz obniżająca napięcie (buck) układu Dual Active Bridge

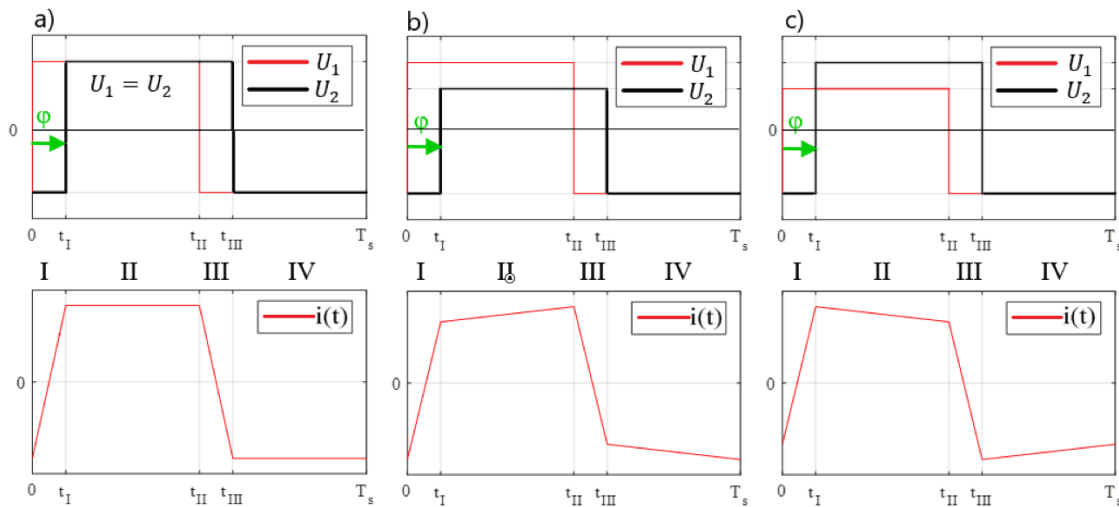
W zależności od wartości prądu obciążenia można wyróżnić dwa stany pracy układu DAB przy założeniu, że kąt przesunięcia zmienia się w granicach od $0 < \varphi < \pi$. Gdy wartości napięcia są równe ($U_1 = U_2$), energia również jest przesyłana i określa się taki stan jako praca z symetrycznymi źródłami. W przypadku gdy spełnimy nierówności:

$$U_1 > U_2 \wedge P > 0 \quad (\text{III-22})$$

wtedy określa się ten stan jako praca obniżająca napięcie, czyli typu buck. Jeżeli natomiast spełnione zostaną nierówności (napięcie U_2 powyżej U_1):

$$U_2 > U_1 \wedge P > 0 \quad (\text{III-23})$$

układ pracuje jako boost. Wszystkie możliwości zostały przedstawione na rysunku poglądowym (Rysunek III-7), dla przesunięcia z przedziału $0 < \varphi < \pi$.



Rysunek III-7 Przebiegi napięcia na wyjściu mostków oraz prąd dławika dla trzech stanów pracy (stan pracy dla równych napięć – a), b) buck, c) boost) oraz kąta przesunięcia $0 < \varphi < \pi$.

Praca dla przesyłanej energii dla stanów pracy buck, boost oraz dla pracy symetrycznych źródeł występują również przy transferze w drugim kierunku. W przypadku odwrotnego transferu energii $-\pi < \varphi < 0$, nierówności, która należy spełnić aby DAB pracował w trybie buck są następujące:

$$U_1 < U_2 \wedge P < 0 \quad (\text{III-24})$$

Praca podwyższająca dla przeciwnego transferu energii będzie występować gdy spełniona będzie nierówność:

$$U_1 > U_2 \wedge P < 0 \quad (\text{III-25})$$

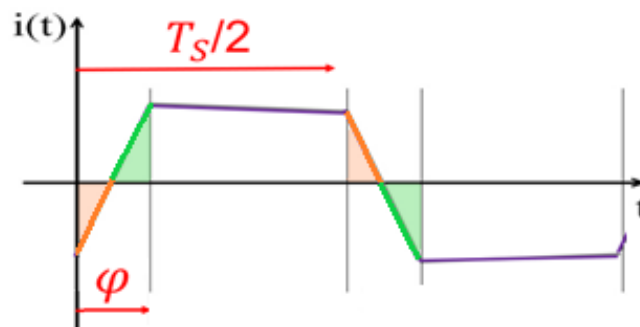
W przypadku gdy energia na wyjściu układu nie będzie mogła być odebrana przez odbiornik, układ przejdzie z pracy obniżającej napięcie do pracy podwyższającej.

$$P > P_{odb} \wedge P_{odb} = U_{odb} I_{odb} \quad (\text{III-26})$$

Taki stan pracy występuje gdy układ będzie eksploatowany z wykorzystaniem jednego źródła napięcia i aktywnego lub pasywnego obciążenia.

III.1.4 Wpływ zmiany wartości współczynnika wypełnienia impulsów

Przesył energii w układzie Dual Active Bridge jest najczęściej realizowany ze współczynnikiem wypełnienia impulsów równym 50%. Jednak w literaturze podawane są przykłady zmiany współczynnika wypełnienia impulsów. Korekta współczynnika wypełnienia będzie skutkować zmianą kształtu przebiegu prądu. W przypadku zmniejszenia współczynnika impulsów ($D < 50\%$), prąd będzie miał kształt zmierny do trójkątnego (nie trapezoidalny). Głównym tematem prac badawczych, które uwzględniają zmienny współczynnik wypełnienia jest minimalizacja prądu cyrkulującego [III.10]. Prąd cyrkulujący, czyli prąd przepływający w układzie i nie uczestniczący w transferze energii do odbiornika przedstawiono (Rysunek III-8) wraz z obszarem jego kompensacji [III.5].



Rysunek III-8 Obszar występowania prądu cyrkulującego zaznaczono kolorem pomarańczowy.

W obszarze zielonym, prąd przepływa w układzie aby skompensować energię wytworzoną przez prąd cyrkulujący.

Prąd cyrkulujący nie uczestniczy w wymianie energii, a przepływa przez układ, co powoduje straty. Poza metodami wykorzystującymi zmianę współczynnika wypełnienia z 50% na wartość z zakresu od 0 do 50% można

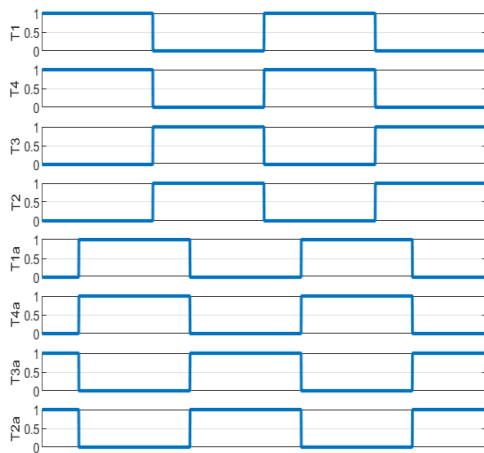
również wykorzystać inne metody sterowania przesunięciem w celu minimalizacji wartości tego prądu [III.9].

III.2 Przegląd metod sterowania przesunięciem fazowym pomiędzy przekształtnikami w układzie DAB

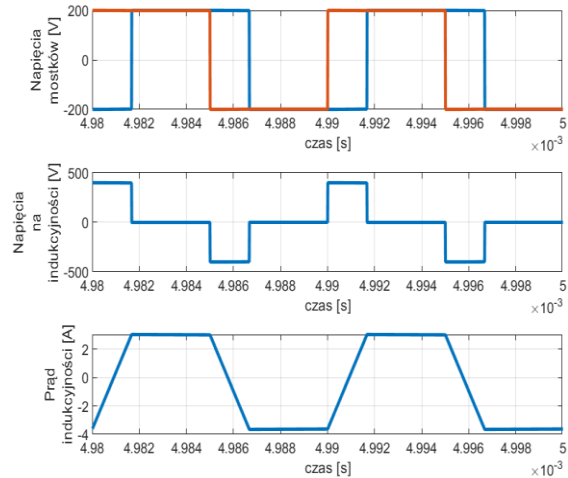
III.2.1 Metody generacji impulsów bramkowych (symulacje)

W podrozdziale opisano wybrane metody sterowania przekształtnika DAB.

- 1) Single Phase Shift (SPS) jest najczęściej stosowaną metodą sterowania DAB. Impulsy sterujące tranzystorami są generowane ze stałym współczynnikiem wypełnienia $D = 1/2$ (50%). Regulacja przepływu energii odbywa się przez zmianę kąta przesunięcia φ pomiędzy impulsami sterującymi strony pierwotnej i wtórnej (rysunek III-9). Efektem jest różne napięcie chwilowe na indukcyjności L w obwodzie (rysunek III-10), dla identycznych wartości napięć na wejściu i wyjściu przekształtnika.



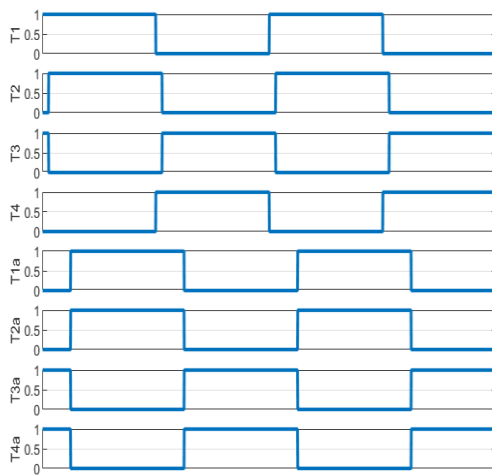
Rysunek III-9 Sygnały sterujące dla sterowania SPS – pojedyncze przesunięcie między mostkami dla $\varphi = 60^\circ$. Częstotliwość przełączeń tranzystorów równa 100 kHz.



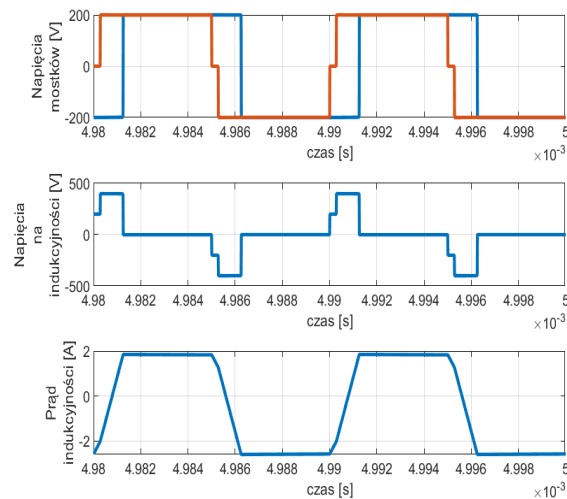
Rysunek III-10 Sterowanie SPS – jedno przesunięcie w mostkach dla napięć źródeł o wartości 200V oraz indukcyjność rozproszenia transformatora 200 μH .

Zaletą sterowania SPS jest prosta implementacja w układzie cyfrowym. Sterowanie SPS pozwala na uzyskanie największej transformowanej energii, ze wszystkich metod sterowania. Oznacza to, że moc względna przedstawiona na rysunku III-6 dla innych sterowań jest mniejsza lub równa wartości P_w (Rysunek III-6).

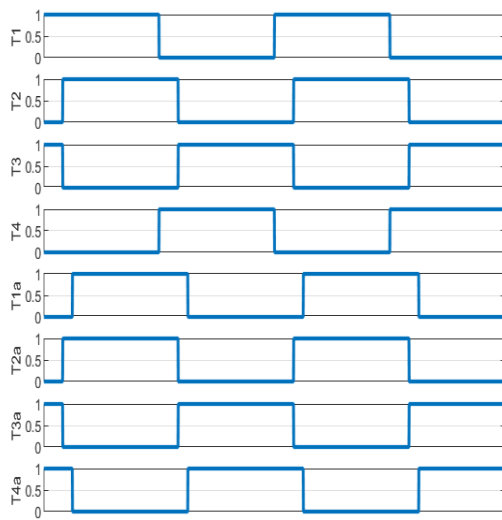
- 2) Extended Phase Shift (EPS), która wykorzystuje przesunięcie między sygnałami obu mostków, tak jak w SPS. Jednak dodatkowo wprowadza przesunięcie w jednej parze impulsów w jednym mostku H (rysunek III-11). Wewnątrz przesunięcie między impulsami mostka powodują, że napięcie zmienne na zaciskach wyjściowych jednego mostka H staje się trójpoziomowym przebiegiem i przyjmuje wartości $+U$, 0 oraz $-U$, podczas gdy na wyjściu drugiego mostka otrzymujemy dwupoziomowy sygnał prostokątny ($+U$, $-U$). Współczynnik wypełnienia impulsów również pozostaje stały i wynosi 50%. Dodatkowy poziom napięcia powoduje łagodniejszy proces narastania prądu w indukcyjności (rysunek III-12).



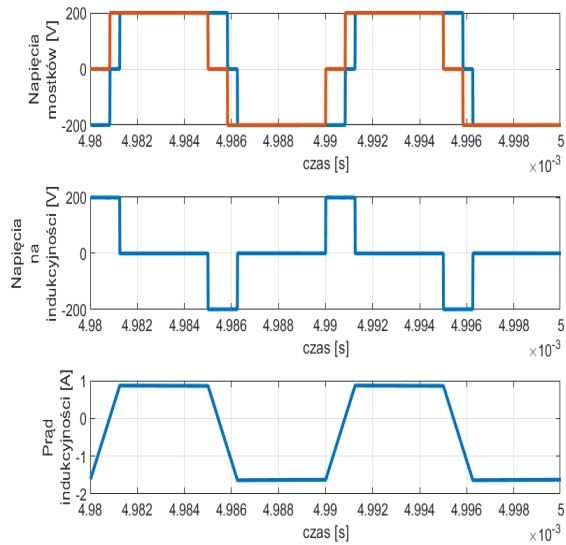
Rysunek III-11 Impulsy sterujące dla sterowania EPS – dodatkowe przesunięcie dla impulsu tranzystora T2. Kąt przesunięcia między mostkami $\varphi = 45^\circ$ oraz dodatkowe wewnątrz przesunięcie $\varphi_e = 10^\circ$.



Rysunek III-12 Sterowanie EPS – dodatkowe przesunięcie wewnątrz jednego mostka dla napięć źródeł o wartości 200V oraz indukcyjność rozproszenia transformatora 200 μH .

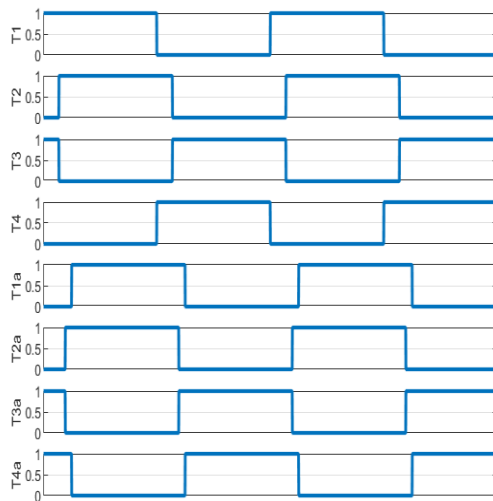


Rysunek III-13 Impulsy sterujące dla sterowania DPS. Kąt $\varphi = 45^\circ$ oraz dodatkowe wewnętrzne przesunięcie $\varphi_d = 30^\circ$.

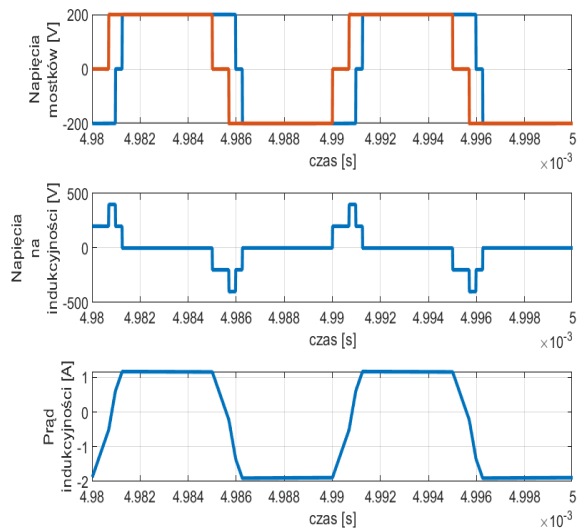


Rysunek III-14 Sterowanie DPS – dwa przesunięcia wewnętrzne o identycznej wartości dla napięć źródeł o wartości 200V.

- 3) Double Phase Shift (DPS). W sterowaniu DPS [III.10] tranzystory obu mostków są przełączane z wewnętrznymi przesunięciami fazowymi (rysunek III-13). Napięcia chwilowe na wyjściu falowników przy sterowaniu DPS mają kształt fali trójkątnej (+U, 0, -U), zarówno po pierwotnej jak i wtórnej stronie transformatora (rysunek III-14). Współczynnik przesunięcia fazowego między mostkami determinuje kierunek i wartość przepływu energii, podczas gdy wewnętrzny współczynnik przesunięcia fazowego jest używany do zmniejszenia prądu cyrkulującego. Dzięki tej metodzie pojawia się możliwość optymalizacji sterowania dla minimalizacji prądu cyrkulującego z zachowaniem funkcjonalności, czyli możliwości dwukierunkowego transferu energii.
- 4) Metoda Triple Phase Shift (TPS), która podobnie jak w przypadku sterowania DPS posiada zewnętrzne i wewnętrzne przesunięcie [III.10], jednak wewnętrzne współczynniki przesunięcia fazowego mogą być nierówne co do wartości (rysunek III-15 i rysunek III-16).



Rysunek III-15 Impulsy sterujące dla sterowania TPS. Kąt przesunięcia między mostkami $\varphi = 45^\circ$ oraz dodatkowe wewnętrzne przesunięcia $\varphi_{t1} = 25^\circ$ oraz $\varphi_{t2} = 35^\circ$.



Rysunek III-16 Sterowanie TPS – dwa przesunięcia wewnętrzne o różnej wartości dla napięć źródeł o wartości 200V oraz indukcyjność rozproszenia transformatora 200 μH .

Z punktu widzenia implementacji sterowania korzystne jest opracowanie algorytmu, który umożliwi realizację dowolnego przesunięcia fazowego, między mostkami. Opis implementacji w oparciu o liczniki cyfrowe przedstawiono w podrozdziale IV.5.2.

III.2.2 Analiza funkcji transferu energii między mostkami dla czterech podstawowych metod sterowania

Zakładając, że parametrami pozwalającymi na sterowanie mocą będą przesunięcia sygnałów PWM w gałęziach obu mostków (strona wtórna i pierwotna), otrzymuje się zapis dla Multi Phase Shift (MPS):

$$P_{MPS} = p(\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3) \quad (\text{III-27})$$

Następnie równanie (III-27) można przekształcić we wzór opisujący mocy z wieloma kątami przesunięcia, jako argumenty funkcji [III.8]:

$$P_{MPS} = \begin{cases} \frac{2P_{max}}{\pi} \cdot (-\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 - \varphi_1^2 - \varphi_2^2 - \varphi_3^2 + \varphi_1\varphi_2 + \varphi_1\varphi_3) \\ \quad \forall \varphi_1 \leq \varphi_2 \leq \varphi_3 \leq \pi \\ \frac{2P_{max}}{\pi} \cdot (-\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 - \varphi_3^2 - \varphi_1\varphi_2 + \varphi_1\varphi_3) \\ \quad \forall \varphi_2 \leq \varphi_1 \leq \varphi_3 \leq \pi \\ \frac{2P_{max}}{\pi} \cdot (-\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_1^2 - \varphi_1\varphi_2 - \varphi_1\varphi_3) \\ \quad \forall \varphi_2 \leq \varphi_3 \leq \varphi_1 \leq \pi \end{cases} \quad (III-28)$$

Dla szczególnych przypadków, można wyprowadzić wzory dla każdego ze sterowań zaproponowanych w rozdziale III.2.1. Sterowanie SPS (przesunięcie φ między mostkami) będzie występować gdy:

$$\begin{aligned} \varphi_1 = 0 \wedge \varphi_2 = \varphi_3 = \varphi &\Rightarrow P_{SPS} \\ P_{SPS} = p(\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3) &= p(\varphi) \end{aligned} \quad (III-29)$$

Dla przypadku spełniającego nierówności $\varphi_1 \leq \varphi_2 \leq \varphi_3 \leq \pi$, otrzymuje się:

$$\begin{aligned} P_{SPS} &= \frac{4P_{max}}{\pi} \cdot \varphi \cdot (1 - |\varphi|) = \frac{4P_{max}}{\pi^2} \cdot \varphi \cdot (\pi - |\varphi|) \\ &= \frac{nU_1U_2}{2\pi^2Lf_s} \cdot \varphi \cdot (\pi - |\varphi|) \end{aligned} \quad (III-30)$$

Wzór na transfer energii dla sterowania EPS, będzie posiadał dwa niezależne przesunięcia jest opisany przez zależność:

$$\begin{aligned} \varphi_1 \neq 0 \wedge \varphi_2 = \varphi_3 = \varphi &\Rightarrow P_{EPS} \\ P_{EPS} = p(\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3) &= p(\varphi, \varphi_1) \end{aligned} \quad (III-31)$$

dla przypadku spełniającego nierówność $\varphi_1 \leq \varphi \leq \pi$, gdy wewnętrzne przesunięcie w jednym mostku jest mniejsze od przesunięcie między mostkami:

$$P_{EPS} = \frac{2P_{max}}{\pi} \cdot (-\varphi_1^2 + 2\varphi_1\varphi - \varphi_1 - 2\varphi^2 + 2\varphi) \quad (III-32)$$

Kolejny rozpatrywany przypadek dotyczy sterowania DPS, czyli dwóch identycznych wewnętrznych przesunięć między gałęziami mostków:

$$\begin{aligned} \varphi_1 = \varphi_0 \wedge \varphi_2 = \varphi \wedge \varphi_3 = \varphi_2 + \varphi_1 &\Rightarrow P_{DPS} \\ P_{DPS} = p(\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3) \end{aligned} \quad (III-33)$$

Gdzie:

φ_0 - wewnętrzne przesunięcie w mostku.

dla przypadku nierówność $\varphi_1 \leq \varphi_2 \leq \varphi_3 \leq \pi$, otrzymujemy:

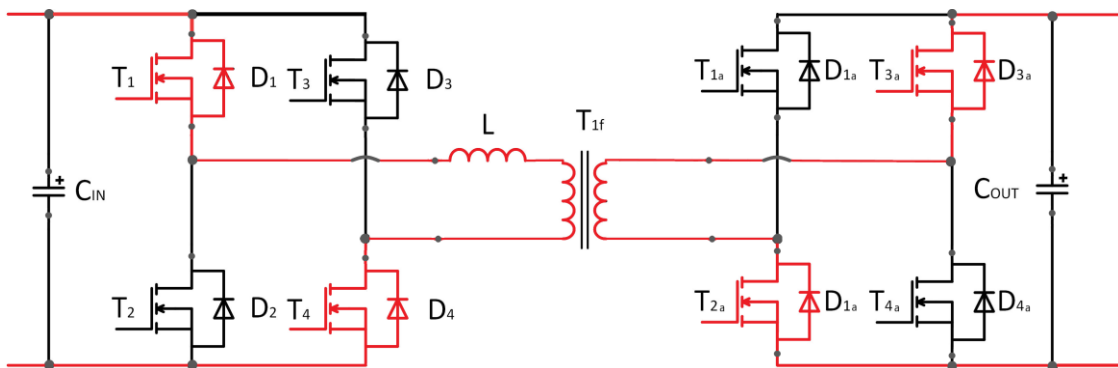
$$P_{DPS} = \frac{2P_{max}}{\pi} \cdot (2\varphi_2 \cdot (1 - \varphi_2) - \varphi_1^2) = \frac{4P_{max}}{\pi} \cdot \left(\varphi_2 \cdot (1 - \varphi_2) - \frac{\varphi_1^2}{2} \right) \quad (III-34)$$

$$= \frac{nU_1U_2}{2\pi Lf_s} \cdot \left(\varphi_2 \cdot (1 - \varphi_2) - \frac{\varphi_1^2}{2} \right)$$

III.3 Analiza przepływu prądu w stanie ustalonym

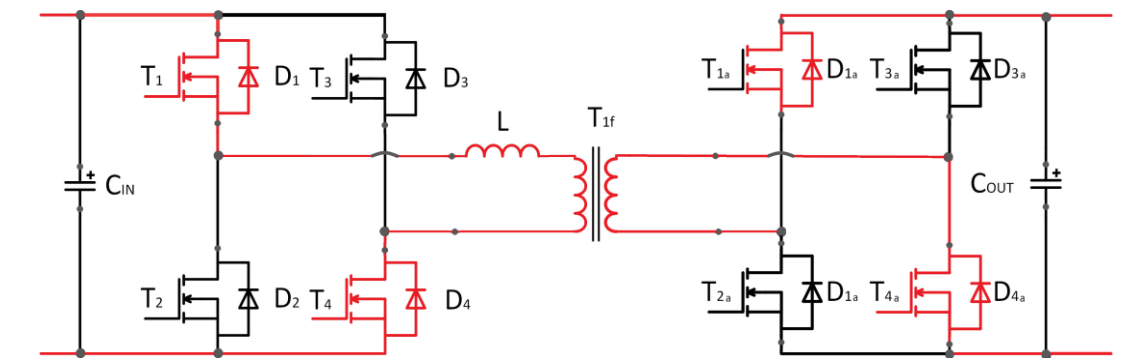
Do wykonania analizy pracy układu w stanie ustalonym przyjęto, że w mostku jednofazowym łączniki energoelektroniczne są sterowane z jednym przesunięciem, według metody SPS. W takim przypadku pracę przekształtnika DAB można podzielić na cztery przedziały w oparciu o przebieg prądu i kąt przesunięcia między napięciami na stronie pierwotnej i na wtórnej transformatora (Rysunek III-5). Przedziały są następujące:

I: Podczas pierwszego cyklu pracy przebieg prądu dławika L w przedziale, przyjmuje zarówno wartość dodatnią jak i ujemną. W tym czasie tranzystory T₁ i T₄ w mostku na stronie pierwotnej transformatora przewodzą oraz tranzystory T_{3a} i T_{2a} są załączone w obwodzie na stronie wtórnej (Rysunek III-17). Prąd z ujemnej wartości zmienia znak i zaczyna płynąć przez diody łączkowe. W tranzystorach przepływa prąd, który zmienia znak.



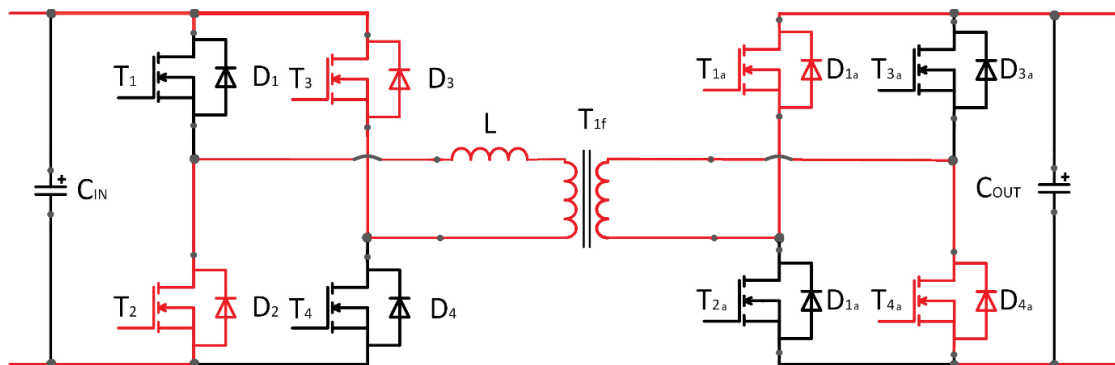
Rysunek III-17 Analiza kierunku przepływu prądu przez układ w I etapie.

II: Impulsy T₁ i T₄ pozostają w stanie wysokim. Etap następuje w chwili, gdy przesunięte impulsy załączają tranzystory w mostku na stronie wtórnej T_{1a} i T_{4a}. Prąd przyjmuje tylko wartość dodatnią (Rysunek III-18).



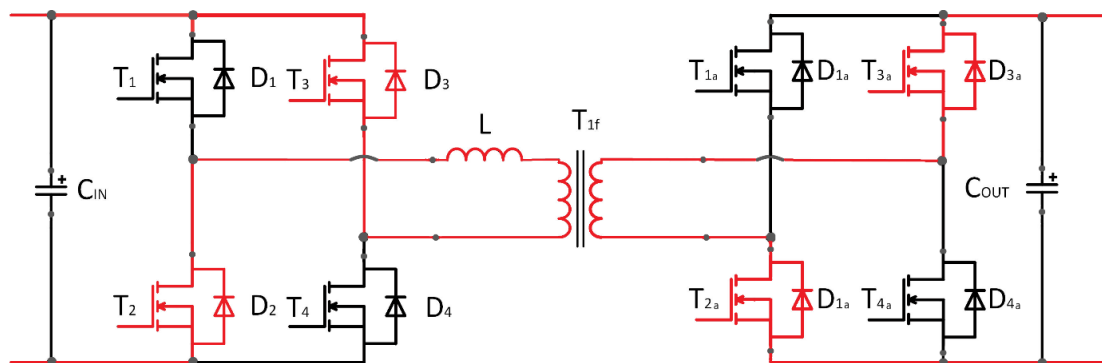
Rysunek III-18 Analiza kierunku przepływu prądu przez układ w II etapie.

III: Etap, dla którego prąd dławika zmienia swój znak, czyli zmienia się kierunek przepływu prądu $i_L(t)$ w układzie. Tranzystory T_{1a} oraz T_{4a} dalej przewodzą jak w poprzednim stanie, lecz nowa para tranzystorów T_3 oraz T_2 , zaczynają przewodzić. W konsekwencji powstaje obwód z zaznaczonym przepływem prądu (Rysunek III-19).



Rysunek III-19 Analiza kierunku przepływu prądu przez układ w III etapie.

IV: Tranzystory w mostku na stronie wtórej zostają wyłączane i kolejna para zaczyna przewodzić T_{3a} oraz T_{2a} . Prąd $i_L(t)$ nie zmienia swojego kierunku w tym przedziale (Rysunek III-20). Po zakończeniu etapu IV, całość powtarza się i zaczyna się znowu I etap pracy.



Rysunek III-20 Analiza kierunku przepływu prądu przez układ w IV etapie.

Wartość chwilowa prądu w postaci funkcji zależnej od czasu została opisana przez równania (III-11)-(III-14). Wartość prądu przepływającego przez mostki aktywne w układzie Dual Active Bridge w sterowanie SPS [III.5] można opisać przez równania (dla mostka na stronie pierwotnej transformator):

$$I_{H1} = \frac{U_1}{2\pi f_s L} \cdot \left(2\varphi \cdot \left(n \cdot \frac{U_2}{U_1} \right) + \pi \cdot \left(1 - n \frac{U_2}{U_1} \right) \right) \quad (\text{III-35})$$

oraz mostka na stronie wtórej dla sterowania SPS:

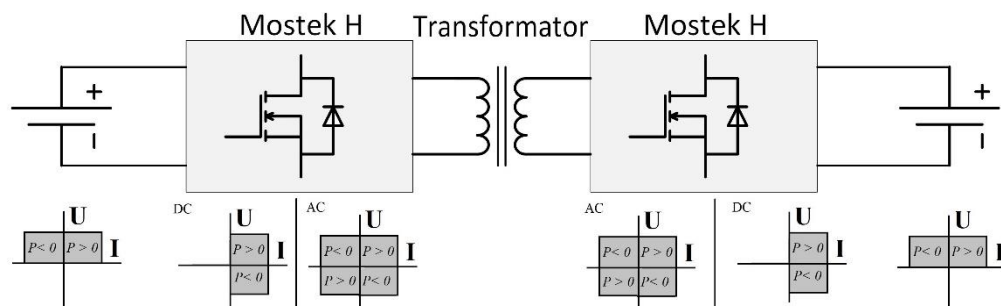
$$I_{H2} = \frac{U_1}{2\pi f_s L} \cdot \left(2 \cdot \varphi + \pi \cdot \left(n \cdot \frac{U_2}{U_1} - 1 \right) \right) \quad (\text{III-36})$$

III.4 Wpływ czasu martwego na działanie układu DAB

Analiza pracy przekształtnika DC-DC nie uwzględniała czasu martwego. W rzeczywistym układzie czas martwy jest konieczny do uniknięcia zwarcia gałęzi dwupoziomowego mostka H. Dodatkowo należy zauważyć, że prąd indukcyjności podczas zmiany stanu tranzystorów, zmienia swój znak i w konsekwencji pojawia się możliwość miękkiego przełączania. W rozdziale V dokładnie opisano to zjawisko. Niestety, zbyt krótki czas martwy może spowodować odwrócenie polaryzacji napięcia podczas wyłączenia [III.10]. W takiej sytuacji sprawność układu spadnie.

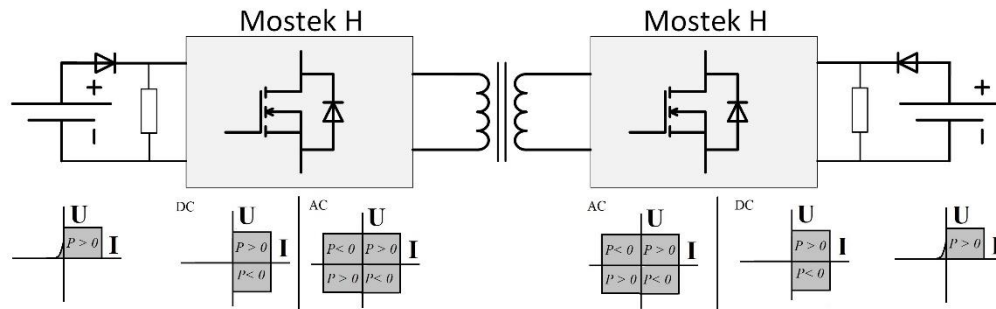
III.5 Wybrane koncepcje układów testowych dla przekształtnika DAB przy dwukierunkowym transferze energii

Układ DAB pracuje z dwoma źródłami napięcia, co pozwala na prostą analizę właściwości takiego układu. Połączenie przekształtnika z dwoma źródłami energii jest możliwe do testowania układu i sprawdzenie możliwości dwukierunkowego transferu energii (Rysunek III-21).



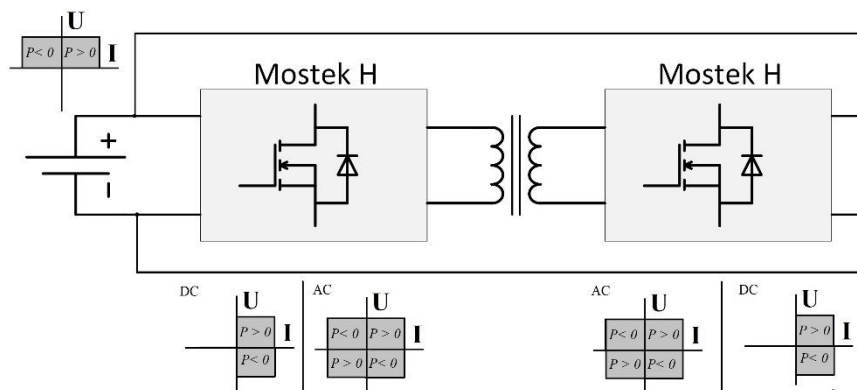
Rysunek III-21 Koncepcja testu układu Dual Active Bridge z dwoma źródłami dwukierunkowymi – charakterystyki $U = f(I)$ dla źródła wejściowego oraz strony AC mostka.

Na rysunku III-21, przedstawiono układ wymagający dwóch źródeł z możliwością odbioru energii (tzw. dwukierunkowych). Jeżeli nie można wykorzystać źródeł dwukierunkowych. Wówczas możliwe jest zastosowanie układu ze źródłami jednokierunkowymi połączonymi z diodami prostowniczymi, równoległe do obciążającego rezystora (Rysunek III-22).



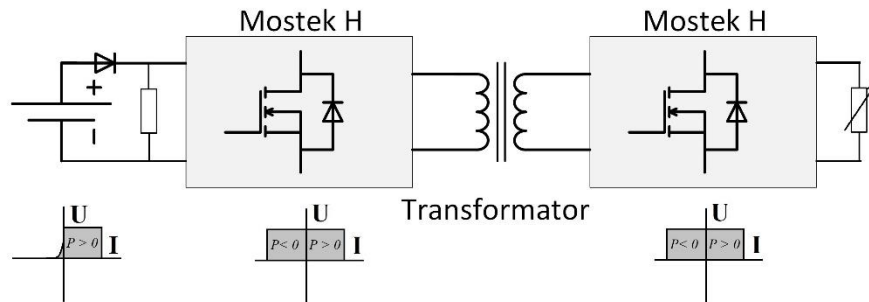
Rysunek III-22 Źródła jednokierunkowe z rezystorami obciążającymi – możliwość testu układu do przesyłu mocy w obie strony. Charakterystyki $U = f(I)$ dla źródła wejściowego oraz strony AC mostka, zostały zaznaczone dla każdego bloku energoelektronicznego.

Taki układ pozwala na przesyłanie energii w dwóch kierunkach oraz rozpraszanie energii na rezystorach. Najprostszym układem do badania jest wykorzystanie źródła jednokierunkowego z obciążeniem w postaci rezystora lub obciążenia aktywnego. Wadą tego rozwiązania jest możliwość testowania transferu energii tylko w jednym kierunku. Dodatkowo istnieje możliwość dołączenia wejścia oraz wyjścia układu DAB do jednego źródła napięcia. Pozwala to na analizę pracy jedynie dla pracy z identycznymi źródłami (brak możliwości analizy pracy buck oraz boost).



Rysunek III-23 Źródła napięcia z połączonym wejściem i wyjściem układu DAB – możliwość testu układu do przesyłu mocy w obie strony. Moc pobierana przez układ stanowi całkowite straty w przekształtniku i transformatorze.

Konfiguracja (Rysunek III-23) pozwala na test układu w warunkach normalnej pracy, lecz energia dostarczana do układu stanowi tylko i wyłącznie straty w układzie. Układ z rysunku III-24 składa się z obciążenia aktywnego (przedstawionego jako rezystor) lub rezystorów obciążających.



Rysunek III-24 Źródła jednokierunkowe z rezystorami obciążającymi – możliwość testu układu do przesyłu mocy w jednym kierunku.

Do testowania przekształtnika użyteczną funkcją jest zmienność obciążenia, dlatego ostatnia opcja jest użyteczna w przypadku zastosowaniu wielu rezystorów z możliwością zmiany ich konfiguracji (Rysunek III-24). Wadą tego rozwiązania jest rozpraszanie całej energii na rezystancji obciążającej (generacja ciepła). Wartość napięcia wyjściowego na obciążeniu R_{obc} dla sterowania SPS może być obliczona ze wzoru:

$$P_{R_{obc}} = \frac{U_2^2}{R_{obc}} = P \Rightarrow U_2 = \frac{nU_1 R_{obc}}{2\pi^2 L f_s} \cdot \varphi \cdot (\pi - |\varphi|) \quad (\text{III-37})$$

Wzór uwzględnia moc wydzielaną na rezystancji wyjściowej oraz transfer mocy dla SPS (III-37). Napięcia dla innych metod sterowania z większą liczbą przesunięć, można określić analogicznie. Ten problem można rozwiązać przez zastosowanie obciążenia aktywnego, które pozwala na płynną zmianę wartości rezystancji, prądu lub mocy.

III.6 Literatura do rozdziału III

[III.1] A. Blinov, R. Kosenko, D. Vinnikov and L. Parsa, "Bidirectional Isolated Current-Source DAB Converter With Extended ZVS/ZCS Range and Reduced Energy Circulation for Storage Applications," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 12, pp. 10552-10563, Dec. 2020, doi: 10.1109/TIE.2019.2958291.

[III.2] S. Chi, P. Liu, X. Li, M. Xu and S. Li, "A Novel Dual Phase Shift Modulation for Dual-Active- Bridge Converter," 2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Baltimore, MD, USA, 2019, pp. 1556-1561, doi: 10.1109/ECCE.2019.8912591.

[III.3] A. Filba-Martinez, S. Busquets-Monge, J. Nicolas-Apruzzese and J. Bordonau, "Operating Principle and Performance Optimization of a Three-Level NPC Dual-Active-Bridge DC-DC Converter," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 2, pp. 678-690, Feb. 2016, doi: 10.1109/TIE.2015.2480753.

[III.4] M. Kim, M. Rosekeit, S. Sul and R. W. A. A. De Doncker, "A dual-phase-shift control strategy for dual-active-bridge DC-DC converter in wide voltage range," 8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia, Jeju, 2011, pp. 364-371, doi: 10.1109/ICPE.2011.5944548.

[III.5] F. Krismer, "Modeling and Optimization of Bidirectional Dual Active Bridge DC-DC Converter Topologies", A dissertation submitted to ETH ZURICH for the degree of Doctor of Sciences.

[III.6] B. M. Kumar, A. Kumar, A. H. Bhat and P. Agarwal, "Comparative study of dual active bridge isolated DC to DC converter with single phase shift and dual phase shift control techniques," 2017 Recent Developments in Control, Automation & Power Engineering (RDCAPE), Noida, 2017, pp. 453-458, doi: 10.1109/RDCAPE.2017.8358314.

[III.7] D. Segaran, "Dynamic Modelling and Control of Dual Active Bridge Bi-directional DC-DC Converters for Smart Grid Applications", A thesis for the degree of Doctor of Philosophy, Monash University 2006.

[III.8] W. Shi, J. He, J. Song and S. Yang, "Unified-Phase-Shift Control Method of Dual Active Bridge DC-DC Converter for Data Center Application," 2021 IEEE Sustainable Power and Energy Conference (iSPEC), 2021, pp. 3199-3203, doi: 10.1109/iSPEC53008.2021.9735957.

[III.9] D. Yadeo, P. Chaturvedi, H. M. Suryawanshi, D. Atkar and S. K. Saketi, "A New Multilevel Dual Active Bridge DC-DC Converter," 2019 IEEE 4th International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC), Singapore, Singapore, 2019, pp. 1-6, doi: 10.1109/IFEEEC47410.2019.9014963.

[III.10] W. Ye, S. Shao, Q. Guo, J. Zhang and K. Sheng, "A Phase Shift Control of Minimal Circulating Current and ZVS Turn-On for DAB Converter," 2018 IEEE 2nd International Electrical and Energy Conference (CIEEC), Beijing, China, 2018, pp. 682-686, doi: 10.1109/CIEEC.2018.8745797.

[III.11] B. Zhao, Q. Song, W. Liu and Y. Sun, "Overview of Dual-Active-Bridge Isolated Bidirectional DC-DC Converter for High-Frequency-Link Power-Conversion System," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no. 8, pp. 4091-4106, Aug. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2289913.

IV Modelowanie i projektowanie przekształtnika DAB

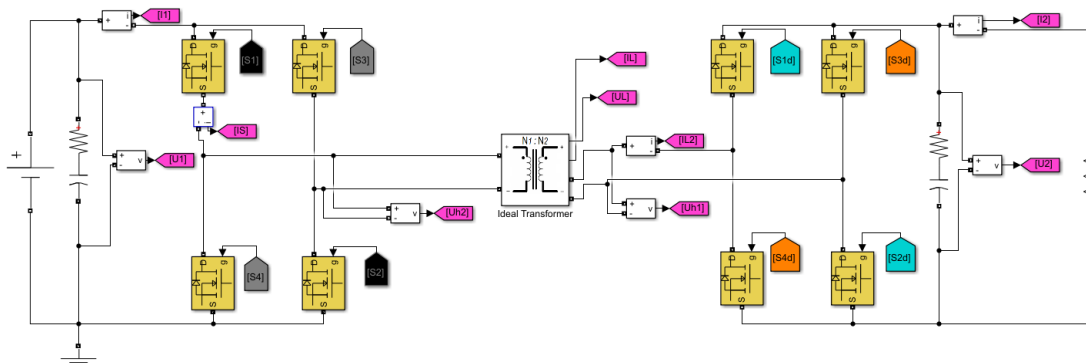
Wykonano symulację układu z wykorzystaniem dwóch środowisk symulacyjnych Simulink oraz LTspice. Środowisko symulacyjne Simulink zostało wykorzystane do implementacji sterowania układu DAB, a LTspice do symulacji dokładnego modelu półprzewodników i obserwacji zjawisk w nich zachodzących np. podczas przełączania tranzystorów. Przyjęto następujące założenia projektowe:

- Moc maksymalna układu 1 kW,
- Napięcie wejściowe/wyjściowe w przedziale od 200 do 400 V,
- Tranzystory z węgla krzemu w celu otrzymania częstotliwości przełączeń od 50 kHz do 200 kHz,
- Wahania napięcia DC na stronie obciążenia układu poniżej 5%.

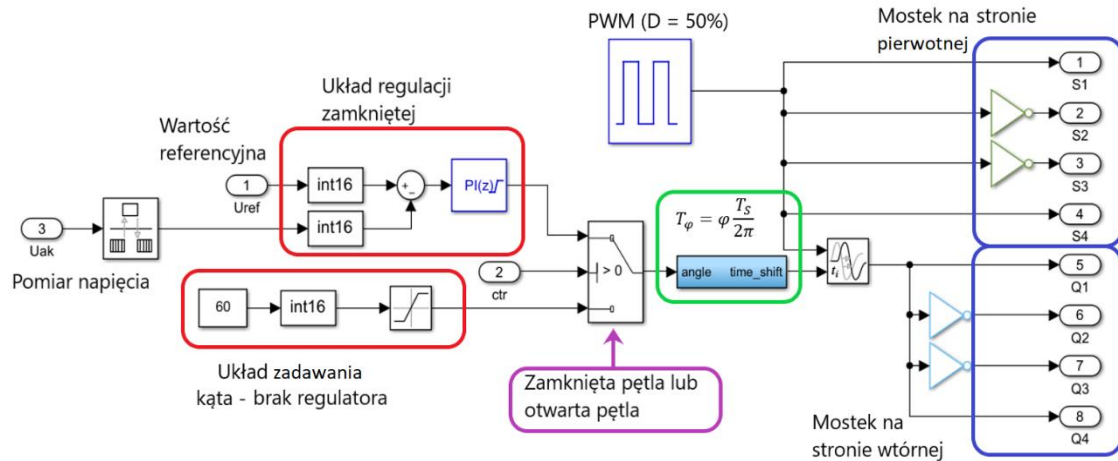
IV.1 Modelowanie układu DAB

IV.1.1 Model w środowisku Simulink

Przedstawiony schemat (Rysunek IV-1) wykorzystano do symulacji pracy układu DAB. Regulator napięcia typu PI oraz algorytm (w postaci blokowej) do generacji przesunięcia w programie MATLAB zostały zaprezentowane na rysunku IV-2.



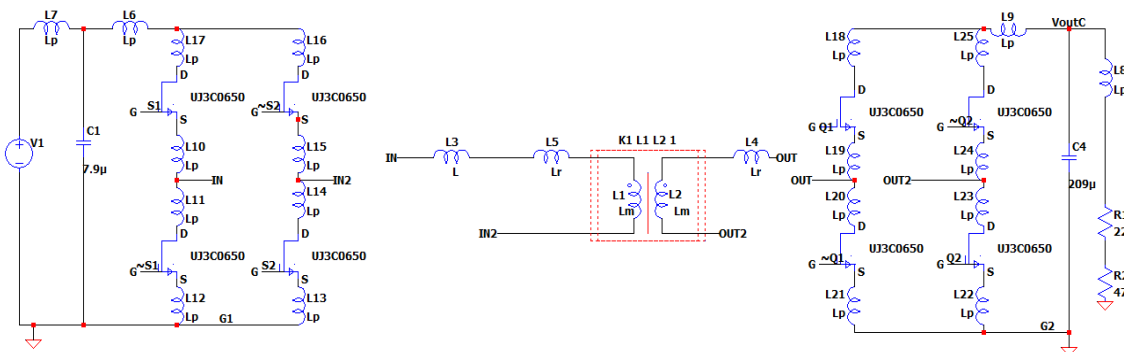
Rysunek IV-1 Układ Dual Active Bridge wykonany w programie Matlab/Simulink z obciążeniem rezystancyjnym.



Rysunek IV-2 Schemat układu sterowania i generacji przesunięcia z przełącznikiem umożliwiającą pracę w układzie zamkniętej regulacji lub bezpośredniego zadawania wartości kąta przesunięcia.

IV.1.2 Model w środowisku LTspice

Do wyznaczenia strat oraz analizy układu DAB, wykonano model w programie LTspice z modelami tranzystorów firmy United Sic (Rysunek IV-3). Układ symulacyjny uwzględnia również indukcyjności połączeń, które będą miały istotny wpływ na przepięcia podczas przełączania tranzystorów.



Rysunek IV-3 Układ Dual Active Bridge wykonany w programie LTspice z obciążeniem rezystancyjnym oraz tranzystorami firmy UnitedSiC. W modelu zamodelowano indukcyjności pasożytnicze.

Modele tranzystorów uwzględniały wartości pojemności wejściowej, wyjściowej oraz sprzężenia pomiędzy drenem, a bramką. Identyfikację parametrów transformatora wykonano przy użyciu mostka RLC do pomiaru impedancji. Do identyfikacji przyjęto ekwiwalenty model rezystora i dławika. Pojemność transformatora oraz dławika zostały pominięte.

IV.2 Określenie indukcyjności sprzęgającej w układzie DAB

IV.2.1 Wyznaczenie wartości indukcyjności sprzęgającej do otrzymania zadanego transferu energii w układzie Dual Active Bridge

Istotnym parametrem podczas projektowania układu jest wartość indukcyjności sprzęgającej L , potrzebnej do transferu energii. Należy pamiętać, że optymalna wartość indukcyjności sprzęgającej zmienia się z częstotliwością impulsowania (indukcyjność ta wraz ze wzrostem częstotliwości będzie zmniejszać swoją wartość). Optymalna wartość indukcyjności jest wyznaczana na podstawie równania na moc przesyłaną. Zależność określająca wyznacza wartość indukcyjności potrzebnej do transferu energii ma postać (wyprowadzony z III-19):

$$L = \frac{nU_1U_2}{2\pi^2Pf_s} \cdot \varphi \cdot (\pi - |\varphi|) \quad (\text{IV-1})$$

Dla kąta, przy którym transfer energii jest maksymalny (czyli $\varphi = \pm \frac{\pi}{2}$), otrzymuje się:

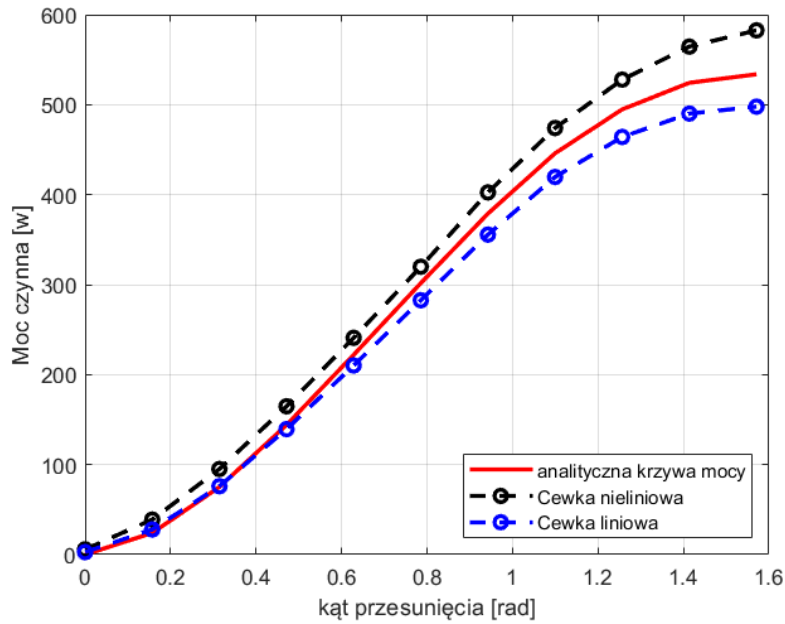
$$L = \frac{nU_1U_2}{8P_{max}f_s} \quad (\text{IV-2})$$

W skład indukcyjności sprzęgającej wchodzi indukcyjność rozproszenia transformatora L_σ oraz ewentualnie indukcyjność dodatkowego dławika L_D . Pojawia się dylemat dla projektantów układu DAB. Transformator powinien posiadać jak najmniejszą wartość indukcyjności rozproszenia, lecz istnieje możliwość specyficznego zaprojektowania transformatora tak, aby zapewnić odpowiednią wartość indukcyjności rozproszenia i dławik dodatkowy stanie się zbędnym elementem układu. Zmniejszenie liczby elementów można uznać za znaczny zysk w cenie (mniejsza ilość elementów) oraz sprawności (mniejsze straty wynikające z pominięcia dławika). Niestety konstrukcja takiego transformatora spowoduje pogorszenie jego parametrów, gdyż celowo zwiększamy indukcyjność rozproszenia. W przypadku elementów magnetycznych należy dobrać odpowiedni rdzeń do pracy z wysoką częstotliwością przełączeń [IV.9]. Rdzenie ferrytowe stosowane w przemyśle posiadają korzystną charakterystykę przenikalności od prądu, dlatego wartość indukcyjności nie zmienia się dynamicznie. Po przekroczeniu odpowiednio dużego prądu dochodzi do nasycenia rdzenia i dławik traci znacznie wartość indukcyjności. W rdzeniach proszkowych zjawisko to nie jest aż tak silne. Mamy w nich do czynienia z powolnym nasycaniem i możliwością pracy w stosunkowo

wysokich temperaturach. Wartość temperatury Curie dla rdzeni proszkowych jest stosunkowo duża i wynosi odpowiednio dla materiałów proszkowych: MPP (Ni-Fe-Mo) - 450°C, HS (Fe-Si-Al-Ni) - 500°C, Sendust (Fe-Si-Al) - 500°C oraz dla Mega FLUX (Fe-Si) - 700°C. Dla porównania dla ferrytu wartości te wynoszą od 100 °C do 300 °C. Najkorzystniejszą stabilność temperaturową posiada MPP (przenikalność magnetyczna (26-200), lecz cena materiału jest stosunkowo duża względem innych. Materiał Mega FLUX (przenikalność magnetyczna (26 - 90) cechuje się niskim kosztem oraz dobrą charakterystyką $L = f(I)$. Wadą materiału są duże straty w rdzeniu, co powoduje zmniejszenie sprawności dławika, a w konsekwencji całego przekształtnika. Z wymienionych materiałów Sendust (przenikalność 26 - 125) charakteryzuje się niską cenę oraz dobrą stabilność temperaturową i stabilną charakterystykę prądową. Rdzeń z materiału HS (przenikalność 19-90) posiada nieznacznie korzystniejsze parametry od Sendustu lecz kosztuje więcej dlatego też nie wybrano tego materiału na dławik docelowy w projektowanym przekształtniku [IV.10], [IV.11]. Podsumowując wybrano dławik proszkowy Sendust jako dławik główny.

IV.2.2 Wpływ nasycenia rdzenia dławika na pracę układ Dual Active Bridge

W przypadku doboru dławika, który będzie stanowić dodatkowy element, należy określić wartość indukcyjności z uwzględnieniem nasycenia rdzenia dławika. Istotne jest wyznaczenie charakterystyki indukcyjności dławika w funkcji prądu. W przypadku nasycenia dławika, wartość indukcyjności zmniejszy się, co ma wpływ na niekontrolowane zwiększenie mocy przesyłanej przez układ DAB (w przypadku braku układu zamkniętej regulacji).



Rysunek IV-4 Charakterystyka mocy wyjściowej w funkcji kąta przesunięcia (wzór III-19) dla układu DAB. Liniowy oraz przykładowy nieliniowy model cewki został zastosowany w symulacji (Parametry dławika z programu LTspice – przykładowe parametry modelu Hc=39.788735773, Bs=1.1, Br=0.00374993065, A=0.000199, Lm=0.1074, Lg=0, N=35).

Uzyskane wyniki w symulacji (Rysunek IV-4) z programu LTspice (model z rysunku IV-3) dla iteracyjnie zmienianego kąta w modelu stratnym pokrywają się z teoretyczną krzywą mocy dla układu bezstratnego. Wyniki symulacji przeprowadzono dla liniowego modelu dławika (o stałej indukcyjności) oraz modelu o zmiennej indukcyjności z charakterystyką B(H). Nasylenie elementu magnetycznego powoduje zwiększenie mocy powyżej wartość teoretyczną (nawet z uwzględnieniem strat łączeniowych oraz strat przewodzenia tranzystorów).

IV.3 Dobór transformatora

Zależność na moc przesyłaną przez układ DAB (III-20), pozwala stwierdzić że wszystkie wielkości występujące w niej są istotne dla doboru transformatora (napięcie, częstotliwość, przekładnia transformatora oraz indukcyjność rozproszenia):

$$P_{max} = n \frac{U_1 U_2}{8f_s(L_D + L_\sigma)} \quad (IV-3)$$

Po zdefiniowaniu potrzebnej wartości indukcyjności i wybraniu mocy znamionowej przekształtnika, należy określić wartość skuteczną prądu transformatora. Wartość skuteczną prądu dławika można wyznaczyć na podstawie zależności (III-11)-(III-14):

$$I_{L\,rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left(\int_0^{T_\varphi} i_L^2(t) dt + \int_{T_\varphi}^{\frac{T_s}{2}} i_L^2(t) dt + \int_{\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}+T_\varphi} i_L^2(t) dt + \int_{\frac{T_s}{2}+T_\varphi}^{T_s} i_L^2(t) dt \right)} \quad (IV-4)$$

Gdzie parametry pomocnicze:

$$A = C = \frac{\varphi T_s}{6\pi} (i_L^2(0) + i_L(0) \cdot i_L(T_\varphi) + i_L^2(T_\varphi))$$

$$\wedge B = D = \frac{T_s}{6} \left(1 - \frac{\varphi}{\pi}\right) (i_L^2(0) - i_L(0) \cdot i_L(T_\varphi) + i_L^2(T_\varphi))$$

Prądu w chwili T_φ jest następujący:

$$i_L(T_\varphi) = \frac{U_{in} + nU_{out}}{L} T_\varphi + i_L(0) = \frac{U_{in} + nU_{out}}{2\pi L f_s} \varphi + \frac{\pi(nU_{out} - U_{in}) - 2\varphi U_{out}}{4\pi L f_s}$$

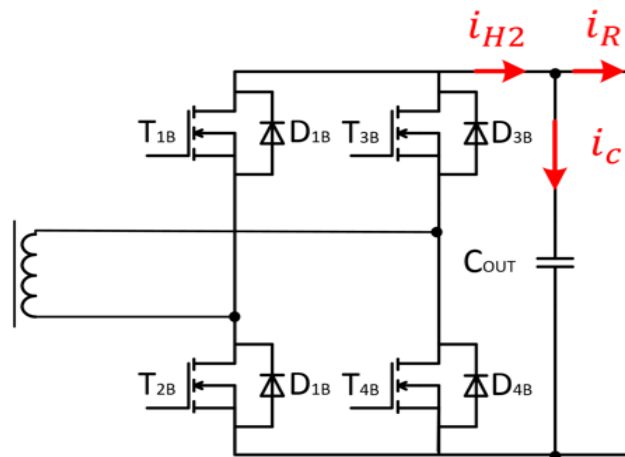
I ostatecznie:

$$I_{L\,rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} (A + B + C + D)} = \sqrt{\frac{1}{3} \left[i_L^2(0) + \left(\frac{2\varphi}{\pi} - 1 \right) i_L(0) \cdot i_L(T_\varphi) + i_L^2(T_\varphi) \right]}$$

Dobre wartości napięcia, prądu, indukcyjności oraz przekładni pozwalają na zaprojektowanie transformatora.

IV.4 Wartości pojemności pośredniego obwodu dc (DC link)

Rolą kondensatorów w obwodach DC jest zapewnienie możliwie niezmiennego napięcia stałego w obwodzie DC i minimalizację jego tętnień. W celu dobrania wartości pojemności kondensatora, założono rezystancyjne obciążenie na wyjściu mostka. Wykorzystując prądowy węzeł na stronie DC, można dokonać analizy doboru wartości pojemności (Rysunek IV-5).



Rysunek IV-5 Rozpływ prądów w mostku wyjściowych z uwzględnieniem kondensatora oraz obciążenia rezystancyjnego.

Uwzględniając prądowe prawo Kirchhoffa otrzymujemy:

$$i_c(t) = i_{H2}(t) - i_R(t) \quad (\text{IV-5})$$

Uwzględniając stałą wartość pojemności i bezstratny model układu DAB, otrzymujemy:

$$\frac{dU_2}{dt} = \frac{1}{C_{OUT}} \left[\frac{U_1 T_S}{2\pi L} \cdot \left(2\varphi + \pi \cdot \left(\frac{nU_2}{U_1} - 1 \right) \right) - \frac{U_2}{R_{obc}} \right] \quad (\text{IV-6})$$

Gdzie:

R_{obc} – rezystor reprezentujący obciążenie układu (odbiornik mocy czynnej).

Definiując tętnienia napięcia jak $(\Delta U_2 = (u_{2-max} - u_{2-min})/2)$ w jednym okresie przełączeń T_S , ostatecznie otrzymujemy wzór na pojemność wyjściową:

$$C_{OUT} = \frac{T_S}{\Delta U_2} \left(\frac{U_1 T_S}{2\pi L} \left(2\varphi + \pi \left(n \frac{U_2}{U_1} - 1 \right) \right) - \frac{U_2}{R_{obc}} \right) \quad (\text{IV-7})$$

IV.5 Łączniki półprzewodnikowe

Jak pokazano w rozdziale III, w układzie DAB znajduje się osiem tranzystorów mocy. Aktualnie tranzystory krzemowe Si są coraz częściej zastępowane przez elementy z węgla krzemu SiC. Elementy te mogą przełączać z częstotliwością rzędu MHz i są dostępne na napięcia powyżej 1 kV. Należy jednak zauważyć że standard kompatybilność EMI elektromagnetycznej nie jest spełniany do zastosować w branży przemysłowej oraz samochodowej dla wyższych częstotliwości przełączeń (np. wspomnianie częstotliwości rzędu MHz).

Wysoka cena łączników SiC oraz GaN w porównaniu do krzemowych powoduje, że nie wyparły one klasycznych elementów Si [IV.6]. Obserwując aktualne trendy rynku można stwierdzić, że tranzystory SiC są coraz częściej wykorzystywane w przemysłowych rozwiązaniach o dużej mocy, gdzie odpowiednie tranzystory GaN nie mogą zostać zastosowane z powodu np. za małego dopuszczalnego napięcia U_{DS} .

Zaletą łączników SiC jest ich wysoka, dopuszczalna temperatura pracy i niewielki rozmiar, które sprawiają, że idealnie nadają się do ekstremalnego środowiska, gdzie temperatura pracy może być wyższa niż $+200^{\circ}\text{C}$. Taka temperatura pracy łącznika jest nieosiągalna poza warunkami laboratoryjnymi gdyż złącze jest ograniczone przez obudowę tranzystora, które nie może być poddane działaniu takiej temperatury. W praktycznym zastosowaniu nawet w motoryzacji nie jest możliwe działanie złącza w temperaturze powyżej $+150^{\circ}\text{C}$. Co więcej, niezawodność oraz prąd ciągły drenu spadają przy wyższej temperaturze pracy. Warto również dodać, że aktualne tranzystory wykonane z krzemu mogą pracować do temperatury $+175^{\circ}\text{C}$ (temperatura złącza) i posiadają odpowiednią obudowę dla pracy w takiej temperaturze. Tranzystory wykonane z SiC charakteryzują się też dużą odpornością na zmianę istotnych parametrów elektrycznych (np. rezystancja w czasie przewodzenia tranzystora) podczas pracy w relatywnie dużej temperaturze [IV.2].

Dopuszczalną wartością napięcia dren-źródło (U_{DS}) w przypadku tranzystorów polowych należy dobrać w oparciu o wartość izolacji transformatora odpowiednio dla uzwojenia pierwotnego i wtórnego. Należy uwzględnić przepięcie powstające na tranzystorze w momencie przełączania dlatego dobór tranzystora powinien uwzględnić współczynnik bezpieczeństwa (w_{BV}):

$$U_{DS} > w_{BV} \cdot U_1 \quad (\text{IV-8})$$

Łącznik musi posiadać odpowiednio dużą wartość skuteczną prądu drenu (I_D), którą można określić przez wzór:

$$I_D > \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_o}^{T+t_o} i^2(t) dt} \quad (\text{IV-9})$$

$$I_D = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_\phi} i_1^2(t) dt + \int_{T_\phi}^{\frac{T_s}{2}} i_2^2(t) dt} = \frac{I_{L \text{ rms}}}{\sqrt{2}}$$

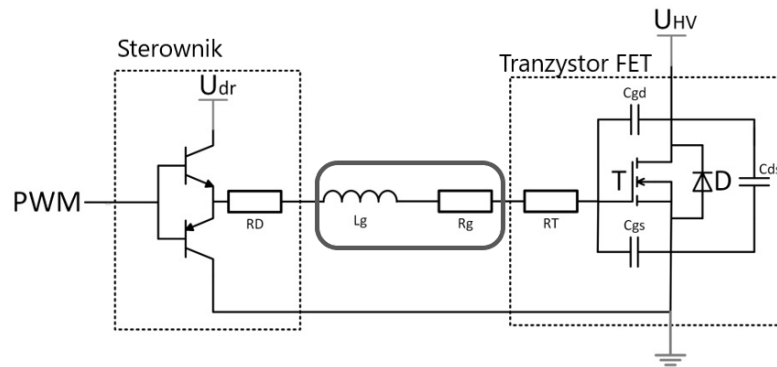
Prąd nie może również przekroczyć dopuszczalnej wartości impulsowej prądu (I_{DM}). Znając wartości napięcia U_{DS} oraz I_D , można dobrać tranzystor w oparciu o jak najmniejszą wartości $R_{DS(on)}$, od której zależą straty przewodzenia. Straty podczas przełączania będą zależne od wartości energii E_{ON} oraz E_{OFF} , które podano w dokumentacji tranzystora.

IV.5.1 Sterowanie tranzystorami mocy

Sygnal napięciowy PWM (ang. Pulse Width Modulation) z mikrokontrolera lub układu programowalnego nie może być wykorzystany bezpośrednio do sterowania tranzystorem, gdyż:

- Wartość napięcia PWM z układu sterowania (np. 3.3 V lub 5 V dla mikroprocesora lub FPGA) nie jest wystarczająca do załączenia tranzystora (w przypadku tranzystorów mocy nie będzie odpowiednia),
- Niska wydajność prądowa mikrokontrolera lub układu programowalnego (nie wystarczająca do szybkiego naładowania pojemności bramkowych),
- Brak separacji galwanicznej, co wpływa na bezpieczeństwo układu sterowania.

Dlatego konieczne jest wykorzystanie sterownika bramki. Sterownik bramki (ang. driver) jest układem elektronicznym o dużej wydajności prądowej, który może również zapewnić galwaniczną separację oraz pozwala na dołączenie odpowiedniego napięcia U_{GS} do sterowanego tranzystora.



Rysunek IV-6 Sterownik z uwzględnieniem elementów pasozytniczych tranzystora mocy – uwzględniono tylko indukcyjność połączenia z bramką tranzystora.

Oprócz sterownika, istotnym elementem jest obwód bramki tranzystora. Sam sterownik (Rysunek IV-6) posiada wewnętrzną rezystancję R_D , tranzystor również posiada rezystancję doprowadzenia połączeń R_T . W obwodzie bramki stosuje się dodatkową rezystancję R_g . Pomijając indukcyjność pasozytniczą L_g , możemy rozpatrzeć obwód składający się z rezystancji oraz pojemność wejściowej tranzystora C_{iss} , czyli $(C_{gs} + C_{gd})$, które są okresowo dołączane do napięcie prostokątnego. Analizując obwód RC otrzymujemy równanie napięciowe:

$$u_c(t) + R_{gate} C_{iss} \frac{du_c(t)}{dt} = U_{dr} \quad (IV-10)$$

Gdzie:

R_{gate} – jest rezystancją sumaryczną ($R_D + R_T + R_g$),

U_{dr} – napięcie sterownika,

$u_c(t)$ – napięcie na pojemności wejściowej C_{iss} tranzystora FET.

Po rozwiązaniu równania IV-10 można określić zależność na prąd $i_{iss}(t)$. Przy założeniu zerowego napięcia na pojemności $u_c(0) = 0 V$ otrzymano:

$$i_{iss}(t) = \frac{U_{dr}}{R_{gate}} e^{-\frac{t}{R_{gate} C_{iss}}} \quad (IV-11)$$

Sumaryczna rezystancja ogranicza prąd początkowy ładujący pojemność wejściową, co należy uwzględnić w projektowanym obwodzie sterownika. Negatywnym efektem jest zwiększenie stałej czasowej, co spowoduje dłuższy proces ładowania pojemności i spowolnienie załączania tranzystora polowego.

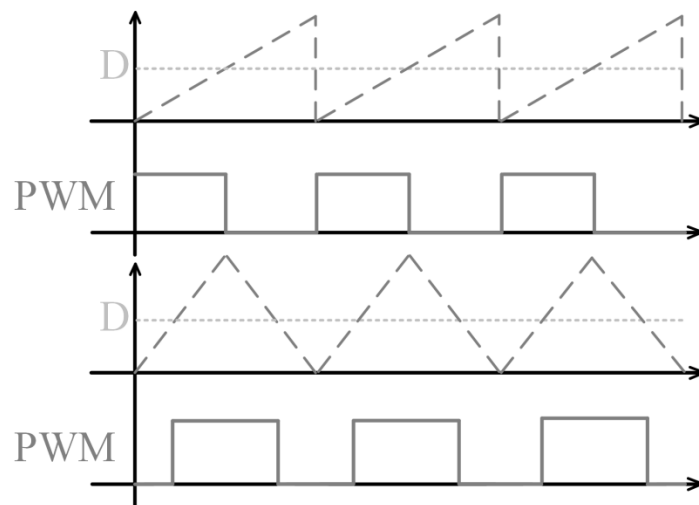
Gdy w obwodzie uwzględnimy indukcyjność pasozytniczą L_g (indukcyjność ścieżek pomiędzy sterownikiem tranzystora oraz jego bramką), wtedy przebieg prądu może nie być aperiodyczny lecz oscylacyjny (ponieważ otrzymamy równanie różniczkowe drugiego rzędu). Drgania własne w szeregowym obwodzie RLC, po dołączeniu skokowego napięcia stałego nie powstaną, gdy sumaryczna rezystancja bramki spełni nierówność:

$$R_{gate} > 2 \sqrt{\frac{L_g}{C_{iss}}} \quad (IV-12)$$

Oscylacyjny charakter prądu będzie powodował problemy w załączaniu, dlatego podczas doboru rezystancji w obwodzie bramkowym należy zwiększyć tłumienie w celu osiągnięcia prądu o charakterze aperiodycznym.

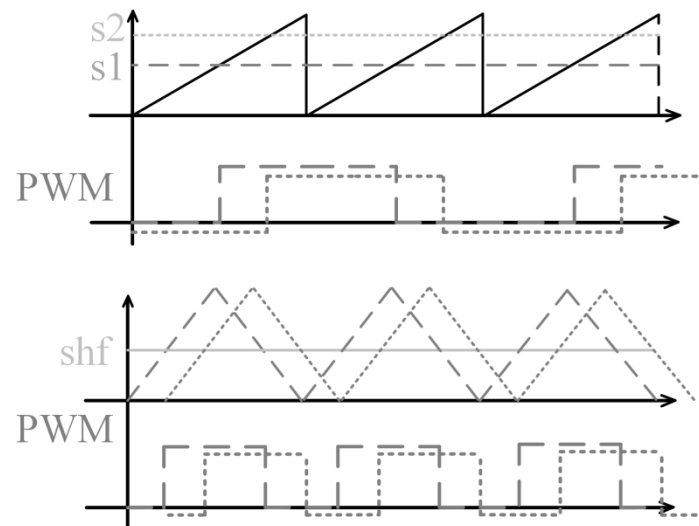
IV.5.2 Sygnał PWM dla układu DAB

Praktyczna realizacja PWM polega zwykle na komparowaniu przebiegu piłokształtnego (lub trójkątnego) z wartością referencyjną. Na rysunku IV-7 przedstawiono sposób generacji PWM z wykorzystaniem licznika zliczającego w górę oraz licznika góra-dół.



Rysunek IV-7 Realizacja modulacji PWM. Wartość licznika (linia przerywana) oraz zaznaczony współczynnik wypełnienia D .

W przypadku generatorów PWM można w prosty sposób zmieniać wartość współczynnika wypełnienia oraz okres. Istotnym parametrem do zadawania jest wartość przesunięcia między sygnałami, która może być istotna dla wielofazowych przekształtników DC-DC oraz układu DAB. Do realizacji przesunięcia należy wykonać odpowiednią operacja podczas porównywania sygnału trójkątnego z wartością zadaną (idea generacji przesunięcia – rysunek IV-8).



Rysunek IV-8 Realizacja przesunięcia fali nośnej lub zmiana wartości w punkcie komparacji (przykład dla dwóch przypadków).

IV.6 Algorytm sterowania w zamkniętym układzie regulacji

IV.6.1 Sterowanie w zamkniętym układzie regulacji

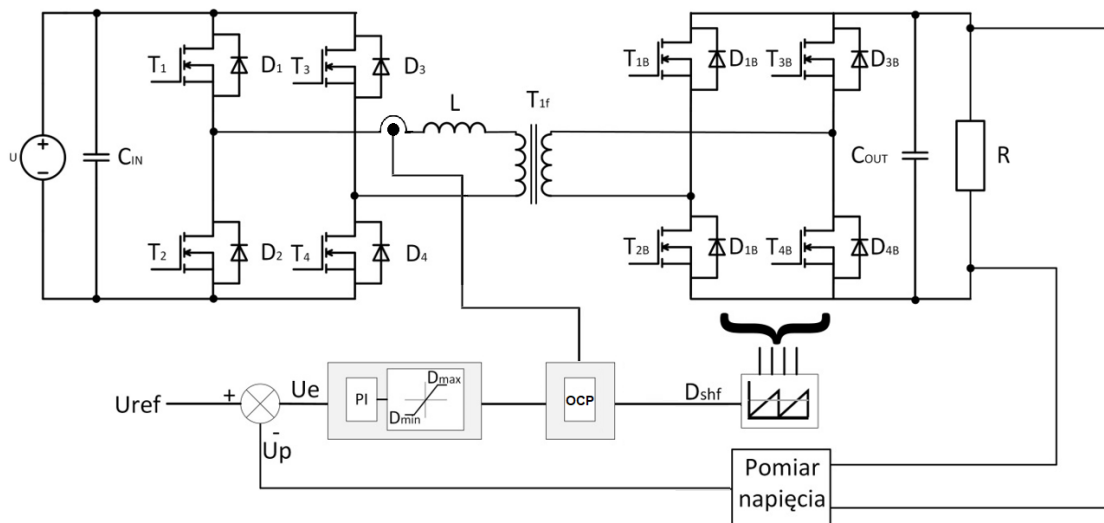
Przełączniki energoelektroniczne wymagają regulacji w pętli zamkniętej, aby zapewnić bezpieczeństwo pracy. Regulator powinien zapewnić szybką odpowiedź na zmieniające się warunki pracy (np. zmianę obciążenia) i dostosować sygnały sterujące tranzystorami, a także zabezpieczyć układ w stanie awaryjnym.

Regulatory stosowane w przełącznikach energoelektronicznych to zwykle regulatory o strukturze proporcjonalno-całkującej. Struktura proporcjonalno-całkująca pozwala uzyskać dużą szybkość odpowiedzi [IV.4] regulatora oraz eliminować uchyb w stanie ustalonym. Kolejną zaletą omawianego regulatora jest jego prostota oraz stosunkowa łatwa i dobrze udokumentowana procedura doboru parametrów regulatora. Należy podkreślić, że regulator proporcjonalno-całkujący nie jest jedynym regulatorem i nie gwarantuje najkorzystniejszej odpowiedzi układu, nawet przy poprawnym doborze parametrów. Nowoczesne metody regulacji powinny pozwolić na uzyskanie szybszej reakcji oraz dokładniejszego odwzorowania wartości zadanej.

IV.6.2 Regulacja w układzie DAB

W przełączniku DAB istnieje możliwość opracowania układu regulacji napięcia wyjściowego, który będzie zmieniał wartość przesunięcia T_ϕ między mostkami w układzie DAB. Układ zamkniętej regulacji składa się z czujnika

napięcia oraz regulatora z ograniczeniem sygnału wyjściowego - kąta przesunięcia w przedziale od 0 do $\pi/2$ (Rysunek IV-9).



Rysunek IV-9 Schemat układu regulacji napięcia w przekształtniku DAB – zamknięty układ regulacji.

Dodatkowy pomiar prądu (blok OCP) w układzie pozwala mierzyć prąd i wprowadzić zabezpieczenie nadprądowe. Wybrany regulator ma strukturę typu PI [IV.7] ze względu na dobrą dynamikę (człon proporcjonalny - P), zerowy uchyb w stanie ustalonym (człon całkujący - I) oraz wysoką odporność na szum pomiarowy (brak członu różniczkującego - D). Algorytm realizowany przez regulator PI, w wyniku którego otrzymuje się sygnał sterujący $d(t)$ ma postać czasową (w przypadku przekształtnika DAB to wartość przesunięcia φ między sygnałami mostków):

$$d(t) = k_p e(t) + k_i \int_{t_0}^{t+t_0} e(\tau) d\tau \quad (IV-13)$$

Gdzie:

k_p – wzmacnienie członu proporcjonalnego,

$\frac{1}{k_i}$ – wartość czasu zdwajania,

$e(t)$ – uchyb regulacji.

Regulator można opisać w postaci ciągłej (w dziedzinie zmiennej s) jako:

$$PI(s) = k_p + k_i \frac{1}{s} \quad (IV-14)$$

W praktycznej implementacji wykorzystano regulator PI po dyskretyzacji. Przesunięcie między sygnałami PWM obu mostków jest ograniczone od $-\frac{\pi}{2}$ do $+\frac{\pi}{2}$, powoduje to możliwość dwukierunkowego przepływu energii oraz możliwość regulacji mocy (P_{max} dla $\varphi = \pm\frac{\pi}{2}$). Sprzężenie zwrotne zapewnia odpowiednią wartość kąta φ aby zapewnić otrzymanie wartości zadanej. Można jednak wyznaczyć wartość pożądanego kąta φ , który spowoduje przesłanie zadanej mocy (wyprowadzone z zależności III-16) w celu weryfikacji regulatora:

$$\varphi = \begin{cases} +\frac{\pi}{2} \left(1 - \sqrt{1 - P \frac{8f_s L}{nU_1 U_2}} \right) \forall 0 < P < P_{max} \\ -\frac{\pi}{2} \left(1 - \sqrt{1 + P \frac{8f_s L}{nU_1 U_2}} \right) \forall -P_{max} < P < 0 \end{cases} \quad (IV-15)$$

IV.6.3 Identyfikacja parametrów przekształtnika DAB

Identyfikacja parametrów układu jest niezbędna do poprawnego doboru parametrów regulatora. Identyfikację można dokonać na dwa sposoby.

Sposób pierwszy to określenie parametrów układu w oparciu o pomiary parametrów elementów, takich jak: dławik, transformator, kondensatory oraz ewentualne obciążenie układu. Kolejnym krokiem jest wykorzystanie analitycznego opisu transmitancji układu DAB. Taka procedura pozwala na uzyskanie modelu, który może zostać wykorzystany do określenia transmitancji dla zamkniętego układu regulacji.

Innym podejściem jest wykorzystanie danych wejściowych i wyjściowych do określenia transmitancji na podstawie danych pomiarowych lub symulacyjnych układu dla zadanych parametrów. Metoda pozwala na uniknięcie pomiaru każdego z elementów układu, lecz wymaga wyznaczenia przebiegów czasowych dla wejścia oraz wyjścia w układzie DAB. Analizując odpowiedź obiektu (DAB) na skokowo zadaną wartość przesunięcia fazowego, można stwierdzić na podstawie obserwacji, że jest to obiekt inercyjny pierwszego rzędu (Rysunek IV-10). Brak widocznego przeregulowania (oscylacji) oznacza, że układ DAB można określić jako system opisany przez transmitancję członu inercyjnego [IV.4]:

$$G(s) = \frac{U(s)}{\varphi(s)} = \frac{k}{(\tau_1 + 1) \cdot (\tau_2 s + 1) \cdot \dots \cdot (\tau_m s + 1)} \quad (\text{IV-16})$$

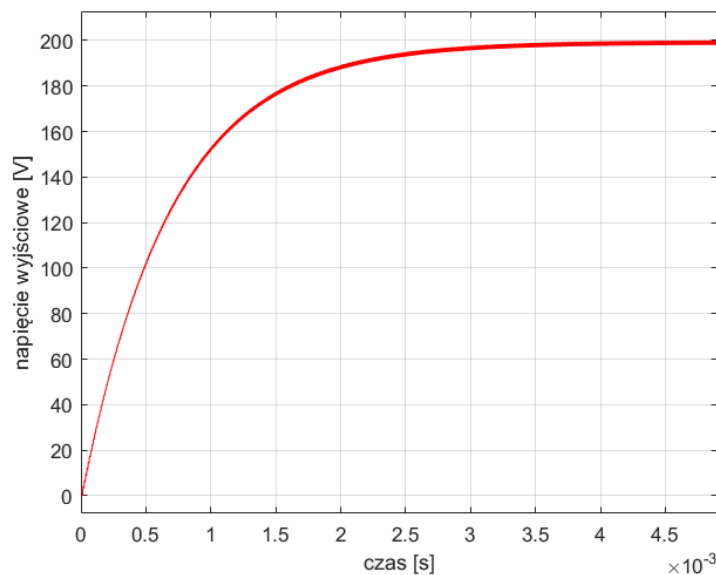
Gdzie:

$k \in \mathbb{R}$ – wzmacnienie członu inercyjnego,

$m \in \mathbb{Z}$ – rząd członu,

$\tau_m \in \mathbb{N}$ – stała czasowa, $m = 1, 2, 3, \dots$.

Identyfikację transmitancji układu można wykonać z danych pomiarowych lub dokładnego modelu symulacyjnego (model z rysunku IV-1) np. w oparciu o modele tranzystorów dostarczone od producenta z programu LTspice.



Rysunek IV-10 Odpowiedź układu na skokową wartość kąta przesunięcia (φ dla $t_0 = +\frac{\pi}{2}$)

Na podstawie czasowego przebiegu napięcia dla układu DAB, przyjęto system o transmitancji:

$$\frac{U(s)}{\varphi(s)} = \frac{k}{\tau s + 1} \quad (\text{IV-17})$$

Estymacja pozwoliła na odwzorowanie odpowiedzi układu z dokładnością do 98.31% (odpowiedź napięciowa układu dla zadanego przesunięcia między sygnałami PWM). Transmitancja reprezentuje obiekt inercyjny I rzędu. W środowisku MATLAB zastosowano algorytm do estymacji parametrów w oparciu o błąd średnio kwadratowy (z ang. MSE – mean square error). W

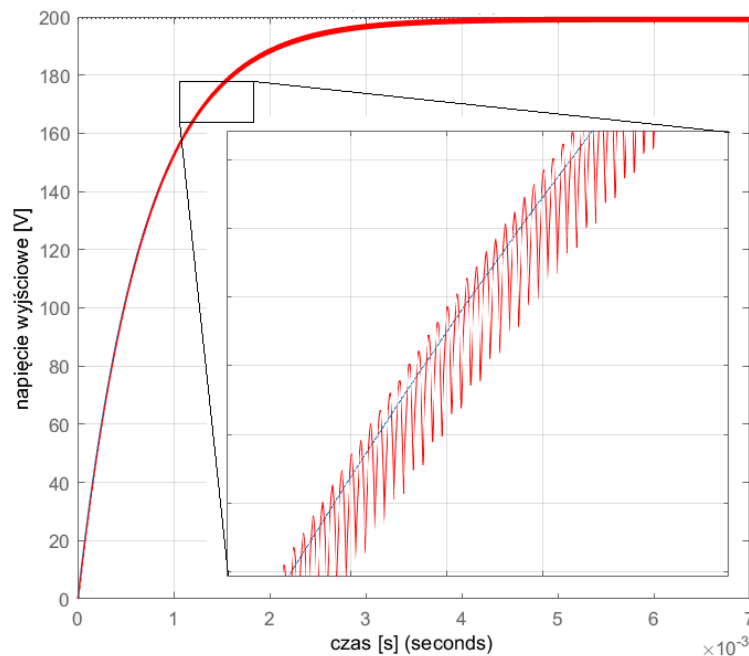
konsekwencji otrzymano transmitancje o wartościach wzmocnienia (k) i stałej czasowej (τ):

$$DAB(s) = \frac{U(s)}{\varphi(s)} = \frac{3225}{(687.29 \cdot 10^{-6})s + 1} \quad (\text{IV-18})$$

MSE dla napięcia wyjścia (u) oraz estymatora (\hat{u}) wartości:

$$MSE(u(t)) = E \left[(\hat{u}(t) - u(t))^2 \right] = 0,34 \quad (\text{IV-19})$$

Odpowiedz czasowa systemu pozwalana na zobrazowanie poprawności wyników estymacji transmitancji układu dla wyznaczonych wartości (Rysunek IV-11).



Rysunek IV-11 Odpowiedz układu na skokową wartość kąta przesunięcia oraz odpowiedz systemu z identyfikacji (przebieg niebieski).

Układ I rzędu, opisany przez (IV-19), można wykorzystać do przeprowadzenia uproszczonej symulacji układu DAB w celu określenia parametrów regulatora PI. Symulowany układ otwarty osiąga stan ustalony ($U_{ust} \approx 200$ V):

$$U_{ust} = \lim_{t \rightarrow \infty} u(t) \quad (\text{IV-20})$$

Transmitancje układu można wyznaczyć również w oparciu o model analityczny układu DAB. Z napięciowego prawa Kirchhoffa można zapisać równanie:

$$Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} = u_{H1}(t) - nu_{H2}(t) \quad (IV-21)$$

Ponieważ napięcie na transformatorze ma kształt fali prostokątnej, konieczne jest wykorzystanie transformaty Fouriera do wyznaczenia modelu.

$$Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} = U_1 \left[\frac{4}{\pi} \sum_{k=0}^K \frac{\sin((2k+1)\{\omega_s t\})}{(2k+1)} \right] - U_2 \left[\frac{4}{\pi} \sum_{k=0}^K \frac{\sin((2k+1)\{\omega_s t - \varphi\})}{(2k+1)} \right] \quad (IV-22)$$

Teoria obwodów pozwala na zastosowanie fazorów, które w stanie ustalonym przedstawiają możliwe rozwiązanie trudnych równań różniczkowych. Pełne wyprowadzenie modelu zaprezentowano w [IV.7], [IV.3]. Końcowe zlinearyzowane równanie stanu jest sformułowane przy użyciu macierzy stanu (A) oraz wejście (B), gdzie wejściem jest kąt przesunięcia oraz prąd obciążenia [IV.7]:

$$\frac{du(t)}{dt} = Au(t) + B_\varphi \Delta\varphi + B_I \Delta i \quad (IV-23)$$

gdzie równania macierzy stanu [IV.7] dla impedancji k -tej harmonicznej $Z[k]$:

$$A = \frac{-8n^2}{C\pi^2} \sum_{k=0}^K \frac{\cos(\delta[k])}{(2k+1)^2 Z[k]} \quad (IV-24)$$

$$\delta[k] = \tan^{-1} \left(\frac{(2k+1)\omega_s L}{R} \right)$$

Oraz macierzy wejścia [IV.7]:

$$B_\varphi = \frac{8nU_1}{C\pi^2} \sum_{k=0}^K \frac{\sin(\delta[k] - (2k+1)\varphi)}{(2k+1)Z[k]} \quad (IV-25)$$

$$B_I = -\frac{1}{C} \quad (IV-26)$$

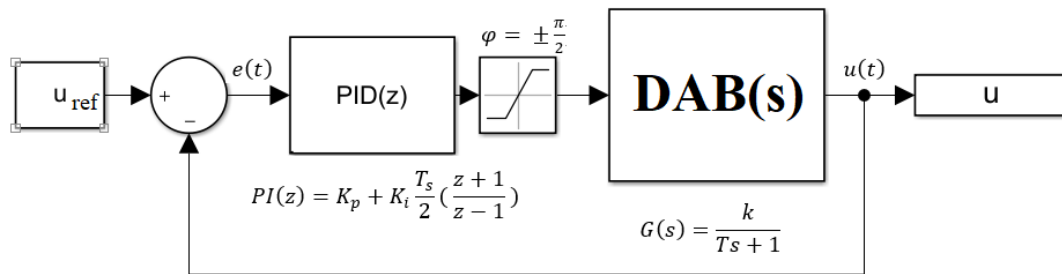
Na podstawie publikacji [IV.3] można stwierdzić, że analiza tylko podstawowej harmonicznej nie daje precyzyjnych wyników, dlatego w [IV.7] określono istotne harmoniczne, które należy uwzględnić do otrzymania optymalnego modelu.

IV.6.4 Dobór wartości parametrów regulatora

Układ regulacji przekształtnika DAB jest stosunkowo prosty. Wartość prądu jest ograniczona przez wartość indukcyjności sprzęgającej w obwodzie, w konsekwencji czego można dobrać tylko jeden regulator do sterowania

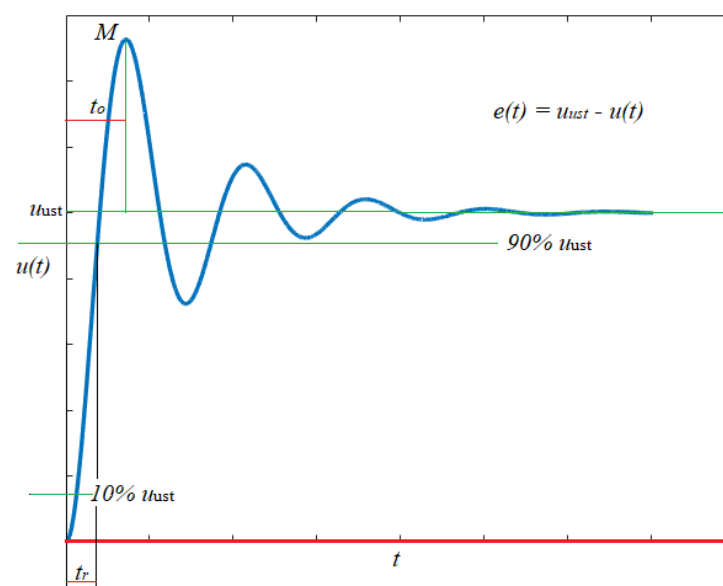
napięciem wyjścia i transferem energii w czasie normalnej pracy. Zabezpieczenie nadprądowe zostało również dodane w przypadku wystąpienia stanu awaryjnego.

Układ regulacji z wykorzystaniem modelu ciągłego układu DAB oraz regulatora dyskretnego przedstawiono na rysunku IV-12. Układ składa się z regulatora PI z ograniczeniem członu całkującego oraz wyjścia regulatora.



Rysunek IV-12 Model blokowy układu regulacji.

Określenie parametrów regulatora można wykonać w oparciu o iteracyjne metody analizujące wyjściowy przebieg czasowy zamkniętego układu regulacji. Metoda ta pozwala na symulacyjnym dobraniu parametrów w oparciu o minimalizację jednego lub wielu charakterystycznych wielkości. Przykładowa odpowiedź przebiegu oscylacyjnego na wymuszenie skokowe wraz z zaznaczonymi punktami charakterystycznymi (Rysunek IV-13), takimi jak: uchyb w stanie ustalonym ($e(t)$), przeregulowanie (M), czas narastania od 0 do 90% wartości ustalonej (t_r) oraz czas do pierwszego przeregulowania (t_o).



Rysunek IV-13 Przykładowa odpowiedź skokowa układu z zaznaczonymi punktami charakterystycznymi.

Uchyb regulacji zaznaczono jako $e(t)$. Jednym z istotnych parametrów do minimalizacji jest uchyb w stanie ustalonym:

$$e_{ust} = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) \quad (IV-27)$$

W przypadku posiadania serii danych można wyznaczyć tę wartość jako:

$$e_{ust} = e(end) = u_{ust} - u(end) \quad (IV-28)$$

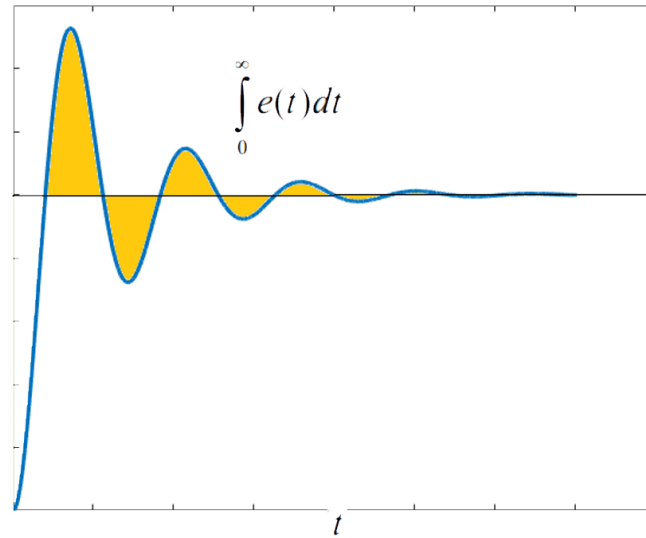
Kolejnym wskaźnikiem do minimalizacji jest wartość przeregulowania (M) w odpowiedzi układu:

$$M = \max(u(t)) - u_{ust} \quad (IV-29)$$

Ostatnim czynnikiem jest czas odpowiedzi, tu przykładowo można wyróżnić dwa znaczące wartości, czas narostu od 0% do 90% wartości ustalonej (podawany również w innych przedziałach) lub czas osiągnięcia wartości przeregulowania (t_0). W literaturze [IV.3] opisuje się jeszcze czas związany z osiągnięciem stanu ustalonego lub czas do osiągnięcia kolejnych przeregulowań. W teorii sterowania wyróżnia się także całkowite wskaźniki jakości. Przykładem może być najprostszy wskaźnik IE (z ang. Integral error), opisywany przez wzór:

$$IE = \int_{t_0}^{\infty} e(t) dt \quad (IV-30)$$

Interpretacja graficzna IE została zaprezentowana na przykładowym rysunku IV-14. Wskaźnik jest dobry do zastosowania w układach bez przeregulowania.

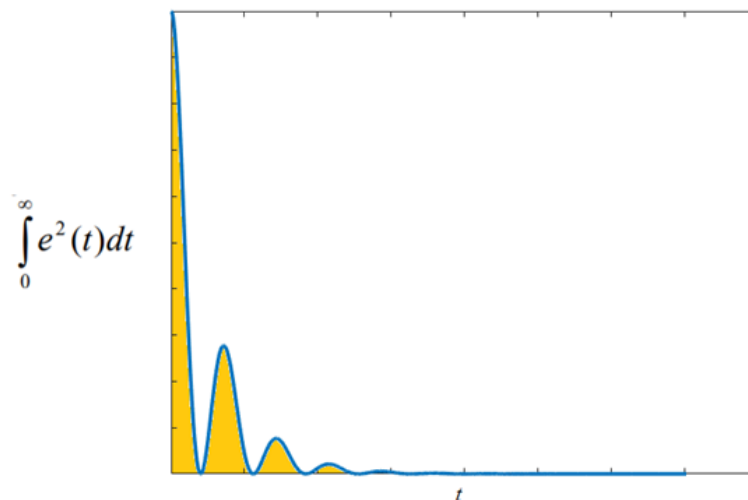


Rysunek IV-14 Interpretacja graficzna wskaźnika IE – obszar zaznaczony.

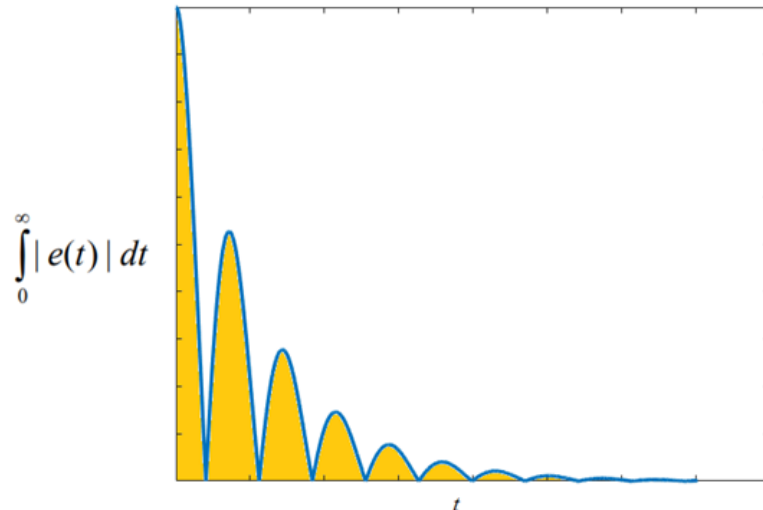
W przypadku układów oscylacyjnych należy wykorzystać wskaźniki ISE (z ang. Integral of Squared Error) lub IAE (z ang. Integral of Absolute Error). Wskaźniki można opisać wzorami oraz zaprezentować w postaci graficznej (Rysunek IV-15 oraz Rysunek IV-16):

$$ISE = \int_{t_0}^{\infty} e^2(t) dt \quad (IV-31)$$

$$IAE = \int_{t_0}^{\infty} |e(t)| dt \quad (IV-32)$$



Rysunek IV-15 Interpretacja graficzna wskaźnika ISE – obszar zaznaczony pod przebiegiem.



Rysunek IV-16 Interpretacja graficzna wskaźnika IAE – obszar zaznaczony pod przebiegiem.

W literaturze występują jeszcze inne wskaźniki jakości np. ITAE (z ang. Integral of Absolute Error Multiplied by Time) oraz ISTAE (z ang. Integral of Absolute Error Multiplied by squared Time). W doborze parametrów regulatora wybrano wskaźniki jakości IAE, ze względu na możliwość wystąpienia lekkiego przeregulowania w przebiegu czasowym. Optymalnym rozwiązaniem będzie znalezienie minimum ze wskaźnika:

$$\min J = \min \left(\int_{t_0}^{\infty} |e(t)| dt \right) = \min(IAE) \quad (IV-33)$$

Do znalezienia minimum zaimplementowano algorytm genetyczny (GA – z ang. Genetic Algorithm). Celem algorytmu jest wyznaczenie optymalnych parametrów regulatora $PI(z)$, dla którego funkcja celu będzie najmniejsza. W konsekwencji będą to najlepsze parametry układu [IV.5] – zapewnią szybką regulację oraz małe przeregulowanie.

Kroki algorytmu można podzielić na:

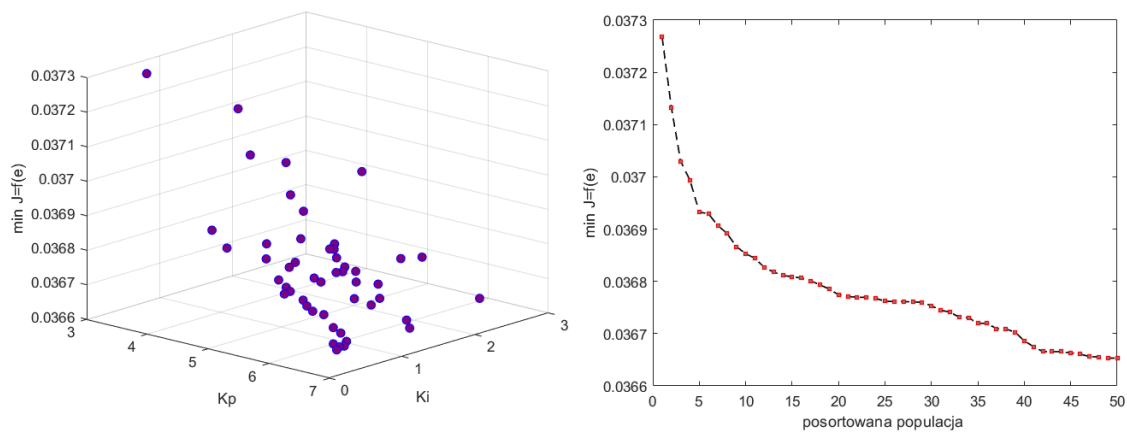
- A. - wybranie parametrów z populacji (K_p , K_i),
- B. - wpisanie nastaw do regulatora $PI(z)$,
- C. - symulacja układu zamkniętego składającego się z transmitancji $DAB(s)$ z regulatorem $PI(z)$ oraz bloku ograniczenia,
- D. - zebranie wartości napięcia wyjścia w funkcji czasu $u(t)$ oraz wyznaczenie uchybu $e(t)$,
- E. - obliczenie wskaźnika jakości (J).

Algorytm szuka dwóch parametrów, wzmocnienia części proporcjonalnej oraz wzmocnienie części całkowej (czas zdwojenia). Najważniejsze parametry zestawiono w tabeli (Tabela IV-I). Populacja początkowa oraz maksymalna ilość generacji będą determinować czas trwania GA.

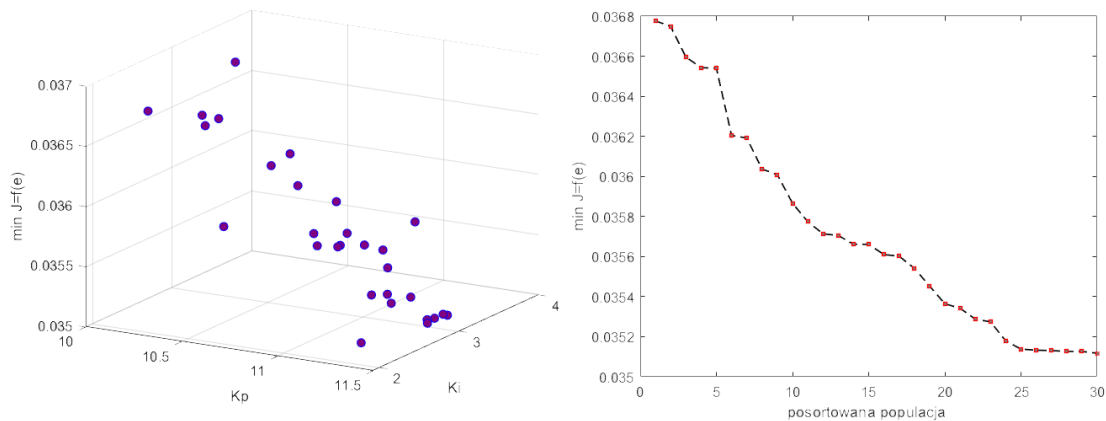
Tabela IV-I Parametry przyjęte do analizy analitycznej.

Parametr GA	Wartość
Ilość parametrów	2 (K_p, K_i)
Populacja	20
Maksymalna ilość generacji	10
Ograniczenie parametrów	$K_p, K_i \in \mathbb{R}^+ \wedge (0 < K_p < 10) \wedge (0 < K_i < 10)$
Linowe ograniczenie nierówności $Ax \leq b$	brak
Linowe ograniczenia równości $Ax = b$	brak

Funkcja GA zwraca najlepsze parametry, które minimalizują funkcję kosztu. Na rysunkach (Rysunek IV-17), (Rysunek IV-18) zaprezentowano historie pracy algorytmu dla pełnego układu (model Simulink oraz model z wykorzystaniem transmitancji ciągłej modelu DAB(s) – identyfikacji w oparciu o dane symulacyjne). W obu przypadkach wskaźnik jakości dla populacji końcowej jest podobny i wynosi $37 \cdot 10^{-3}$ dla transmitancyjnego modelu oraz $35 \cdot 10^{-3}$ dla modelu pełnego.



Rysunek IV-17 Wyniki działania algorytmu optymalizacyjnego. – dla transmitancji DAB(s).



Rysunek IV-18 Wyniki działania algorytmu optymalizacyjnego dla pełnego modelu w programie SIMULINK.

IV.7 Analiza strat w przekształtniku Dual Active Bridge

Obliczenie mocy strat w przekształtniku DAB można podzielić na:

- Moc strat w łącznikach energoelektronicznych – straty przewodzenia oraz straty łączeniowe,
- Moc tracona w transformatorze – straty w uzwojeniu oraz w rdzeniu,
- Straty w dławiku – straty w uzwojeniu oraz w rdzeniu,
- Straty w pojemnościach obwodów,
- Straty w przewodach łączeniowych.

W urządzeniach energoelektronicznych największą część strat są pierwsze z wyżej wymienionych, czyli straty w łącznikach energoelektronicznych. Można również pokreślić istnienie strat w obwodach sterowania, które są zazwyczaj pomijalnie małe. Straty wynikające z doprowadzenia przewodów i itp. można pominąć ze względu na ich małą wartość.

IV.7.1 Analityczna metoda wyznaczenia strat w przekształtnikach – straty w tranzystorach FET

Straty przewodzenia tranzystorów FET są spowodowane jego rezystancją w trakcie przewodzenia:

$$P_R \triangleq R \cdot I_{RMS}^2 \quad (IV-34)$$

Z (IV-34) wynika, że do określenia strat przewodzenia konieczne jest wyznaczenie rezystancji łącznika oraz wartości skutecznej prądu. W stanie ustalonym prąd płynący przez tranzystory przekształtnika o topologii DAB na

stronie pierwotnej (T_1, T_2, T_3, T_4) można określić przez wzór wynikający z definicji wartości skutecznej prądu (parametry pomocnicze A i B ze wzoru (IV-4)):

$$I_{Sk} = I_{RMS} = I_D = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_\varphi} i_1^2(t) dt + \int_{T_\varphi}^{\frac{T_s}{2}} i_2^2(t) dt} = \frac{I_{L rms}}{\sqrt{2}} \quad (IV-35)$$

Prąd płynący przez tranzystory na stronie wtórnej ($T_{1b}, T_{2b}, T_{3b}, T_{4b}$), można określić w podobny sposób jak I_{RMS1} , lecz należy uwzględnić przekładnie transformatora n . Zmienne pomocnicze

Moc tracona przez łączniki w czasie przewodzenia na stronie pierwotnej może być określona przez (P_{H2} – można określić analogicznie):

$$P_{H1} = 4 \cdot R_{DS1(ON)} I_{RMS1}^2 \quad (IV-36)$$

Wartości rezystancji dren-źródło $R_{DS(ON)}$ podczas przewodzenia są podawane przez producentów tranzystorów. Rezystancja jest określona jako funkcja zależną od prądu drenu $R_{DS(ON)} = f(I_{DS})$. Dla pracy tranzystora w temperaturze od $20^\circ C$ do $100^\circ C$, można dokonać przeliczenia rezystancji $R_{DS(ON)}$ na wyższą gdy np. podana zostanie w $20^\circ C$.

$$R_{onH}(T) = R_{DS(ON)}(20^\circ C) \cdot \left(1 + \frac{\vartheta}{100}\right)^{T-20^\circ C} \quad (IV-37)$$

Kolejnymi stratami są straty łączeniowe tranzystorów, które mogą być wyznaczone na podstawie przebiegu mocy wyznaczonego z uwzględnienie procesów załączania oraz wyłączenia tranzystora. W praktyce można wykorzystać informacje o energii wydzielonej podczas procesów przejściowych (załączania i wyłączenia) :

$$E_{on} = \int_{t_0}^{t_0+t_{on}} u(t) \cdot i(t) dt \quad (IV-38)$$

$$E_{off} = \int_{t_0}^{t_0+t_{off}} u(t) \cdot i(t) dt \quad (IV-39)$$

Wartości energii podczas załączania i wyłączenia tranzystora, można określić w oparciu o notę katalogową, symulację układu (szacowanie na potrzeby doboru elementów) lub wyniki badania laboratoryjnego. Ostatnim elementem do wzoru

na określenie strat są straty E_{oss} , które są związane z ładowaniem pojemności wyjściowej tranzystora. Wzór na straty łączeniowe można określić:

$$P_{SW} = (E_{on} + E_{off} + E_{oss}) \cdot f_S \quad (IV-40)$$

W układzie DAB, składającego się z czterech tranzystorów można zapisać dla strony pierwotnej:

$$P_{SW1} = 4 \cdot (E_{on1} + E_{off1} + E_{oss1}) \cdot f_S \quad (IV-41)$$

Natomiast dla strony wtórnej, zakładając inny rodzaj łączników:

$$P_{SW2} = 4 \cdot (E_{on2} + E_{off2} + E_{oss2}) \cdot f_S \quad (IV-42)$$

Efekt naskórkowości oraz zjawiska zbliżenia są zwykle zaniebdywane w przypadku półprzewodnikowych łączników mocy, mimo iż zależą od częstotliwości przełączeń. Ostatecznie zależność na sumaryczne straty w łącznikach mocy przyjmuje postać:

$$P_{\Sigma e} = P_{SW1} + P_{SW2} + P_{C1} + P_{C2} \wedge \quad (IV-43)$$

$$P_{\Sigma e} = 4f_S(E_{on1} + E_{off1} + E_{on2} + E_{off2} + E_{oss1} + E_{oss2}) + 4(R_{DS1(ON)}I_{sk1}^2 + R_{DS2(ON)}I_{sk2}^2)$$

Jeżeli układ DAB będzie posiadał jeden rodzaj łączników energoelektronicznych wtedy:

$$P_{\Sigma e} = 8 \cdot f_S \cdot (E_{on} + E_{off} + E_{oss}) + 4 \cdot (R_{DS(ON)}[I_{RMS1}^2 + I_{RMS2}^2]) \quad (IV-44)$$

IV.7.2 Analityczna metoda wyznaczenia strat w przekształtnikach – straty w transformatorze

Elementy magnetyczne również wprowadzają w układzie straty, które nie mogą być pomijane. W transformatorze powstają dwa rodzaje strat: w uzwojeniu oraz w rdzeniu. Całkowite straty w rdzeniu transformatora można rozdzielić na dwie składowe [IV.1]:

$$P_{Fe} \approx P_H + P_w \quad (IV-45)$$

Gdzie:

P_H - straty histerezowe,

P_w - straty od prądów wirowych.

Straty histerezy są to straty mocy wydzielane w rdzeniu, które wynikają z charakterystyki magnesowania rdzenia $B = f(H)$. Do wyznaczenia strat można wykorzystać zależność określoną przez Steinmetza [IV.1]:

$$P_H = (k_H f_p B_M)^{1.6} \quad (\text{IV-46})$$

Gdzie:

k_H - współczynniki materiałowy,

f_p - częstotliwość zmian pola magnetycznego,

B_M - amplituda indukcji magnetycznej.

Straty wiropądowe wydzielane w jednolitej objętości rdzenia dla dowolnego kształtu przebiegu indukcji magnetycznej $B(t)$ można wyznaczyć [IV.1]:

$$P_w = \frac{\gamma S_{Fe}}{8\pi} \left(\frac{dB(t)}{dt} \right) \quad (\text{IV-47})$$

Gdzie:

γ - konduktywność rdzenia,

S_{Fe} - efektywny przekrój rdzenia.

dla $P_{Fe} \gg P_w$, wzór Steinmetza może być również wykorzystany w postaci ogólnej do określenia strat w rdzeniu przy założeniu pominięcia strat od prądów wirowych [IV.1]:

$$P_{Fe} = k_H f_p^{\alpha_s} B_M^{\beta_s} \quad (\text{IV-48})$$

Gdzie:

α_s, β_s, k_H - współczynniki Steinmetza (zależne od materiału),

Wszystkie podane współczynniki dotyczące materiałów oraz temperatury są stabilizowanymi wartościami dla ferrytów. Wartość współczynnika α_s jest bliska wartości 1.6 [IV.8].

Straty w uzwojeniu transformatora można rozpisać wykorzystując prawo Joule'a:

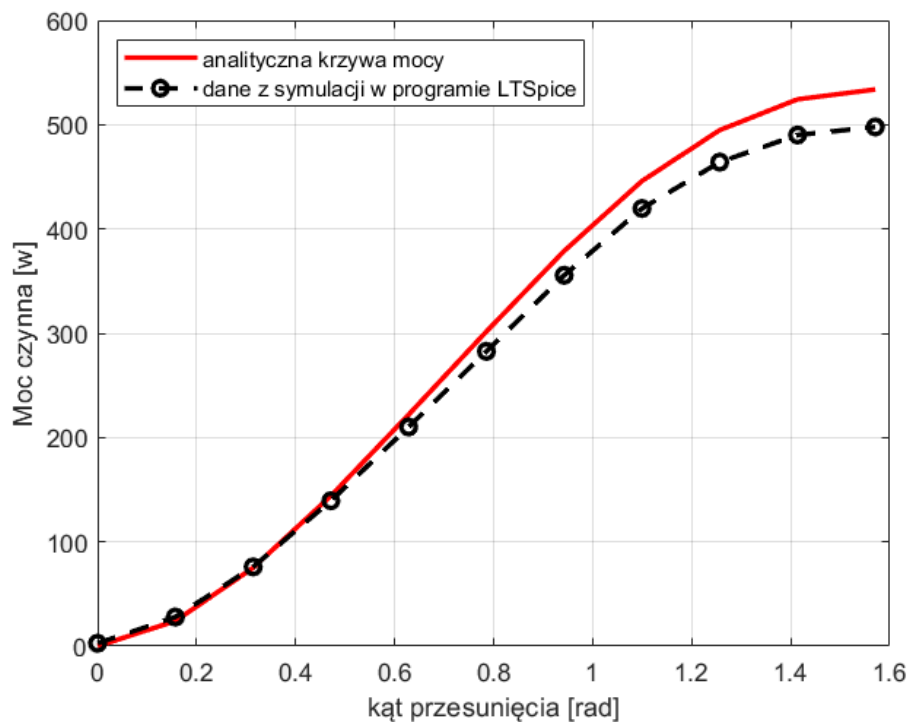
$$P_{Cu} \triangleq R_{Cu} I_{Cu}^2 = R_{DC} I_{Cu}^2 + R_{AC} I_{Cu}^2 \quad (\text{IV-49})$$

Moc strat jest sumą dwóch wartości, strat podstawowych oraz dodatkowych strat w uzwojeniu, wywołanych przez efekt naskórkowości. Konsekwencją prądów wirowych, wywołanych przez zjawisko naskórkowości i zbliżenia jest zmniejszenie powierzchni przekroju przewodnika. W przekształtniku DAB straty w uzwojeniach można wyznaczyć jako:

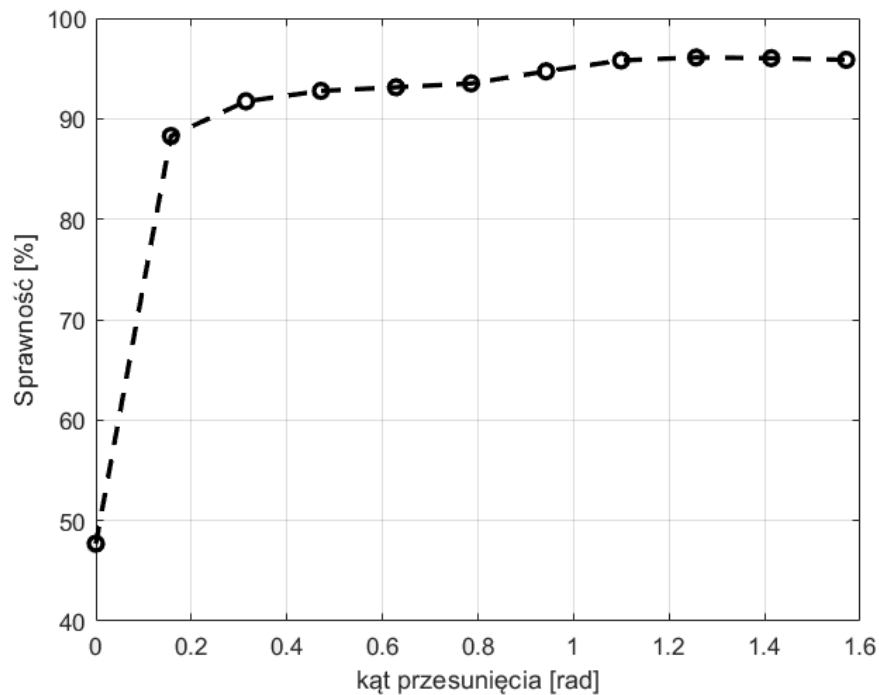
$$P_{Cu} = (R_{1DC} + R_{1AC} + n^2(R_{2DC} + R_{2AC}))I_L^2 \quad (IV-50)$$

IV.7.3 Symulacyjne określenia strat w przekształtniku DAB

DAB został zamodelowany w programie LTSpice, który pozwala na uwzględnienie precyzyjnego modelu elementów energoelektronicznych. Aby sprawdzić sprawność układ z tranzystorami MOSFET, przeprowadzono szereg symulacji i wyznaczono charakterystykę mocy wyjściowej w funkcji kąta przesunięcia, wyrażonego w radianach (Rysunek IV-19). Metoda sterowania wykorzystana w symulacji to klasyczne sterowanie SPS.



Rysunek IV-19 Moc wyjściowa przekształtnika DAB w funkcji przesunięcia czasowego – wyniki symulacji programie LTSpice. Model stratny uwzględnia straty jedynie w łącznikach mocy.



Rysunek IV-20 Sprawność przekształtnika DAB w funkcji przesunięcia czasowego – wyniki symulacji programie LTspice dla modelu z uwzględnieniem strat łączeniowych oraz przewodzenia tranzystorów.

Sprawność układu (Rysunek IV-20) symulacyjnego jest relatywnie wysoka ($\eta_{MAX} = 96\%$). W opracowanym modelu symulacyjnym nie uwzględniono dokładnej wartości strat transformatora oraz połączeń w układzie. Uwzględniając wszystkie aspekty (wszystkie straty w układzie), sprawność końcowa rzeczywistego układu musi zmniejszyć swoją wartość. W nowoczesnych systemach energoelektronicznych sprawność jest kluczowym parametrem urządzenia przekształcającego energię. Aby zwiększyć sprawność układu DAB konieczna jest dalsza analiza miękkiego przełączania, co zostało dokładnie opisane w kolejnym rozdziale V oraz rozdziale VI.

IV.8 Literatura do rozdziału IV

[IV.1] R. Barlik, M. Nowak, "Energoelektronika Elementy Podzespoły Układy", Warszawa 2006, ISBN: 9788378140627.

[IV.2] F. Di Domenico, "All Semiconductor Switch Technologies Lead to Rome", Infineon Technologies 02/29/2020.

[IV.3] W. Han and L. Corradini, "Analytical Small-Signal Transfer Functions for Phase Shift Modulated Dual Active Bridge Converters Using Phasor Transformation," 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Portland, OR, 2018, pp. 1442-1448, doi: 10.1109/ECCE.2018.8558437.

[IV.4] T. Kaczorek, A. Dzieliński, W. Dąbrowski, R. Łopatka, "Podstawy teorii sterowania", Wydawnictwo Naukowe PWN, WNT, Warszawa, 3, 2020.

[IV.5] T. O'Mahony, C. J. Downing, K. Fatla, "Genetic Algorithms for PID Parameters Optimisation: Minimising Error Criteria".

[IV.6] J. Rabkowski, D. Peftitsis and H. Nee, "Silicon Carbide Power Transistors: A New Era in Power Electronics Is Initiated," in IEEE Industrial Electronics Magazine, vol. 6, no. 2, pp. 17-26, June 2012, doi: 10.1109/MIE.2012.2193291.

[IV.7] D. Segaran, "Dynamic Modelling and Control of Dual Active Bridge Bi-directional DC-DC Converters for Smart Grid Applications", A thesis for the degree of Doctor of Philosophy, Monash University 2006

[IV.8] C. P. Steinmetz, "On the law of hysteresis," in Proceedings of the IEEE, vol. 72, no. 2, pp. 197-221, Feb. 1984, doi: 10.1109/PROC.1984.12842.

[IV.9] Materiały firmy Magnetics: "Inductor Cores: Material and Shape Choices"
<https://www.mag-inc.com/Design/Design-Guides/Inductor-Cores-Material-and-Shape-Choices>.

[IV.10] Materiały firmy Magnetics: "Powder Core and Gapped Ferrite Core Comparison" :
<https://www.mag-inc.com/Products/Powder-Cores/Learn-More-about-Powder-Cores/Gapped-Ferrite-Comparison>.

[IV.11] Katalog firmy Chang Sung Corporation (CSC): <https://www.mhw-intl.com/assets/CSC/>

V Rezonansowy przekształtnik izolowany

V.1 Rezonansowy układ DAB

Wymuszenie drgań w obwodzie mocy prowadzi do quasi-sinusoidalnego kształtu prądu (rezonans szeregowy) lub napięcia (rezonans równoległy). W obu przypadkach powstaną warunki, w których napięcie lub prąd będą okresowo osiągać wartość równą zero. Umiejętne wykorzystanie tego stanu pozwala na wyłączanie łączników mocy w zerowych warunkach, gdy prąd (ZCS) lub napięcie (ZVS) będzie równe zero [V.1]. Zaletą topologii DAB jest stosunkowo łatwa realizacja miękkiego przełączania tranzystorów. Układ zachowuje możliwość dwukierunkowego transferu energii. Niestety możliwość uzyskania miękkiego przełączania zmniejsza się przy małym obciążeniu układu DAB [V.11], [V.13].

Analiza obwodu RLC (rezystor, cewka oraz kondensator) skupiła się na drganiach własnych układu, a nie na wymuszonych. Drgania własne (swobodne) są wykorzystywane w przekształtnikach, gdzie za wymuszenie można uznać skokowy wzrost napięcia, a jako źródło napięcia prostokątnego można przyjąć falownik napięcia.

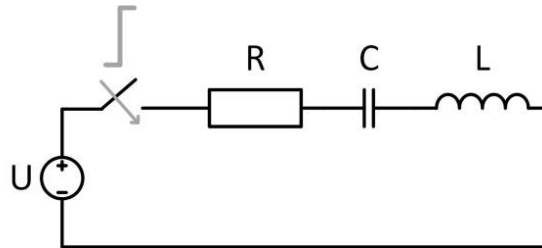
V.2 Miękkie przełączanie tranzystorów

Najczęściej stosowane podejścia do realizacji miękkiego przełączania to:

- Rezonans szeregowy – polega na dołączeniu kondensatora szeregowo z indukcyjnością rozproszenia transformatora [V.12].
- Dodatkowy obwód rezonansowy - obwód składa się z cewki indukcyjnej szeregowo ze źródłem zasilania oraz z równoległe przyłączanym kondensatorem. Kondensator dołączany jest do obwodu przez dodatkowy łącznik energoelektroniczny (tranzystor FET). Zjawisko oscylacji powstaje pomiędzy cewką indukcyjną oraz dodatkowym kondensatorem.
- Dołączenie pojemności równoległe do tranzystora – metoda bazuje na zwiększaniu pasożytniczej pojemności urządzeń przełączających za pomocą innego kondensatora równoległego. ZVS osiąga się w ten sposób podczas wyłączania, ponieważ kondensator utrzymuje niskie napięcie na elemencie przy wyłączaniu [V.5]- [V.7], [V.10].

V.3 Uproszczona analiza rezonansu szeregowego w obwodzie szeregowym RLC

Szybka zmiana napięcia w obwodach energoelektronicznych jest najczęściej spowodowana przez zmianę stanu tranzystorów mocy. Obwód (Rysunek V-1) to układ szeregowy RLC będący przedmiotem analizy w dalszej części rozdziału.



Rysunek V-1 Teoretyczny układ szeregowy z elementów RLC.

Równanie różniczkowe opisujące liniowy układ RLC z rysunku V-1 to równanie różniczkowe rzędu drugiego, o stałych współczynnikach:

$$U = LC \frac{d^2 u_c(t)}{dt^2} + RC \frac{du_c(t)}{dt} + u_c(t) \quad (\text{V-1})$$

Gdzie:

$u_c(t)$ – napięcie na kondensatorze C w funkcji czasu.

Rozwiązanie równania V-1 może mieć trzy przypadki, w zależności od impedancji falowej:

$$Z_0 = 2 \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (\text{V-2})$$

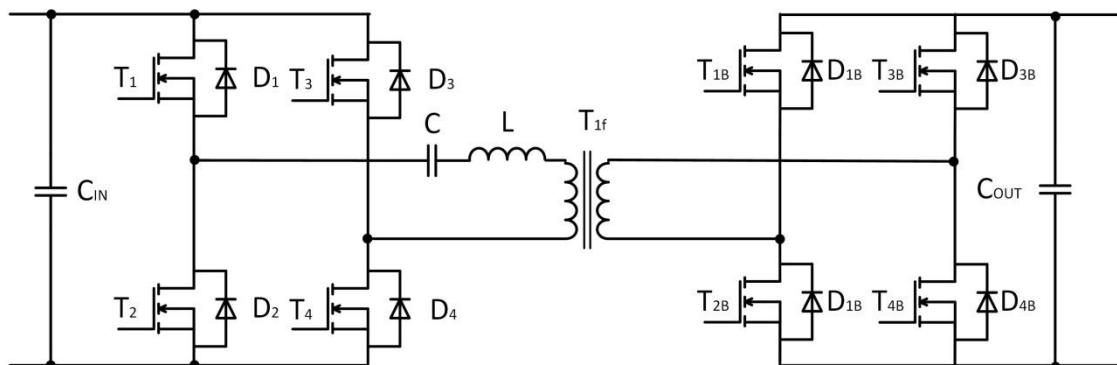
Przypadek I. Gdy $R_0 > Z_0$ wtedy istnieją dwa pierwiastki rzeczywiste i prąd po przekształceniu z postaci operatorowej do czasowej ma charakter aperiodyczny.

Przypadek II. Gdy $R_0 = Z_0$ wtedy istnieje tylko jeden pierwiastek rzeczywisty podwójny oraz prąd w danym przypadku ma charakter aperiodyczny krytyczny.

Przypadek III. Gdy $R_0 < Z_0$ wtedy nie istnieją pierwiastki należące do dziedziny rzeczywistej i prąd po przekształceniu z postaci operatorowej do czasowej ma charakter oscylacyjny tłumiony. Analizowany obwód szeregowy RLC będzie miał istotne znaczenie do analizy miękkiego przełączania w układzie DAB

V.4 Przekształtnik topologii DAB o rezonansie szeregowym

Rysunek V-2 zawiera schemat topologii rezonansowej układu DAB z szeregowym połączeniem elementów LC. W porównaniu do tradycyjnego konwertera DAB, układ rezonansowy może pracować z większą częstotliwością i sprawnością. Wadą jest zwiększenie rozmiaru układu oraz koszty związane z dodatkowym kondensatorem. W wielu przypadkach praktycznych stosuje się dwa kondensatory na obu stronach i analizę upraszcza się do strony pierwotnej [V.12].



Rysunek V-2 Schemat przekształtnika DAB z szeregowym układem rezonansowym.

Przekształtnik o przedstawionej topologii jest sterowany przesunięciem fazowym o stałej częstotliwości i niezmienniej wartości współczynnika wypełnienia (tak jak w klasycznym DAB). Zależność określający energię transferowaną można zapisać jako [V.12]:

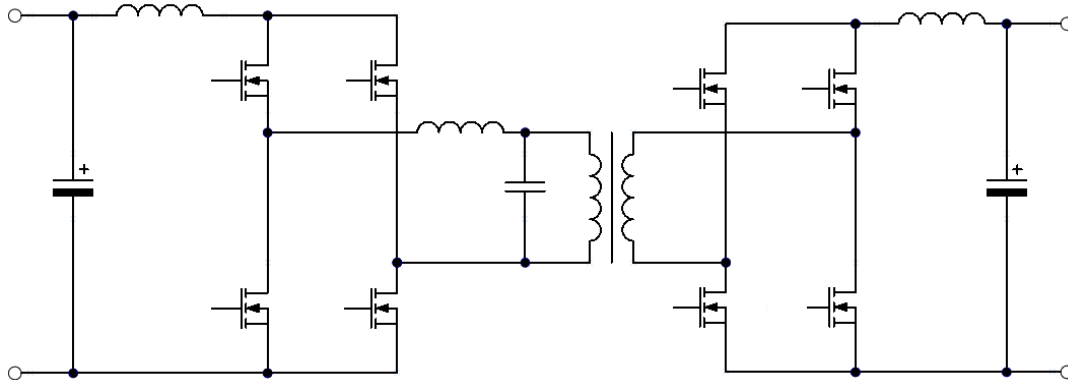
$$P = \frac{8U_2[U_1 \sin(\theta + \varphi) - U_2 \sin(\theta)]}{\pi^2 \sqrt{R^2 + (2\pi f_0 L)^2 \left(\frac{f_s}{f_0} - \frac{f_0}{f_s}\right)^2}} \quad (V-3)$$

Na podstawie wzoru (V-6) na moc czynną, można określić metodę transferu energii w układzie rezonansowym. Zmiana kąta przesunięcia lub zmiana częstotliwości impulsowania to proponowane metody transferu mocy.

V.5 Rezonansowy układ Dual Active Bridge zasilany ze źródła prądowego wykorzystujący rezonans prądów

Układ DAB z rezonansem równoległym można zakwalifikować do falowników prądu [V.11]. Układ opisany w [V.3] oraz [V.7], przedstawia taką topologię. Topologia (rysunek V-3) ta składa się z dwóch falowników mostkowych zasilanych przez źródła prądu (źródło napięcia o dużej indukcyjności wyjściowej). Falownik jest połączony z transformatorem wysokiej częstotliwości jak w przypadku klasycznego układu DAB. Do układu często

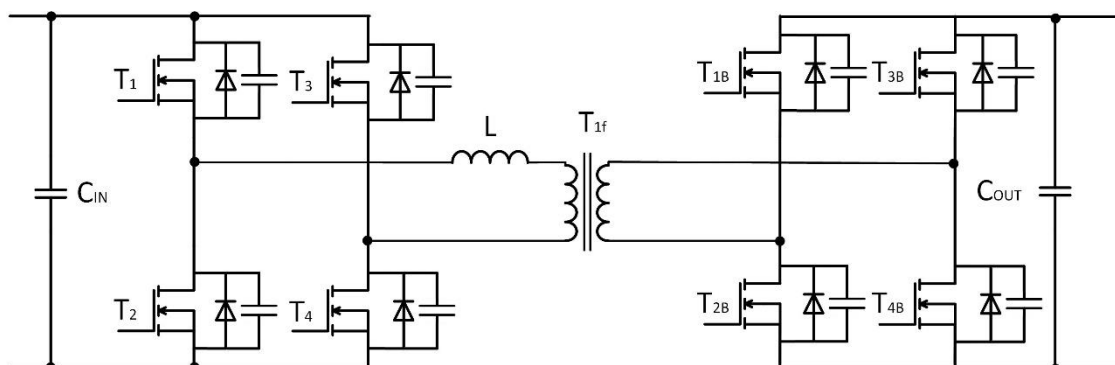
dołączane są dodatkowe kondensatory [V.7], równoległe do tranzystorów mocy oraz kondensator równoległy do transformatora, który jest wykorzystany do rezonansu prądów.



Rysunek V-3 Schemat przekształtnika DAB z rezonansem równoległym.

V.6 Rezonansowy układ Dual Active Bridge z przełączaniem w zerze napięcia przy wykorzystaniu pojemności równoległej do łączników mocy

Jedną z metod uzyskania przełączania w zerze napięcia jest dodanie kondensatora równoległe do łączników energoelektronicznych w falownikach napięcia. Kondensatory są przeładowywane podczas trwania czasu martwego z energii zgromadzonej w indukcyjności. Do naładowania pojemności konieczne jest zapewnienie odpowiednio dużej energii. Zapewnienie odpowiedniej energii pozwoli na realizację miękkiego przełączania w zerze napięcia - ZVS typu Clamped Voltage.



Rysunek V-4 Schemat przekształtnika DAB z uwzględnieniem pojemności tranzystora – układ do realizacji ZVS Clamped Voltage.

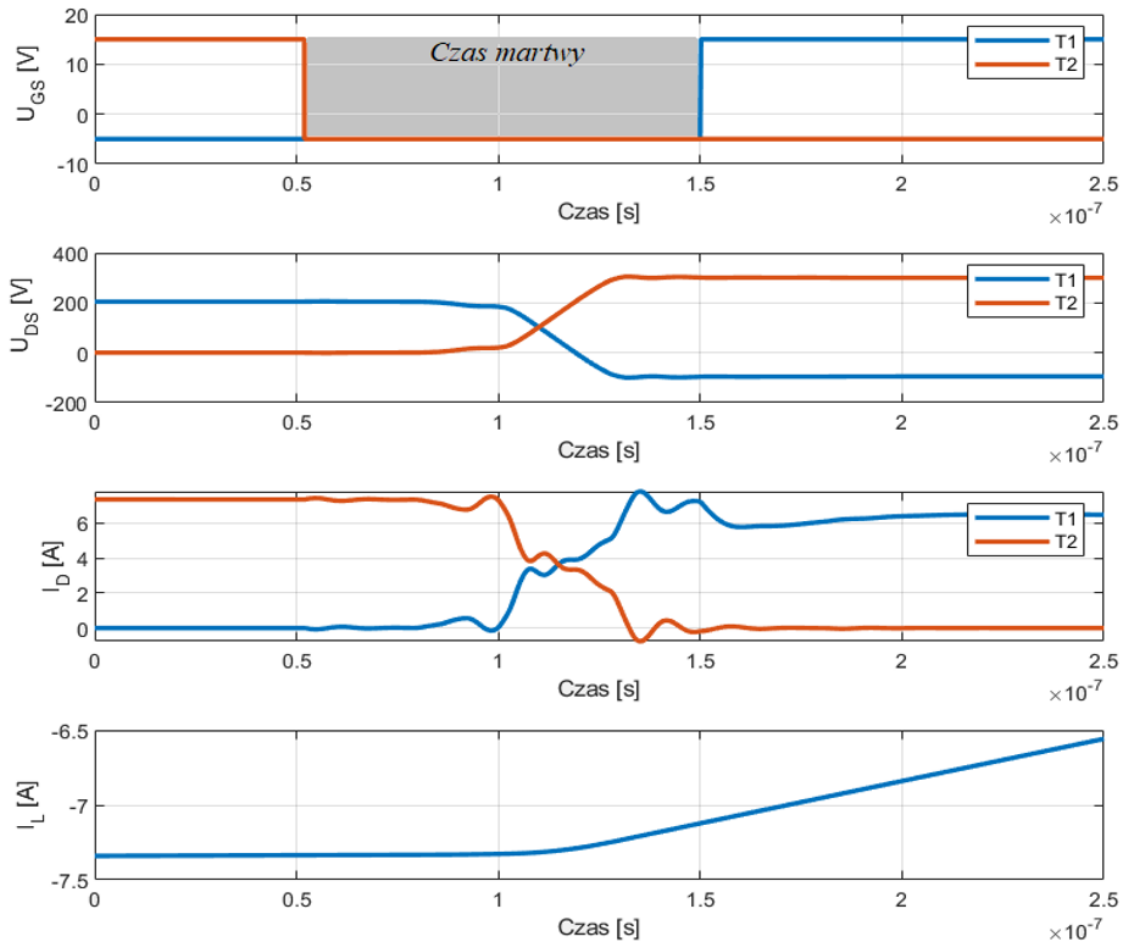
W tego rodzaju układach (Rysunek V-4) stosuje się dodatkowe pojemności równoległe w postaci kondensatora, lecz zwiększa to liczbę elementów w

układzie. Powiększają one pojemności do przeładowania i spowalniają szybkość zmian napięcia na tranzystorach. W zależności od sygnałów bramkowych tranzystorów, można dokonać analizy przełączania z uwzględnieniem czasu martwego. Stan przewodzenia danej pary tranzystorów (T_3 i T_2) w mostku został określony jako tryb pracy numer 1. Kolejnym trybem pracy będzie czas martwy, a następnie załączenie kolej pary tranzystorów (T_1 i T_4). Szczegółowy opis jest następujący:

- Tryb pracy 1: Jest to czas w którym Tranzystory T_3 i T_2 są załączone i przewodzą prąd w układzie DAB. W konsekwencji diody (tranzystorów T_{2B} i T_{3B}) przewodzą prąd na stronie wtórnej w drugim falowniku. Konsekwencją takiego stanu jest to, że pojemność C_{oss} tranzystorów nieprzewodzących zostają naładowane do wartości napięcia zasilania z obwodu napięcia stałego [V.1].

- Tryb pracy 2: Przewodzące tranzystory T_3 i T_2 zostają wyłączone, wtedy czas martwy w układzie sterowania nie pozwala na załączenie kolejnych tranzystorów. Energia zgromadzona w pojemności wyjściowej tranzystorów musi zostać rozładowana w obwodzie z indukcyjnością L . Prąd zaczyna płynąć przez wszystkie pojemności wyjściowe tranzystorów (parę T_1 i T_4 oraz parę T_3 i T_2).

- Tryb pracy 3: Charakteryzuje się załączeniem pary T_1 i T_4 . Tranzystory w mostku na stronie pierwotnej transformatora przewodzą prąd i w konsekwencji diody (tranzystorów kolejnej pracy) w mostku na stronie wtórnej również przewodzą prąd. Pojemności tranzystorów nieprzewodzących zostają naładowane do wartości napięcia zasilania z obwodu napięcia stałego.



Rysunek V-5 Symulacyjna analiza czasu martwego w oparciu o model w programie LTspice z tranzystorami mocy JFET – układ do realizacji ZVS Clamped Voltage.

Symulacja w programie LTspice z elementami posiadającymi model pojemności wyjściowej pozwala na przedstawienie pracy takiego układu w czasie martwym (Rysunek V-5). Analiza jednego mostka podczas trwania czasu martwego pozwala na wyznaczenie równania dla prądu ładującego pojemności wyjściowe tranzystorów nieprzewodzących (para która wcześniej przewodziła prąd) – prądowe prawo Kirchhoffa dla węzła z pojemnościami i indukcyjnością sprzęgającą L :

$$-\frac{i_c(t)}{2} = C \frac{du_c(t)}{dt} \quad (V-4)$$

Oraz równanie napięciowe:

$$2u_c(t) = L \frac{di_c(t)}{dt} + R_\Sigma i_c(t) + (U_p - nU_w) \quad (V-5)$$

Podstawiając równanie prądu $i_c(t)$ otrzymuje się równanie opisujące napięcie na pojemności wyjściowej:

$$\begin{cases} \frac{d^2 u_c(t)}{dt^2} + \frac{R_\Sigma}{L} \frac{du_c(t)}{dt} + \frac{u_c(t)}{CL} = \frac{(U_p - nU_w)}{2CL} \\ u_c(0^+) = 0 \wedge \frac{du_c(0^+)}{dt} = -\frac{I_{Lo+}}{2C} \end{cases} \quad (V-6)$$

W równaniu (V-6) występuje wartość rezystancji R_Σ odpowiadającej za sumaryczną rezystancję obwodu, czyli rezystancję dławika ($R_{DC} + R_{AC}$) oraz przewodów. W analizie istotny jest pierwszy półokres przeładowania pojemności, w którym wartość rezystancji nie ma dużego znaczenia, zważywszy na jej małą wartość. Pomijając wartość rezystancji, równanie (IV-9) jest następujące:

$$\begin{cases} \frac{d^2 u_c(t)}{dt^2} + \frac{u_c(t)}{LC_{oss}} = \frac{(U_p - nU_w)}{2LC_{oss}} \\ u_c(0^+) = 0 \wedge \frac{du_c(0^+)}{dt} = -\frac{I_{Lo+}}{2C} \end{cases} \quad (V-7)$$

Równanie upraszcza się do opisu obwodu LC z wymuszeniem skokowym Heaviside'a. Odwrotna transformata Laplace'a prowadzi do rozwiązania w postaci czasowej:

$$u_c(t) = \frac{(U_p - nU_w)}{2} (1 - \cos(\omega_o t)) - \frac{I_{Lo+}}{\omega_o 2C} \sin(\omega_o t) \quad (V-8)$$

Oraz równanie prądu w funkcji czasu:

$$i_L(t) = -I_{Lo+} \cos(\omega_o t) - \frac{(U_p - nU_w)}{2} \sin(\omega_o t) \quad (V-9)$$

W przypadku gdy wartość szczytowa napięcia $u_c(t)$ dla czasu t_{peak} wystąpi po czasie martwym t_{dt} to nie ma możliwość zrealizowania miękkiego przełączania:

$$t_{dt} > t_{peak} \quad (V-10)$$

Dla idealnego obwodu LC (bez tłumienia), wartość częstotliwości rezonansowej wynosi:

$$f_0 = \frac{1}{T_0} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (V-11)$$

Wartość maksymalnego napięcia na kondensatorze w obwodzie LC zostanie osiągnięta dla $T_0 = \pi/2$. Oznacza to, że można określić czas przeładowania kondensatora (dwóch kondensatorów C w mostku) ze wzoru:

$$t_{Umax} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L(2C)} \quad (V-12)$$

Przedstawiony (V-12) wzór nie zależy od wartości prądu dławika oraz napięć na obydwóch stronach transformatora, dlatego jest to warunek niewystarczający do wystąpienia ZVS. Wzór nie uwzględnia wartości prądu indukcyjności sprzęgającej, która ma wpływ na wystąpienie ZVS. Innym sposobem na wyznaczenie wartości wymaganego czasu jest przeanalizowanie szybkości zmiany napięcia w czasie na jednym tranzystorze przełączającym. Z definicji można przedstawić zmianę napięcia na pojemności, przez:

$$\frac{du_c(t)}{dt} = \frac{i_L(t)}{C} \wedge i_L(t_{dt}) = const \quad (V-13)$$

Wymagany czas martwy do realizacji ZVS dla mostka wejściowego przy założeniu, że wartość prądu dławika nie zmienia się w czasie martwym i jest równa I_{Lo+} oraz niezmiennie napięcie na tranzystorze nieprzewodzącym U_{DS} może być też wyznaczona z zależności:

$$t_{dt} = C \frac{U_{DS}}{I_{Lo+}} \vee (i_L(t_{dt}) = const \wedge U_{DS} = const) \quad (V-14)$$

Konkluzją z analizy czasu martwego jest stwierdzenie, że do przeładowania pojemności koniczne jest zapewnienie odpowiedniego czasu na wymianę energii i jest to warunek konieczny do wystąpienia ZVS CV.

Kolejnym etapem jest określenie, przy jakich warunkach w układzie Dual Active Bridge wystąpi miękkie przełączanie w przypadku sterowania przesunięciem między mostkami (sterowanie SPS). Do określenie dokładnego przedziału należy wykorzystać bilans mocy w obwodzie podczas przeładowania. Znając wartość pojemności oraz indukcyjności w obwodzie, konieczne jest sformułowanie równania bilansu energii w układzie podczas czasu martwego [V.1]:

$$E_p + E_d = E_k \quad (V-15)$$

Gdzie:

E_p – energia początkowa,

E_d – energia dostarczona,

E_k – energia końcowa.

Energia początkowa jest zgromadzona w indukcyjności oraz pojemnościach wyjściowych pary tranzystorów nieprzewodzących. Energia początkowa jest rozumiana jako energia na początku czasu martwego i jej początkowa wartość może być opisana przez równanie:

$$E_p = \frac{1}{2}LI_L^2 + \frac{1}{2}(2C)U_{DC}^2 \quad (V-16)$$

Energia końcowa reprezentuje energię po przeładowaniu pojemności w układzie czyli stan, gdy pojemności wszystkich tranzystorów zostały przeładowane.

$$E_k = CU_{DC}^2 \quad (V-17)$$

W konsekwencji energia przekazana do pojemności tranzystorów (dwie rozładowane pojemności wyjściowe tranzystorów w mostku) z grupy nieprzewodzącej w poprzednim półokresie opisuje się równaniem:

$$E_D = -\frac{1}{2}LI_L^2 \quad (V-18)$$

Konieczny warunek energetyczny do realizacji ZVS typu CV opisuje nierówność [V.10]:

$$\frac{1}{2}LI_L^2 \geq 2CU_{DC}^2 \quad (V-19)$$

Nierówność (V-19) wraz z równaniami na czas martwy (V-14) stanowią warunek do wystąpienia ZVS typu CV w przekształtnikach mostkowych lub półmostkowych. Do celów regulacyjnych konieczne jest określenie przedziału pracy, a zatem granicznej wartości przesunięcia fazowego określającego pracę z miękkim przełączaniem tranzystorów mocy. Równania na prądy obwód DC obu mostkach falowników w przekształtniku DAB, można zapisać:

$$I_{H1} = \frac{U_1}{2\pi Lf_S} \cdot \left(2\varphi_{H1} \cdot \left(\frac{nU_2}{U_1} \right) + \pi \cdot \left(1 - \frac{nU_2}{U_1} \right) \right) \wedge I_{H1} \geq 2U_1 \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (V-20)$$

oraz dla mostka na stronie wtórnej:

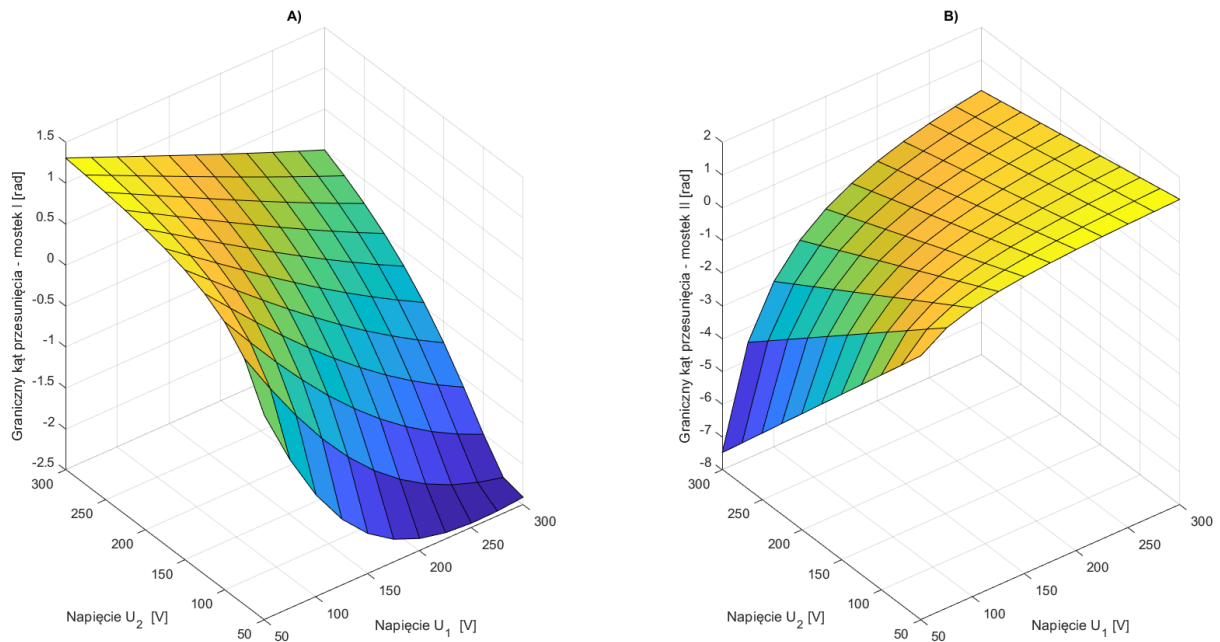
$$I_{H2} = \frac{U_1}{2\pi Lf_S} \cdot \left(2\varphi_{H2} + \pi \cdot \left(\frac{nU_2}{U_1} - 1 \right) \right) \wedge I_{H2} \geq 2U_2 \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (V-21)$$

Oba równania pozwalają na określenie przedziałów pracy, dla których wystąpi ZVS. Ostatecznie przedziały te wynoszą [V.10]:

$$\varphi_{H1} \geq \frac{\pi}{2} \cdot \left(\frac{nU_2 - U_1}{nU_2} \right) + 2\pi \cdot \left(\frac{U_1 f_s \sqrt{LC}}{nU_2} \right) \quad (V-22)$$

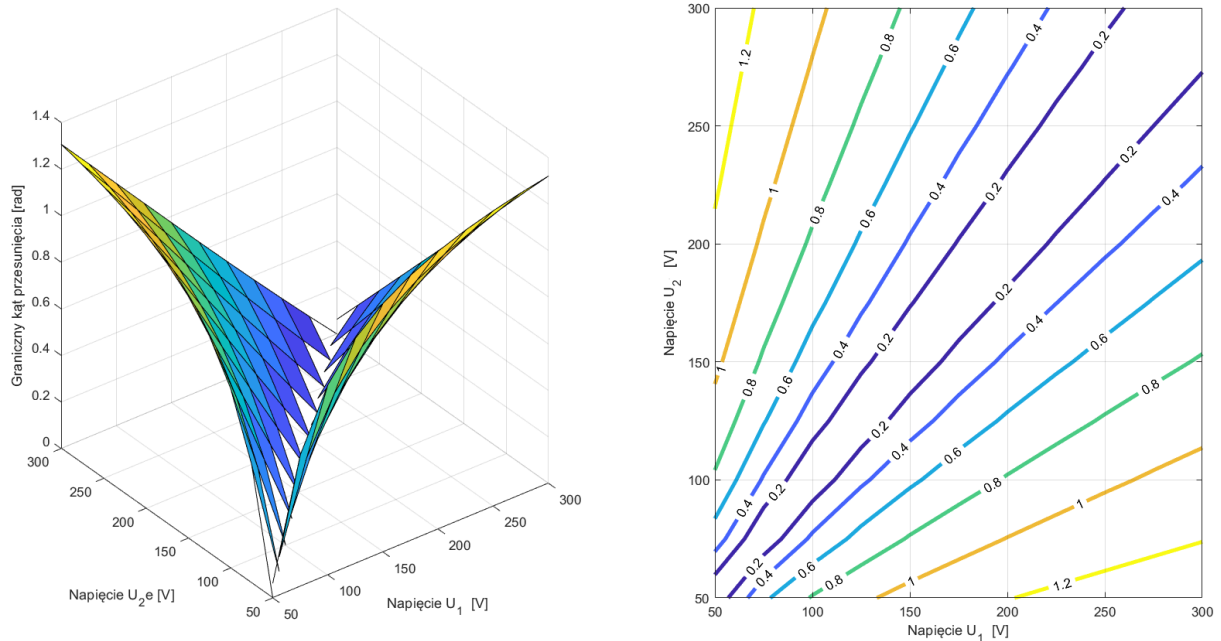
$$\varphi_{H2} \geq \frac{\pi}{2} \cdot \left(\frac{U_1 - nU_2}{U_1} \right) + 2\pi \cdot \left(\frac{U_2 f_s \sqrt{LC}}{U_1} \right) \quad (V-23)$$

Na podstawie nierówności (V-22) oraz (V-23) można wyznaczyć iteracyjnie charakterystyki dla minimalnego kąta $\varphi_{ZVS} > f(U_1, U_2)$, w funkcji napięć w obwodach DC dla których wystąpi ZVS – CV (rysunek V-6).



Rysunek V-6 Wartość graniczna kąta dla ZVS CV w A) pierwszym (strona pierwotna) oraz w B) drugim mostku (strona wtórna).

Charakterystyki (rysunek V-6) zostały wykreślone w jednym układzie odniesienia oraz ograniczono przedział mocy maksymalnej w dodatnim przedziale, czyli $\varphi > 0$ w celu określenia warunków do realizacji ZVS dla obu mostków, wykreślono przedział w postaci graficznej (rysunek 7).



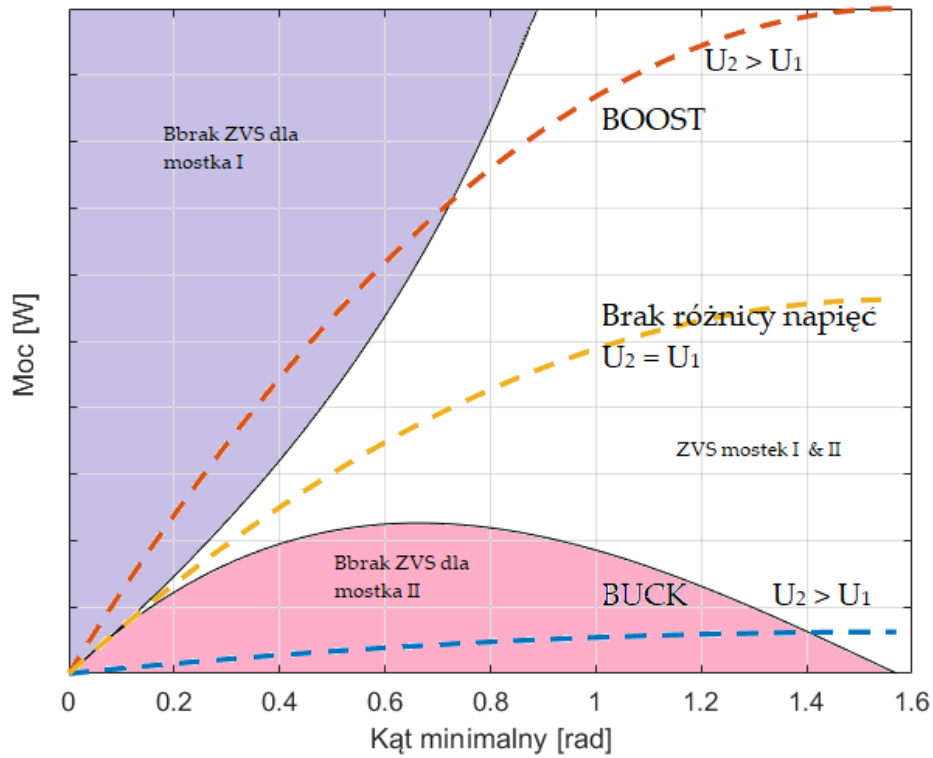
Rysunek V-7 Minimalna wartość mocy transferowanej przez układ DAB dla której wystąpi miękkie przełączanie w funkcji napięć na obu stronch DC. Płaszczyznę przedstawiono również jako kontur.

Istotnym problemem jest realizacja ZVS CV w różnych stanach pracy. Z przedstawionych analitycznych wzorów (V-22) oraz (V-23) można wykreślić przedział ZVS w zależności od przesyłanej mocy i stanu pracy układu DAB – obniżającego napięcie, podwyższającego napięcie lub układzie o symetrycznych napięciach (Rysunek V-8). Zgodnie z nierównościami wartość kąta minimalnego φ_{ZVS} zwiększa się wraz ze wzrostem pojemności równoległej, można stwierdzić że zwiększanie pojemności zmniejsza przedział pracy w ZVS typu CV. Wpływ wartości pojemności przedstawiono na rysunku V-9. Zmniejszenie przedziału pracy spowoduje zwiększenie sprawności, szczególnie dla dużych mocy przesyłanych, co zostanie udowodnione w rozdziale VI. Graniczna wartość φ_{H1} oraz φ_{H2} może zostać uproszczona do postaci bez uwzględniania pojemności ($C = 0 F$) i zostanie przedstawiono w postaci [V.11], [V.13]:

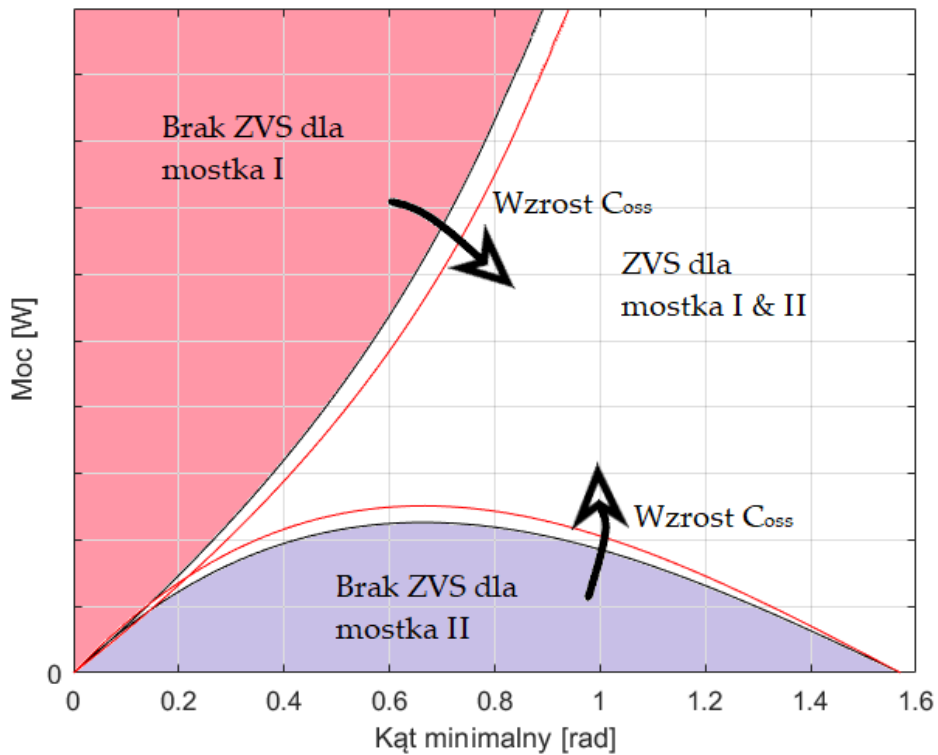
$$\varphi_{H1} \geq \frac{\pi}{2} \cdot \left(1 - \frac{U_1}{nU_2}\right) \wedge C = 0 \quad (V-24)$$

$$\varphi_{H2} \geq \frac{\pi}{2} \cdot \left(1 - \frac{nU_2}{U_1}\right) \wedge C = 0 \quad (V-25)$$

Zależności (V-24) oraz (V-25) można stosować, tylko gdy do tranzystorów nie dołączane są zewnętrzne kondensatory lub nie występuje łączenie równoległe tranzystorów. W przeciwnym razie przedział ZVS zostanie przesunięty i określone wartości będą błędne.



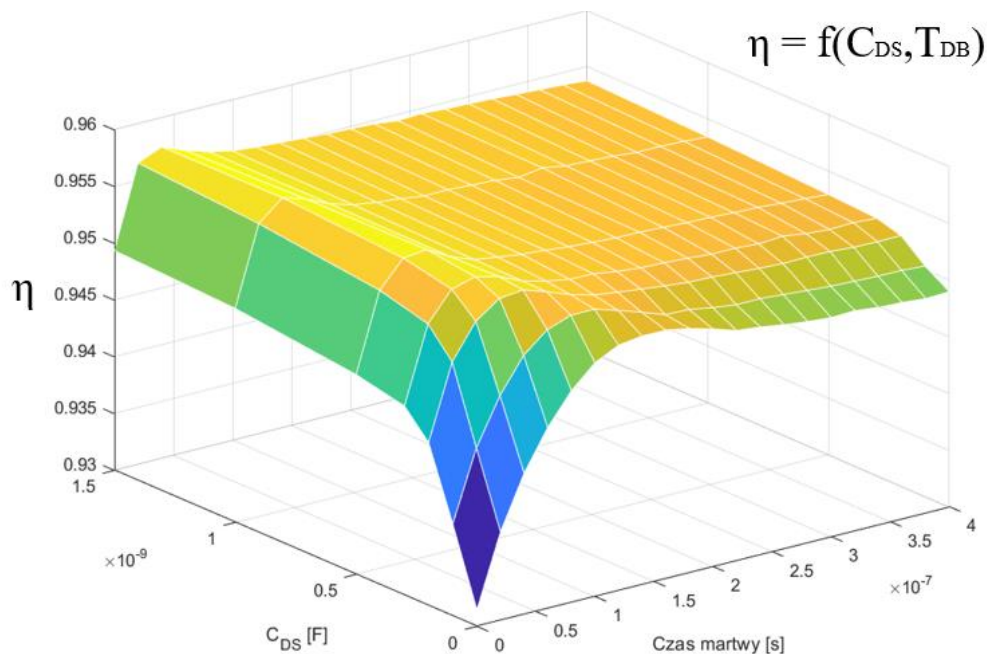
Rysunek V-8 Przedziały ZVS oraz krzywe mocy dla różnych przypadków pracy układu DAB.



Rysunek V-9 Przedziały ZVS i wpływ pojemności dołączonej do tranzystorów mocy.

Wartość pojemności może być zrealizowana jako element dyskretny w postaci kondensatora lub pojemność tranzystora polowego (FET). Pojemność wyjściowa tranzystora może zwiększyć sprawność układu, co przedstawiono w

oparciu o symulację układu DAB z tranzystorami mocy JFET wykonanych z węgla krzemu. Część pojemności wyjściowej, a dokładnie pojemność między drenem oraz źródłem była iteracyjnie zwiększana (C_{DS}). Kolejną zmienną był czas martwy (T_{DB}) załączania tranzystorów w mostkach, topologii DAB. Z rysunku V-10 wynika, że dodatkowa pojemność kondensator odciąża tranzystory w procesach przełączania i pozwala na zwiększenie sprawności układu. Czas martwy również ma istotny wpływ na sprawność układu i można określić na podstawie rysunku V-10, że istnieje optymalna wartość czasu martwego. Wartość optymalna pozwala na maksymalizację sprawności przekształtnika.



Rysunek V-10 Sprawność układu DAB z dodatkową pojemnością – wyniki symulacji w Ltspice dla mocy wyjściowej 1 kW.

Uzyskanie większej pojemności może być zrealizowane poprzez zastosowanie połączonych równolegle łączników mocy, co zostanie wykazane w kolejnych podrozdziałach.

V.7 Pojemności tranzystorów MOSFET

Tranzystory MOSFET posiadają znaczące wartości pojemności pasozytniczej (Rysunek IV-8), które możemy podzielić na: pojemność wyjściową (C_{GD} oraz C_{DS}), wejściową (C_{GS} oraz C_{GD}) oraz sprzężenia zwrotnego (C_{GD}) [V.2]. Pasozytnicze pojemności (C_{GS} , C_{GD} oraz C_{DS}) w tranzystorach MOSFET z kanałem typu „n” występują pomiędzy elektrodami. Zakładając, że podstawa tranzystora B (z ang. Bulk) jest połączona ze źródłem S (z ang. Source), można przedstawić jedną pojemność między drenem D (z ang. Drain) i źródłem S. Pojemność

tranzystora C_{GS} wynika z nakładania się elektrody źródła i obszarów kanału przez bramkę i jest niezależna od przyłożonego napięcia. Dużą zmiennością cechuje się pojemność C_{GD} , która składa się z dwóch części. Pierwsza jest związana z zachodzeniem na siebie bramki polikrzemu i krzemu pod spodem w regionie JFET. Druga część pojemności jest związana z obszarem bezpośrednio pod bramką. C_{GD} jest silnie nieliniową funkcją napięcia, a jej zmienność zależy od technologii wykonania tranzystora. Pojemność pasożytnicza to C_{Ds} , pojemność związana z diodą pomiędzy podstawą tranzystora oraz drenem. Pojemność ta charakteryzuje się dużą zmiennością i zależy od technologii wytwarzania tranzystorów. W tabeli V-I zebrano kilka typów tranzystorów N-MOSFET oraz N-JFET dla tranzystorów THT z napięciem dopuszczalnym $U_{Ds} > 400$ V oraz ciągłym prądem drenu $I_D > 20$ A.

Tabela V-I zawiera dwie wartości pojemności wyjściowej. Pierwsza z nich została uzyskana przez badanie mostkiem do mierzenia pojemności lub analizatorem impedancji. Urządzenie pomiarowe generuje niskonapięciowy sygnał sinusoidalny o zadanej częstotliwości. Pomiar napięciem przemiennym jest możliwy, ponieważ do tranzystora dołącza się źródło napięcia stałego. W dokumentacji technicznej tranzystorów można znaleźć wartości napięcia oraz częstotliwości, które były użyte podczas pomiaru pojemności. Druga metoda jest związana z ładowaniem pojemności tranzystora przez wymuszenie napięcia prostokątnego i braku sygnału bramkowego. Pojemność jest wyznaczana z czasu narastania napięcia na pojemności tranzystora od 0% do 80% napięcia zasilania. Pojemność ta w dokumentacji producenta jest nazywana pojemnością efektywną lub pojemnością związaną z energią [V.4]. Dużym problemem jest nieliniowość charakterystyki $C_{Ds} = f(U_{Ds})$. Producenci podają wartości przy różnych wartościach (U_{Ds}), co utrudnia porównanie dwóch tranzystorów pod względem pojemności pasożytniczych. Tranzystory zaprojektowane zgodnie z zasadą Superjunction (SJ) mają silnie nieliniową charakterystykę pojemności, co również utrudnia efektywne porównanie [V.2]. Wartość pojemności podana przez producenta może być wykorzystana tylko jako oszacowanie pojemności do realizacji miękkiego przełączania (ZVS typu CV).

Tabela V-I Wybrane tranzystory mocy dostępne na rynku w 2020 roku z napięciem dopuszczalnym dren-źródło $U_{Ds} > 400$ V oraz ciągłym prądem drenu $I_D > 20$ A.

Producent	Nazwa tranzystor	Wybrane parametry	Pojemność	Pomiar C_{oss}		Pomiar C_{oss}

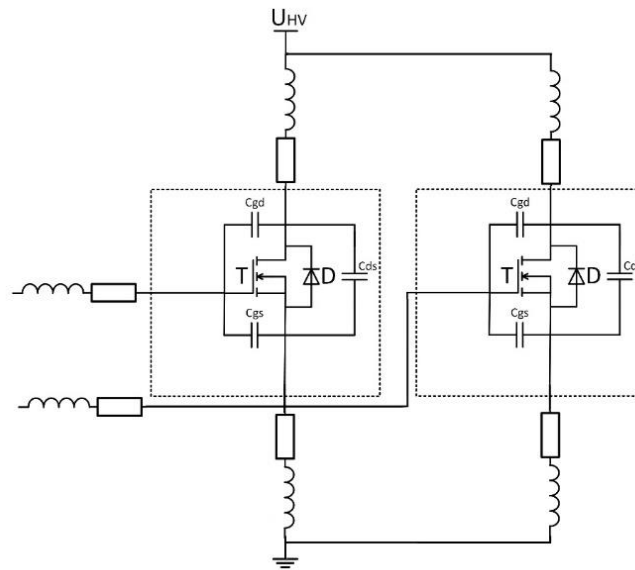
		$(U_{DS}; I_D; P;$ $Obudowa;$ $R_{DS(on)})$	wyjście wa C_{oss}		Efektyn na C_{oss} (energia)	(energia)
ON SEMICO N- DUCTOR	FCA47N60F109	600V; 29,7A; 417W; TO3PN; 70m Ω	160 pF	$U_{DS} = 480$ V $f = 1$ MHz	420 pF	0 do 400 V
	FCH47N60F133	600V; 47A; 417W; TO247; 70m Ω	160 pF	$U_{DS} = 480$ V $f = 1$ MHz	420 pF	0 do 400 V
	FCP22N60N	600V; 22A; 205W; TO220AB; 165m Ω	43.2 pF	$U_{DS} = 380$ V $f = 1$ MHz	196.4 pF	0 do 480 V
	FDL100N50F	500V; 100A; 2500W; TO264; 55m Ω	1700 pF	$U_{DS} = 25$ V $f = 1$ MHz	brak w DT	brak w DT
Wolfspee d (CREE)	C2M0040120D	1,2kV; 60A; 330W; TO247; 40m Ω	150 pF	$U_{DS} =$ 1000 V $f = 1$ MHz $V_{AC} = 25$ mV	brak w DT	brak w DT
	C2M0080120D	1,2kV; 36A; 208W; TO247-3; 80m Ω	80 pF	$U_{DS} =$ 1000 V $f = 1$ MHz $V_{AC} = 25$ mV	brak w DT	brak w DT
	C2M0160120D	1,2kV; 17,7A; 125W; TO247-3; 196m Ω	47 pF	$U_{DS} =$ 1000 V $f = 1$ MHz $V_{AC} = 25$ mV	brak w DT	brak w DT
	C3M0030090K	900V; 40A; 149W; TO247-4; 37m Ω	131 pF	$U_{DS} = 600$ V $f = 1$ MHz V_{AC} $= 25$ mV	brak w DT	brak w DT
	C3M0065100K	1kV; 35A; 113,5W; TO247-4; 65m Ω	60 pF	$U_{DS} = 600$ V $f = 1$ MHz V_{AC} $= 25$ mV	brak w DT	brak w DT
ROHM S	SCT3060ALGC11	650V; 39A; 165W; TO247-3; 60m Ω	55 pF	$U_{DS} =$ 500V, $f = 1$ MHz	126 pF	VDS = 0V to 300V
	SCT3080KLG11	1200V; 31A; 165W; TO247-3; 80m Ω	75 pF	$U_{DS} =$ 800V, $f = 1$ MHz	75 pF	VDS = 0V to 600V

UnitedSi C	UJ3C065080K3S	650V; 23A ; TO247-3; 80mΩ	104 pF	U_{Ds} =100V, f = 100kHz	77 pF	VDS=0V to 400V,
	UJ3C065080T3S	650V; 23A; TO220- 3; 80mΩ	104 pF	U_{Ds} = 100V, f = 100kHz	77 pF	VDS=0V to 400V,
	UJ3C065030K3S	650V; 62A; TO247- 3; 30mΩ	320 pF	U_{Ds} = 100V, f = 100kHz	230 pF	VDS=0V to 400V,
INFINEO N	IPW65R019C7F	650V; 75A; 446W; PG-TO247-3; 19mΩ	160 pF	U_{Ds} = 400V, F = 250kHz	338 pF	VDS=0...40 0V
	IPZ60R017C7	650V; 129A; 446W; PG-TO247-4; 17 mΩ	200 pF	U_{Ds} = 400V, f=250kHz	375 pF	VDS=0...40 0V
	IPW90R120C3F	900V; 23A; 417W; PG-TO247-3; 120mΩ	330 pF	U_{Ds} = 100 V, f=1 MHz	200 pF	V DS=0 V to 500 V
	IPZ60R040C7XK	600V; 50A; 227W; PG-TO247-4; 40mΩ	85 pF	U_{Ds} = 400V, f=250kHz	158 pF	VDS=0...40 0V
	IPA50R140CPXKS A1	500V; 23A; 34W; TO220FP; 140mΩ	110 pF	U_{Ds} = 100V, f=1 MHz	110 pF	VDS=0...40 0V
	IPA60R099C6XKS A1	600V; 37,9A; 35W; TO220FP; 99mΩ	154 pF	U_{Ds} = 100V, f=1 MHz	100 pF	VDS=0...48 0V

V.8 Łączenie równoległe tranzystorów mocy

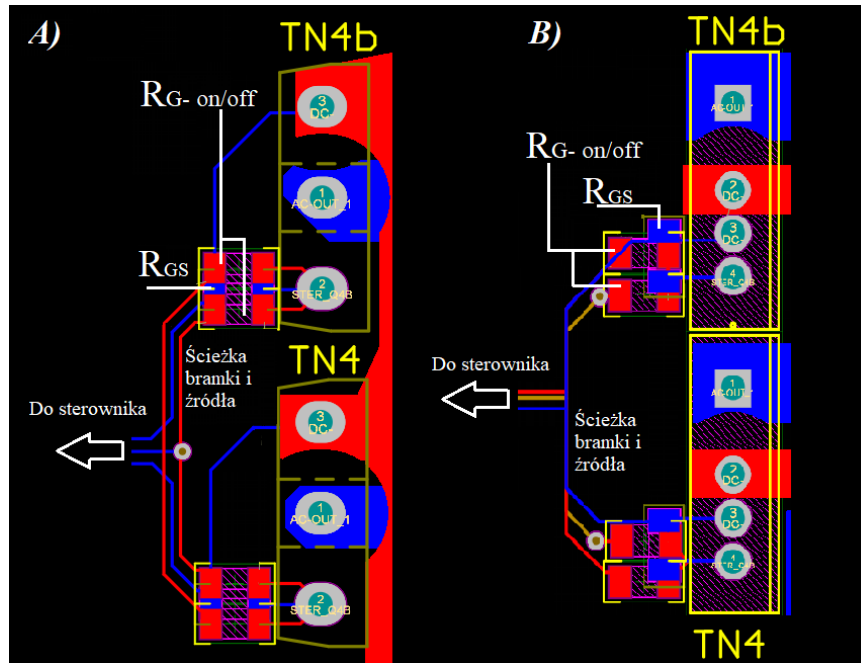
V.8.1 Równoległe łączenie tranzystorów – problemy w załączaniu tranzystorów

Łączenie równoległe tranzystorów MOSFET oraz JFET skutkuje licznymi problemami. Jednym z problemów jest nierównomierny podział prądów podczas przewodzenia tranzystorów. Asymetryczny podział prądu w stanie dynamicznym (załączanie i wyłączenie) jest spowodowany różnymi wartościami indukcyjności w obwodach mocy oraz bramek. Nierównomierności te mogą być spowodowane przebiegiem ścieżek PCB, jak i różnicami w wewnętrznej strukturze tranzystorów, wynikającymi z procesu produkcyjnego (Rysunek V-11). Obwody bramkowe również mogą mieć inne wartości indukcyjności.



Rysunek V-11 Równolegle połączone tranzystory MOSFET z pojemnościami pasozytniczymi – przedstawione indukcyjności oraz rezystancja przewodów doprowadzających.

Podczas projektowania układu mocy oraz sterowania bramki trzeba próbować minimalizować różnice. Przetawiony obwód bramki (Rysunek V-12) ma możliwie blisko rezystory do załączania i wyłączania tranzystora oraz ścieżki odpowiednio blisko siebie – ścieżki przedstawiono w taki sposób aby zobrazować problem, w praktyce na etapie produkcji należy prowadzić je pod sobą. Ścieżka źródła powinna być wystarczająco szeroka, aby całkowicie zachodzić na ścieżkę bramki w celu zminimalizowania indukcyjności pętli obwodu bramkowego. rysunku V-12-B) można traktować jako ulepszenie obwodu z rysunku V-12-A), gdzie zastosowano obudowę tranzystora ze źródłem Kelvina, która posiada dodatkowe wyprowadzenie źródła do obwodu sterowania. Dodatkowo w obwodzie zastosowano jeszcze jedną warstwę (PCB z co najmniej 4 warstwami), co znacząco zredukuje wartość indukcyjności doprowadzeni, lecz zwiększy cenę, zważywszy na koszt produkcji PCB jak i droższej obudowy TO247-4.



Rysunek V-12 Równolegle połączone tranzystory w obudowie TO247-3 (A) oraz w obudowie TO247-4 (B) – jedna gałąź falownika. Przykład projektowy z widoku wartw elektrycznych.

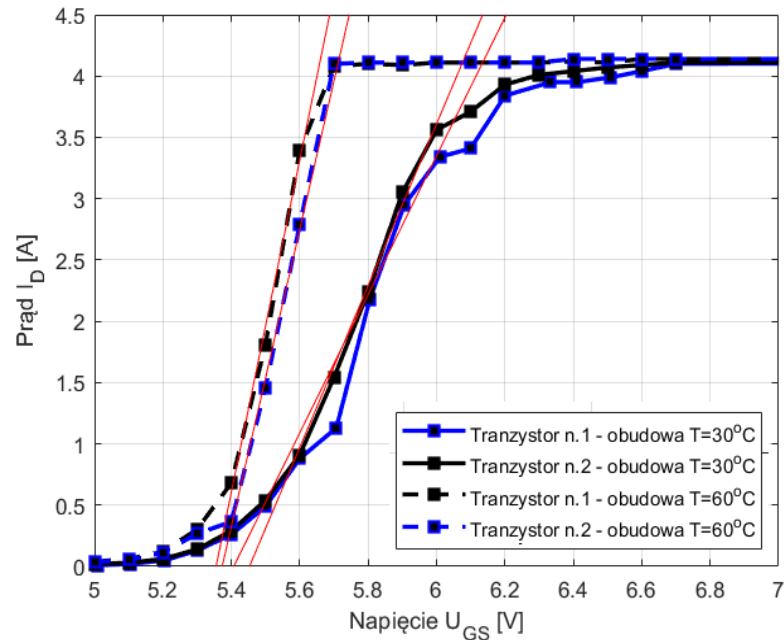
V.8.2 Równoległe łączenie tranzystorów – problemy projektowe

Kolejnym problemem są same tranzystory, które mogą różnić się nawet z wyprodukowanej serii. Różne wartości rezystancji w czasie załączenia $R_{DS(on)}$ oraz pojemności wyjściowej C_{oss} będą powodować nierównomierny rozkład prądu, lecz w czasie załączenia tranzystor polowy FET posiada dodatni współczynnik temperaturowy. Nierównomierne rozłożenie prądu spowoduje nagrzewanie jednego z tranzystorów. Wraz ze wzrostem temperatury wartość rezystancji $R_{DS(on)}$ będzie wzrastać i dążyć do wyrównania prądu [V.8], [V.9].

W literaturze wyróżnia się problem związany z napięciem progowym V_{th} parametrem z dokumentacji tzw. Threshold Voltage (dla tranzystorów JFET to Pinch-off voltage). Jest to wartość napięcia bramka-źródło dla którego tranzystor normalnie wyłączony zacznie się załączać. Różnice w wartości tego napięcia będą powodować niesymetryczne załączenie łączników. W konsekwencji prąd nie zostanie podzielony na połowę (przy założeniu idealnych połączeń i rezystancji) [V.8], [V.9].

Na rysunku V-13 przedstawiono wyniki pomiaru napięcia bramka-źródło oraz prądu ciągłego drenu dla 2 tranzystorów JFET z tej samej serii produkcyjnej. Wyniki przedstawiono dla dwóch różnych temperatur. Aproksymacja liniowej części charakterystyki pozwoli na określenie wartości napięcia V_{th} . Opracowano układ testowy i obciążono tranzystory w celu zmierzenia napięć dren-źródło,

bramka-źródło oraz prądu drenu obu tranzystorów JFET z tej samej serii produkcyjnej. Otrzymane wyniki przedstawiono na rysunku V-13 oraz w tabeli V-2. Wartość napięcia określono jako punkt przecięcia osi prądu ciągłego drenu z aproksymowaną krzywą napięcia z obszaru liniowego (aproksymacją prostą).



Rysunek V-13 Charakterystyka prądu drenu od zmiennego napięcia bramka-źródło, wykonana dla dwóch różnych tranzystorów (n. 1 oraz n. 2) z prostą aproksymacyjną dla każdej serii.

Tabela V-II Wyniki pomiaru napięcia progowego dla dwóch tranzystorów i różnych temperatur.

Temperatura obudowy	V_{th} –Tranzystor n.1	V_{th} –Tranzystor n.2
ok. 30°C	5,41 V	5,46 V
ok. 60°C	5,36 V	5,37 V

Do określenia rezystancji zmierzono wartość napięcia U_{DS} oraz prądu I_D dla stałej wartości napięcia U_{GS} równego 15 V. Pomiar wykonano dla różnych wartości prądu drenu. Dla tranzystorów polowych, gdy spełniona będzie nierówność:

$$U_{DS} < U_{GS} - V_{th} \quad (V-26)$$

Rezystancja $R_{DS-(on)}$ może być wyznaczona z:

$$R_{DS-(on)} = \frac{U_{DS}}{I_D} \quad (V-27)$$

Tabela V-III zawiera wyniki obliczonej wartości rezystancji dla trzech tranzystorów z tej samej serii produkcyjnej.

Tabela V-III Pomiar rezystancji w stanie przewodzenia dla 3 tranzystorów JFET oraz wartość średnia z uzyskanych pomiarów.

Prąd drenu	$R_{DS(on)}$ - Tranzystor n. 1	$R_{DS(on)}$ - Tranzystor n. 2	$R_{DS(on)}$ - Tranzystor n. 3
0,5 A	82,20 mΩ	83,32 mΩ	83,76 mΩ
1 A	83,53 mΩ	83,36 mΩ	83,86 mΩ
1,5 A	84,56 mΩ	82,55 mΩ	84,08 mΩ
2 A	84,39 mΩ	83,52 mΩ	84,70 mΩ
5 A	91,77 mΩ	84,71 mΩ	91,16 mΩ
	Średnia: 85,29 mΩ	Średnia: 83,69 mΩ	Średnia: 85,52 mΩ

Dla tranzystora n. 1 wykonano test przy wyższej temperaturze około 80°C i otrzymano wyniki (Tabela V-IV):

Tabela V-IV Pomiar rezystancji w stanie przewodzenia dla 3 tranzystorów JFET.

Prąd drenu	$R_{DS(on)}$ - Tranzystor n.1 dla temperatury pokojowej	$R_{DS(on)}$ - Tranzystor n.2 dla temperatury około 80°C
0,5 A	82,20 mΩ	108,19 mΩ
1 A	83,53 mΩ	108,58 mΩ
1,5 A	84,56 mΩ	110,92 mΩ
2 A	84,39 mΩ	118,81 mΩ
5 A	91,77 mΩ	126,51 mΩ
	Średnia: 85,29 mΩ	Średnia: 114,6 mΩ

Analizując wyniki można stwierdzić, że tranzystory z tej samej serii produkcyjnej różnią się w istotnych dla łączenia równoległego parametrach. Rezultatem takiego łączenia może być szybsze załączenie tranzystora (zależy od V_{th}) oraz nierównomierny rozkład prądu w stanie przewodzenia (zależy od $R_{DS(on)}$). Konsekwencją będzie mocniejsze nagrzewanie się tranzystora o mniejszej rezystancji. Większa temperatura spowoduje wzrost rezystancji $R_{DS(on)}$, co może spowodować pozytywny efekt z punktu widzenia podziału prądu podczas przewodzenia. Niestety wzrost temperatury spowoduje również zmniejszenie napięcia progowego i szybsze załączanie tranzystora, co przedstawiono na charakterystyce (rysunek V-13). Maksymalną wartość prądu I_D dla N równolegle połączonych tranzystorów w tranzystorze o najmniejszej rezystancji (podczas przewodzenia) można określić [V.16]:

$$I_{Dmax} = I_D \left(\frac{1}{1 + (N - 1) \frac{\min(R_{DS(on)})}{\max(R_{DS(on)})}} \right) \quad (V-28)$$

Ostatecznie w oparciu o wyniki pomiaru można wywnioskować, że tranzystory JFET można łączyć równolegle i opisany wpływ temperatury będzie powodował wyrównywanie prądu w przypadku wystąpienia asymetrii.

V.8.3 Równoległe łączenie tranzystorów – badania uproszczone

Pomimo pewnych różnic w parametrach badanych tranzystorów można w uproszczonej analizie założyć, że wartości pojemności nie różnią się od siebie znacząco. W konsekwencji otrzymujemy uproszoną zależność na pojemność wyjściową dla N tranzystorów:

$$C_{\Sigma OSS} = \sum_{i=1}^N C_{OSS-(i)} \quad (V-29)$$

oraz zależność dla rezystancji kanału w czasie załączenia tranzystora:

$$\frac{1}{R_{\Sigma DS(on)}} = \sum_{i=1}^N \frac{1}{R_{DS(on)-(i)}} \quad (V-30)$$

Zwiększenie pojemności i w konsekwencji zmniejszenie strat (odciążenie tranzystora) przy wyłączaniu tranzystora oraz zmniejszenie rezystancji wypadkowej, czyli strat podczas przewodzenia tranzystora spowodują, że sprawność układu jest wyższe z pojedynczymi tranzystorami. Takie połączenie tranzystorów pozwala na rozptył prądu na N tranzystorów. Przy założeniu ich symetrycznej budowy oraz symetrii obwodu mocy wraz z obwodem sterowania można przyjąć, że straty przewodzenia oraz przełączania zostaną równo podzielone, co pozwoli na korzystniejsze rozproszenie energii strat na radiatorze. Równomierny rozkład pól cieplnych pozwoli na uzyskanie lepszych właściwości chłodzenia układu mocy.

V.9 Pasożytnicze pojemności w układach energoelektronicznych

V.9.1 Pojemność dławika oraz transformatora

W dławikach oraz transformatorach wysokiej częstotliwości pojemności mogą odgrywać znaczący wpływ na wystąpienie rezonansu w układzie energoelektronicznym. Konieczne jest zidentyfikowanie występowania pojemności w elementach indukcyjnych. Główna pojemność, która występuje w tych układach to pojemność między zwojami (w przypadku transformatora lub dławika) [V.2]. Inna pojemność, taka jak pojemność między uzwojeniami i rdzeniem również ma wpływ na pojemność wypadkową. W przypadku

modelowania dławika dla celów symulacyjnych, pojemność pasożytnicza będzie występować równolegle do indukcyjności dławika lub indukcyjności magnesującej i rozproszenia w transformatorze. Równoległa pojemność może być wykorzystana do rezonansu w przekształtniku DAB.

Analiza teoretyczna pozwala na wyliczenie wartości pojemności międzyzwojowej. Pojemność z zwojowego dławika bez rdzenia o średnicy przewodu oraz izolacji jest dana zależnością [V.18]:

$$C_{z-z} = \varepsilon_0 \frac{2\pi D_T}{\sqrt{\left(\frac{1}{\varepsilon_r} \ln \frac{d_L}{d_N} + \frac{d_{z-z}}{d_L}\right)^2 + 1}} \cdot \tan^{-1}\left(\sqrt{1 + \frac{2}{\frac{1}{\varepsilon_r} \ln \frac{d_L}{d_N} + \frac{d_{z-z}}{d_L} - 1}}\right) \quad (\text{V-31})$$

Gdzie:

D_T – średnica cewki,

d_N – średnica zwoju bez izolacji,

d_L – średnica zwoju,

d_{z-z} – odległość między zwojami (od izolacji zwoju do izolacji kolejnego).

W publikacji [V.19] przedstawiono zależność dla cewki z rdzeniem o liczbie zwojów z i zmiennej wartości odległości między zwojami:

$$C_p = k_z \cdot C_{z-z} \quad (\text{V-32})$$

Gdzie:

k_z – to współczynnik zależny od liczby zwojów z (opisany w [V.19]: np. dla $z = 10$ otrzymuje się $k_z = 1.366$),

V.9.2 Pojemność międzywarstwowe w płytkach drukowanych

Pojemność w układzie mocy, występuje również w samym obwodzie drukowanym. Odpowiednie rozłożenie warstw miedzi w celu maksymalizowania powierzchni i minimalizowanie odległości między warstwami może spowodować celowe otrzymanie dużej wartości pojemności, zgodnie ze wzorem (V-38). Celowe rozłożenie warstw pozwoli na otrzymanie kondensatora oraz dużej powierzchni do wymiany ciepła z otoczeniem. W zależności od liczby warstw otrzymuje się pojemności zastępczą i przykładowo

obwody N warstwowe można odpowiednio podzielić w taki sposób, aby wykonać $\frac{N}{2}$ kondensatorów połączonych równolegle. Pojemność między warstwami będzie zależeć od geometrii, czyli odległości między nimi oraz powierzchni warstw. Względna przenikalność elektryczna jest parametrem, który zależy od rodzaju prepregu oraz rdzenia, między warstwami miedzi. Rdzeń składa się z sprasowanych i zahartowanych prepregów. Prepreg jest impregnowaną żywicą, przy czym żywica ta jest utwardzana, ale pozostaje nie w pełni utwardzona. Rdzeń PCB w porównaniu z prepregami może mieć nieco inne stałe dielektryczne, które zmieniają pojemność między warstwami. Opisany zabieg projektowania pojemności pasożytniczej przedstawiono w [V.17]. Pojemność jest wystarczająca do zapewnienia poprawnego działania układu mocy do kilkuset watów.

V.10 Podsumowanie

Przedstawione układy rezonansowe pozwalają na zwiększenie sprawności układu DAB, co w przypadku pracy układu przez długi okres użytkowania przekłada się na liczne zalety. Oszczędność energii, mniejszy obszar odprowadzania ciepła oraz zmniejszenie gabarytów urządzenia energoelektronicznego mogą być przewidywanymi zaletami zastosowania miękkiego przełączania.

V.11 Literatura do rozdziału V

[V.1] M. Kasper, R. M. Burkart, G. Deboy and J. W. Kolar, "ZVS of Power MOSFETs Revisited," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 12, pp. 8063-8067, Dec. 2016, doi: 10.1109/TPEL.2016.2574998.

[V.2] R. Barlik, M. Nowak, "Energoelektronika Elementy Podzespoły Układy", Warszawa 2006, ISBN: 9788378140627.

[V.3] A. Blinov, R. Kosenko, D. Vinnikov and L. Parsa, "Bidirectional Isolated Current-Source DAB Converter With Extended ZVS/ZCS Range and Reduced Energy Circulation for Storage Applications," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 12, pp. 10552-10563, Dec. 2020, doi: 10.1109/TIE.2019.2958291.

[V.4] M. Chojowski, S. Piróg, M. Baszyński, A. Dziadecki, "Pojemności pasożytnicze w układach energoelektronicznych", *PRZEGLĄD PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY*, ISSN 0033-2097, R. 96 NRELEKTROTECHNICZNY, ISSN 0033-2097, R. 96 NR

[V.5] J. Hu, N. Soltau and R. W. De Doncker, "Asymmetrical duty-cycle control of three-phase dual-active bridge converter for soft-switching range extension," 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Milwaukee, WI, 2016, pp. 1-8, doi: 10.1109/ECCE.2016.7854888 [V.5] S. Jalbrzykowski, A. Bogdan and T. Citko, "A Dual Full-Bridge Resonant Class-E Bidirectional DC-DC Converter," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 9, pp. 3879-3883, Sept. 2011, doi: 10.1109/TIE.2010.2100335.

[V.6] Z. Guo and D. Sha, "Dual-Active-Bridge Converter With Parallel-Connected Full Bridges in Low-Voltage Side for ZVS by Using Auxiliary Coupling Inductor," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 9, pp. 6856-6866, Sept. 2019, doi: 10.1109/TIE.2018.2877145. [V.7] D. Pefititsis, R. Baburske, J. Rabkowski, J. Lutz, G. Tolstoy and H. Nee, "Challenges Regarding Parallel Connection of SiC JFETs," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 3, pp. 1449-1463, March 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2206611.

[V.7] S. Jalbrzykowski, A. Bogdan and T. Citko, "A Dual Full-Bridge Resonant Class-E Bidirectional DC-DC Converter," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 9, pp. 3879-3883, Sept. 2011, doi: 10.1109/TIE.2010.2100335.

[V.8] D. Pefititsis, R. Baburske, J. Rabkowski, J. Lutz, G. Tolstoy and H. Nee, "Challenges regarding parallel-connection of SiC JFETs," 8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia, Jeju, 2011, pp. 1095-1101, doi: 10.1109/ICPE.2011.5944660.

[V.9] D. Pefititsis, R. Baburske, J. Rabkowski, J. Lutz, G. Tolstoy and H. Nee, "Challenges Regarding Parallel Connection of SiC JFETs," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 3, pp. 1449-1463, March 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2206611.

[V.10] A. Rodríguez, A. Vázquez, D. G. Lamar, M. M. Hernando and J. Sebastián, "Different Purpose Design Strategies and Techniques to Improve the Performance of a Dual Active Bridge With Phase-Shift Control," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 2, pp. 790-804, Feb. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2309853.

[V.11] K. Senthil, D. Mary, "A Resonant Dual Full-Bridge Class-E Bidirectional DC-DC Converter for Fuel Cell Electric Vehicle", *Circuits and Systems*. 07. 3392-3402. 10.4236/cs.2016.710289.

[V.12] S. S. Shah, V. M. Iyer and S. Bhattacharya, "Exact Solution of ZVS Boundaries and AC-Port Currents in Dual Active Bridge Type DC-DC Converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 6, pp. 5043-5047, June 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2884294.

[V.13] R. P. Twiname, D. J. Thrimawithana, U. K. Madawala and C. A. Baguley, "A Dual-Active Bridge Topology With a Tuned CLC Network," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 12, pp. 6543-6550, Dec. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2384511.

[V.14] Y. Yan, H. Gui and H. Bai, "Complete ZVS Analysis in Dual Active Bridge," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 2, pp. 1247-1252, Feb. 2021, doi: 10.1109/TPEL.2020.3011470.

[V.15] W. Ye, S. Shao, Q. Guo, J. Zhang and K. Sheng, "A Phase Shift Control of Minimal Circulating Current and ZVS Turn-On for DAB Converter," 2018 IEEE 2nd International Electrical and Energy Conference (CIEEC), Beijing, China, 2018, pp. 682-686, doi: 10.1109/CIEEC.2018.8745797.

[V.16] "Materiály firmy: "Parallel Operation of Power MOSFETs" Infineon:
https://www.infineon.com/dgdl/Parallel_Operation_of_Power_MOSFET_.pdf?fileId=db3a30431ed1d7b2011eee77009e547a"

[V.17] M. Chojowski, R. Stala, A. Piłat, M. Skowron and S. Folmer, "The Design Concept Of Low Cost And Volume Switched-capacitor DC-DC Resonant Converter," 2021 IEEE 19th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC), 2021, pp. 200-206, doi: 10.1109/PEMC48073.2021.9432547.

[V.18] S. W. Pasko, M. K. Kazimierczuk and B. Grzesik, "Self-Capacitance of Coupled Toroidal Inductors for EMI Filters," in *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 57, no. 2, pp. 216-223, April 2015, doi: 10.1109/TEMC.2014.2378535.

[V.19] A. Ayachit and M. K. Kazimierczuk, "Self-Capacitance of Single-Layer Inductors With Separation Between Conductor Turns," in *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 59, no. 5, pp. 1642-1645, Oct. 2017, doi: 10.1109/TEMC.2017.2681578.

VI Praktyczna realizacja przekształtnika w oparciu o ZVS CV z wykorzystaniem pojemności wyjściowej tranzystorów mocy

W tym rozdziale przedstawiono i opisano dokładnie metodę projektowania układu DAB oraz implementację sterowania wraz z metodą pomiaru i kondycjonowania sygnałów. Opisano falownik z połączonymi równolegle tranzystorami, transformator wysokiej częstotliwości, dobrany dławik oraz blok rozszerzający układ FPGA o dodatkowe interfejsy dla energoelektroniki.

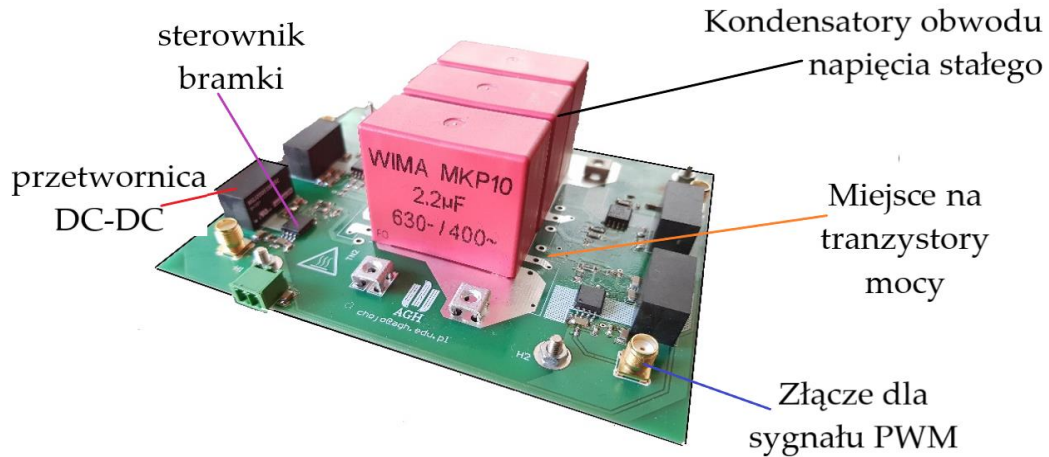
Tabela VI-I Parametry projektowanego przekształtnika DAB

Nazwa	Symbol	Wartość	Jednostka
Napięcie strony pierwotnej	U_1	300	V
Napięcie strony wtórnej	U_2	od 0 do 250	V
Moc przesyłana	P	od 0 do 900	W
Częstotliwość pracy	f_s	100	kHz
Tryb pracy układu DAB	-	Tylko obniżający napięcie	-

Układ DAB zaprojektowano do pracy w szerokim zakresie mocy i został przewidziany do pracy z obciążeniem do mocy 1000 W. Częstotliwość pracy wybrano stosunkowo dużą, co pozwoliło ograniczyć rozmiar elementów pasywnych takich jak dławik, transformator oraz pojemności wyjściowe. Wartość 100 kHz nie jest najwyższą możliwością częstotliwością pracy tranzystorów SiC. Moc przesyłana przez układ DAB jest odwrotnie proporcjonalna do wartości tej częstotliwości, dlatego nie zdecydowano się na jej dalsze zwiększenie.

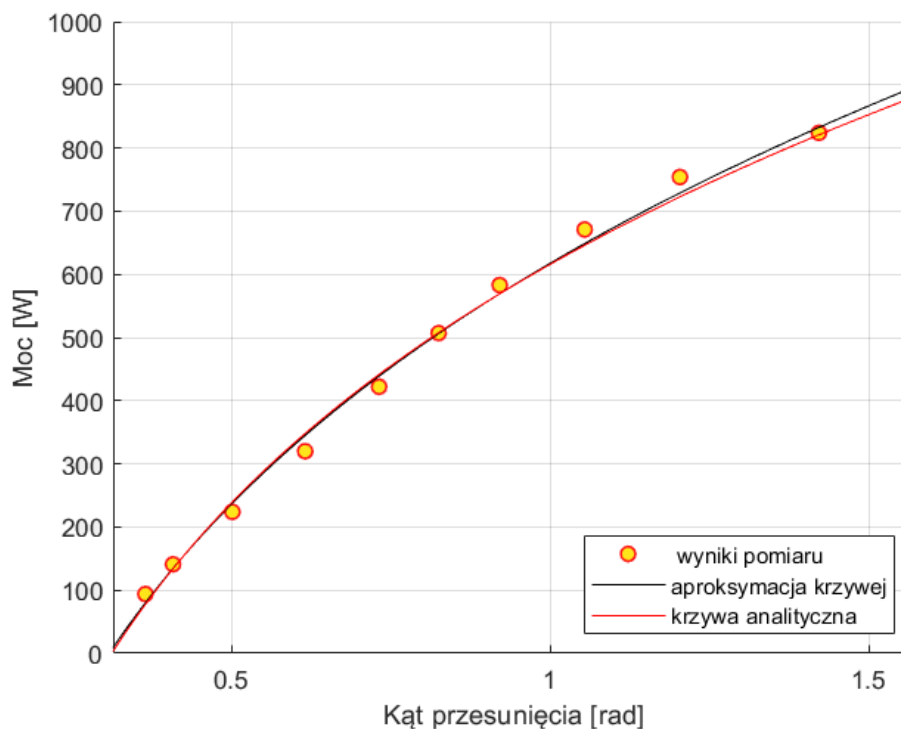
VI.1 Laboratoryjny test sprawności układu DAB – klasyczny układ przekształtnika z pojedynczymi tranzystorami

Dla wyznaczenia sprawności zaprojektowano układ DAB. Wykorzystano jednofazowe mostki H (Rysunek VI-1), dławik oraz wysokoczęstotliwościowy transformator. Opracowano sterowanie w otwartym układzie regulacji z możliwością realizacji przesunięcia sygnałów PWM pomiędzy mostkami (realizacja strategii SPS).

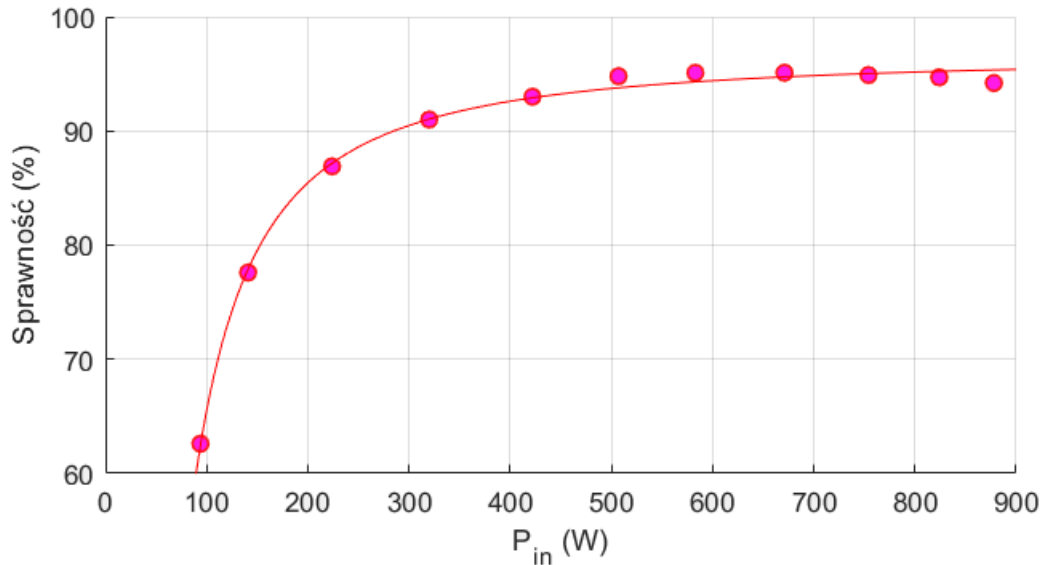


Rysunek VI-1 Jednofazowy mostek H – zaprojektowany falownik dwupoziomowy do testu sprawności układu DAB.

Wyznaczono charakterystyki sprawności i mocy wyjściowej układu DAB dla klasycznego układu z mostków H (Rysunek VI-1). Wyniki pomiaru mocy dla zmiennego kąta przesunięcia sygnałów sterujących φ porównano z analityczną krzywą mocy (Rysunek VI-2). Krzywa analityczna, opisująca moc średnią, zdefiniowaną w rozdziale III (wzór III-18) dobrze odwzorowuje charakter transferowanej mocy, uzyskanej z pomiarów (Rysunek VI-2). Maksymalny błąd względny uzyskano dla 880 W i wynosił on 5,94%. Ponadto względny błąd procentowy przekracza 5% tylko na końcu przedziału, dla kąt bliskiego $\pi/2$.



Rysunek VI-2 Moc transferowana przez układ przekształtnika DAB w funkcji kąta przesunięcia sygnałów PWM dla przedziału od 0 do $\pi/2$. Napięcie zasilania układu podczas testu wynosiło 300 V, częstotliwość przełączeń wynosiła 100 kHz, a indukcyjność dławika dodatkowego wynosiła 100 μ H.

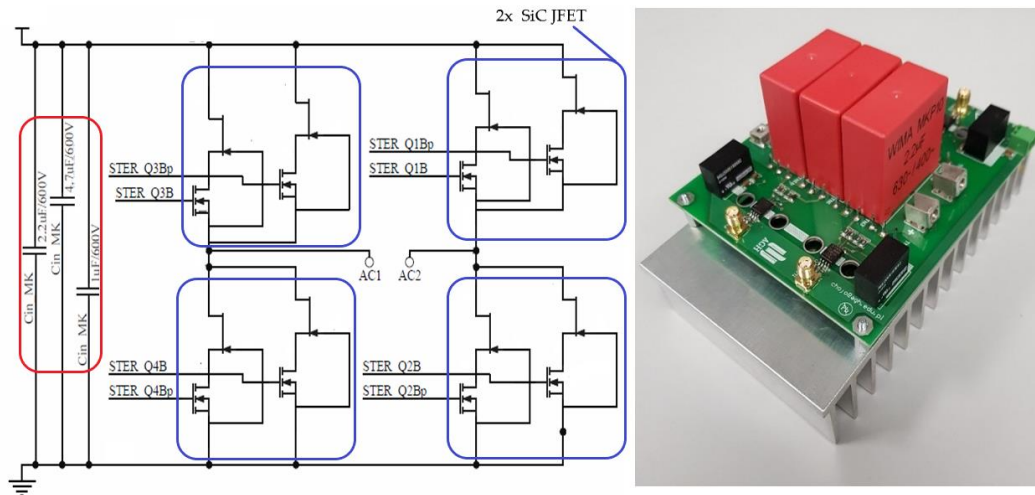


Rysunek VI-3 Sprawność eksperymentalnego układu przekształtnika DAB w funkcji mocy wyjściowej układu.

Jak zakładano, sprawność rzeczywistego układu DAB jest mniejsza niż to wynikałoby z symulacji. Wartość sprawności w symulacyjnym (model LTspice) układzie DAB w funkcji przesunięcia pokazuje, że maksymalna sprawności transferu energii wynosi 95% - rysunek IV-26 (dla około 600 W). Przy maksymalnemu zmierzonym transferze mocy 880 W sprawność wynosi 94,2%. Do wyznaczenia charakterystyk wykorzystano analizator mocy Yokogawa WT1800.

VI.2 Falownik układu DAB z równoległymi tranzystorami

Proponowane ulepszenie falownika wykorzystuje 8 tranzystorów (klasyczny posiada 4 tranzystory) zrównoleglonych w strukturze. Zaprojektowany układ DAB składa się z dwóch identycznych falowników, lecz w praktyce nie jest to konieczne, aby falowniki były symetryczne. Jeden z falowników z topologii DAB, został przedstawiony na rysunku VI-4. W falowniku zastosowano tranzystory firmy UnitedSiC - G3 SiC JFET UJ3C065080K3S z kanałem typu N [VI.2]. Wybrano obudowę TO-247-3L w technologii montażu THT, która pozwala łatwo dobrać radiator, odprowadzający ciepło z tranzystorów. Obwód drukowany wykonano na laminacie dwuwarstwowym, gdzie grubość warstwy miedzi wynosiła 30 mikronów.



Rysunek VI-4 Dwupoziomowy falownik wysokiej częstotliwości z równoległym łączeniem tranzystorów.

W układzie tranzystora FET zastosowano połączenie kaskadowe o strukturze N-MOSFET, który steruje tranzystorem mocy JFET. Wykonawczymi elementami półprzewodnikowymi mocy są to tranzystory N-JFET. Struktura tranzystora MOSFET z kanałem N pozwala na załączanie JFETA standardowym napięciem zasilania obwodów bramkowych np. +15 V do załączania oraz -5 V do wyłączenia tranzystora. Przy analizie struktury proponowanego tranzystora w porównaniu z konkurencyjnymi technologiami, najbardziej widoczną różnicą jest stabilność temperaturowa elementu [VI.2].

Działanie obwodu kaskadowego dla stanu ustalonego opiera się na jednym obwodzie, w którym napięcie U_{GS} tranzystora JFET jest odwrotnością U_{DS} dla tranzystora MOSFET.

$$U_{DS-MOSFET} = - (U_{GS-JFET}) \quad (VI-1)$$

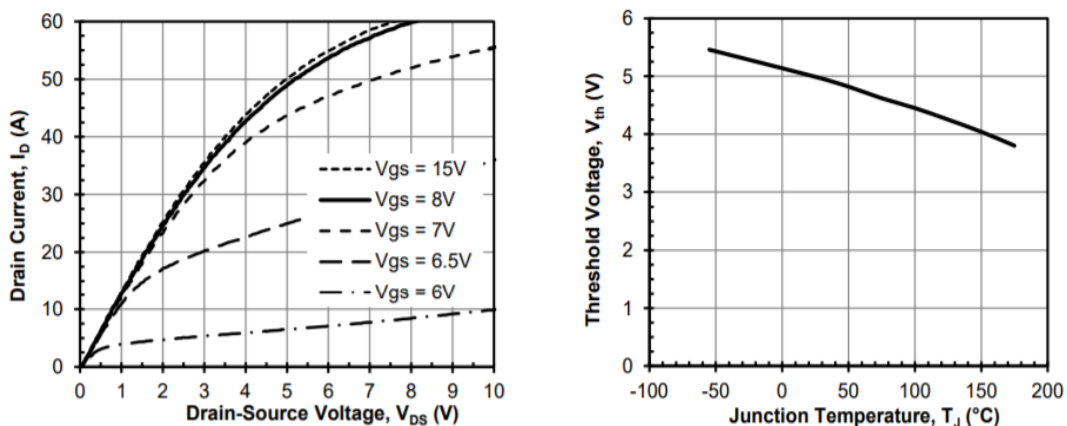
Im bardziej zwiększy się napięcie U_{DS} dla tranzystora MOSFET (VI-1), tym szybciej wyłączony zostanie tranzystor JFET, podając ujemne napięcie na bramkę U_{GS} tranzystora JFET. Pamiętaj, że sterowanie tranzystora N-JFET opiera się na przyłączeniu napięcia ujemnego między bramką, a źródłem tranzystora JFET. Z zależności (VI-1) wynika, że gdy MOSFET jest wyłączony (duży wzrost U_{DS}), to N-JFET również się wyłącza. Gdy MOSFET jest włączony, wtedy napięcia dren-źródło tranzystora MOSFET jest bardzo małe U_{DS} . Oznacza to, że napięcie bramka-źródło tranzystora JFET jest również nieznaczne i odwrotnie spolaryzowane. Napięcie wyłączenia tranzystora mocy N-JFET jest zwykle rzędu pojedynczych woltów, co do wartości (polaryzacja odwrotna).

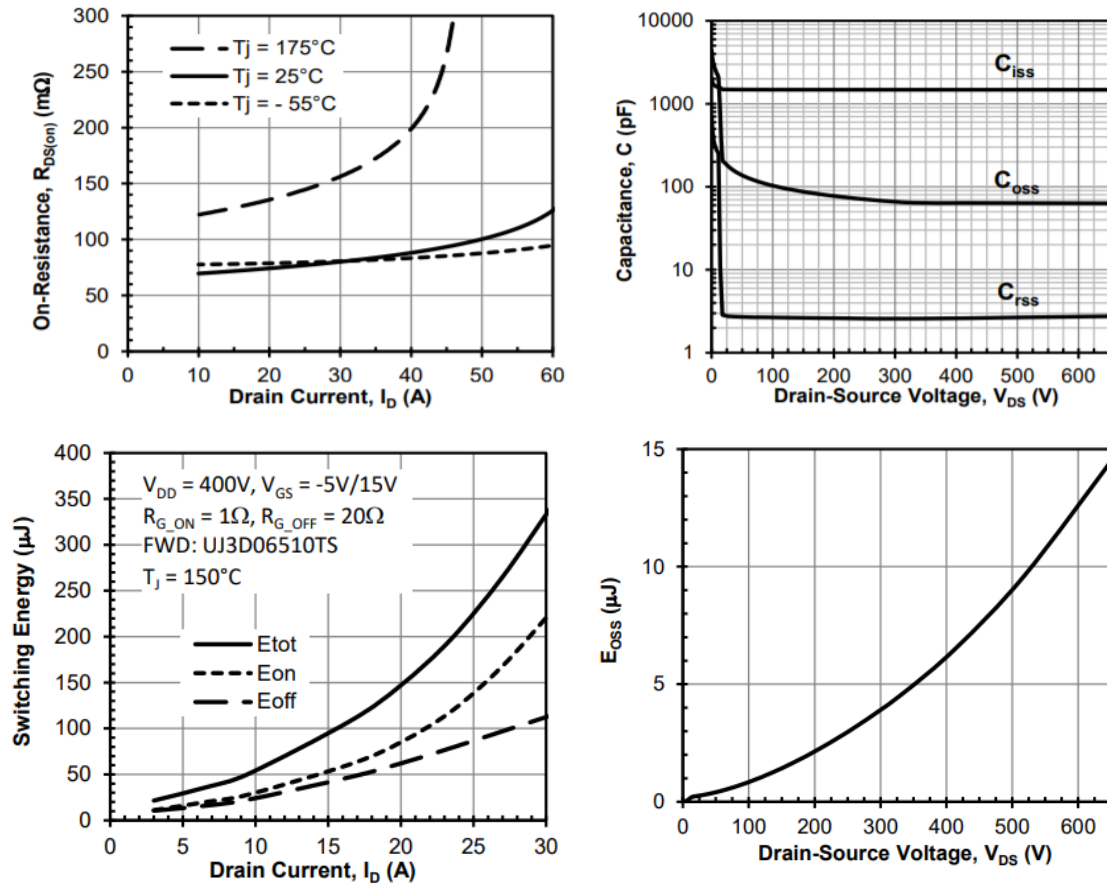
Kiedy wewnętrzna dioda tranzystora przewodzi prąd wtedy między bramką a źródłem tranzystora JFET przyłączone zostaje napięcie, równe wartości spadku napięcia na wewnętrznej diodzie MOSFETA.

Tabela VI-II Parametry wytypowanego tranzystora UJ3C065080K3S [VI.2] – nota katalogowa.

Nazwa	Symbol	Wartość	Jednostka
Napięcie dren-źródło	U_{DS}	650	V
Dopuszczalne napięcie bramkowe	U_{GSmax}	+/- 25	V
Ciągły prąd drenu	I_D	31 dla $T_C = 25^{\circ}C$	A
		23 dla $T_C = 100^{\circ}C$	
Moc wytracana	P	190 dla $T_C = 25^{\circ}C$	W
Temperatura pracy złącza	T_{jmax}	-55 do +175	$^{\circ}C$
Napięcie progowe dla sterującego tranzystora MOSFET	$U_{GS(th)}$	5	V
Rezystancja dren-źródło podczas załączenia tranzystora	$R_{DS(on)}$	80 dla $T_C = 25^{\circ}C$	m Ω
		141 dla $T_C = 175^{\circ}C$	
Ciągły prąd diody złączonej	I_S	31 dla $T_C = 25^{\circ}C$	A
Impulsowy prąd diody złączonej	$I_{S,pulse}$	65 dla $T_C = 25^{\circ}C$	A
Maksymalny spadek napięcia diody	U_f	2	V
Pojemność wejściowa	C_{iss} dla $U_{DS} = 100$ V, $U_{GS} = 0$ V, $f = 100$ kHz	1500	pF
Pojemność wyjściowa	C_{oss} dla $U_{DS} = 100$ V, $U_{GS} = 0$ V, $f = 100$ kHz	104	pF
Efektywna pojemność wyjściowa	$C_{oss(tr)}$ dla $U_{DS} = 400$ V, $U_{GS} = 0$ V,	176	pF

Charakterystyki prądu drenu ($T_C = 25^{\circ}C$), napięcia progowego, rezystancji podczas załączenia oraz pojemności tranzystora przedstawiono na rysunku Rysunek VI-5 – zgodnie z dokumentacją [VI.2].





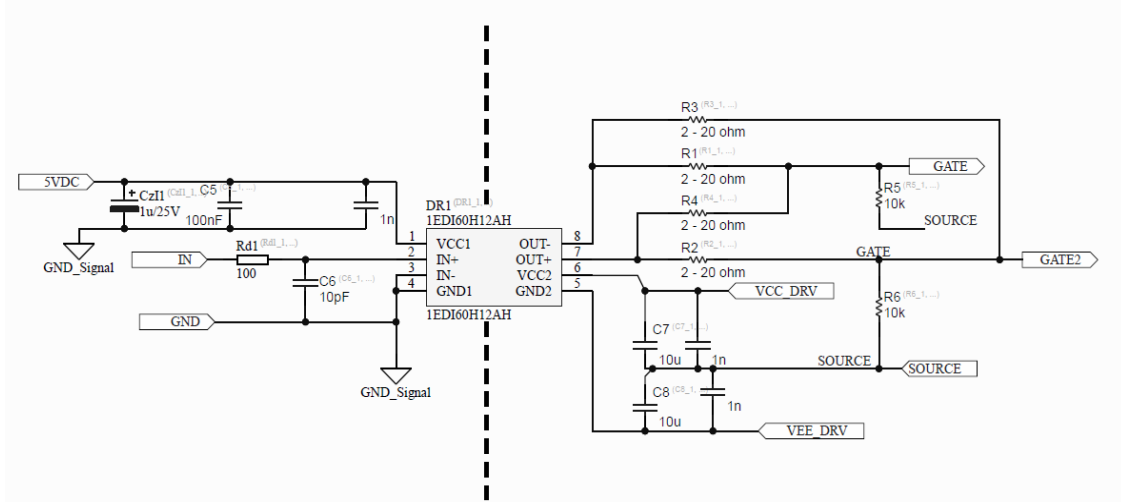
Rysunek VI-5 Charakterystyki tranzystora JFET - UJ3C065080K3S [VI.2].

Dużą zaletą wytypowanych tranzystorów jest szybki czas załączenia i wyłączenia, który wraz z czasem narastania i opóźnieniem wynosi 31 ns. Wyłączanie tranzystorów SiC to 70 ns.

VI.2.1 Układ sterowania obwodem bramki

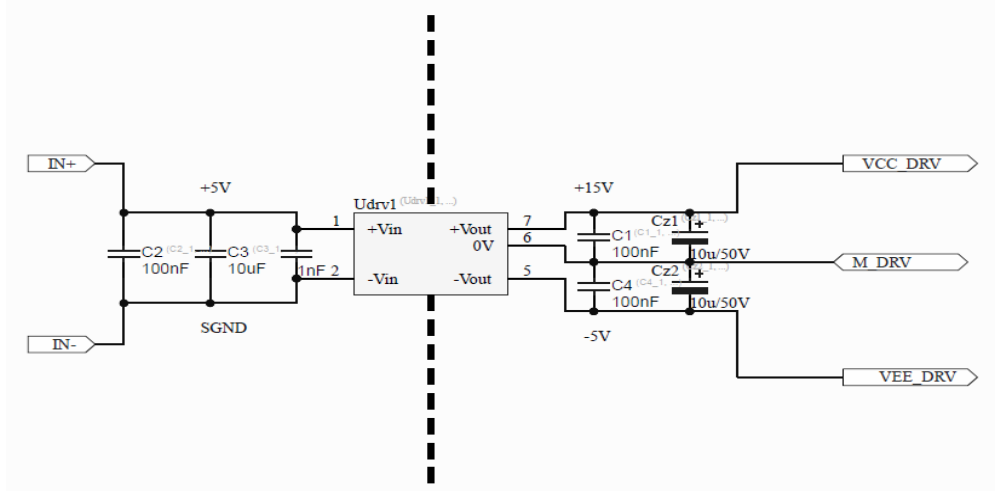
Sterowniki bramki dla tranzystorów mocy podczas załączania, jak i wyłączania tranzystora musi naładować pojemności pasożytnicze (pojemność wejściową). Konieczne jest zapewnienie dużej wydajności prądowej sterownika oraz odpowiedniego napięcia bramka-źródło do otwarcia kanału w tranzystorze. Kolejną rolą sterownika jest zapewnienie izolacji między obwodem wysokiego napięcia (układ mocy DAB), a układem generacji impulsów PWM i kondycjonowania sygnałów pomiarowych. Na rysunku VI-6 zawarto schemat układu zaprojektowanego sterownika do tranzystorów mocy. W oparciu o testy laboratoryjne dobrano wartości rezystancji do załączania i wyłączania tranzystora. Jeden sterownik zasila dwa tranzystory JFET połączone równolegle, co ogranicza koszty. Wybrany sterownik to 1EDI60I12AH z serii EiceDRIVER™ [IV.3]. Istotnymi zaletami wybranego sterownika są przede wszystkim:

- zapewnienie izolacji galwanicznej (dopuszczalne napięcie izolacji pomiędzy sterującym wejściem logicznym, a wyjściem mocy wynosi 1200 V),
- duża wartość prądu szczytowego, powyżej ± 6.0 A na wyjściach układu scalonego w obwodzie bramki,
- nadaje się do pracy w wysokich temperaturach otoczenia (temperatura sterownika do $+150^{\circ}\text{C}$).



Rysunek VI-6 Układ sterownika bramek tranzystorów SiC – jeden sterownik dla dwóch tranzystorów mocy.

Tranzystory SiC oraz GaN wymagają napięcia ujemnego do zapewnienia odpowiednio szybkiego wyłączenia tranzystorów. W tym celu zastosowano przetwornicę firmy Murata MEJ2D1505SC [IV.4], która z wejściowego napięcia +5 V wytwarza napięcia +15 V oraz -5 V (Rysunek VI-7).



Rysunek VI-7 Przetwornica DC-DC – układ zapewnienia zasilania dla załączenia i wyłączenia pary tranzystorów SiC w falowniku.

Napięcie dopuszczalne bramka-źródło tranzystora U_{GSmax} wynosi +/- 25 V. Zastosowana przetwornica ma moc 2 W – co jest konieczne do zasilania dwóch tranzystorów. Zbyt mała wartość mocy przetwornicy może utrudniać proces naładowania pojemności podczas załączania tranzystora i wydłużyć ten proces (a to dodatkowe straty). Podsumowując zalety wybranej przetwornicy:

- Wysoka gęstość mocy 0,81 W/cm³,
- Izolacja galwaniczna do 5,2 kV,
- Zapewnienie dodatniego oraz ujemnego napięcia wyjściowego do załączania i wyłączania tranzystora (+15 V oraz -5 V).

VI.3 Dławik wysokoczęstotliwościowy

VI.3.1 Dławik wysokiej częstotliwości

Wartość szukanej indukcyjności sprzęgającej do transferu energii dla danych projektowych wynosi (IV-2) – na podstawie tabeli VI-I:

$$L = n \frac{U_1 U_2}{8 P_{max} f_S} = \frac{300 \cdot 250}{8 \cdot 900 \cdot 10^5} = 104,17 \mu\text{H} \quad (\text{VI-2})$$

Ponieważ wartość indukcyjność rozproszenia transformatora (L_σ) wynosi 3,996 μH , dlatego dodatkowy dławik (L_D) powinien mieć indukcyjność o wartości:

$$L_D = L - L_\sigma = 104,17 \mu\text{H} - 3,996 \mu\text{H} = 100,17 \mu\text{H} \approx 100 \mu\text{H} \quad (\text{VI-3})$$

Do zaprojektowania odpowiedniego dławika należy określić energię, która będzie się gromadzić w dławiku. Energia jest dana wzorem:

$$E_T = \frac{1}{2} L_D I_{peak}^2 = \frac{1}{2} 100 \mu\text{H} \cdot 7^2 \text{ A} = 4,9 \text{ mJ} \approx 5 \text{ mJ} \quad (\text{VI-4})$$

Gdzie:

L_D – indukcyjność projektowanego dławika,

I_{peak} – wartość szczytowa prądu.

Do przesłania energii E_T zaprojektowano dławik z rdzeniem MS-225075-2. Jest to rdzeń proszkowy wykonany z materiału SENDUST [VI.6], magnetycznego proszku metalu (85% żelaza, 9% krzemu i 6% aluminium). Przenikalność początkowa ma wartość 75. Współczynnik A_L jest równy 94 nH/N²

[VI.6]. Wartość A_L z testu dla wytypowanego rdzenia, ma wartość 93,6 nH/N². Parametry końcowe dla rdzenia zebrano w postaci tabeli:

Tabela VI-III Parametry przyjęte do analizy analitycznej Rdzeń MS-225075-2 – parametry rdzenia z dokumentacji technicznej [VI.6].

Nazwa	Symbol	Wartość	Jednostka
Średnica zewnętrzna toroidu	OD	57,15	mm
	OD z licą	58,04	
Średnica wewnętrzna toroidu	ID	35,56	
	ID z licą	34,75	
Efektywny przekrój rdzenia	A_e	1,44	cm ²
Efektywna długości drogi magnetycznej	L_e	14,296	cm
Indukcja	B	1,0	T
Przenikalność początkowa	μ_i	75	-
Współczynnik A_L - dokumentacja	A_L	94	nH/ N ²
Współczynnik A_L - zmierzona	A_L	93,6	nH/ N ²

Do osiągnięcia odpowiedniej indukcyjności, zestawiono dwa rdzenie MS-225075-2 i obliczone potrzebną liczbę zwojów do zaprojektowania dławika:

$$z = \sqrt{\frac{L_D}{S_n \cdot A_L}} = \sqrt{\frac{100 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 93,6 \cdot 10^{-9}}} \approx 23 \quad (\text{VI-5})$$

Gdzie:

S_n – liczba złożonych rdzeni toroidalnych.

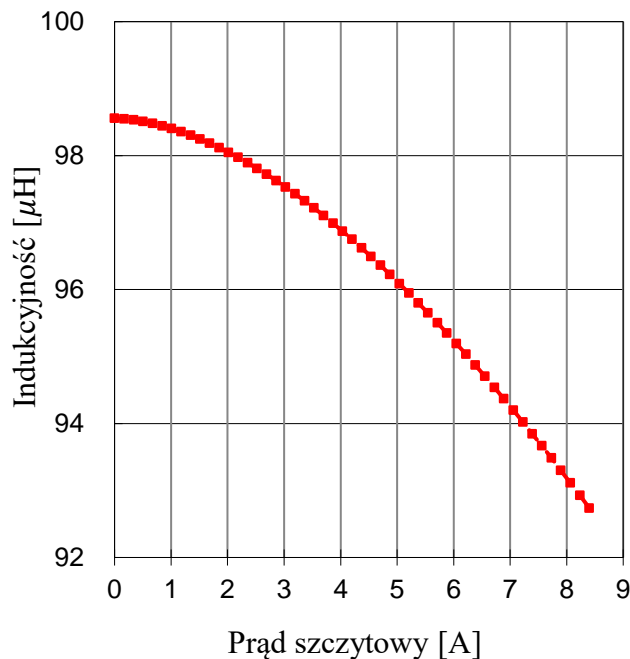
Teoretyczna wartość indukcyjności dławika dla całkowitej liczby zwojów wynosi:

$$L_D = S_n \cdot A_L \cdot z^2 = 2 \cdot 93,6 \cdot 23^2 \approx 99,03 \mu\text{H} \quad (\text{VI-6})$$

Dla wartości szczytowej prądu I_{peak} układu DAB otrzymano stosunek indukcyjności początkowej do indukcyjności dla szczytowej wartości prądu:

$$K_L = \frac{L_{peak}}{L_D} 100\% = \frac{94,3}{99,03} 100 = 95,2\% \quad (\text{VI-7})$$

Charakterystykę indukcyjności w funkcji prądu i wygląd zaprojektowanego dodatkowego dławika pokazano na rysunku VI-8. Opracowany dławik zbadano również aligatorem impedancji i otrzymano wartość ekwiwalentem rezystancji reprezentującej straty $R_{L-ESR} = 743.05 \text{ m}\Omega$ oraz indukcyjność $L_D = 101.17 \mu\text{H}$ (dla częstotliwości pomiarowej 100 kHz).

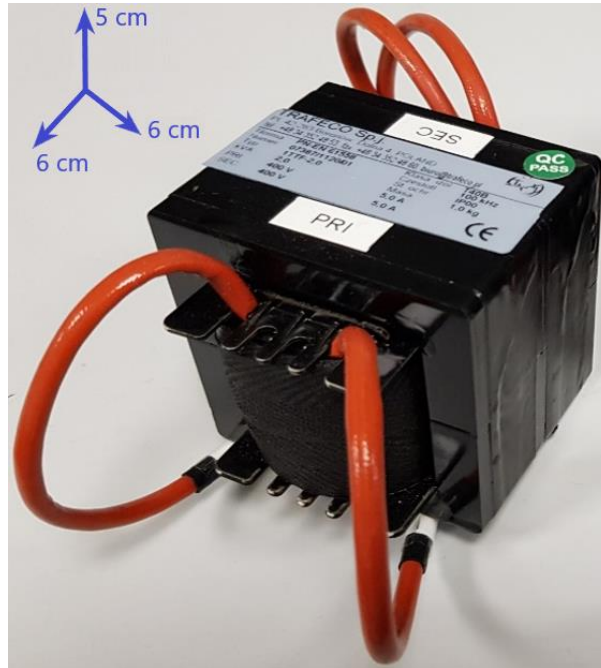


Rysunek VI-8 Analitycznie wyznaczony wykres indukcyjności dławika w funkcji prądu i wygląd dławika z rdzeniem proszkowym SENDUST.

VI.4 Transformator wysokoczęstotliwościowy

VI.4.1 Opis transformatora wysokiej częstotliwości

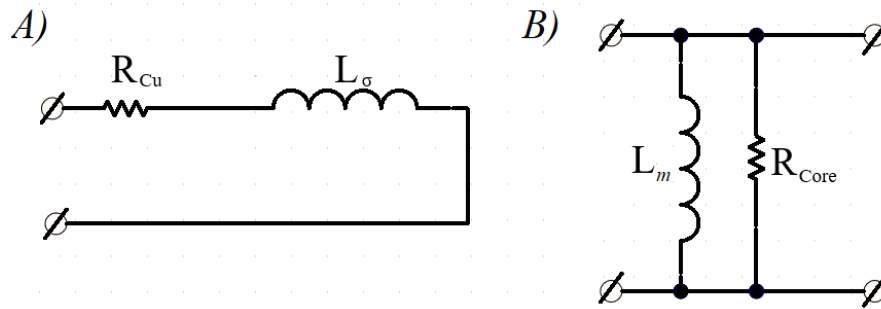
Transformator wysokiej częstotliwości (Rysunek VI-9) został zaprojektowany do zapewnienia tylko izolacji w obwodzie mocy (minimalizacja indukcyjności rozproszenia). Transformator posiada 15 zwojów zarówno na stronie pierwotnej jak i wtórnej. Transformator został przewidziany do pracy z maksymalną mocą pozorną 2 kVA oraz częstotliwością 100 kHz. Napięcie izolacji zwojów wynosi 400 V. Rdzeń z którego wykonano transformator to ferryt 3C95 o indukcji nasycenia 410 mT (dla 100°C oraz częstotliwości testowej 100 kHz) oraz temperaturze Curie około 180°C. Materiał posiada bardzo dobrą zależność przenikalności magnetycznej wstępnej w funkcji temperatury [VI.5], co jest jego dużą zaletą, zwłaszcza dla zastosowań wysokotemperaturowych.



Rysunek VI-9 Transformator wysokiej częstotliwości – 100 kHz o mocy pozornej równej 2 kVA.

Parametry zastępcze transformatora wyznaczono analizatorem impedancji w postaci schematu zastępczego w stanie zwarcia uzwojenia wtórnego oraz na biegu jałowym (rysunek VI-10). Z uwagi na symetryczne uzwojenia ze stanu zwarcia można określić rezystancję strony pierwotnej i wtórnej transformatora, która będzie określać rezystancję uzwojenia z uwzględnieniem efektu naskórkowości. Zmierzona w stanie zwarcia wartość indukcyjności powinna być uwzględniona jako indukcyjność rozproszenia transformatora.

Parametry zastępcze transformatora wyznaczono analizatorem impedancji w postaci schematu zastępczego w stanie zwarcia uzwojenia wtórnego oraz na biegu jałowym (rysunek VI-10). Z uwagi na symetryczne uzwojenia ze stanu zwarcia można określić rezystancję strony pierwotnej i wtórnej transformatora ($R_{Cu} = 18,56 \text{ m}\Omega$ dla 100 kHz), która będzie określać rezystancję uzwojenia z uwzględnieniem efektu naskórkowości. Zmierzona w stanie zwarcia wartość indukcyjności powinna być uwzględniona jako indukcyjność rozproszenia transformatora ($L_{\sigma} = 3,996 \mu\text{H}$). Z biegu jałowego otrzymano wartość rezystancji reprezentującą straty w rdzeniu o wartości $R_{Core} = 111.66 \text{ k}\Omega$ dla 100 kHz.

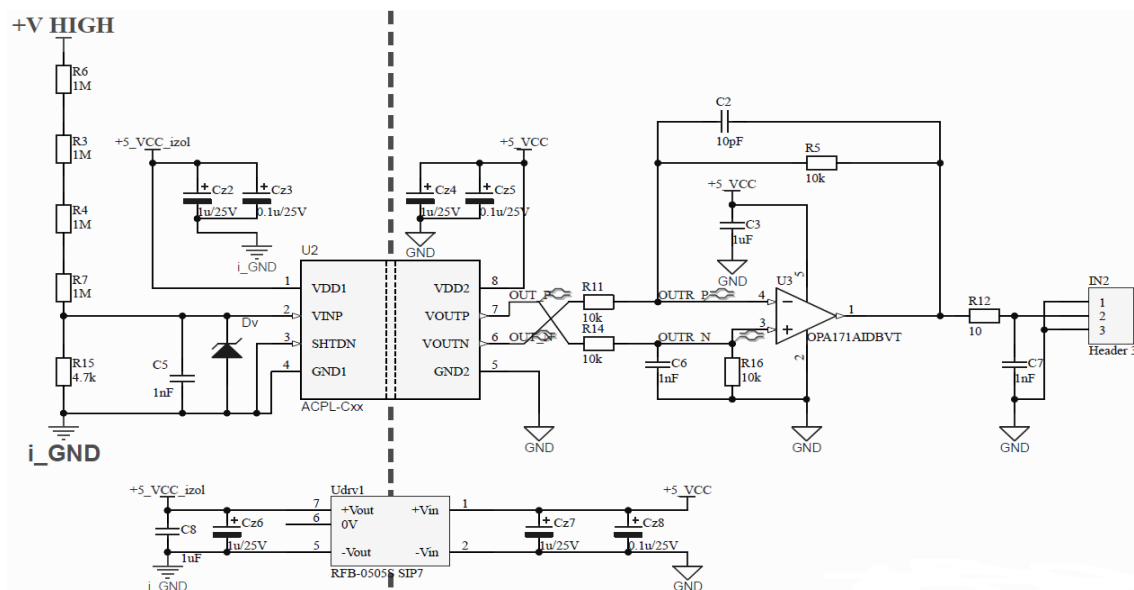


Rysunek VI-10 Schemat zastępczy dla zwarcia transformatora A) oraz biegu jałowego B).

VI.5 Układ pomiarowy sygnałów elektrycznych

VI.5.1 Pomiar napięcia

Układ sterowania wymaga mierzenia napięcia. Napięcie DC jest mierzone przez dzielnik napięcia zbudowany z szeregowo połączonych rezystorów oraz izolowanego wzmacniacza operacyjnego (Rysunek VI-11). Pomiarowy sygnał analogowy zostaje przefiltrowany i dopasowany do przetworników analogowo cyfrowych przez nieizolowany wzmacniacz operacyjny w konfiguracji różnicowej. Na wejściu kanału ADC zastosowano dodatkowy pasywny filtr dolnoprzepustowy.

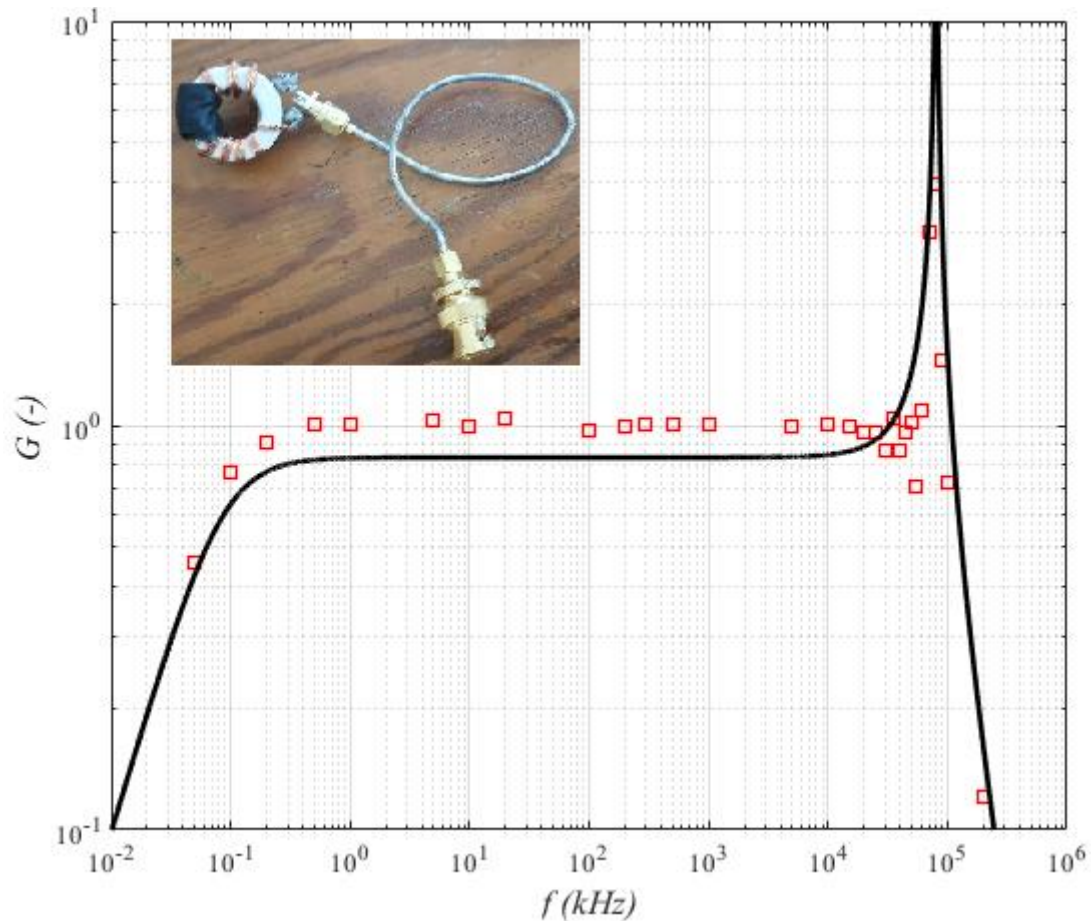


Rysunek VI-11 Układ do pomiaru napięcia stałego w obwodzie pośredniczącym DC – układ po obu stronach w topologii DAB.

Maksymalne napięcie wejściowe, jakie może być dołączone do przekształtnika to 400 V. Układ przekształtnika jest symetryczny, dlatego obwód DC na stronie wtórnej transformatora jest analogicznie zaprojektowany.

VI.5.2 Pomiar prądu

Do pomiaru prądu wykorzystano przekładnik prądowy z rysunku VI-12 o parametrach podanych w tabeli.



Rysunek VI-12 Przekładnik do pomiaru prądu w obwodzie mocy oraz charakterystyka wzmocnienia w funkcji częstotliwości.

Tabela VI-IV wybrane parametry zaprojektowanego przekładnika

Nazwa	Symbol	Wartość	Jednostka
Średnica zewnętrzna toroidu	OD	27,1	mm
	OD z licą	29,05	
Średnica wewnętrzna toroidu	ID	20	
	ID z licą	19	
Efektywny przekrój rdzenia	A_e	0,92	cm ²
Wysokość rdzenia	H_t	1,71	cm
Współczynnik A_L - zmierzona	A_L	20000	nH/ N^2
Indukcyjność dla 12 zwojów	L_{pp}	1,88	mH
Pojemność międzyzwojowa	C_{pp}	4,09	nF
Indukcyjność doprowadzeń	L_{Dop}	45	nH
Rezystor pomiarowy	R_{pp}	1,0 (800)	Ω (mW)

Napięcie (reprezentujące pomiarowy prąd) na wyjściu projektowanego czujnika jest dane wzorem:

$$v_{pp} = i_L(t) \frac{R_{pp}}{z} \quad (\text{VI-8})$$

Moc rozpraszana na rezystorze pomiarowym wynosi:

$$P_{pp} = R_{pp} \left(\frac{i_L(t)}{z} \right)^2 \quad (\text{VI-9})$$

Co dla przewidywanego prądu badanego dławika sprzęgającego o wartości szczytowej 10 A, będzie powodować pojawienie się napięcia:

$$P_{pp} = \left(\frac{10}{12} \right)^2 = 694 \text{ mW} \wedge v_{pp} = 10 \frac{1}{12} \approx 833 \text{ mV} \quad (\text{VI-10})$$

Teoretyczne pasmo przekładnika wyznaczono za pomocą następujących równań (gdzie L_{Dop}):

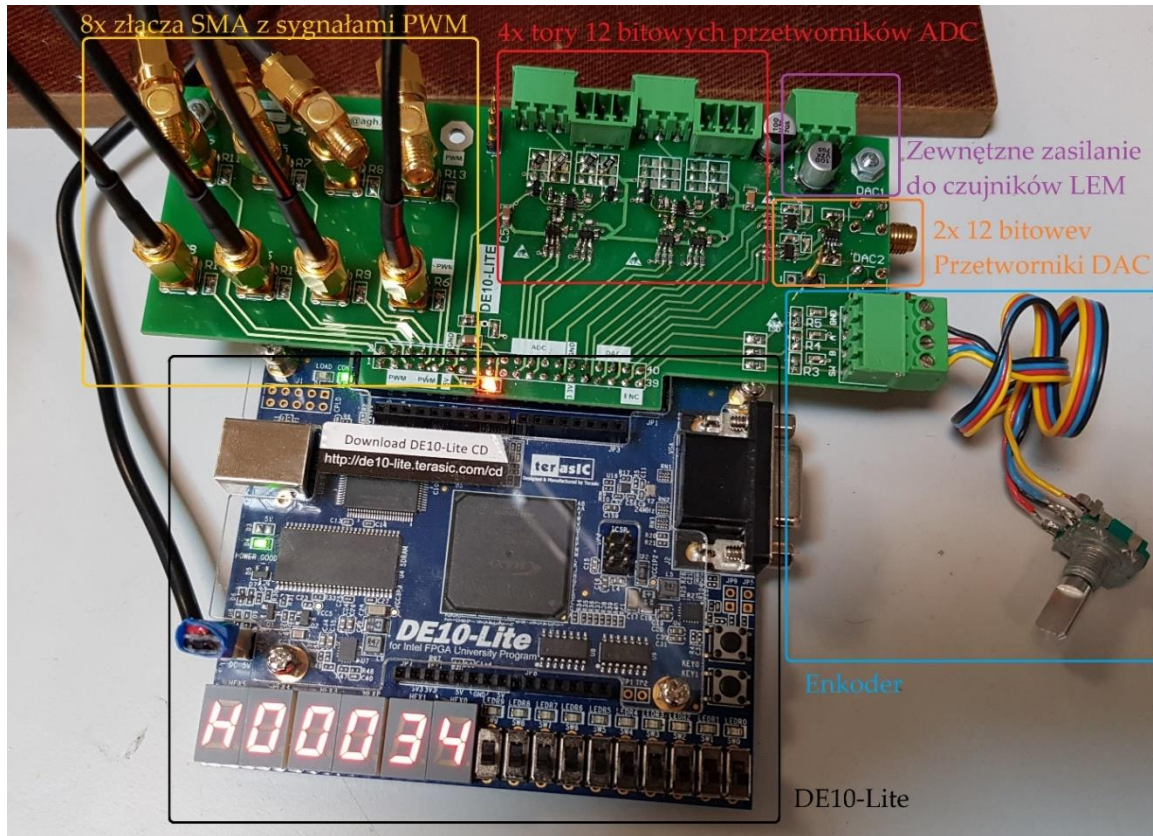
$$\begin{aligned} f_{LB} &= \frac{R_{pp}}{2\pi L_{pp}} \approx 84.65 \text{ Hz} \\ f_{HB} &= \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{Dop} C_{pp}}} \approx 80 \text{ MHz} \end{aligned} \quad (\text{VI-11})$$

Bipolarny sygnał z czujnika został dostosowany do przetwornika ADC za pomocą wzmacniacza nieodwracającego z dodaną wartością stałą. Sygnał prądowy będzie wykorzystany do ograniczenia wartości prądu w stanach awaryjnych.

VI.6 Układ rozszerzający do płytki Terasic DE-10 lite

VI.6.1 Opis płytki rozszerzającej

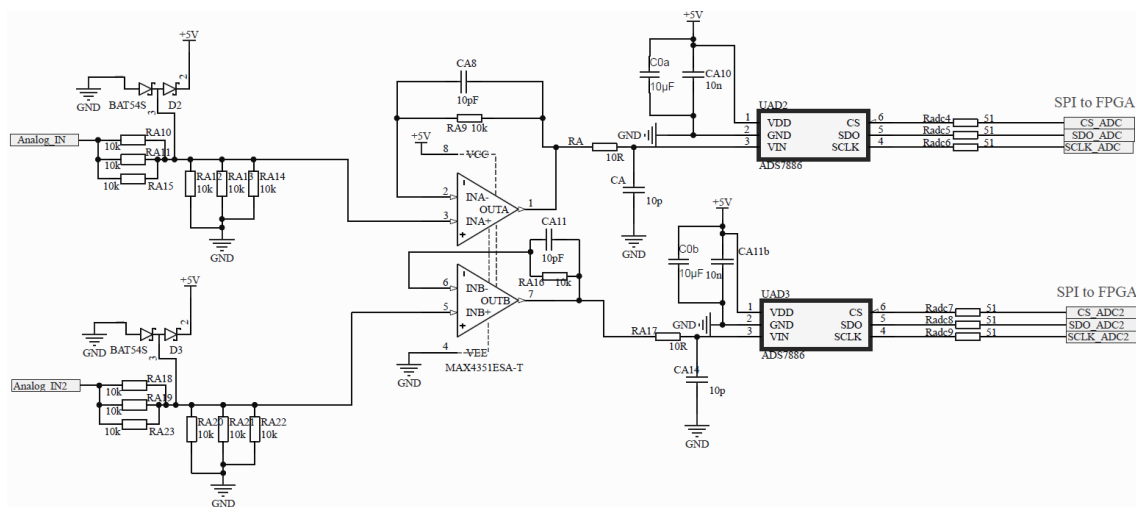
Do sterowania wykorzystano układ DE10-lite z układem FPGA, który służy do implementacji algorytmu sterowania [VI.8]. Konieczne było opracowanie dodatkowego bloku dla współpracy układu DE10-lite z obwodem energoelektronicznym. Ten dodatkowy blok realizował kondycjonowanie pomiarów, generację sygnałów PWM dla sterowania tranzystorów układu DAB oraz obsługę enkodera do zadawania parametrów (część interfejsu użytkownika). Pełen układ z DE10-lite i dodatkowym blokiem został przedstawiony na rysunku VI-13.



Rysunek VI-13 DE10-Lite z rozszerzającą płytką drukowaną.

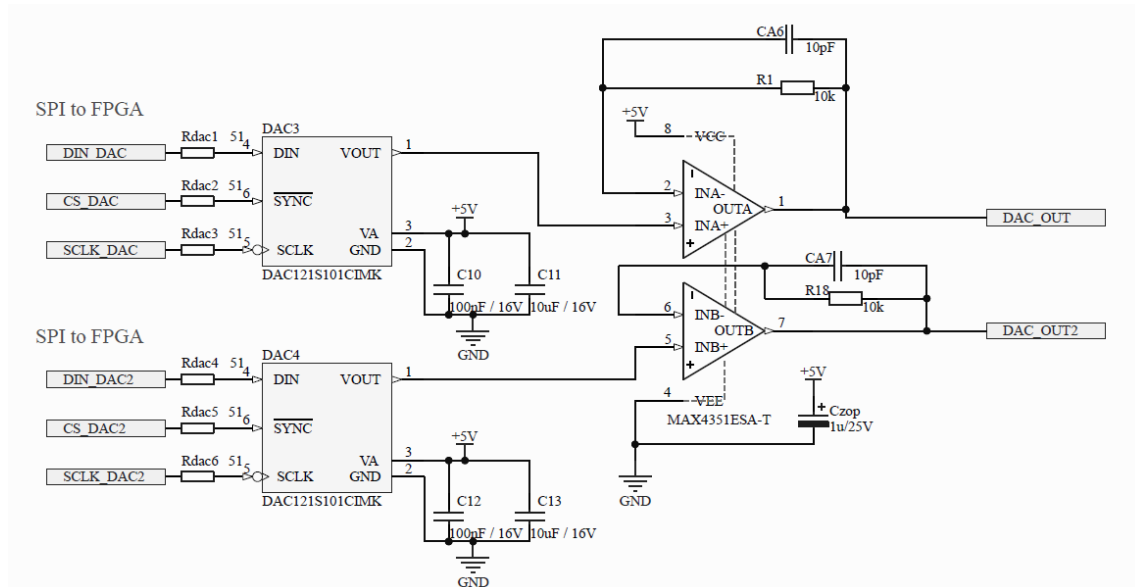
VI.6.2 Układ kondycjonowania sygnału

Blok kondycjonowania sygnałów składa się ze wzmacniacza operacyjnego w układzie wtórnika napięcia z filtrem dolnoprzepustowym. Zaprezentowany schemat (Rysunek VI-14) to podwójny tor ze wspólnym wzmacniaczem operacyjnym. W układzie sterowania wykorzystano dwa torry.



Rysunek VI-14 Układ kondycjonowania sygnałów z 12-bitowymi przetwornikami analogowo-cyfrowymi.

Jeden tor został wykorzystany na potrzeby pomiaru napięcia. Drugi tor pomiarowy wykorzystano do pomiaru prądu. Wszystkie wypracowane analogowe sygnały pomiarowe zostały połączone z jednokanałowymi, 12-bitowymi przetwornikami ADC. Sygnał z czujników został przesłany z wykorzystaniem komunikacji szeregowej SPI. Dodatkowo na PCB zostały umieszczone przetworniki DAC (Rysunek VI-15), które można wykorzystać do wizualizacji sygnałów z układu przy użyciu oscyloskopu.



Rysunek VI-15 Układ dwutorowego wzmacniacza z 12 bitowymi przetwornikami DAC.

VI.7 Sterowanie układu

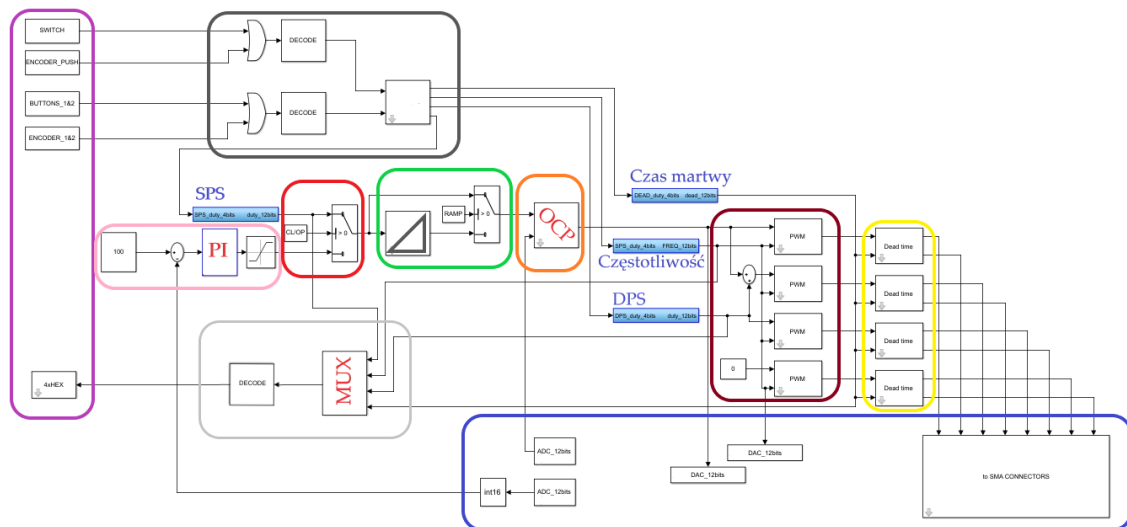
VI.7.1 Opis ogólny układu DE10-Lite

Do realizacji sterowania wykorzystano układ DE10-Lite firmy Terasic z blokiem FPGA 10M50DAF484C7G - seria MAX10 [VI.8]. Duża liczba elementów logicznych (50 tysięcy) sprawia, że układ bardzo dobrze nadaje się do opracowania pełnej struktury układu sterowania, układu pomiarowego, interfejsu do zadawania parametrów oraz weryfikację w środowisku Quartus II. Wewnętrzna pętla PLL pozwalają na generację sygnałów zegarowych o odpowiedniej częstotliwości. Na obwodzie drukowanym znajduje się również pamięć ulotna 64 MB SDRAM oraz zintegrowana pamięć (CFM – z ang. configuration flash memory) nieulotna w układzie scalonym z FPGA.

VI.7.2 Analiza zaimplementowanego sterowania

Do przedstawienia pełnej struktury algorytmu sterowania, realizowanego przez układ FPGA, posłużono się schematem blokowym. Zawartość

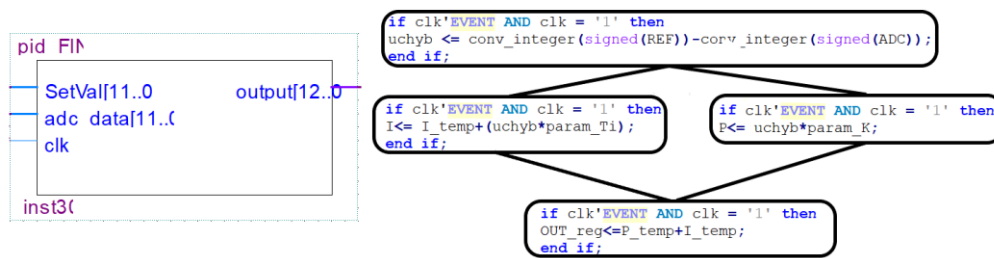
zaznaczonych bloków (ramek), zawierających istotne fragmenty struktury programu, została omówiona szerzej (Rysunek VI-16). Blok niebieski reprezentuje elementy, które są związane z płytką rozszerzającą. Najważniejsze jej elementy to dekodery komunikacji szeregowej SPI do komunikacji z przetwornikami ADC oraz DAC. Dekodery wykorzystują zegar o częstotliwości 10 MHz i generują sygnał rozpoczęcia transmisji CS. W dekodерze znajduje się maszyna stanu, która odczytuje wartość analogową i wpisuje do 12-bitowego wektora.



Rysunek VI-16 Pełny schemat blokowy z zaimplementowanym sterowaniem – schemat poglądowy.

Blok fioletowy to zbiór elementów, które są wykorzystywane jako interfejs użytkownika. W tym przypadku są to przyciski, impulsator cyfrowy oraz wyświetlacz 8-segmentowy (licząc z diodą symbolizującą kropkę). Z interfejsu użytkownika wartości zadane takie jak przesunięcia, częstotliwość oraz czas martwy trafiają z enkodera inkrementalnego do demultipleksera, który wysyła je do odpowiednich bloków. Użytkownik ma możliwość zadawania wszystkich parametrów sygnału PWM, podczas pracy algorytmu w przypadku pracy w otwartej pętli regulacji. Kolorem szarym zaznaczono elementy związane z dekodерem i multiplekserem do wysyłania sygnałów z FPGA do wyświetlaczy.

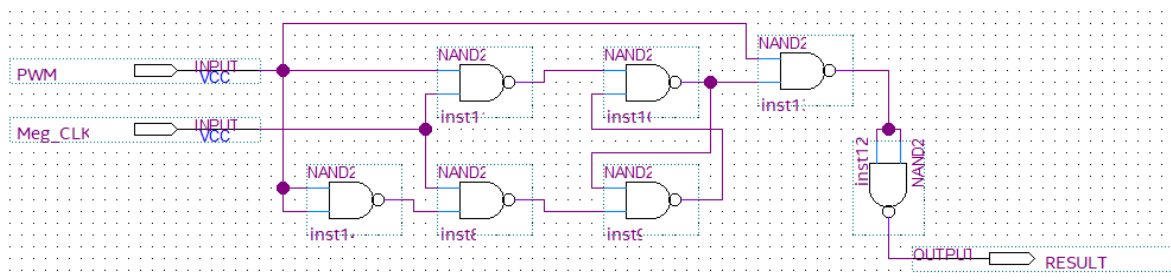
Sygnał pomiarowy napięcia jest wykorzystywany w układzie do zamknięcia pętli regulacji. Wartość z bloku ADC trafia do sumatora (na wejście ujemne), do którego połączona jest zadana wartość napięcia referencyjnego. Uchyb trafia do regulatora o strukturze PI (rysunek VI-17), a następnie do bloku ograniczającego. Dodatkowo zastosowano ograniczenie dla wartości proporcjonalnej oraz całki.



Rysunek VI-17 Regulator typu PI – wybrane fragmenty kodu VHDL.

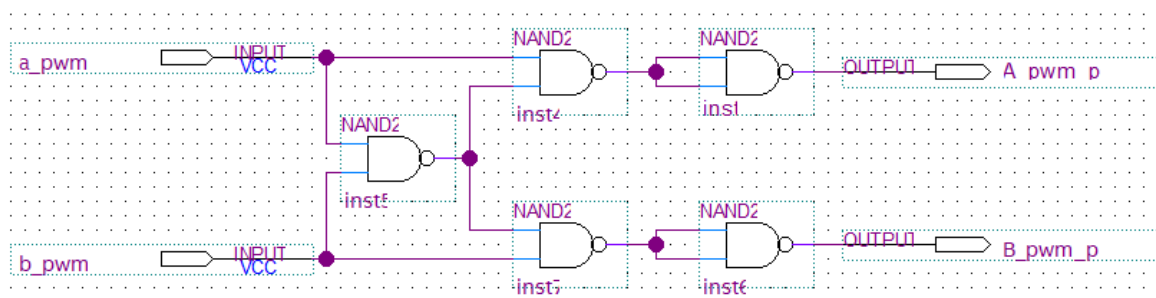
Czerwony blok określa przełącznik (multiplexer z dwoma wejściami 12 bitowymi), który pozwala na pracę w układzie zamkniętym lub otwartym. Kolejnym elementem jest blok z rampą rozruchową, co umożliwi płynną zmianę wartości sygnału zadanego.

Element nazwany OCP (z ang. Over Current Protection) jest zastosowany do ograniczenia prądu na wyjściu układu DAB. Bazuje on na komparatorze, multiplexerze oraz przerzutniku D. Ostatnimi elementami są generatory PWM (13 bitowe) oraz bloki czasu martwego z rysunku VI-18.



Rysunek VI-18 Generator czasu martwego z bramek typu NAND.

Dodatkowo zastosowano układ do zabezpieczenia wyjściowych sygnałów PWM w oparciu o bramki logiczne typu NAND (rysunek VI-19).

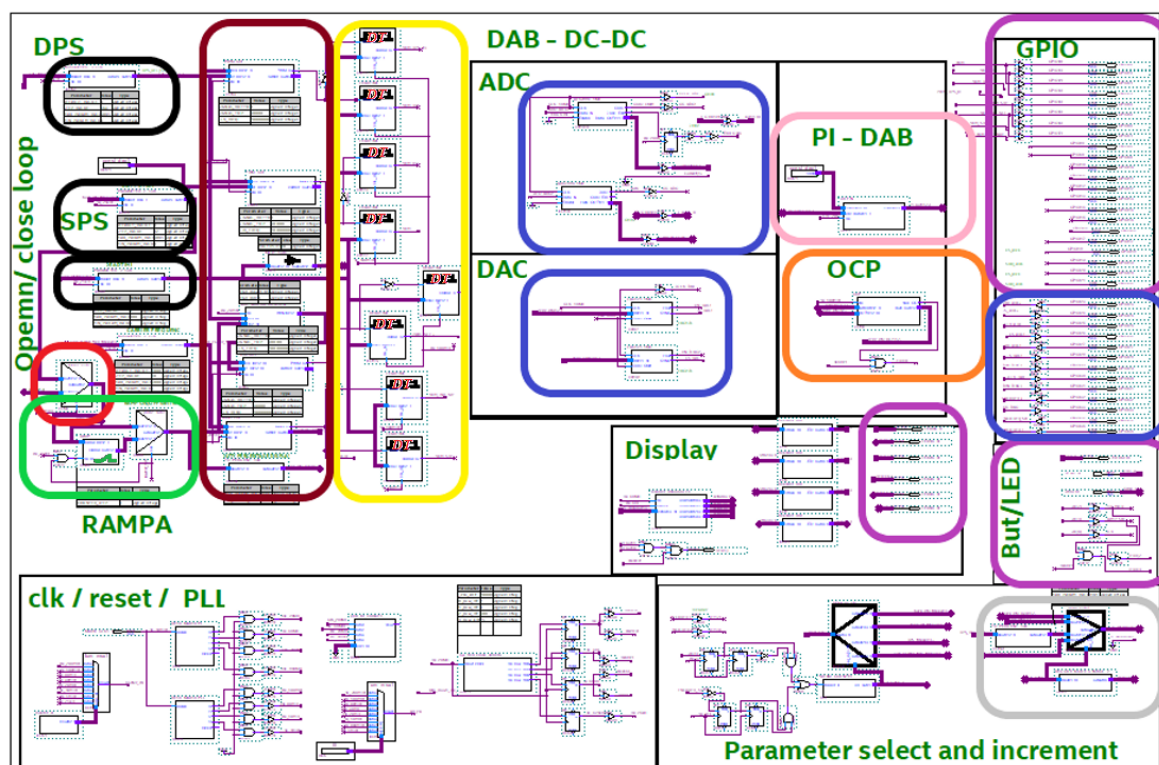


Rysunek VI-19 Układ zabezpieczający sygnały PWM dla jednej gałęzi falownika napięcia.

Pełny schemat blokowy, zawierający bloki z kodem opisu sprzętowego, przedstawiono na rysunku VI-20. Tabela VI-V zawiera raport z implementacji układu sterowania.

Tabela VI-V Raport z zaimplementowanym sterowaniem (z zrealizowanego schematu blokowego rysunku VI-19).

Nazwa parametru	Wartość lub opis	Użycie procentowe
Rodzina	MAX 10	-
Układ FPGA	10M50DAF484C7G	-
Wykorzystane elementy logiczne	9,214 / 49,760	19%
Ilość rejestrów	4431	-
Wykorzystane piny	102 / 360	28%
Wykorzystane bity pamięci	741,376 / 1,677,312	44%
PLL	1 / 4	25%



Rysunek VI-20 Pełny schemat blokowy z zaimplementowanym sterowaniem – schemat z programu Quartus II.

VI.8 Podsumowanie

Poszczególne etapy projektowanego energoelektronicznego układu mocy przedstawiono i omówiono w niniejszym podrozdziale. Układ mostka H został zbudowany z tranzystorów SiC. Ponadto do zapewnienia izolacji w układzie DAB wykorzystano transformator wysokiej częstotliwości o mocy 2 kVA. Do zapewnienie potrzebnej wartości indukcyjności sprzęgającej zaprojektowano

dotatkowy dławik. Przedstawiono problematykę doboru tranzystorów i ich obwodów bramkowych. Opisano wykorzystany dodatkowy blok pomiarowy oraz zaimplementowany algorytm. Układ mocy wraz z blokiem regulacji zostanie wykorzystany w rozdziale VII.

VI.9 Literatura do rozdziału VI

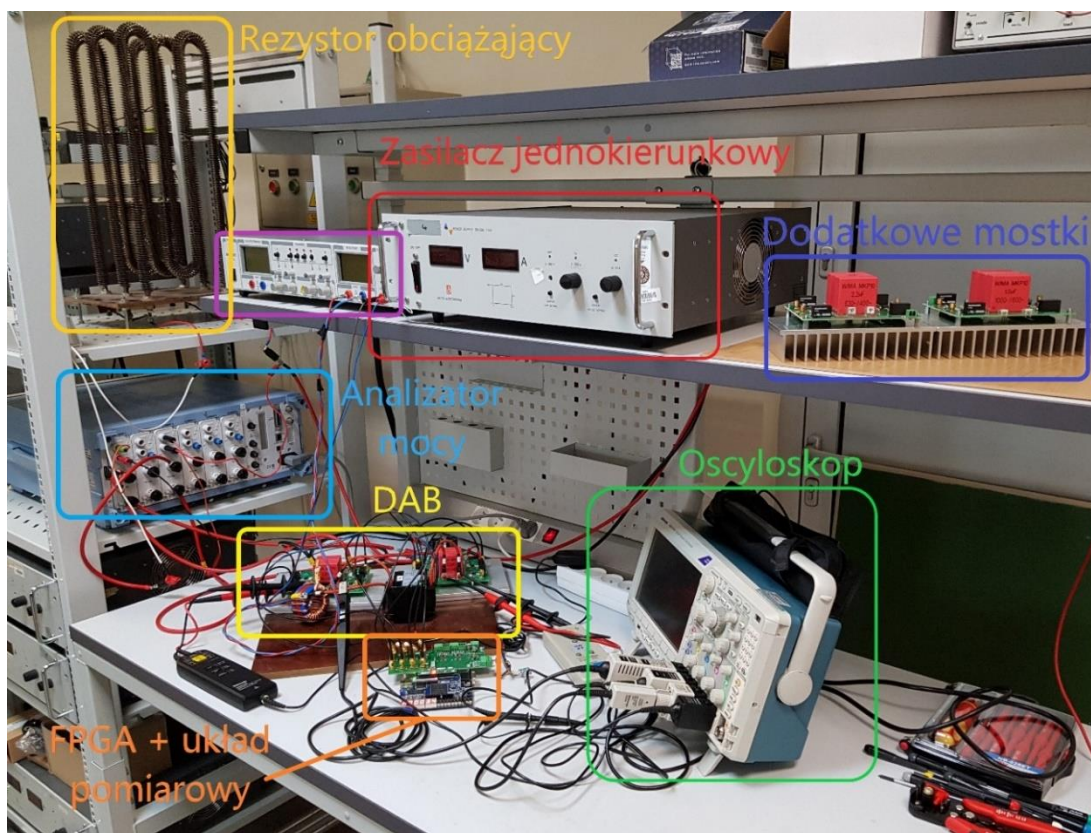
- [VI.1] R. Barlik, M. Nowak, "Energoelektronika Elementy Podzespoły Układy",
Warszawa 2006, ISBN: 9788378140627.
- [VI.2] Dokumentacja techniczna firmy UNITED SIC:
<https://www.tme.eu/Document/db628041895f185049df0b5e9f0e331e/UJ3C065080K3S.pdf>
- [VI.3] Dokumentacja firmy Infineon: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-1EDIxxy12AH-DataSheet-v02_00-EN.pdf?fileId=5546d46253f6505701543843c049027b
- [VI.4] Dokumentacja firmy Murata: https://pl.mouser.com/datasheet/2/281/kdc_mej2-1186157.pdf
- [VI.5] Dokumentacja firmy Ferroxcube 3C95: https://elnamagnetics.com/wp-content/uploads/library/Ferroxcube-Materials/3C95_Material_Specification.pdf
- [VI.6] Dokumentacja firmy Micromentals:
<https://www.tme.eu/Document/8c0a803a4f46674883f0d78b0e4b6e37/ARNOLD-MS-225075-2.pdf>
- [VI.7] Dokumentacja firmy ABB: <http://www.datasheet-pdf.com/PDF/EL100P2-Datasheet-ABB-805351>.
- [VI.8] Dokumentacja firmy Terasic: https://download.kamami.pl/p562820-DE10-Lite_User_Manual.pdf

VII Wyniki badań laboratoryjnych falowników w konfiguracji Dual Active Bridge

VII.1 Badania laboratoryjne

VII.1.1 Opis ogólny stanowiska

Przedstawione stanowisko laboratoryjne (Rysunek VII-1) zostało wykorzystane do badania pracy układu DAB. Sygnały analogowe były rejestrowane za pomocą oscyloskopu firmy Tektronix MDO3000 [VII.4] z sondami aktywnymi.



Rysunek VII-1 Stanowisko laboratoryjne do testowania układów DAB z rezystorami obciążającymi – test jednokierunkowego transferu mocy.

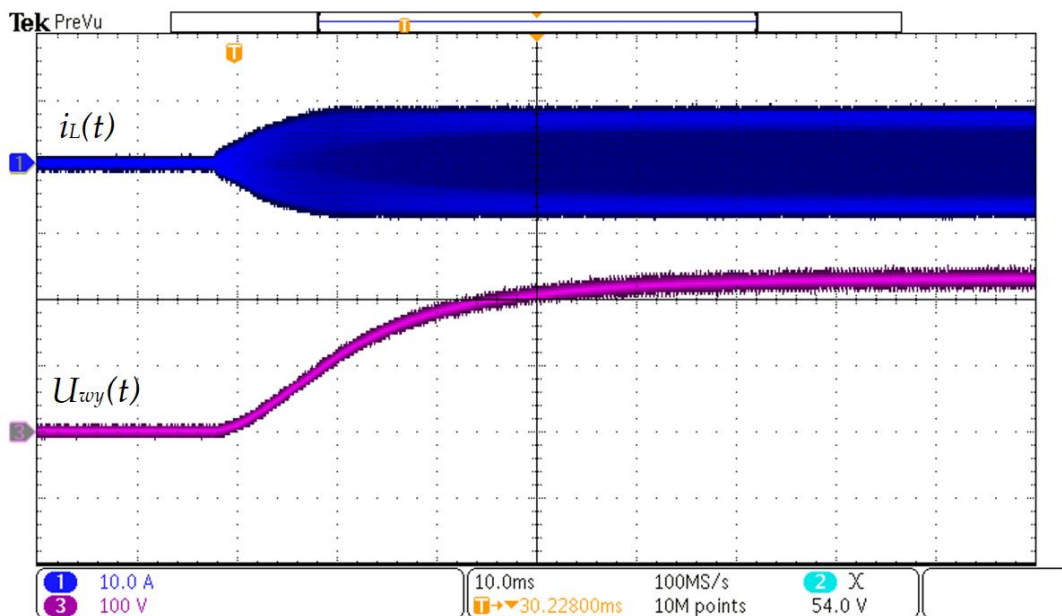
Układ DAB obciążono rezystorem, którego wartość dobrano w oparciu o zależność:

$$R_{obc} = 8 \frac{L f_S U_2}{n U_1} = 8 \frac{99,03 \cdot 10^{-6} \cdot 10^5 \cdot 250}{1 \cdot 300} \approx 66 \Omega \quad (\text{VII-1})$$

Dobrano dwa rezystory mocy o rezystancji 22Ω oraz 47Ω i połączono je szeregowo (69Ω). Analizę pracy układu oraz porównanie falowników, przedstawiono w następujących podrozdziałach.

VII.1.2 Praca praktycznego układu DAB

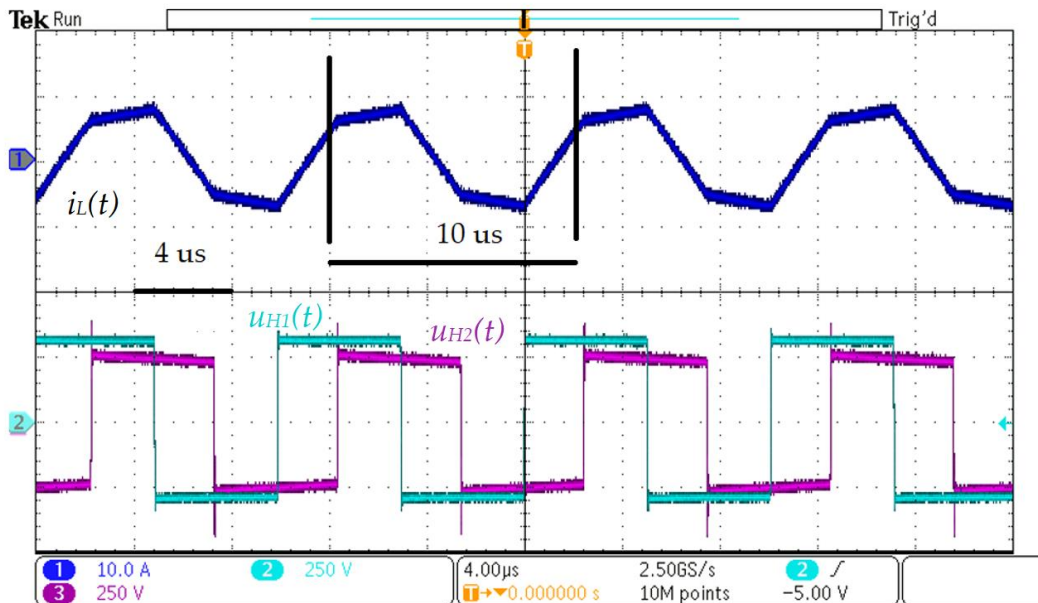
Rozruch układu wykonano przez skokowe załączenie napięcia na zaciskach wejściowych. Napięcie zasilania wynosiło 300 V , co spowodowało zarejestrowaną na rysunku odpowiedź przekształtnika. Z przebiegu napięcia i prądu (Rysunek VII-2) można stwierdzić powolny proces ładowania pojemności (nie przekroczono pochodnej napięcia dla kondensatorów) oraz wzrost prądu dławika, dlatego w układzie nie zastosowano dodatkowego układu rozruchowego.



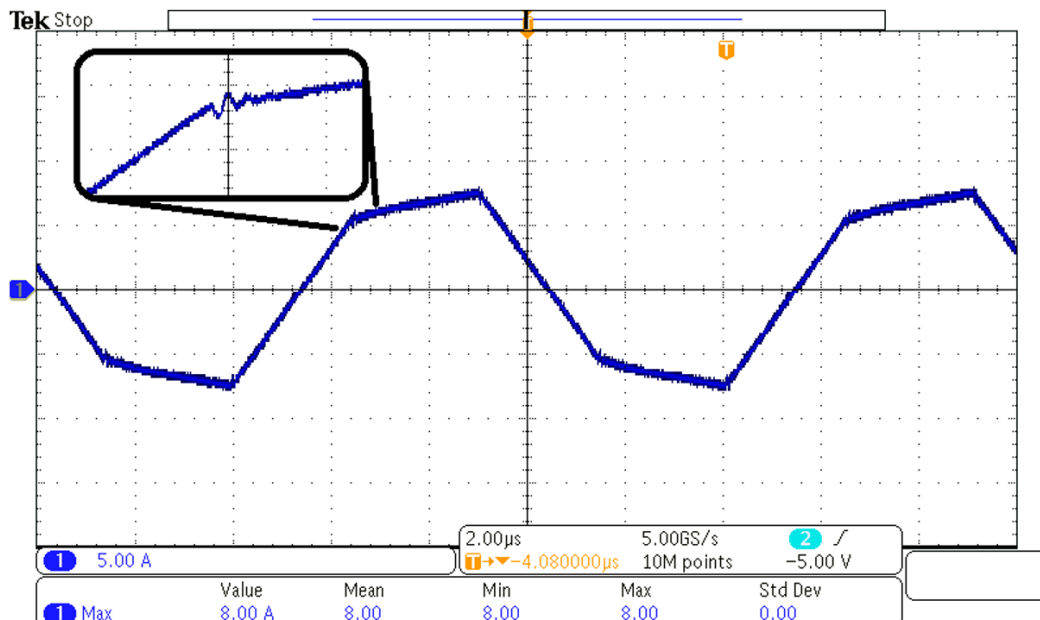
Rysunek VII-2 Rozruch przekształtnika DAB dla maksymalnego kąta przesłania i skokowego dołączenia zasilania o wartości 300 V – CH1: Prąd dławika, CH:3 napięcie na kondensatorze wyjściowy.

Kolejne przebiegi ukazują pracę układu w stanie ustalonym. Zarejestrowano prąd dławika i napięcia na zaciskach transformatora. Przedstawiony stan pracy został zarejestrowany (Rysunek VII-3) dla maksymalnego kąta przesunięcia (równego $\varphi = \frac{\pi}{2}$) oraz częstotliwości przełączeń o wartości 100 kHz . Przebiegi potwierdzają analityczny opis układu oraz symulacyjne wyniki pracy przekształtnika. Warto również zaobserwować łagodny przebieg napięć podczas przełączania (podobny charakter zmian napięcia będzie miało napięcie dren-źródło). Zaobserwowana charakterystyka

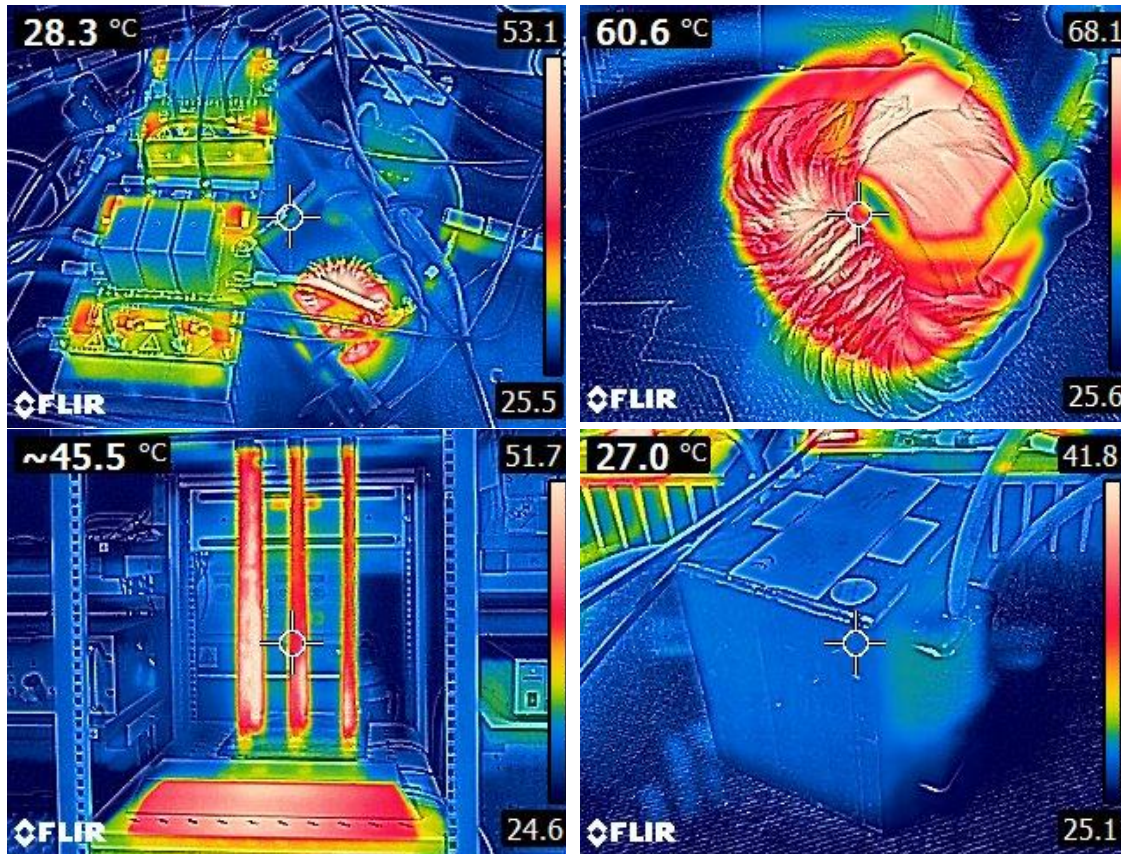
zmian napięcia jest spowodowana uzyskaniem miękkiego przełączania tranzystorów w zerze napięcia (ZVS – CV). Na Rysunek VII-5 zaprezentowano przebiegi prądu z zarejestrowaną oscylacją. Efekt jest spowodowany pojemnością pasywną dławika.



Rysunek VII-3 Praca układu DAB dla mocy wyjściowej równej 937 W oraz częstotliwości 100 kHz – CH1: Prąd dławika, CH:2 napięcie na stronie pierwotnej transformatora, CH:3 napięcie na stronie wtórnej.



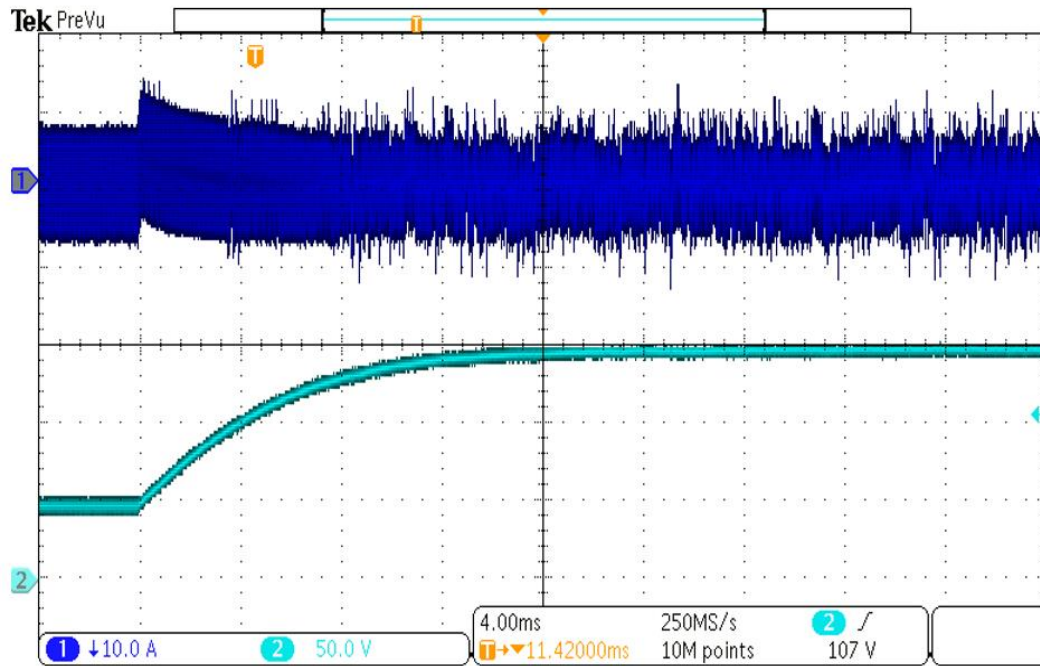
Rysunek VII-4 Praca układu DAB dla mocy wyjściowej równej 937 W oraz częstotliwości 100 kHz. CH1: Prąd dławika z wyszczególnionym etapem powstawania oscylacji na skutek pojemności międzyzwojowej transformatora.



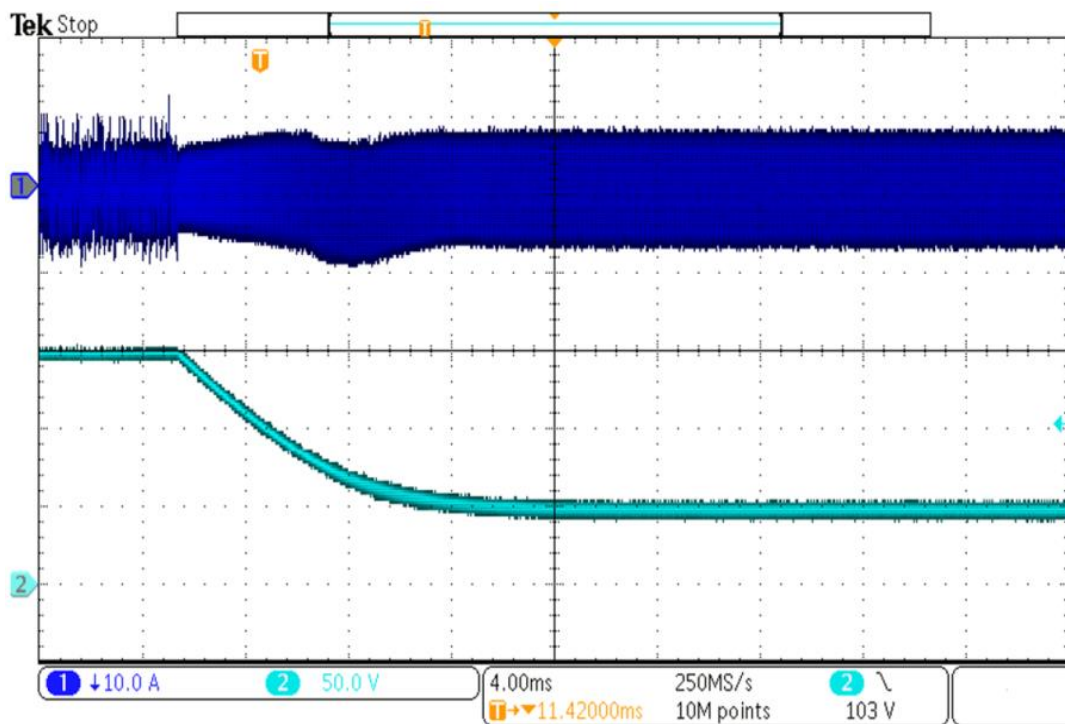
Rysunek VII-5 Praca układu DAB – zdjęcie w podczerwieni dla pełnego stanowiska, dławika, obciążenia rezystancyjnego oraz transformatora. Najcieplejszym punktem układu mocy jest dławik, który posiada temperaturę w najcieplejszym punkcie o 68,1°C.

Badania rozkładu temperatury (zdjęcie wykonane kamerą termowizyjną firmy Flir [VII.6]) stanowiska laboratoryjnego (Rysunek VII-5) pozwalają określić występowanie strat i pozwala sprawdzić poprawność dobranych elementów obwodu mocy. Warto zaznaczyć że testy zostały wykonane bez wentylatorów i tylko tranzystory posiadają radiatory. Najcieplejszym elementem jest dławik, który został dobrany do ciągłej pracy układu DAB i w stanie ustalonym (po 15 minutach pracy) osiąga temperaturę 68,1° C w najcieplejszym punkcie. Temperatura pracy dławika nie jest niebezpieczna i dalsze testy są możliwe (zwiększenie mocy czynnej powyżej 1 kW). Testy pokazują że transformator pozostaje zimny, ponieważ został przewymiarowany (zaprojektowany na moc pozorną 2 kVA).

Przeprowadzono testy w zamkniętej pętli regulacji. Regulator o strukturze PI wykorzystano w zamkniętym układzie regulacji do stabilizacji napięcia na wyjściu układu DAB. Przebiegi prądu indukcyjności sprzęgającej oraz napięcia wyjściowego zamieszczono na rysunkach VII-6 - VII-8.

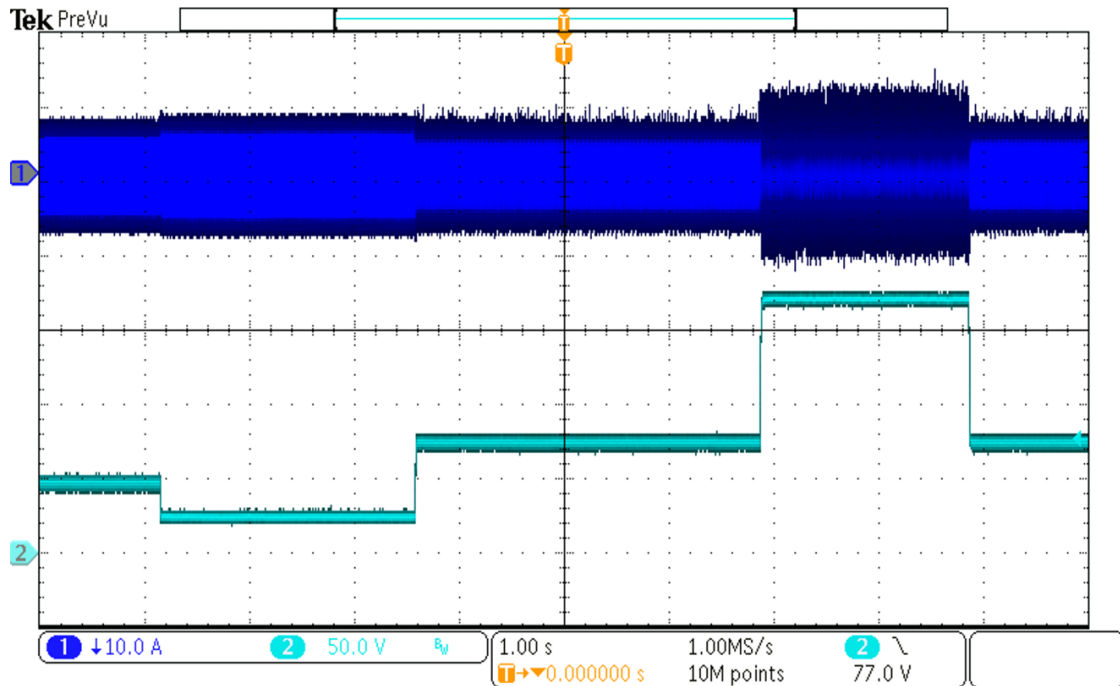


Rysunek VII-6 Praca układu DAB z układem regulacji zamkniętej. Zmiana zadanej wartości z 50 V na 150 V oraz powrót do 50 V. CH1: prąd dławika oraz CH2: napięcie wyjściowe.



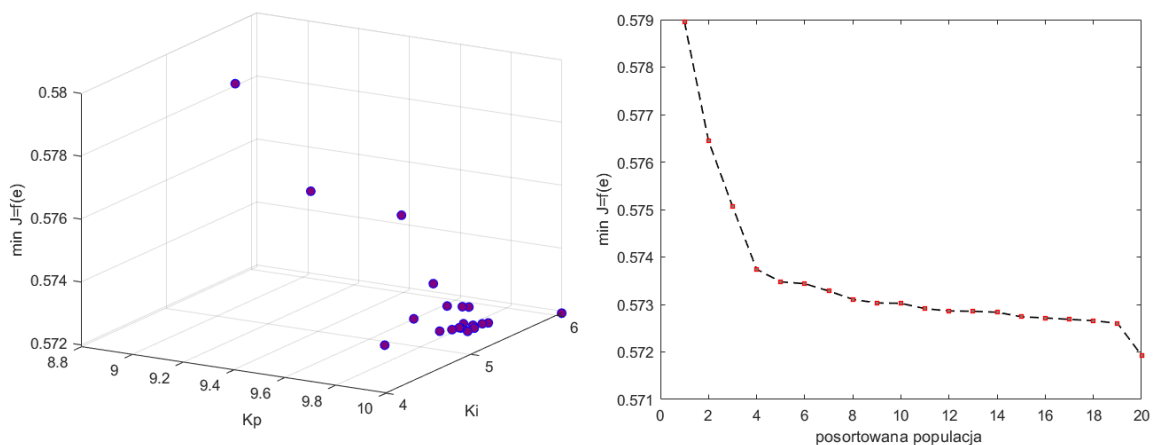
Rysunek VII-7 Praca układu DAB z układem regulacji zamkniętej. Zmiana zadanej wartości z 50 V na 150 V oraz powrót do 50 V. CH1: prąd dławika oraz CH2: napięcie wyjściowe.

Rysunek VII-8 obrazuje kilka zmian napięcia wyjściowego dla dużej wartości podstawy czasu (1 s).



Rysunek VII-8 Praca układu DAB z układem zamkniętej regulacji dla dynamicznych zmian napięcia wyjściowego. CH1: prąd dławika oraz CH2: napięcie wyjściowe (zmiana wartości zadanej).

Parametry regulatora wyznaczono za pomocą algorytmu genetycznego oraz modelu symulacyjnego w Simulinku. Wartość wzmocnienia proporcjonalnego wynosiła 10, wzmocnienie toru całkującego było ustawione na 6 (na podstawie wyników algorytmu genetycznego - Rysunek VII-9).



Rysunek VII-9 Wynik optymalizacji algorytmu genetycznego dla parametrów zaprojektowanego układu DAB. Wartości optymalne to: 9.99 dla toru proporcjonalnego oraz dla całkującego to 6.06.

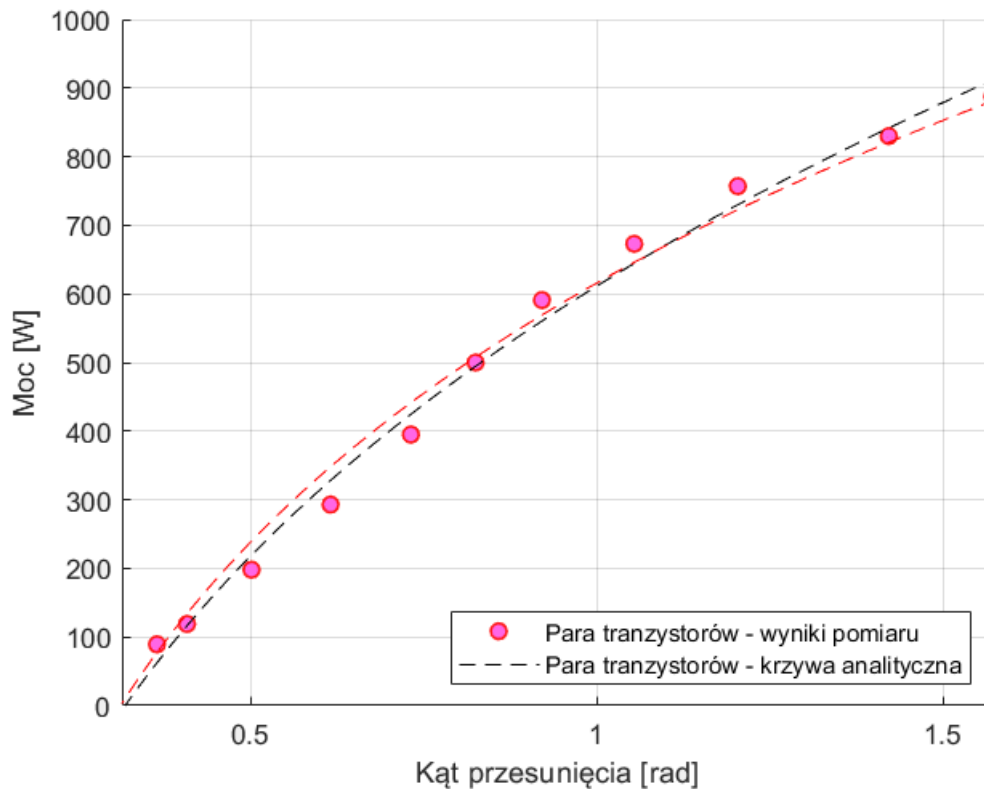
VII.2 Procedura testowa do porównania układów DAB

Do poprawnego sprawdzenia sprawności w nowym układzie mocy, konieczne jest zastąpienie falowników klasycznych, nowymi z podwójnymi

tranzystorami połączonymi równolegle. W obu przypadkach zastosowano identyczne tranzystory, sterowniki bramkowe oraz przetwornice zasilające. Modyfikacji uległ układ mocy, a dokładnie zmieniono długości ścieżek oraz obwody bramkowe tranzystorów, co było konieczne do zastosowania dwóch tranzystorów w falowniku.

VII.2.1 Porównanie układu DAB z pojedynczymi tranzystorami oraz z równoległym połączeniem tranzystorów JFET – analiza transferu mocy

Charakterystyka transferu mocy (Rysunek VII-10) dla dwóch tranzystorów oraz pojedynczych tranzystorów nie zmieniała się znacząco, ponieważ kluczowe parametry: napięcia, indukcyjność (rozproszenia transformatora oraz dławika), częstotliwość impulsowania były identyczne dla obu pomiarów. W obu przypadkach wykorzystano analizator mocy Yokogawa [VII.5].



Rysunek VII-10 Moc transferowana przez układ przekształtnika DAB w funkcji kąta przesunięcia dla przedziału od 0 do $\pi/2$ z krzywą analityczną mocy (podstawie III-18).

VII.2.2 Porównanie układów DAB z pojedynczymi i podwójnymi tranzystorami na podstawie sprawności układu

Rysunek VII-11 przedstawiono sprawności w funkcji przesyłanej mocy w układzie wraz z przybliżoną charakterystyką dla większej mocy transferu ($P >$

500 W). Sprawność w pierwszym przedziale pracy układu jest mniejsza dla układu z podwójnymi tranzystorami. Dla małego transferu energii i braku miękkiego przełączania tranzystorów, układ z pojedynczymi tranzystorami wypada korzystniej niż układ z podwójnymi tranzystorami. Jest to wynikiem zwiększenia strat energii w pojemności wyjściowej tranzystora E_{oss} , ponieważ pojemność tranzystora zwiększa się dwukrotnie [VII.7]:

$$P_{oss} = \overbrace{\left(\frac{1}{2} C_{oss} U_{DS}^2\right)}^{E_{oss}} f_s \quad (\text{VII-2})$$

W stanie pracy z ZVS, energia E_{on} oraz E_{oss} będzie równa zero. W konsekwencji straty na łącznikach mocy będą zależne tylko od $E_{off} \cdot f_s$ oraz $R_{DS(ON)} \cdot I_{RMS}^2$. Wzór na straty dla jednego łącznika z postaci (twarde przełączanie):

$$P_{S-TP} = (E_{on} + E_{off} + E_{oss}) \cdot f_s + R_{DS(ON)} \cdot I_{RMS}^2 \quad (\text{VII-3})$$

zostanie uproszczono w stanie miękkiego przełączania do:

$$P_{S-MP} = E_{off} \cdot f_s + R_{DS(ON)} \cdot I_{RMS}^2 \wedge I_D = \frac{I_{L rms}}{\sqrt{2}} \quad (\text{VII-4})$$

Na rysunku VII-11 zaznaczono również punkty i ich aproksymacje dla krzywej określonej jako model sprawności przekształtnika DAB. Zależność określającą sprawność określono w następujący sposób:

$$\eta \triangleq \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{in} - \Delta P}{P_{in}} \quad (\text{VII-5})$$

$$= \frac{P_{in} - (P_{SW} + \overbrace{(R_{DS(ON)} \cdot I_{RMS}^2)}^{P_C}) + \overbrace{(R_{L-ESR} I_{L rms}^2)}^{P_L} + \overbrace{(R_{T-ESR} I_{L rms}^2 + \frac{U_{in}^2}{R_{Core}})}^{P_T}}{P_{in}}$$

Wartość R_{L-ESR} to ekwiwalent rezystancja, reprezentująca zarówno straty w uzwojeniu jak i rdzeniu dławika [VII-1], [VII-2]. Wartość R_{T-ESR} określają straty w uzwojeniu transformatora. Straty w rdzeniu określono za pomocą rezystancji zastępczej dla rdzenia określonej przez producenta R_{Core} . Straty P_{SW} można określić jako straty z twardym przełączaniem (P_{SW-TP}):

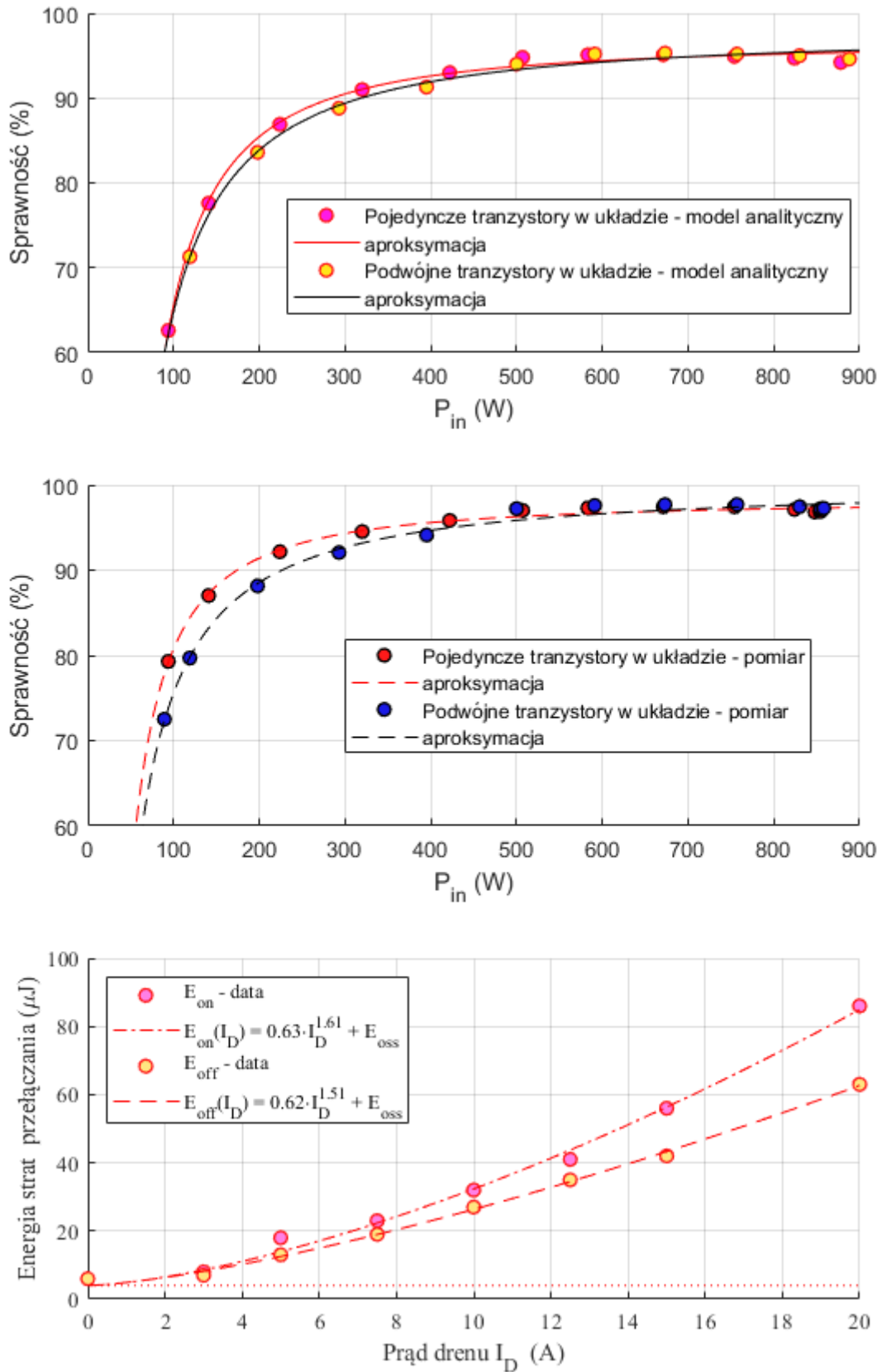
$$P_{SW-TP} = [(E_{on} + E_{off} + E_{oss}) \cdot f_s] \quad (\text{VII-6})$$

Ponieważ tranzystory FET włączają się przy zerowym napięciu [VII.9] (dla odpowiedniego kąta i czasu martwego), dlatego do obliczania strat przełączania

dla ZVS wykorzystywana jest tylko energia strat podczas wyłączenia E_{off} (P_{SW-MP}):

$$P_{SW-MP} = P_{SW-TP} - (E_{on} + E_{oss}) \cdot f_S = E_{off} f_S \quad (\text{VII-7})$$

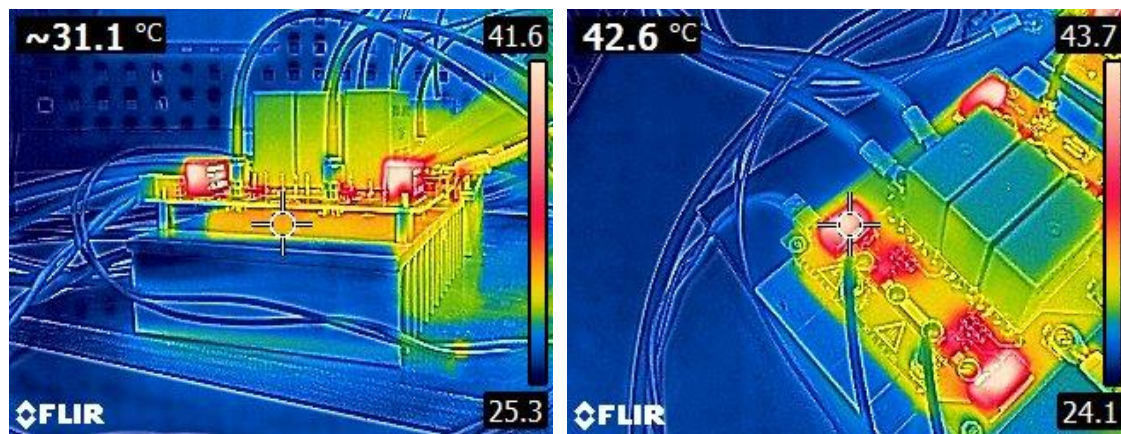
W zależności (VII-5) uwzględniono również liczbę tranzystorów dla połączenia klasycznego i równoległego (dwóch tranzystorów). Widoczny przeskok w punktach reprezentujących model sprawności jest wynikiem gwałtownej zmiany strat (spadek ich wartości). Jest to wynik wejścia w pracę ZVS. Należy podkreślić, że ZVS występuje dla obu przekształtników. Rysunek VII-11 dla mocy powyżej około 550 W wartość sprawności układu DAB (pomiar mocy dla układu z podwójnymi tranzystorami) wzrasta, ponieważ kąt przesunięcia jest wystarczająco duży do osiągnięcia przełączania miękkiego w zerze napięcia (ZVS) dla obu mostków w przekształtniku DAB. Sprawność w szczycie wzrosła z 95,0% (dla około 600 W) do 95,5% (dla około 650 W), co oznacza wzrost o pół punktu procentowego. Przy maksymalnym, zmierzonym transferze mocy, zmierzona sprawność wynosiła 94,2% dla klasycznego układu. Przy podwójnym łączeniu tranzystorów, zmierzono wartość 94,8%, zatem o 0,6 procenta większa niż w klasycznym układzie. Straty przewodzenia w równoległym łączeniu tranzystorów również zostają zmniejszone przez zmniejszenie rezystancji $R_{DS(ON)}$.



Rysunek VII-11 Sprawność zaprojektowanych układów DAB dla przedziału mocy od 0 do 900 W (do $\varphi \approx \pi/2$) oraz przyjętą charakterystykę strat w funkcji prądu drenu na podstawie dokumentacji technicznej tranzystorów – rysunek VI-5

W praktycznym zastosowaniu praca układu z niewielkim transferem energii (mocy) nie ma istotnego znaczenia ponieważ sprawność układu DAB jest bardzo mała, na przykład dla mocy równej 300 W sprawność (dla obu układów) nie przekracza 90%. Dlatego istotnym punktem jest zwiększenie sprawności układu dla bardzo dużych mocy. Łączenie równoległe tranzystorów pozwala na bardziej ekonomiczne użytkowanie układu i szybszy zwrot inwestycji. Poprawa sprawności dla układu z podwójnymi tranzystorami może być istotna dla układów większej mocy oraz dla kąta przesunięcia między mostkami $\varphi \gg 0$.

Zmniejszony przedział pracy z ZVS jest rekompensowane większą sprawnością dla transferu energii przez przekształtnik Dual Active Bridge. Dodatkowe tranzystory pozwalają na podzielenie miejsc występowania strat w łącznikach mocy. Główną zaletą jest możliwość równomiernego rozkładu pola cieplnego na powierzchni radiatora. Rysunek VII-12 przedstawia zdjęcie podczerwone, ilustrujące pracę falownika na stronie pierwotnej transformatora. Tranzystory znajdujące się między płytką drukowaną a radiatorem równomiernie grzeją powierzchnie radiatora. Temperatura tranzystorów nie przekracza 32°C. Najcieplejszym punktem układu są przetwornice zasilające obwody bramkowe (około 43°C). Warto podkreślić to, że temperatura przetwornic (z obwodów bramkowych) nie wzrosła znacząco w porównaniu do pracy z pojedynczymi tranzystorami – przyrost o ok. 4 stopnie Celsjusza.



Rysunek VII-12 Praca układu DAB – zdjęcie w podczerwieni dla jednego mostka układu DAB.

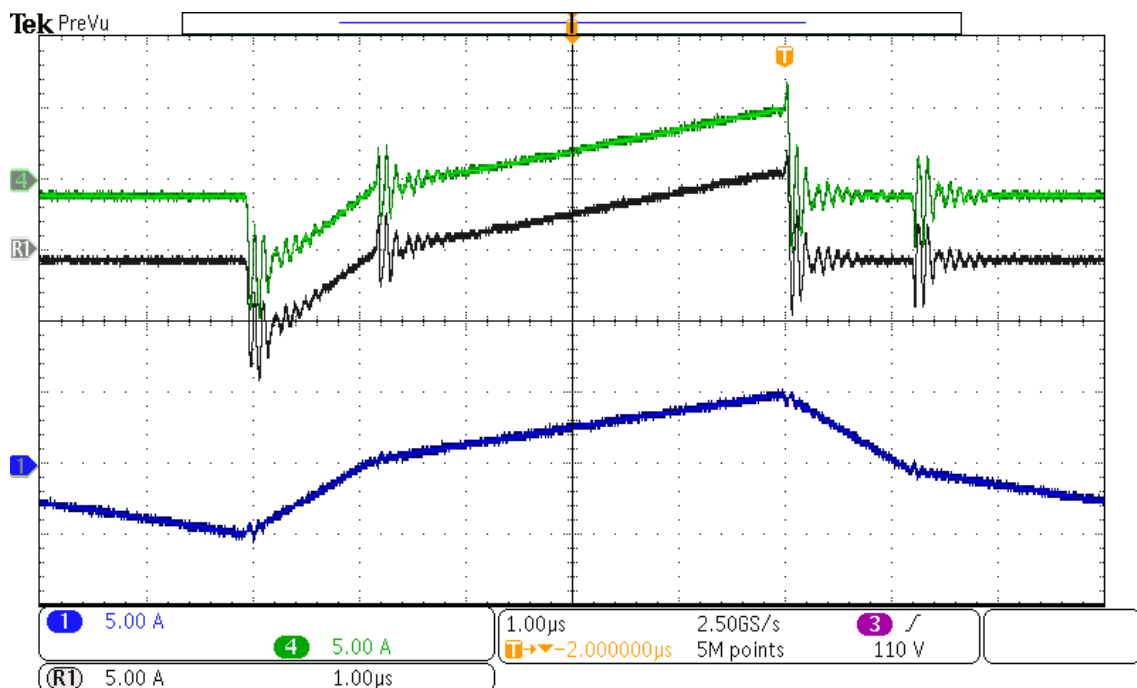
Temperatura tranzystorów nie przekracza 32°C. Najcieplejszym punktem układu są przetwornice zasilające obwody bramkowe ($T_{MAX}= 43,7^{\circ}\text{C}$).

W istniejących układach DAB dużej mocy, całe struktury przekształtnika DAB są łączone ze sobą równoległe. Stan pracy z małym kątem przesunięcia jest ograniczany i układy pracują z możliwie jak największym transferem mocy,

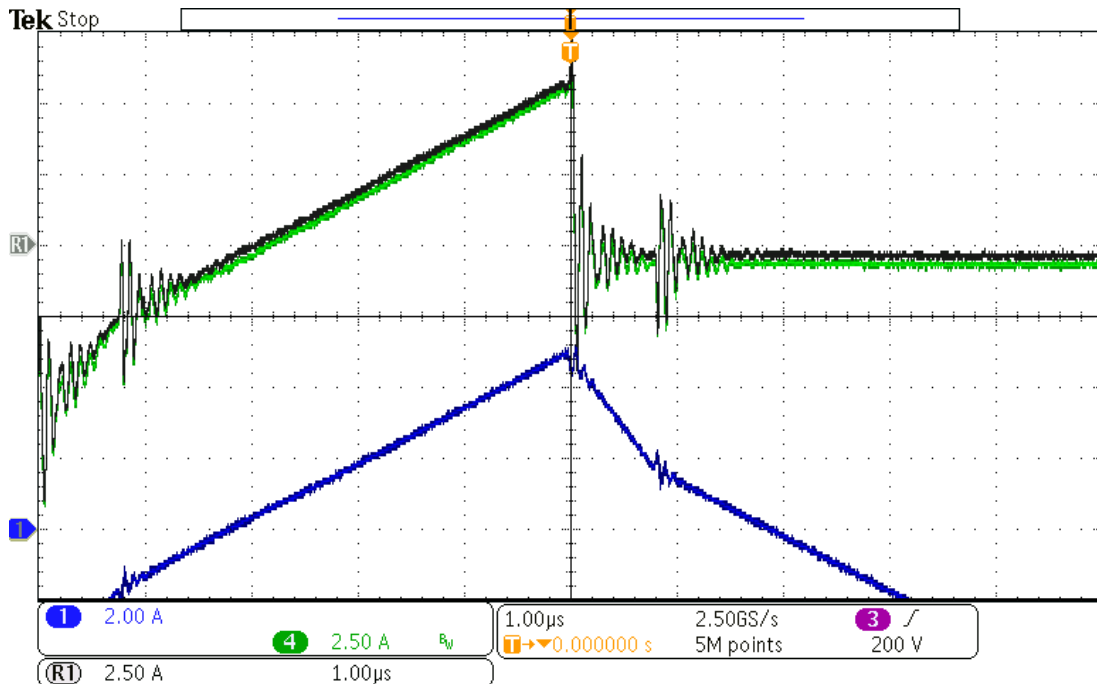
nawet kosztem wyłączenia pozostałych układów DAB, co potwierdza krzywa sprawności.

VII.2.3 Rozpływ prądu w równolegle łączonych tranzystorach

Przy testach rozdziału prądu w dwóch tranzystorach mocy wykorzystano dwie cewki Rogowskiego CWT z serii ultra mini [VII.3]. Urządzenie pomiarowe pozwala na dołączenie bezpośrednio na dren tranzystora i pominięcie indukcyjności pasywnych. Wyniki pomiaru przedstawiono w postaci przebiegów VII-13 oraz VII-14. Na podstawie wyników można stwierdzić poprawny rozkład prądów, który jest wymuszony przez symetryczne napięcie bramka-źródło dla obu tranzystorów. Poprawne zaprojektowanie układu pozwala na osiągnięcie dużej symetrii w podziale prądu obciążenia na przewodzące tranzystory. Widoczne przesunięcie w pomiarze prądu jest efektem niedokładności Cewki Rogowskiego [VII.3]. Ze względu na symetrię obwodu bramkowego oraz obwodu mocy dla wszystkich tranzystorów, przedstawiono przebiegi podczas pracy układu tylko dla jednej pary tranzystorów.



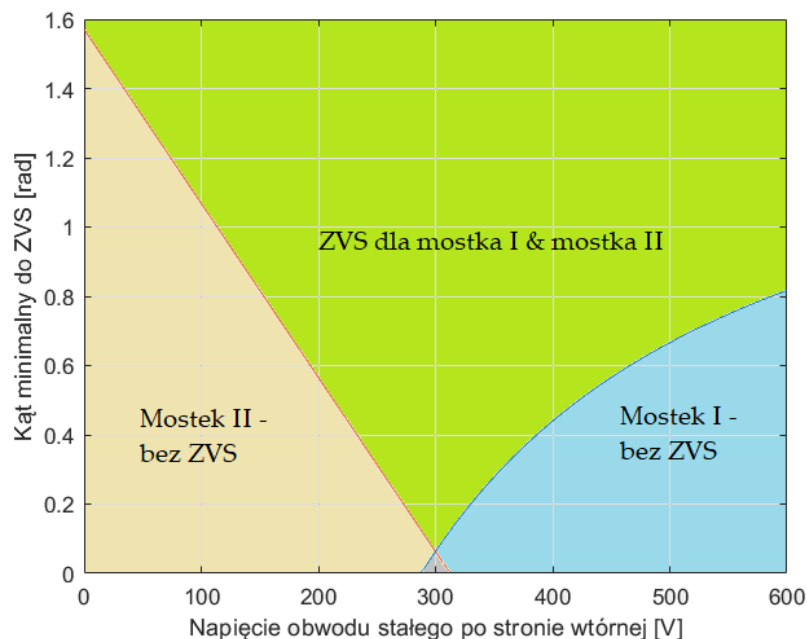
Rysunek VII-13 Praca układu DAB z mocą wejściową około 500 W – CH1 – prąd dławika, CH4 – jeden tranzystor z równoległej pary. Zapisany w pamięci oscyloskopu przebieg R1 przedstawiają prąd dla drugiego tranzystora z pary.



Rysunek VII-14 Praca układu DAB z mocą wejściową około 500 W. Zmiana podstawy czasu z rysunku VII-13 – efekt przesunięcia zera wynika z pracy Cewki Rogowskiego.

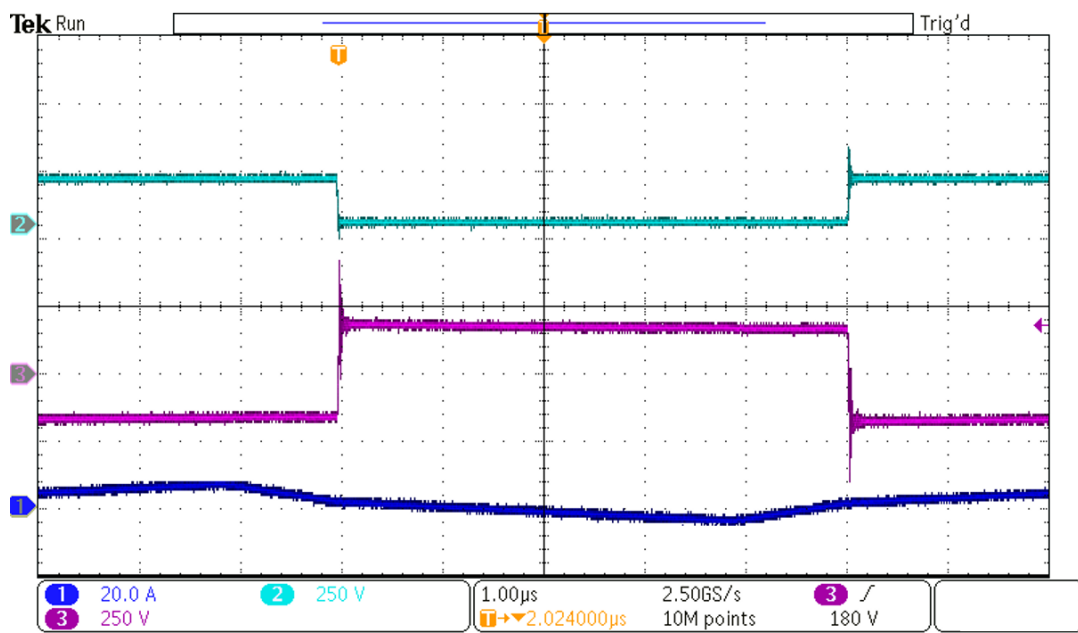
VII.2.4 Analiza miękkiego przełączania w przekształtniku DAB

Miękkie przełączanie tranzystorów będzie widoczne w przebiegu napięcia na tranzystorach w falowniku lub w przebiegu napięcia na zaciskach transformatora. Dla badanego przypadku wykreślone krzywą do określenia występowania ZVS CV w układzie DAB.



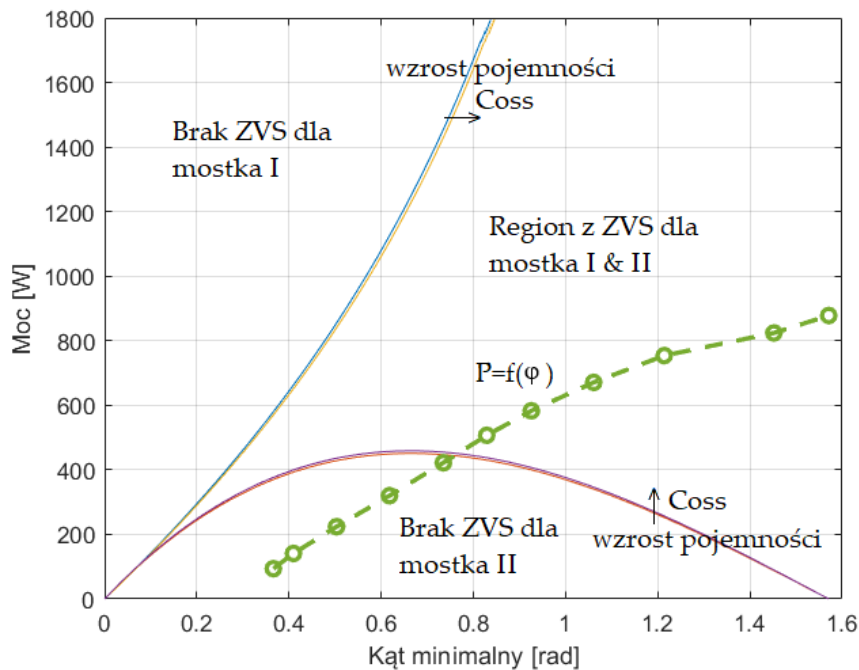
Rysunek VII-15 Przedział pracy dla ZVS CV dla zaprojektowanego układu z podwójnymi tranzystorami JFET.

Na podstawie rysunku VII-15 można stwierdzić, że działanie układu jako obniżający napięcie spowoduje pracę mostka strony pierwotnej w warunkach miękkiego załączania tranzystorów. Napięcie U_2 w obwodzie prądu stałego zmienia swoją wartość zgodnie z założeniem od 0 do 250 V. Na rysunku VII-16 przedstawiono pracę układu dla napięcia zasilania 300 V (parametry niezmiennie) i kąt przesunięcia PWM mniejszy niż minimalna wartość tego kąta niezbędna do uzyskania ZVS. Widoczne są przełączenia bez ZVS w przebiegu napięcia dren-źródło tranzystora oraz w przebiegu napięcia na zaciskach transformatora.



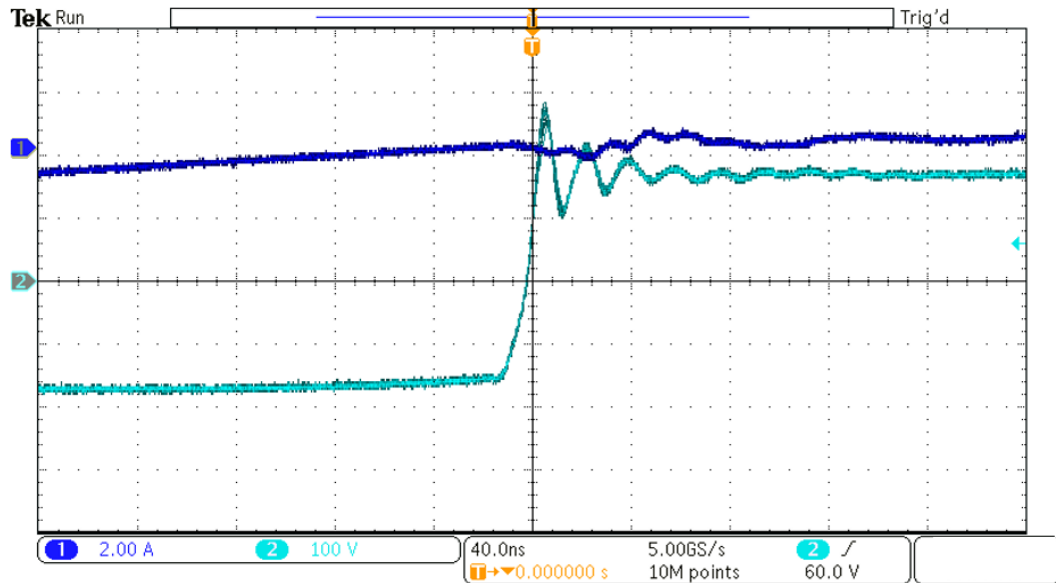
Rysunek VII-16 CH1: prąd dławika, CH2: napięcie dren-źródło jednego z tranzystorów -stronie wtórnej, CH3: Napięcie na zaciskach transformatora (strona wtórna).

Charakterystykę (Rysunek VII-15) przedstawiono w postaci krzywych mocy dla przedziału, w którym występuje ZVS – rysunek VII-17. Rysunek VII-17 przedstawia przedział występowania ZVS dla obu układów DAB. Naniesiono charakterystykę mocy w funkcji kąta (niewielka różnica w przedziałach).

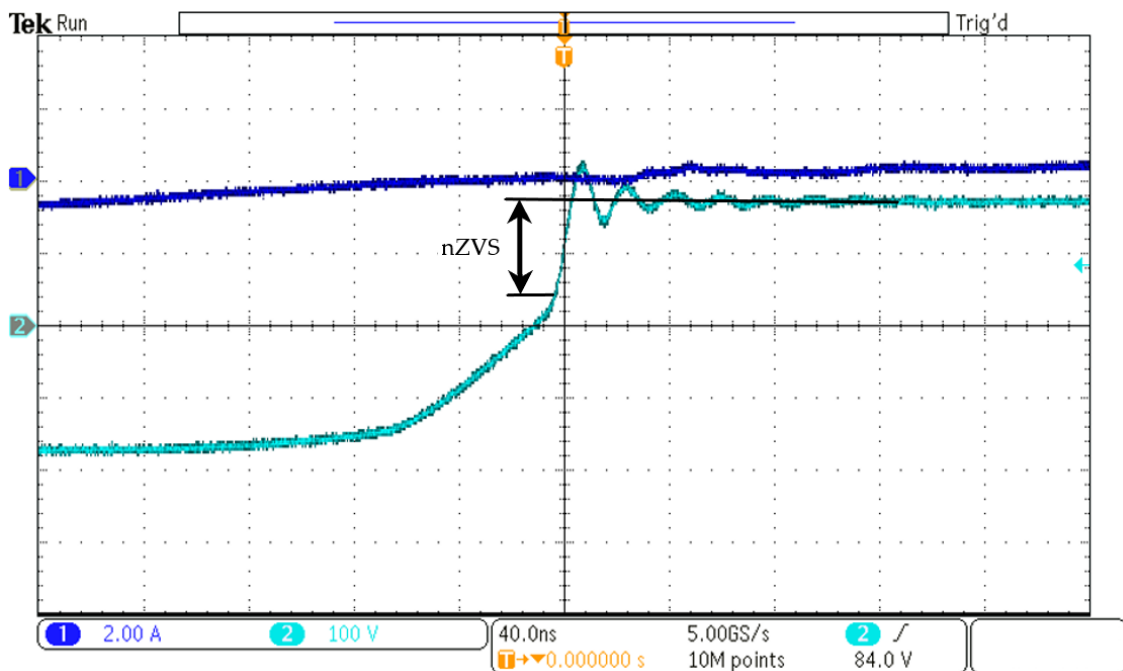


Rysunek VII-17 Przedział pracy dla ZVS CV dla zaprojektowanego układu z podwójnymi tranzystorami JFET.

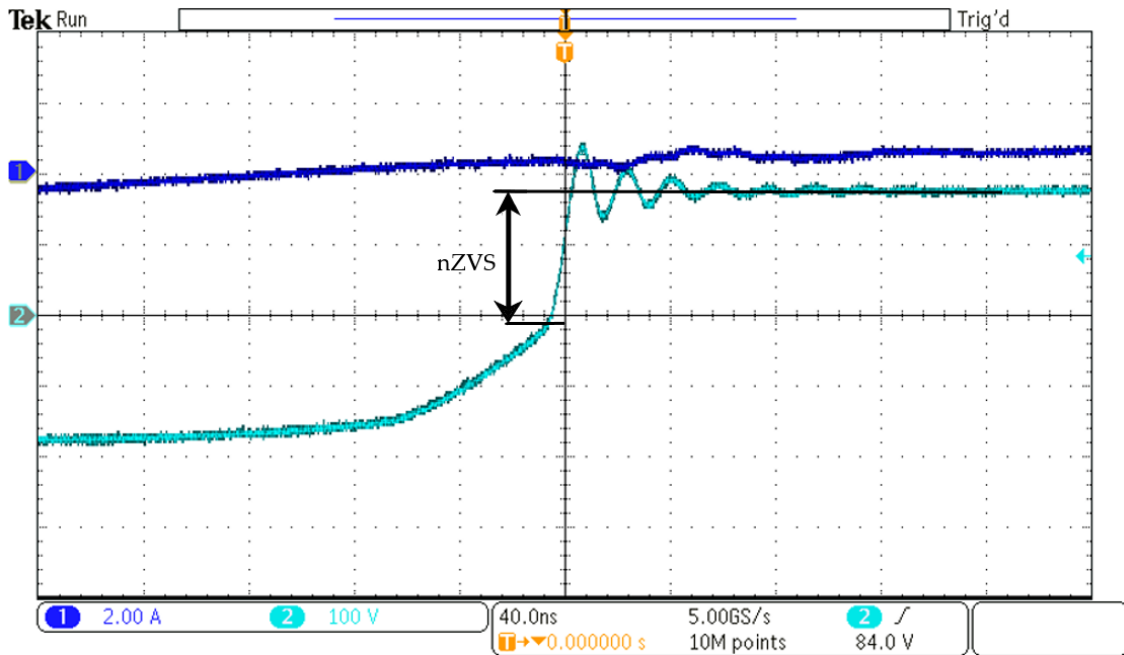
Punkt przecięcia określi graniczną wartość kąta, który wystąpi w układzie z podwójnymi tranzystorami dla kąta równego 0,74 radianów, co odpowiada mocy 450,41 W. Dla układu z pojedynczymi tranzystorami punkt występuje dla mocy 443,78 W, co odpowiada kątowi 0,73 rad. Na przebiegach (VII-18 - VII-25) pokazano występowanie ZVS dla mostka z podwójnymi tranzystorami oraz pojedynczymi dla zmiennego kąta przesunięcia (Rysunek VII-17). W analizie rejestrowano napięcie na stronie wtórnej transformatora. Jeżeli wystąpi oscylacja w przebiegu napięcia na wyjściu mostka H, to zgodnie z napięciowym prawem Kirchhoffa na wyłączonym tranzystorze MOSFET również pojawi się napięcie o charakterze oscylacyjnym (oscylacja widoczna w przebiegu napięcia VII-18 - VII-22).



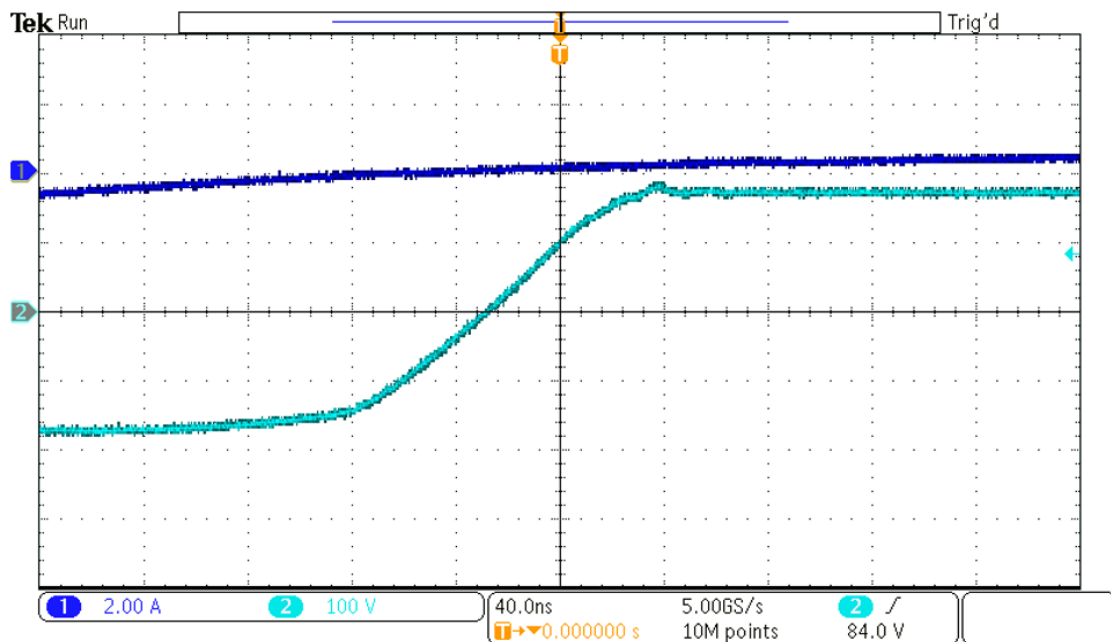
Rysunek VII-18 Praca układu DAB dla częstotliwości 100 kHz oraz kąta 0,65 rad – CH1: Prąd dławika, CH:2 napięcie na stronie wtórnej z przełączaniem twardym – test dla mostka z podwójnymi tranzystorami.



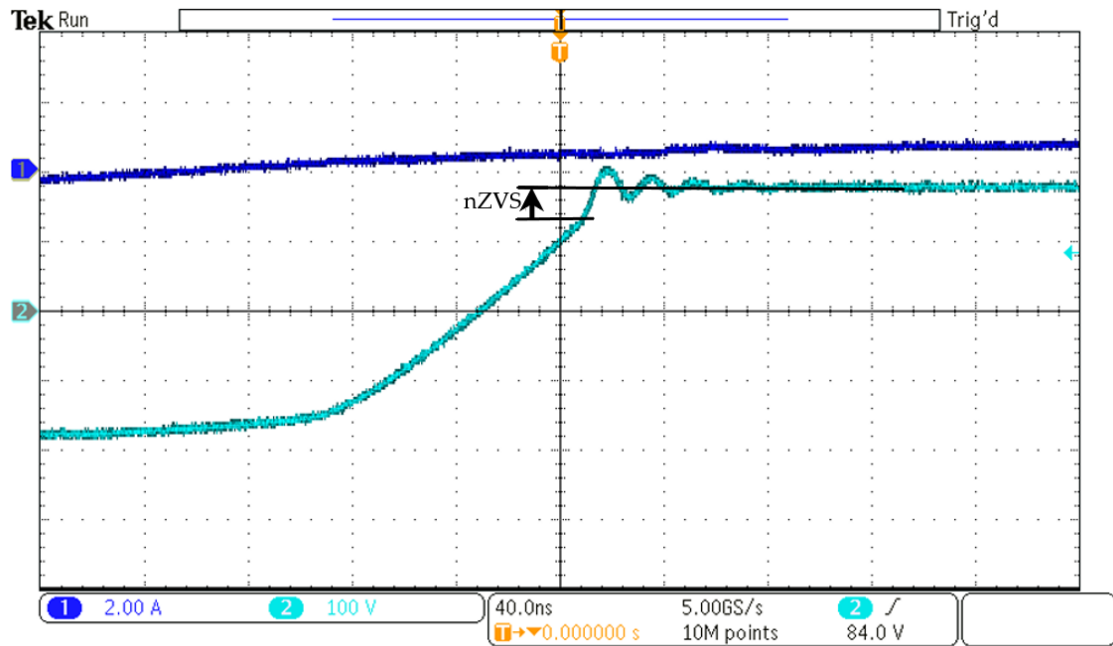
Rysunek VII-19 Praca układu DAB dla częstotliwości 100 kHz oraz kąta 0,65 rad – CH1: Prąd dławika, CH:2 napięcie na stronie wtórnej z widocznym brakiem przełączenia ZVS typu CV (nZVS – pozostałe napięcie około 100 V) – test dla mostka z pojedynczymi tranzystorami.



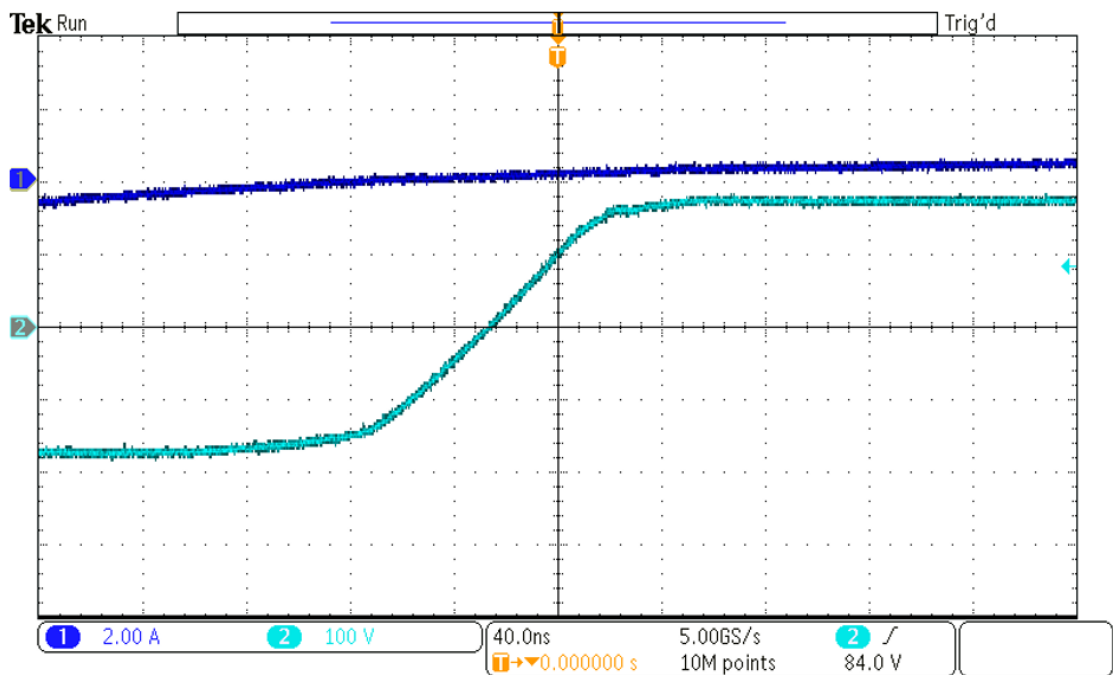
Rysunek VII-20 Praca układu DAB dla częstotliwości 100 kHz oraz kąta 0,67 rad – CH1: Prąd dławika, CH:2 napięcie na stronie wtórnej z widocznym brakiem przełączenia ZVS typu CV (nZVS – pozostałe napięcie około 175 V) – test dla mostka z podwójnymi tranzystorami.



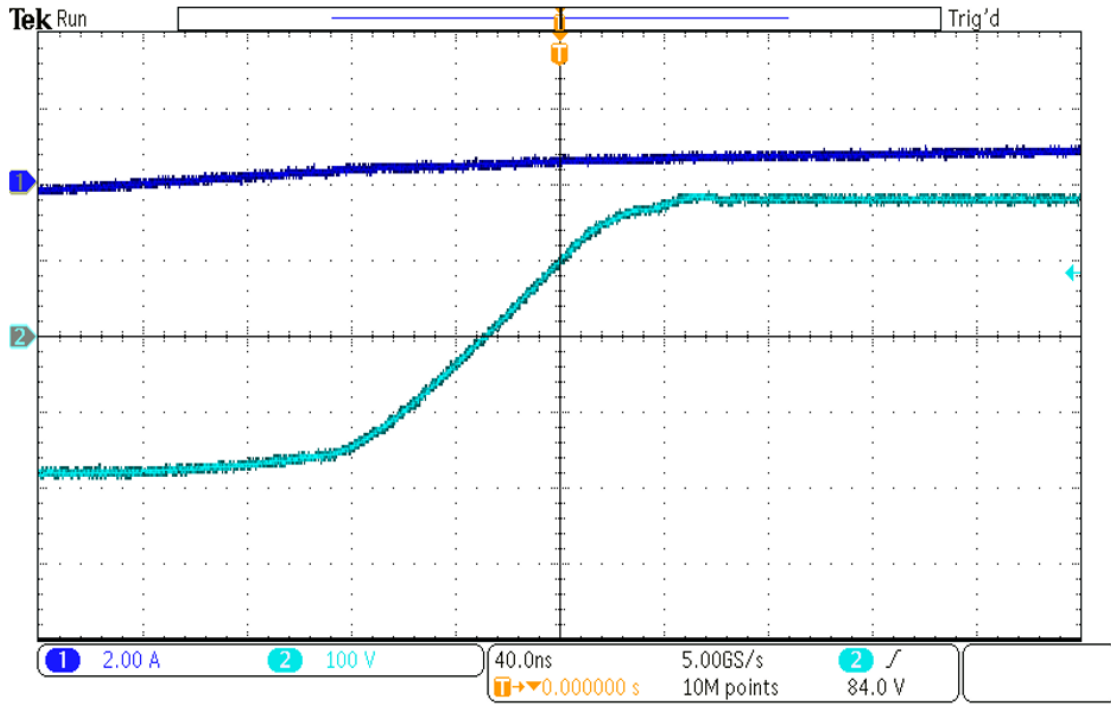
Rysunek VII-21 Praca układu DAB dla częstotliwości 100 kHz oraz kąta 0,67 rad – CH1: Prąd dławika, CH:2 napięcie na stronie wtórnej z widocznym brakiem przełączenia ZVS typu CV (nZVS – lekka oscylacja w przebiegu napięcia) – test dla mostka z pojedynczymi tranzystorami.



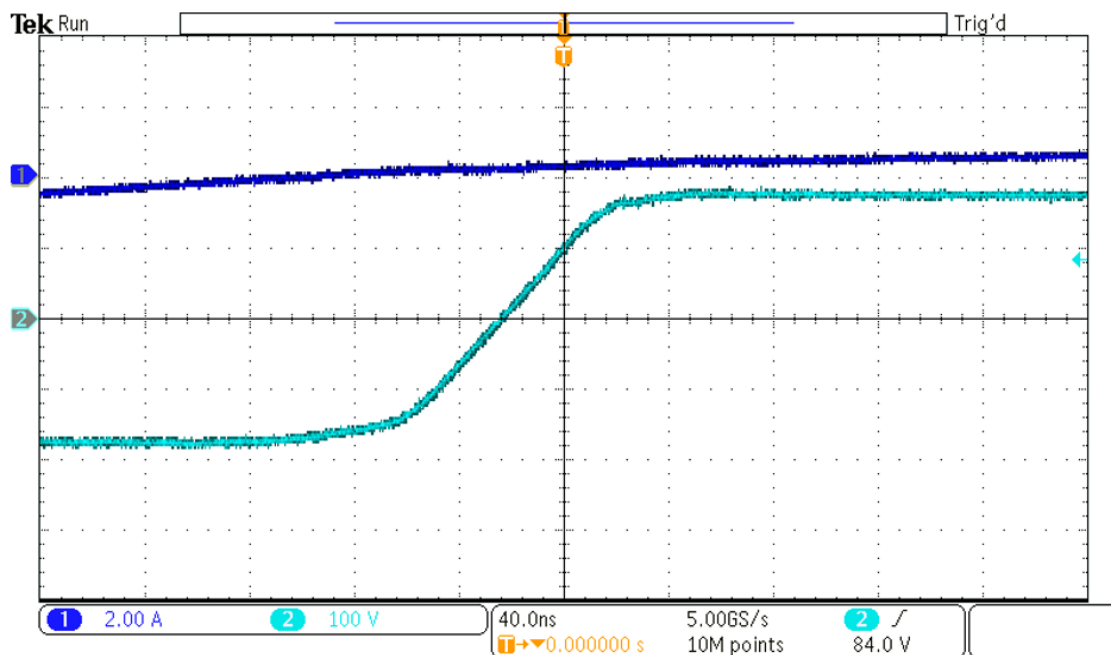
Rysunek VII-22 Praca układu DAB dla częstotliwości 100 kHz oraz kąta 0,71 rad – CH1: Prąd dławika, CH:2 napięcie na stronie wtórnej z widocznym brakiem przełączenia ZVS typu CV (nZVS – pozostałe napięcie około 25 V) dla układu z podwójnymi tranzystorami.



Rysunek VII-23 Praca układu DAB dla częstotliwości 100 kHz oraz kąta 0,71 rad – CH1: Prąd dławika, CH:2 napięcie na stronie wtórnej (układu z pojedynczymi tranzystorami blisko granicy ZVS – brak widocznej oscylacji).



Rysunek VII-24 Praca układu DAB dla częstotliwości 100 kHz oraz kąta 0,74 rad – CH1: Prąd dławika, CH:2 napięcie na stronie wtórnej - granica ZVS dla układu z podwójnymi tranzystorami (przypadek aperiodyczny krytyczny).



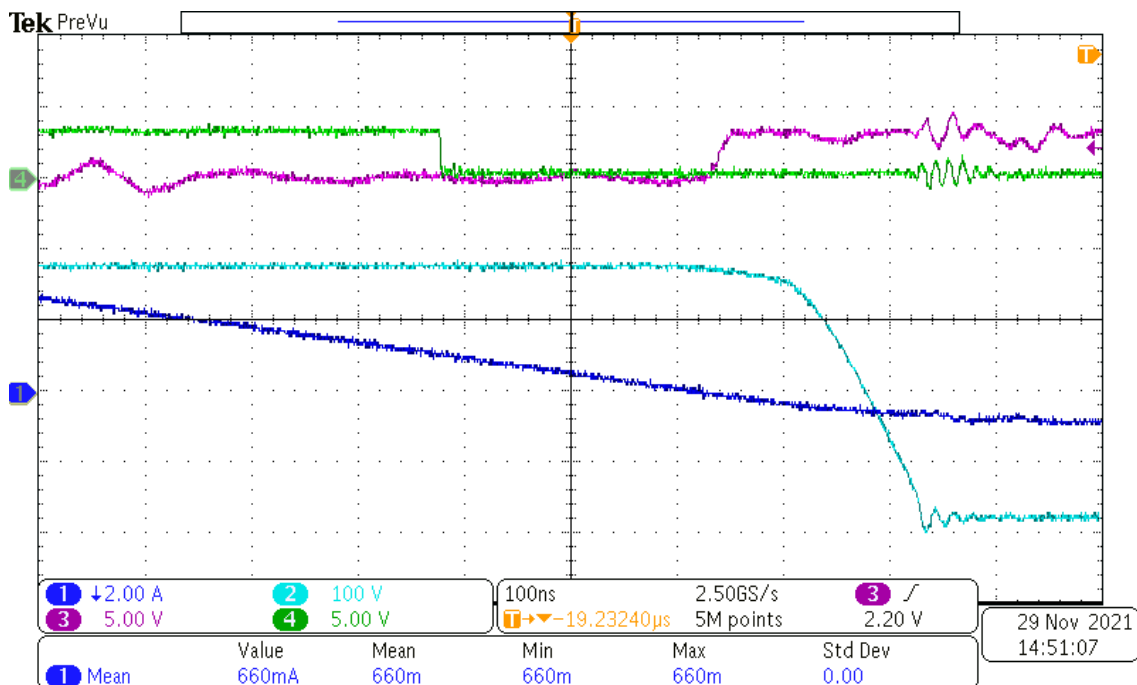
Rysunek VII-25 Praca układu DAB dla częstotliwości 100 kHz oraz kąta 0,74 rad – CH1: Prąd dławika, CH:2 napięcie na stronie wtórnej osiągnięcie ZVS dla układu z pojedynczymi tranzystorami (przypadek aperiodyczny).

Przebieg dla układu z pojedynczymi tranzystorami można zakwalifikować do przełączania z ZVS dla wyników pomiaru z kątem przesunięcia 0,71 radianów. Oznacza to że wartość teoretyczna jest granicą, dla

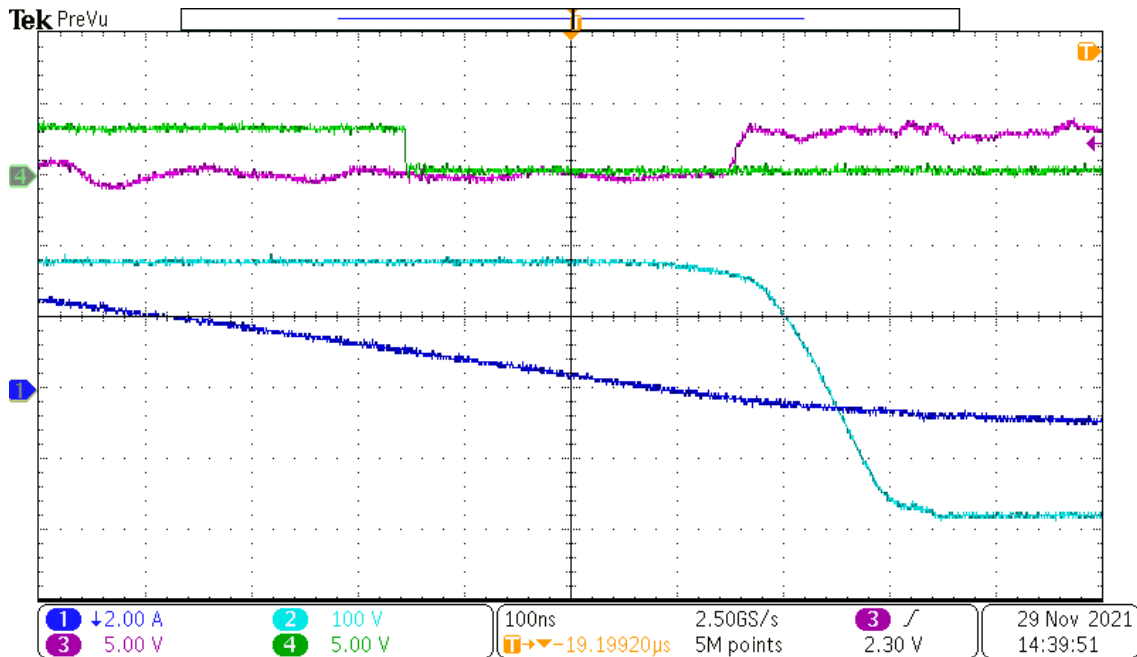
której układ na pewno osiągnie ZVS CV, przy zapewnieniu czasu martwego. Czas martwy w układzie DAB nie służy tylko do zapewnienia odpowiednich warunków w czasie wyłączenia tranzystorów, ale może być wykorzystany do przedłużenia czasu na przeładowanie pojemności w obwodzie.

VII.3 Wpływ czasu martwego na graniczną wartość kąta

Pozostawienie dłuższego czasu martwego wpłynie korzystnie na działanie układu, ponieważ otrzymamy do dyspozycji dłuższy czas na przeładowanie pojemności wyjściowej tranzystora. Na rysunkach (VII-27 oraz VII-28) przedstawiono przypadek, dla którego znaczne zwiększenie czasu martwego (+50 ns), bez zmiany przesunięcia, spowoduje wystąpienie stanu miękkiego przełączania ZVS CV.



Rysunek VII-26 Czas martwy ustawiony na 250 ns (CH3 i CH4 – sygnały PWM) – brak ZVS (widoczne oscylacje w napięciu na wyjściu mostka). Wartość średnią prądu dławika (CH1) wynosiła 425 mA, a napięcie na wyjściu mostka 182 V (strona wtórna) Wyniki i dla mocy wyjściowej około 450 W.



Rysunek VII-27 Czas martwy został zmieniony z 250 ns na 300 ns (CH3 i CH4 – sygnały PWM). Wartość średnią prądu dławika (CH1) wynosiła 425 mA, a napięcie na wyjściu mostka na stronie wtórnej 182 V Wyniki i dla mocy wyjściowej około 450 W.

Wyniki potwierdzają drugi warunek do realizacji ZVS – zapewnienie odpowiedniego czasu martwego. Dla rysunku VII-26 określono warunek na występowanie miękkiego przełączania jako ($t_{dt-VII-26}$ – dla warunków z rysunku VII-26):

$$t_{dt-VII-26} = 2(C_{oss} || C_{oss}) \frac{U_{DS}}{I_{Lo+VII-26}} = \quad (VII-8)$$

$$4 \cdot 176 \cdot 10^{-12} \frac{182}{0.444} \approx 288 \text{ ns}$$

Widoczna oscylacja w przebiegu napięcia (kanał CH2) dla rysunku VII-26 i ustawionego czasu martwego równego 250 ns – oznacza brak przełączania miękkiego). Zmiana czasu z 250 ns na 300 ns powoduje (rysunek VII-27) spełnienie warunku ($t_{dt-VII-27}$) do zapewnienia odpowiedniego czasu martwego i skutkuje miękkim przełączaniem (brak widocznej oscylacji na przebiegu napięcia z rysunku VII-27). Otrzymane wyniki podsumowano w podrozdziale VII.4

$$t_{dt-VII-27} = 2(C_{oss} || C_{oss}) \frac{U_{DS}}{I_{Lo+VII-27}} = \quad (VII-9)$$

$$4 \cdot 176 \cdot 10^{-12} \frac{180}{0.425} \approx 298 \text{ ns}$$

VII.4 Podsumowanie problematyki miękkiego przełączania

W układzie DAB konieczne jest spełnienie dwóch warunków do wystąpienia miękkiego przełączania tranzystorów:

1. Energia zgromadzona w indukcyjności obwodu magnetycznego (indukcyjności dławika oraz rozproszenie transformatora) musi być większa bądź równa wartości energii do zgromadza w pojemności wyjściowej tranzystorów. W konsekwencji aby otrzymać ZVS muszą być spełnione nierówność postaci:

$$\varphi_{H1} \geq \frac{\pi}{2} \left(\frac{n \frac{U_2}{U_1} - 1}{\frac{U_2}{U_1}} \right) + 2\pi \left(\frac{U_1 f_S \sqrt{LC}}{n U_2} \right) \quad (\text{VII-10})$$

$$\varphi_{H2} \geq \frac{\pi}{2} \left(1 - n \frac{U_2}{U_1} \right) + 2\pi \left(\frac{U_2 f_S \sqrt{LC}}{U_1} \right) \quad (\text{VII-11})$$

2. Konieczne jest zapewnienie odpowiedniego czasu martwego do przeładowania pojemności wyjściowej tranzystorów. Czas ten może być wyznaczono z nierówności równania:

$$t_{dt} > 2(C_{oss}) \frac{U_{DS}}{\int_{t_0}^{t_0+t_{dt}} i_L(t) dt} \quad (\text{VII-12})$$

Literatura do rozdziału VII

[VII.1] A. Massarini, M. K. Kazimierczuk and G. Grandi, "Lumped parameter models for single- and multiple-layer inductors," PESC Record. 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1996, pp. 295-301 vol.1, doi: 10.1109/PESC.1996.548595.

[VII.2] M. Bartoli, A. Reatti and M. K. Kazimierczuk, "High-frequency models of ferrite core inductors," Proceedings of IECON'94 - 20th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 1994, pp. 1670-1675 vol.3, doi: 10.1109/IECON.1994.398065.

[VII.3] Materiały dotyczące CWT ULTRA MINI: <https://www.dacpol.eu/en/cwt-ultra-mini-series-102/product/cwt-ultra-mini-series#description>

[VII.4] Materiały dotyczące oscyloskopu: <https://docs.rs-online.com/7ab9/0900766b812ae9f5.pdf>

[VII.5] Materiały firmy Yokogawa: <https://tmi.yokogawa.com/solutions/products/power-analyzers/>

[VII.6] Materiały firmy dotyczące kamery Flir: <https://docs.rs-online.com/86b4/0900766b815978c6.pdf>

[VII.7] R. Miftakhutdinov, "Analysis and practical method of determining WBG FET switching losses associated with nonlinear coss," 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2017, pp. 974-978, doi: 10.1109/APEC.2017.7930814.

[VII.8] Niewiara, Lukasz & Skiwski, Michał & Tarczewski, Tomasz & Grzesiak, Lech. (2015). COMPUTER AIDED DESIGN OF SNUBBER CIRCUIT FOR DC/DC CONVERTER WITH SiC POWER MOSFET DEVICES. Poznan University of Technology Academic Journal. Electrical Engineering. 84.

[VII.9] Zhao, L.; Li, H.; Liu, Y.; Li, Z. High Efficiency Variable-Frequency Full-Bridge Converter with a Load Adaptive Control Method Based on the Loss Model. Energies 2015, 8, 2647-2673. <https://doi.org/10.3390/en8042647>

VIII Wnioski końcowe z badania układu DAB z podwójnymi tranzystorami oraz miękkiego przełączania

Podsumowanie końcowe można sprowadzić do najważniejszych punktów. Ostatecznie można stwierdzić, że:

- Podwójne łączenie tranzystorów zwiększa pojemność wypadkową oraz zmniejsza rezystancje w czasie przewodzenia, co może zwiększyć sprawność dla transferu dużej mocy. Stwierdzenie poparto dowodem w postaci charakterystyki sprawności układu DAB dla klasycznego układu oraz przekształtnika z dodatkowymi tranzystorami dla identycznych warunków pracy,
- Dodatkowe podwójne tranzystory powodują zmianę rozmieszczenia punktów cieplnych na radiatorze. Straty wydzielają się w każdym z tranzystorów, co powoduje prostsze dobranie radiatora i jego równomierne nagrzewanie w przypadku pracy przekształtnika,
- Połączone równoległe tranzystory JFET pozwalają na pracę układu i symetryczny podział prądów w czasie przewodzenia.
- Jeden obwód bramkowy, wyselekcjonowanie tranzystorów oraz dobranie podobnych długości ścieżek obwodu bramkowego pozwala na niemal identyczne załączanie tranzystorów.
- Proponowany układ jest droższy (cena dodatkowych tranzystorów), lecz zwiększenie sprawności może zapewnić szybszy zwrot nakładów inwestycyjnych,
- Odpowiednie dobranie punktu pracy pozwala na osiągnięcie ZVS CV w obu mostkach przekształtnika DAB. Praca w układzie ZVS, obniża straty łączeniowe w tranzystorze oraz pozwala na eliminację przepięcia na tranzystorach. Oznacza to że dodatkowe układy przeciw przepięciowe (tzw. snubbery) nie są konieczne.

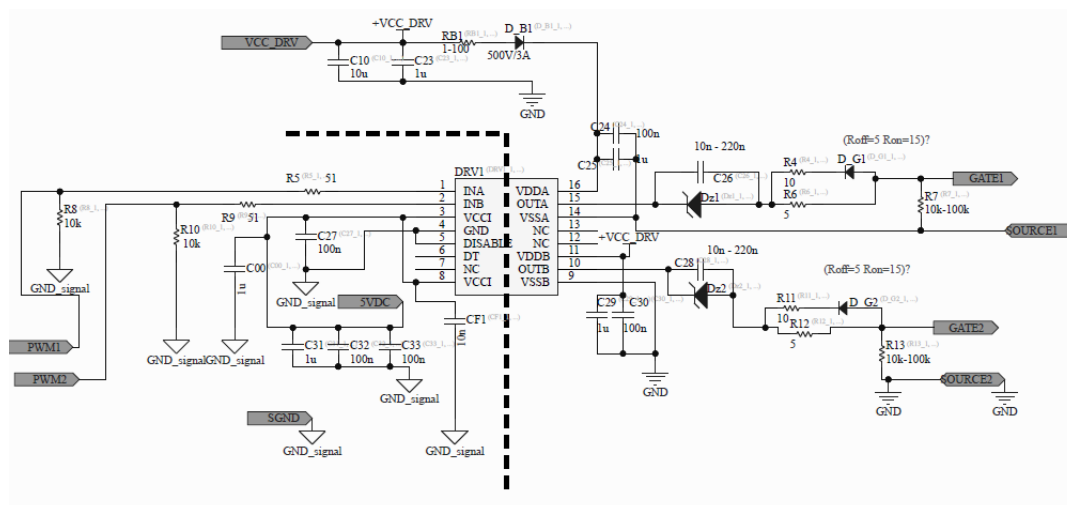
IX Wkład własny autora

Za indywidualny wkład własny autora należy uznać:

- Opracowanie falownika w układzie mostka H, w którym zawory zbudowano z łączonych równolegle tranzystorów NJFET. Analityczne zbadanie własności takiego układu.
- Opracowanie układu sterowania dla przekształtnika DC-DC typu DAB wraz z opracowaniem bloku pomiarowego przekształtnika. Opracowanie algorytmów sterowania i ich implementacja w układzie FPGA.
- Dla przekształtnika DC-DC typu DAB zbadano warunki przełączania beznapięciowego (ZVS). Określono analitycznie warunki i obszary takiej pracy. Przeprowadzono weryfikację symulacyjną otrzymanych zależności.
- Wykonanie i weryfikacja laboratoryjnego modelu przekształtnika DAB z uwzględnieniem w sterowaniu przedziałów miękkiego przełączania i ich wpływu na wartość strat w modelu.

X Propozycje dalszych prac

Ciekawym zagadnieniem okazało się łączenie równoległe tranzystorów, co stanowi duże wyzwanie projektowe dla konstruktora układów energoelektronicznych. Propozycją dalszych prac jest sprawdzenie poprawności rozkładu prądu na większej liczby tranzystorów przy dużych prądach (mocach) w układzie. Dodatkowo w układzie zastosowano jeden sterownik oraz przetwornicę do zasilania. Obliczenia wskazują, że można dołączyć kolejne tranzystory i sprawdzić, czy sprawność układu wzrośnie. Kolejnym etapem prac będzie zmniejszenie ceny układu, czyli optymalizacja pod kątem ceny. Zaprojektowanie tańszej wersji układu DAB jest możliwe z wykorzystaniem obwodów bootstrapowych do zapewnienia zasilania dla załączania i wyłączania tranzystorów. Proponowany układ przedstawiono na rysunku IX-1. W układzie zastosowano dwukanałowy sterownik z izolacją strony logicznej od obwodu mocy. Nie licząc klasycznego obwodu bootstrapowego w układzie dodano diodę Zenera z równoległe połączonym kondensatorem. Taki układ pozwala na generację ujemnego napięcia w obwodzie podczas wyłączania tranzystora. Napięcie Zenera określa wartość napięcia ujemnego do wyłączania tranzystora mocy. Układ działa poprawnie tylko i wyłącznie, gdy współczynnik wypełnienia impulsów wynosi 50%, co jest spełnione w układzie DAB. W przypadku współczynnika wypełnienia bliskiego 0%, kondensator nie naładuje się i nie zapewni napięcia do wyłączania tranzystora.



Rysunek X-1 Dwukanałowy sterownik bramkowy z obwodem bootstrapowym oraz dodatkowym obwodem z diodami Zenera do generacji napięcia ujemnego podczas załączania.

XI Dodatek

XI.1 Wyprowadzanie zależności dla warunku początkowego dla układu Dual Active Bridge

Określanie prądu dławika w układzie Dual Active Bridge. Wartość prądu dławika można określić przez równości dla różnych przedziałów czasu w następujący sposób:

$$i_L(t) = \begin{cases} i_I(t) = \frac{i_L(T_\varphi) - i_L(0)}{T_\varphi} t + i_L(0) \quad \wedge \quad 0 \leq t \leq T_\varphi \\ i_{II}(t) = \frac{-i_L(T_\varphi) - i_L(0)}{\frac{T_s}{2} - T_\varphi} (t - T_\varphi) + i_L(T_\varphi) \quad \wedge \quad T_\varphi \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ i_{III}(t) = -i_1 \left(t - \frac{T_s}{2} \right) \quad \wedge \quad \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{T_s}{2} + T_\varphi \\ i_{IV}(t) = -i_2 \left(t - \frac{T_s}{2} \right) \quad \wedge \quad \frac{T_s}{2} + T_\varphi \leq t \leq T_s \end{cases}$$

Wartość średnia prądu wejścia jest określona przez:

$$\begin{aligned} I_{in\ av} &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{in}(t) dt = \frac{2}{T} \left(\int_0^{T_\varphi} i_1(t) dt + \int_{T_\varphi}^{\frac{T_s}{2}} i_2(t) dt \right) = \\ &= \frac{2}{T_s} \left(\int_0^{T_\varphi} \left(\frac{i_L(T_\varphi) - i_L(0)}{T_\varphi} t + i_L(0) \right) dt + \int_{T_\varphi}^{\frac{T_s}{2}} \left(\frac{-i_L(T_\varphi) - i_L(0)}{\frac{T_s}{2} - T_\varphi} (t - T_\varphi) + i_L(T_\varphi) \right) dt \right) = \\ &= \frac{2}{T_s} \left(\int_0^{T_\varphi} \left(\frac{i_L(T_\varphi) - i_L(0)}{T_\varphi} t + i_L(0) \right) dt + \int_0^{\frac{T_s}{2} - T_\varphi} \left(\frac{-i_L(T_\varphi) - i_L(0)}{\frac{T_s}{2} - T_\varphi} t + i_L(T_\varphi) \right) dt \right) = \\ &= \frac{1}{2} i_L(T_\varphi) + 2i_L(0) \left(\frac{T_\varphi}{T_s} - \frac{1}{4} \right) = \frac{1}{2} i_L(T_\varphi) + i_L(0) \left(\frac{\varphi}{\pi} - \frac{1}{2} \right) \end{aligned}$$

Następnie dla zmiennej sprawności układu $\eta \triangleq \frac{P_{out}}{P_{in}} \Rightarrow U_{out} I_{out\ av} \triangleq \eta U_{in} I_{in\ av}$ i zakładając obciążenie rezystancyjne $I_{out\ av} R = U_{out}$, można określić wartość średnią prądu wejścia:

$$\begin{aligned} I_{in\ av} &= \frac{U_{out} I_{out\ av}}{\eta U_{in}} = \frac{U_{out}^2}{\eta U_{in} R} \\ \frac{1}{2} i_L(T_\varphi) + i_L(0) \left(\frac{\varphi}{\pi} - \frac{1}{2} \right) &= \frac{U_{out}^2}{\eta U_{in} R} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
I_{out\ av} &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{in}(t) dt = \frac{2}{T} \left(\int_{T_\varphi}^{\frac{T_s}{2}} i_2(t) dt + \int_{\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}+T_\varphi} i_3(t) dt \right) = \\
&= \frac{2}{T_s} \left[\left[\frac{1}{2} (-i_L(T_\varphi) - i_L(0)) + i_L(T_\varphi) \right] \left(\frac{T_s}{2} - T_\varphi \right) + \frac{1}{2} (-i_L(T_\varphi) + i_L(0)) T_\varphi - I_0 T_\varphi \right] = \\
&= 2 \left(\frac{1}{4} - \frac{T_\varphi}{T_s} \right) i_L(T_\varphi) - \frac{1}{2} i_L(0) = \left(\frac{1}{2} - \frac{\varphi}{\pi} \right) i_L(T_\varphi) - \frac{1}{2} i_L(0) = 2 \left(\frac{1}{4} - \frac{T_\varphi}{T_s} \right) i_L(T_\varphi) - \frac{1}{2} i_L(0)
\end{aligned}$$

$$I_{out\ av} = \frac{U_{out}}{R} = \left(\frac{1}{2} - \frac{\varphi}{\pi} \right) i_L(T_\varphi) - \frac{1}{2} i_L(0)$$

$$\frac{U_{out}}{R} = 2 \left(\frac{1}{2} - \frac{\varphi}{\pi} \right) \left[\frac{U_{out}^2}{\eta U_{in} R} - i_L(0) \left(\frac{\varphi}{\pi} - \frac{1}{2} \right) \right] - \frac{1}{2} i_L(0)$$

$$i_L(0) = \frac{\frac{U_{out}}{R} \left[1 + 2 \left(\frac{\varphi}{\pi} - \frac{1}{2} \right) \frac{U_{out}}{\eta U_{in}} \right]}{2 \frac{\varphi}{\pi} \left(\frac{\varphi}{\pi} - 1 \right)}$$

Dla sprawność $\eta=1$, wyniki będą takie same jak dla wzoru na $i_L(0)$ o postaci:

$$i_L(0) = \frac{\pi(nU_{out} - U_{in}) - 2\varphi U_{out}}{4\pi L f_s}$$

XI.2 Beztransformatorowy układ Dual Active Half-Bridge sterowany przesunięciem fazowym sygnałów sterujących

Proponowany przekształtnik TLDAHB (z ang. Transformer less dual active half bridge) przedstawiono na rys. X-1. Przekształtnik DC-DC nie zapewnia izolacji (brak transformatora) i posiada wspólną masę wejścia oraz wyjścia. Topologia ma dwa przekształtniki półmostkowe i gałąź LC. Przekształtnik pracuje znacznie powyżej częstotliwości rezonansowej f_0 układu LC:

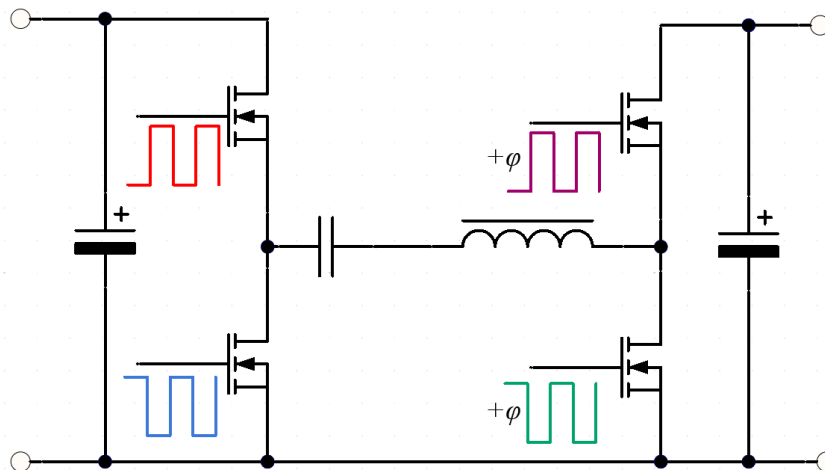
$$f_s \gg f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

W układzie również może wystąpić miękkiego przełączani ZVS. Przesunięcie fazowe φ między sygnałami PWM w półmostkach pozwala na sterowanie przesyłem energii w przekształtniku, w sposób identyczny, tak jak w układzie klasycznym DAB. Moc w funkcji przesunięcia sygnałów sterowania można określić z zależności:

$$P_{TLDAHB} = \frac{U_{in}U_{out}}{8\pi^2Lf_s} \varphi (\pi - |\varphi|)$$

gdy $\varphi = \pm\pi/2$ moc jest maksymalna i wynosi:

$$|P_{max}| = P_{TLDAHB}|_{\varphi=\pm\pi/2} = \frac{1}{32} \frac{U_{in}U_{out}}{Lf_s}$$



Rysunek XI-1 Beztransformatorowy układ DAB – schemat układu mocy.

Wzmocnienie napięciowe G dla układu TLDAHB, wyraża się wzorem (dla obciążenia o rezystancji R):

$$G = \frac{U_{out}}{U_{in}} = R \frac{\varphi (\pi - |\varphi|)}{8\pi^2Lf_s}$$