



**POLITECHNIKA
GDAŃSKA**

WYDZIAŁ ELEKTROTECHNIKI
I AUTOMATYKI

Imię i nazwisko autora rozprawy: **Maciej Kolincio**
Dyscyplina naukowa: Elektrotechnika

ROZPRAWA DOKTORSKA

Tytuł rozprawy w języku polskim: ***Wielotransformatorowy quasi-rezonansowy przekształtnik DC-DC***

Tytuł rozprawy w języku angielskim: ***Multi-transformer quasi-resonant DC-DC converter***

Promotor
<i>podpis</i>
prof. dr hab. inż. Piotr Chrzan
Promotor pomocniczy
<i>podpis</i>
dr inż. Piotr Musznicki

Gdańsk, 2018

Spis treści

Wykaz ważniejszych oznaczeń i skrótów	4
1 Wstęp	6
1.1 Wprowadzenie	6
1.2 Cele pracy	10
1.3 Teza	10
1.4 Metodologia	10
1.5 Uzyskane rezultaty	10
1.6 Zakres rozprawy	11
2 Transformatorowy przekształtnik dwutaktowy	12
2.1 Zasada działania	12
2.1.1 Tryby pracy	13
2.2 Przetwornica dwutaktowa z transformatorem wielouzwojeniowym	15
2.3 Wielotransformatorowa przetwornica dwutaktowa	16
3 Analiza pracy przekształtnika	18
3.1 Model układu 2-transformatorowego	18
3.1.1 Podokresy pracy przekształtnika	19
3.1.2 Bilans energetyczny	24
3.1.3 Uchyby skrośne regulacji napięcia	25
3.2 Model układu n-transformatorowego	26
3.2.1 Przypadek I - $R_{o1} < (n - 1)R_{oz}$	26
3.2.2 Przypadek II - $R_{o1} > (n - 1)R_{oz}$	33
3.2.3 Uchyby skrośne regulacji napięcia	39
4 Regulacja napięcia wyjściowego	45
4.1 Metoda modulacji szerokości impulsu	45
4.1.1 Sterowanie napięciowe	45
4.1.2 Sterowanie prądowe	46



4.1.3	Praca w trybie quasi-rezonansowym	47
4.2	Estymacja napięcia wyjściowego	48
4.2.1	Pomiar napięcia wyjściowego pojedynczego obwodu wyjściowego	48
4.2.2	Próbkowanie napięcia obwodu pierwotnego	48
4.2.3	Estymacja średniego napięcia wyjściowego na podstawie napię- cia obwodu pierwotnego	49
5	Układy prototypowe	51
5.1	Quasi-rezonansowy przekształtnik 10-transformatorowy ze sprzężeniem od napięcia wyjściowego	51
5.1.1	Układ sterowania	51
5.2	Quasi-rezonansowy przekształtnik 6-transformatorowy ze sprzężeniem od napięcia obwodu pierwotnego	53
5.2.1	Układ sterowania	55
5.3	Układy przekształtnikowe wykorzystujące przetwornice wielotransforma- torowe	56
6	Badania symulacyjne i eksperymentalne	60
6.1	Środowisko symulacyjne	60
6.2	Model symulacyjny	60
6.2.1	Jednostka transformatorowa	60
6.2.2	Układ sterowania	62
6.2.3	Warunki symulacji	64
6.3	Badania eksperymentalne	64
6.4	Badanie rozptywu prądów w przekształtniku wielotransformatorowym . .	66
6.5	Badanie jakości regulacji napięcia średniego oraz regulacji skrośnej na- pięć wyjściowych	72
7	Podsumowanie	76
7.1	Wnioski z przeprowadzonych badań	78
	Bibliografia	79
	Spis rysunków	88
	Spis tablic	91
	Dodatek A Schematy układów prototypowych	92



Wykaz ważniejszych oznaczeń i skrótów

- Δu_o - uchyb skrośny regulacji napięcia
- ϑ - przekładnia transformatora
- D - współczynnik wypełnienia
- E - napięcie zasilania
- i_p - prąd uzwojenia transformatora
- i_{pmax} - prąd szczytowy uzwojenia pierwotnego transformatora
- i_{p1} - prąd uzwojenia pierwotnego transformatora T_1
- i_{p2} - prąd uzwojenia pierwotnego transformatora T_2
- i_{pz} - prąd uzwojenia pierwotnego transformatora zastępczego T_z
- i_s - prąd uzwojenia wtórnego transformatora
- i_{s1} - prąd uzwojenia wtórnego transformatora T_1
- i_{sz} - prąd uzwojenia wtórnego transformatora zastępczego T_z
- IGBT - tranzystor bipolarny z izolowaną bramką (ang. Insulated Gate Bipolar Transistor)
- K_1 - współczynnik rozproszenia
- K_2 - współczynnik odstrojenia
- L_l - indukcyjność rozproszenia transformatora
- L_{lz} - indukcyjność rozproszenia transformatora zastępczego T_z
- L_m - indukcyjność magnesowania transformatora
- L_{mz} - indukcyjność magnesowania transformatora zastępczego T_z
- MOSFET - tranzystor polowy z izolowaną bramką o strukturze metal-tlenek-półprzewodnik (ang. Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor)
- PQRDCLI - przekształtnik z quasi-rezonansowym obwodem pośredniczącym
- PWM - modulacja szerokości impulsu (ang. Pulse Width Modulation)
- Q - tranzystor kluczujący
- R_o - rezystancja obciążenia przekształtnika

- R_{o1} - rezystancja obciążenia transformatora T_1
- R_{o2} - rezystancja obciążenia transformatora T_2
- R_{oz} - rezystancja obciążenia transformatora zastępczego T_z
- T_I - czas trwania podokresu I
- T_{II} - czas trwania podokresu II
- T_{III} - czas trwania podokresu III
- T_s - okres kluczowania
- u_{DS} - napięcie dren-źródło tranzystora kluczującego
- u_p - napięcie uzwojenia pierwotnego
- u_o - napięcie obwodu wyjściowego przetwornicy
- u_{o1} - napięcie obwodu wyjściowego transformatora T_1
- u_{o2} - napięcie obwodu wyjściowego transformatora T_2
- u_{oz} - napięcie obwodu wyjściowego transformatora zastępczego T_z
- u_{oAV} - średnie napięcie wyjściowe przetwornicy
- W_{o1} - energia pobrana przez obciążenie transformatora T_1
- W_{o2} - energia pobrana przez obciążenie transformatora T_2
- W_{oz} - energia pobrana przez obciążenie transformatora zastępczego T_z
- W_I - energia zgromadzona w transformatorach w chwili otwarcia łącznika
- W_{II1} - energia przekazana do obciążenia transformatora T_1 w czasie podokresu II
- W_{II2} - energia przekazana do obciążenia transformatora T_2 w czasie podokresu II
- W_{IIz} - energia przekazana do obciążenia transformatora zastępczego T_z w czasie podokresu II
- W_{III1} - energia przekazana do obciążenia transformatora T_1 w czasie podokresu III
- W_{IIIz} - energia przekazana do obciążenia transformatora zastępczego T_z w czasie podokresu III
- W_1 - energia przekazana do obciążenia transformatora T_1
- W_2 - energia przekazana do obciążenia transformatora T_2
- W_z - energia przekazana do obciążenia transformatora zastępczego T_z

1. Wstęp

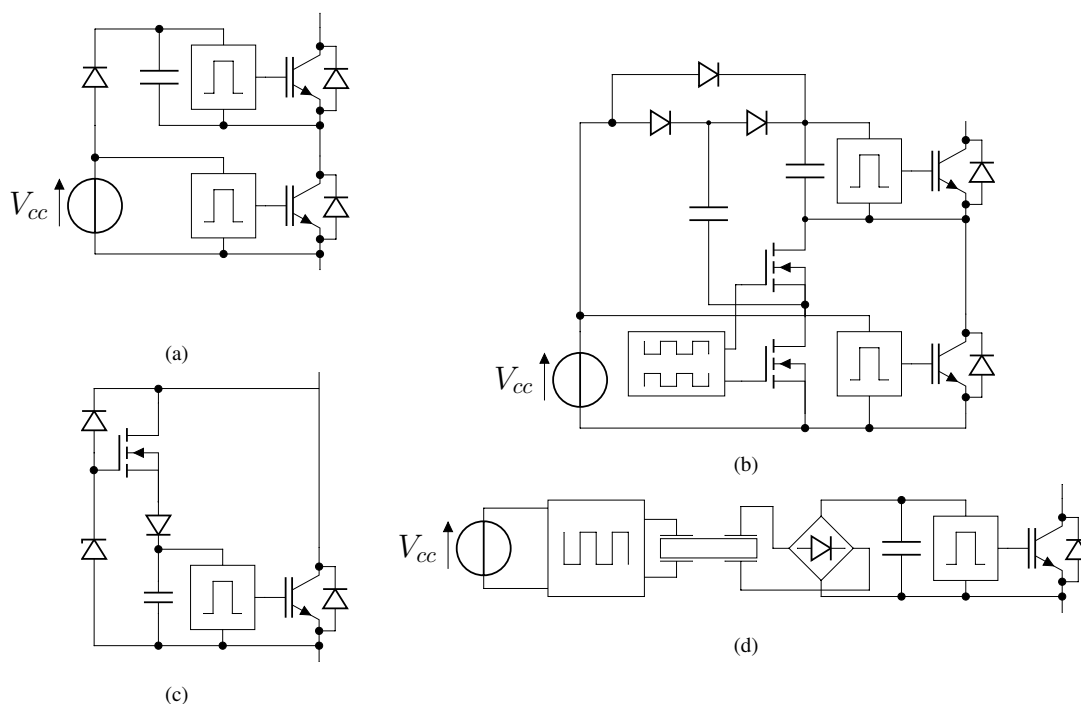
1.1 Wprowadzenie

Zasilacze wielowyjściowe są szeroko stosowane w układach energoelektronicznych, przemyśle lotniczym i systemach komputerowych. Ze względu na kompaktową budowę oraz zmniejszoną liczbę elementów, zastępują one niezależne przetwornice w układach wymagających wielu poziomów napięć, bądź posiadających wiele obwodów wymagających niezależnego zasilania. W przetwornicach transformatorowych dodatkowe wyjścia uzyskuje się poprzez zastosowanie dodatkowych uzwojeń wtórnych transformatora, przy zachowaniu wspólnego układu sterowania i kluczowania. Podejście to pozwala na zmniejszenie ilości elementów, a zarazem kosztów oraz objętości zasilacza.

Jeżeli zasilamy odbiorniki o różnym poborze mocy przy wykorzystaniu jednego regulatora, powstaje problem stabilizacji napięć we wszystkich obwodach wyjściowych [1–3]. Stosunkowo prostą metodą rozwiązania tego zagadnienia jest zastosowanie dodatkowych scalonych stabilizatorów liniowych w obwodzie wyjściowym, powoduje to jednak znaczne pogorszenie sprawności całego zasilacza. Wyższą sprawność zasilacza można uzyskać dzięki zastosowaniu dodatkowej przetwornicy obniżającej napięcie [4]. W przekształtnikach dużych mocy możliwe jest również zastosowanie regulacji wtórnej za pomocą wzmacniaczy magnetycznych [4–6]. Jeżeli wyjścia zasilacza mają wspólny potencjał, a różnią się jedynie wartością napięć wyjściowych, można zastosować szeregowe łączenie uzwojeń wtórnych lub obwodów wyjściowych zasilacza [7, 8]. Stosowany bywa również pomiar wielu napięć wyjściowych z uwzględnionymi współczynnikami wagowymi, jednak powoduje on jedynie rozłożenie uchybu regulacji skrośnej napięcia na poszczególne wyjścia [5].

Szczególnym zastosowaniem przekształtników wielowyjściowych jest zasilanie sterowników bramkowych łączników energoelektronicznych. Przekształtniki energoelektroniczne zawierające dużą liczbę łączników energoelektronicznych, takie jak przekształtniki wielopoziomowe [9–12] czy modułowe przekształtniki wielopoziomowe [13–15] znajdują obecnie coraz szersze zastosowanie w przemyśle oraz w systemach elektroenergetycznych. Najczęściej stosowane obecnie tranzystory MOSFET oraz IGBT sterowane

są za pomocą wyspecjalizowanych układów sterowników bramkowych. Każdy z takich układów wymaga zasilania napięciem dodatnim 10 - 20 V, a w przypadku pracy z większymi prądami również napięciem ujemnym z zakresu 5 - 15 V [16]. Ponieważ sterowniki te często znajdują się na potencjale „pływającym” względem masy przekształtnika, konieczne jest zastosowanie specjalnych układów zasilających [17].



Rys. 1.1: Układy zasilania sterowników bramkowych tranzystorów w układzie mostkowym: a) bootstrap; b) pompa ładunku; c) układ wykorzystujący napięcie na łączniku; d) transformator piezoelektryczny.

W układach mostkowych, sterowniki tranzystorów dolnych znajdują się na wspólnym potencjale, co pozwala na zasilanie ich ze wspólnego źródła. Sterowniki tranzystorów górnych wymagają zapewnienia izolowanego zasilacza. Najprostszym rozwiązaniem, stosowanym w aplikacjach niskonapięciowych, są układy ładowania wstępnego (ang. bootstrap) (rys. 1.1a) [18–21]. Bazują one na ładowaniu kondensatora zasilającego sterownik górnego tranzystora w czasie, gdy dolny tranzystor jest w stanie przewodzenia. Wymagają one z tego względu odpowiedniego algorytmu przełączania przekształtnika. W przypadku większej liczby szeregowo połączonych łączników, problematyczny staje się również spadek napięcia na szeregu diod. Rozwinięcie tego rozwiązania stanowią pompy ładunku [22], które poprzez zastosowanie dodatkowej pary tranzystorów (rys. 1.1b), uniezależniają działanie układu od sposobu przełączania dolnego tranzystora, kosztem znacznego zwiększenia liczby elementów aktywnych w układzie. Układy te jednak nie umożliwiają uzyskania w sposób bezpośredni napięcia o polaryzacji ujemnej. Stosowane bywają także układy zasilające sterownik z napięcia odłożonego na łączniku w stanie łącznika (rys. 1.1c) [23, 24], lecz ich zastosowanie ogranicza się do układów, w

których napięcie łącznika nie jest znacząco wyższe od napięcia zasilania sterownika.

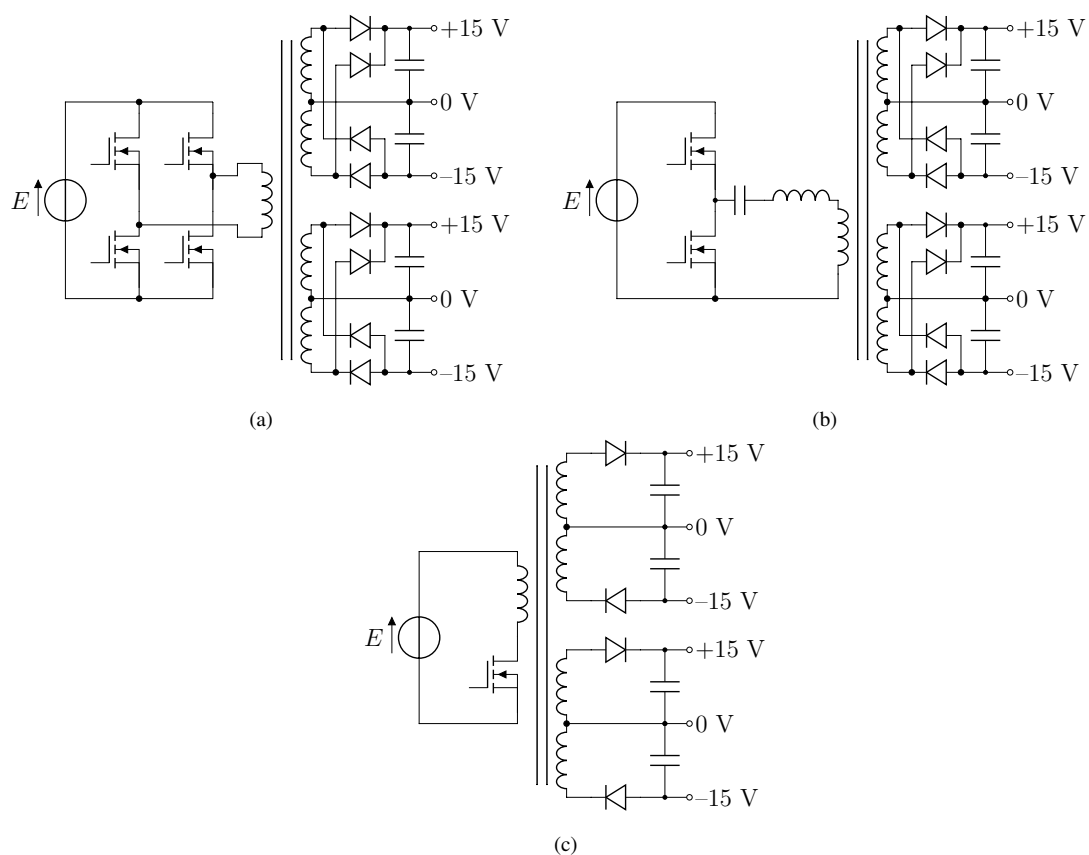
Do zasilania sterowników bramkowych bywają również stosowane transformatory piezoelektryczne (rys. 1.1d), lecz ich zastosowanie wiąże się z zastosowaniem dużej liczby dodatkowych elementów [25–28].

W układach wysokonapięciowych konieczne jest zapewnienie odpowiedniego poziomu wytrzymałości elektrycznej izolacji, przy jednoczesnym zachowaniu możliwie małej pojemności pasożytniczej pomiędzy obwodem pierwotnym a wtórnym. Z tego względu najczęściej stosuje się osobne układy zasilające dla każdego z tranzystorów, oparte na topologii transformatorowej przetwornicy dwutaktowej [29,30], półmostkowej lub mostkowej [31].

Zastosowanie przetwornicy wielowyjściowej do zasilania wszystkich sterowników pozwala na zmniejszenie liczby elementów, uproszczenie konstrukcji oraz zmniejszenie kosztu układu [17]. Zastosowanie wielouzwojeniowego transformatora pozwala na uzyskanie wielu izolowanych napięć wyjściowych. Przetwornica taka może być wykonana w topologii mostkowej (rys. 1.2a), półmostkowej (rys. 1.2b) lub dwutaktowej (rys. 1.2c) [32–34]. Dodatkowo, przetwornica wielowyjściowa może zasilać również inne obwody przekształtnika, takie jak układ sterowania czy przetworniki pomiarowe. Główną wadą przekształtników wielowyjściowych ze wspólnym transformatorem jest niska wytrzymałość napięciowa izolacji oraz duża pojemność pasożytnicza pomiędzy uzwojeniami wyjściowymi, wynikająca z umieszczenia ich na wspólnym karkasie.

Zastąpienie pojedynczego transformatora układem połączonych transformatorów, osobnych dla każdego sterownika bramkowego, eliminuje problem pasożytniczych pojemności pomiędzy uzwojeniami wtórnymi. Przekształtnik o budowie wielotransformatorowej może być zbudowany w topologii mostkowej, półmostkowej bądź też półmostkowej rezonansowej LLC [35]. Uzwojenia pierwotne transformatorów połączone są równolegle, natomiast uzwojenia wtórne każdego z transformatorów stanowią niezależny obwód wyjściowy. Alternatywnym rozwiązaniem, prezentowanym w tej rozprawie, jest wielotransformatorowy przekształtnik dwutaktowy pracujący w trybie quasi-rezonansowym.

Do regulacji napięcia wyjściowego przekształtnika, konieczny jest pomiar lub estymacja napięcia wyjściowego. Do pomiaru napięcia w obwodzie wyjściowym wykorzystuje się sprzężenie transoptorowe, jednak ze względu na wprowadzenie dodatkowej pojemności pasożytniczej oraz pogorszenie niezawodności nie jest to rozwiązanie pożądane. W transformatorowych przetwornicach dwutaktowych można wykorzystać pomiar napięcia wyjściowego uzwojenia pomocniczego, służącego do zasilania układu sterowania [36–38]. Do estymacji napięcia wyjściowego można także wykorzystać układ mierzący napięcie uzwojenia pierwotnego w odpowiednim podokresie [39–42]. W półmostkowych układach rezonansowych LLC wykorzystanie uzwojenia pomocniczego jest



Rys. 1.2: Układy przetwornic wielowyjściowych z transformatorem wielozwojennym: a) mostkowa; b) półmostkowa rezonansowa LLC; c) dwutaktowa.

również możliwe, lecz wymaga zastosowania odpowiedniego sposobu próbkowania ze względu na wpływ indukcyjności rozproszenia [43, 44]. Jeżeli nie jest wymagana wysoka dokładność regulacji napięcia, ze względu na własności półmostkowego układu LLC może on także pracować w pętli otwartej [35]. Metodą estymacji napięcia wyjściowego, która zostanie zaprezentowana w niniejszej pracy, jest zastosowanie dodatkowego obwodu pomiarowego RDC, dołączonego równolegle do uzwojeń pierwotnych transformatorów. Rozwiązanie to umożliwi regulację średniego napięcia wyjściowego wielotransformatorowego przekształtnika dwutaktowego z zachowaniem separacji galwanicznej bez wykorzystania uzwojenia pomocniczego.

1.2 Cele pracy

Podstawowe cele pracy obejmują:

- opracowanie nowej koncepcji wykorzystania przetwornicy dwutaktowej DC/DC do dwubiegunowego zasilania wielu izolowanych galwanicznie obwodów sterowników bramkowych IGBT/MOSFET;
- określenie właściwości i parametrów zaproponowanej topologii układu metodami analizy obwodowej oraz badań symulacyjnych;
- przeprowadzenie weryfikacji eksperymentalnych na prototypach układu w oparciu o badania laboratoryjne przy asymetrii obciążenia obwodów wyjściowych oraz przy zasilaniu sterowników IGBT/MOSFET w przekształtnikach energoelektronicznych.

1.3 Teza

Zaproponowany w rozprawie wielotransformatorowy przekształtnik dwutaktowy (fly-back) o sterowaniu quasi-rezonansowym umożliwia dwubiegunowe zasilanie i regulację napięć wielu izolowanych galwanicznie obwodów wyjściowych na podstawie pomiaru napięcia średniego we wspólnym obwodzie pierwotnym bez uzwojenia pomocniczego.

1.4 Metodologia

Zastosowana metodologia obejmuje analizę obwodową przekształtnika 2-transformatorowego, następnie jego uogólnienie do układu n-transformatorowego. Wyniki analityczne zweryfikowano badaniami symulacyjnymi w programie LTSpice. W celu weryfikacji eksperymentalnej zbudowano szereg prototypów przekształtnika o nastawianej liczbie transformatorów i zmiennym obciążeniu. Końcowe testy skuteczności zasilania sterowników IGBT/MOSFET przeprowadzono dla funkcjonujących w laboratorium przekształtników energoelektronicznych.

1.5 Uzyskane rezultaty

Zdaniem autora następujące wyniki rozprawy są jego oryginalnym przyczynkiem:

- przedstawienie nowej topologii wielotransformatorowego przekształtnika dwutaktowego (flyback) o sterowaniu quasi-rezonansowym do dwubiegunowego zasilania wielu izolowanych galwanicznie obwodów wyjściowych;

- opracowanie uogólnionego modelu przekształtnika n-transformatorowego i wyznaczenie charakterystyki uchybu regulacji skrośnej napięcia wyjściowego w funkcji współczynnika rozproszenia transformatorów oraz nierównomierności obciążenia;
- opracowanie analogowego układu estymacji średniego napięcia wyjściowego przekształtnika wielotransformatorowego na podstawie oryginalnej koncepcji pomiaru napięcia obwodu pierwotnego;
- wykonanie układów prototypowego quasi-rezonansowego przekształtnika dwutaktowego do zasilania izolowanych sterowników bramkowych IGBT/MOSFET;
- weryfikacja modelu analitycznego przy pomocy badań symulacyjnych oraz badań eksperymentalnych na zbudowanych prototypach.

1.6 Zakres rozprawy

Zakres rozprawy obejmuje:

- przedstawienie topologii wielotransformatorowego przekształtnika dwutaktowego w układzie wielowyjściowym;
- model analityczny przekształtnika i analizę regulacji skrośnej napięcia w dwutaktowym przekształtniku wielotransformatorowym pracującym w trybie granicznym;
- przegląd metod regulacji napięcia wyjściowego w przetwornicy dwutaktowej oraz opracowanie analogowego układu estymacji średniego napięcia wyjściowego ;
- budowę prototypowego układu quasi-rezonansowego wielotransformatorowego przekształtnika DC-DC do zasilania sterowników bramkowych;
- badania symulacyjne przekształtnika wielotransformatorowego w środowisku LTSpiceXVII;
- badania eksperymentalne przeprowadzone na układach prototypowych.

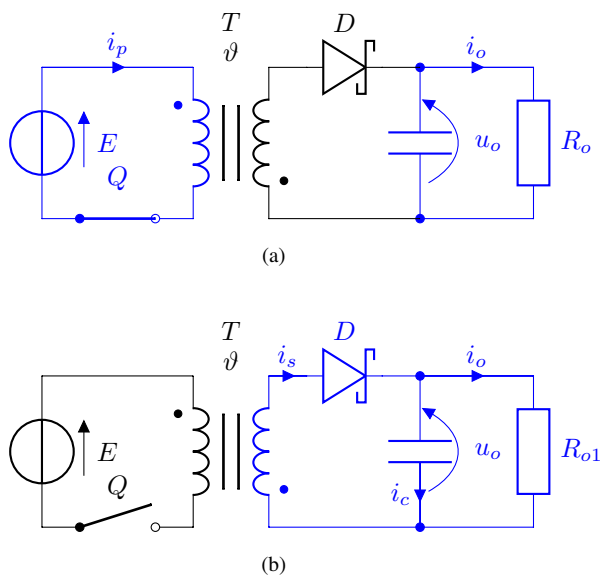
2. Transformatorowy przekształtnik dwutaktowy

W tym rozdziale omówiono zasadę działania przekształtnika dwutaktowego w układzie klasycznym z jednym oraz wieloma wyjściami. Następnie przedstawiono proponowaną w niniejszej rozprawie topologię przekształtnika dwutaktowego wielowyjściowego i wielotransformatorowego.

2.1 Zasada działania

Zasada działania transformatorowego przekształtnika dwutaktowego opiera się na cyklicznym gromadzeniu energii w polu magnetycznym transformatora, a następnie oddaniu jej do obwodu wtórnego. Odbywa się to poprzez cykliczne przełączanie łącznika umieszczonego pomiędzy uzwojeniem pierwotnym transformatora a źródłem zasilania E . W części wtórnej układu znajduje się dioda prostownicza, blokująca przepływ prądu w uzwojeniu pierwotnym w czasie, gdy łącznik Q jest zamknięty, oraz kondensator magazynujący energię. Do wyjścia przetwornicy dołączone jest obciążenie R_o . Jako łącznik zwykle wykorzystuje się tranzystor MOSFET, lub bipolarny złączowy w układach małej mocy [45, 46]. Transformator stosowany w przekształtniku dwutaktowym jest w istocie cewką o dwóch uzwojeniach, służącą do magazynowania energii. Ponieważ rdzeń transformatora jest magnesowany wyłącznie w jednym kierunku, aby uniknąć nasycenia, powinien on mieć odpowiednio duży przekrój, oraz posiadać szczelinę powietrzną lub być wykonany z materiału proszkowego o szczelinie rozproszonej [47–50].

W cyklu pracy przekształtnika dwutaktowego można wyróżnić dwa podstawowe okresy: pierwszy, gdy łącznik znajduje się w stanie przewodzenia, a dioda wyjściowa jest spolaryzowana zaporowo (rys.2.1a); drugi, gdy łącznik jest wyłączony, a energia jest przekazywana do kondensatora oraz obciążenia (rys.2.1b).



Rys. 2.1: Rozpływ prądów w transformatorowym przekształtniku dwutaktowym: a) w czasie przewodzenia łącznika Q; b) w czasie gdy łącznik Q jest wyłączony.

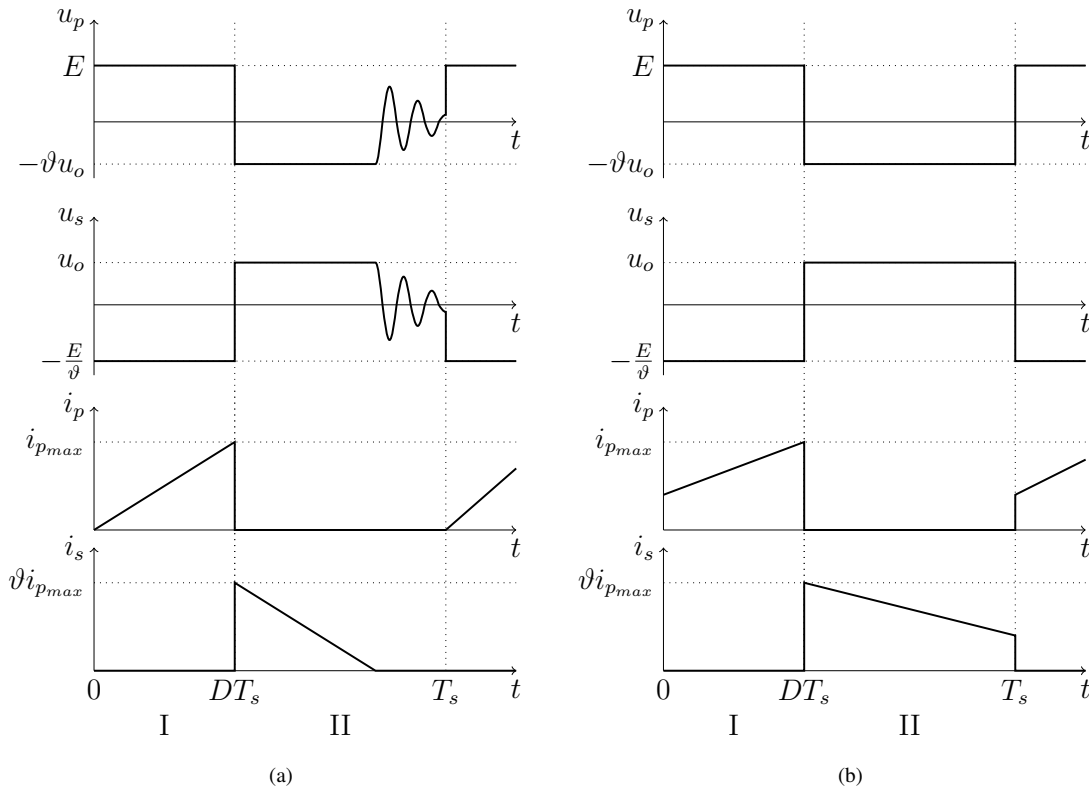
2.1.1 Tryby pracy

Tranzystor kluczący Q sterowany jest przebiegiem prostokątnym o okresie T_s i wypełnieniu D . W zależności od wartości chwilowej prądu obwodu wtórnego transformatora w chwili ponownego załączenia tranzystora można wyróżnić trzy tryby pracy przekształtnika dwutaktowego:

Tryb przewodzenia przerywanego

Tryb przewodzenia przerywanego (ang. Discontinuous Conduction Mode) jest trybem, w którym w każdym cyklu pracy transformator zostaje całkowicie rozmagnesowany. Prąd uzwojenia wtórnego i_s spada do zera, zanim tranzystor kluczący Q zostanie ponownie załączony po zakończeniu okresu kluczowania T_s (rys. 2.2a). Tranzystor załączany jest przy zerowym prądzie oraz napięciu równym napięciu źródła E . Przekształtnik pracujący w tym trybie wymaga stosunkowo niskiej wartości indukcyjności magnesowania L_m , a więc i mniejszego przekroju kolumny rdzenia niż przy pracy w trybie przewodzenia ciągłego. Wadą pracy w trybie przerywanym jest wysoka wartość maksymalna prądu uzwojenia pierwotnego i_{pmax} , skutkująca wysokimi stratami na wyłączanie tranzystora, oraz na histerezę magnetyczną w rdzeniu transformatora.

Po zaniknięciu prądu i_s w uzwojeniu wtórnym, napięcie na uzwojeniu pierwotnym u_p oscyluje z częstotliwością zależną przede wszystkim od indukcyjności magnesowania transformatora L_m oraz zastępczej pojemności pasożytnej punktu drenu tranzystora, z dominującą pojemnością tranzystora C_Q .

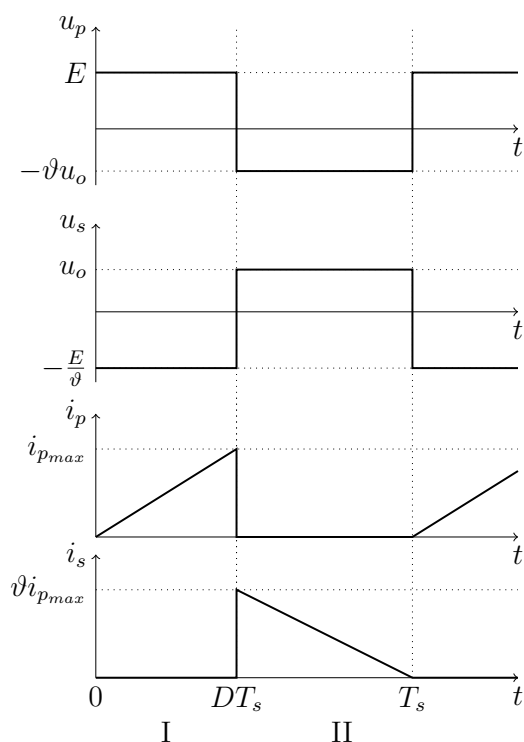


Rys. 2.2: Przebiegi prądów i napięć w przekształtniku dwutaktowym pracującym w trybie: a)przewodzenia przerywanego; b) przewodzenia ciągłego.

W trybie przewodzenia ciągłego (ang. Continuous Conduction Mode) transformator nie jest całkowicie rozmagnesowywany podczas cyklu pracy. Ponowne załączenie tranzystora Q następuje, zanim prąd uzwojenia wtórnego i_s opadnie do zera (rys. 2.2b). W celu zapewnienia pracy przekształtnika w trybie ciągłym potrzebna jest wyższa indukcyjność magnesowania transformatora niż przy pracy w trybie przerywanym, stąd wymiary rdzenia transformatora dla przekształtnika o tej samej mocy i częstotliwości pracy będą większe dla trybu ciągłego niż przy pracy w trybie przerywanym. Ze względu na mniejsze amplitudy strumienia magnetycznego, straty transformatora na histerezę są mniejsze niż w przypadku pracy z przewodzeniem przerywanym. Ze względu na mniejszy prąd maksymalny, straty na wyłączenie tranzystora są mniejsze, jednak znacząco zwiększają się straty na włączenie tranzystora oraz odzyskiwanie zdolności zaporowej diody, ze względu na przełączanie przy niezerowym prądzie.

Tryb graniczny pomiędzy przewodzeniem przerywanym a ciągłym

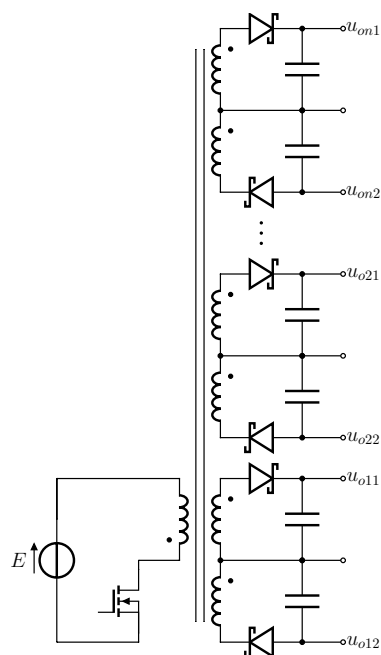
Jeżeli prąd uzwojenia wtórnego transformatora opadnie do zera dokładnie w chwili załączenia tranzystora, to przekształtnik pracuje w trybie granicznym (ang. Boundary Conduction Mode [51–53]) lub krytycznym (ang. Critical Conduction Mode [54, 55]) (rys. 2.2b).



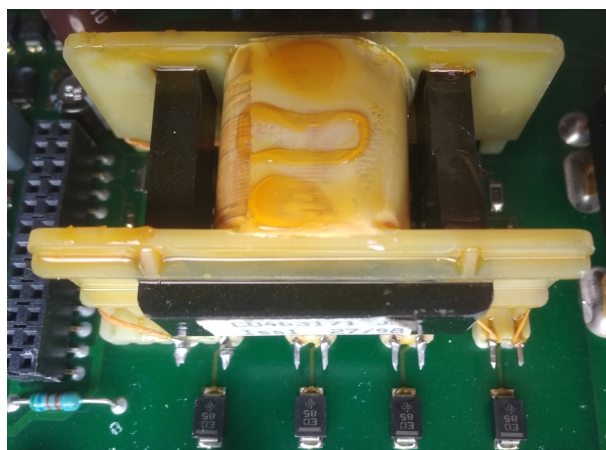
Rys. 2.3: Przebiegi prądów i napięć w przekształtniku dwutaktowym pracującym w trybie granicznym pomiędzy przewodzeniem przerywanym a ciągłym.

2.2 Przetwornica dwutaktowa z transformatorem wielouzwojeniowym

W celu zwiększenia liczby wyjść przekształtnika dwutaktowego można zastosować transformator z wieloma uzwojeniami wtórnymi (rys. 2.4). Przy założeniu idealnego sprzężenia magnetycznego pomiędzy wszystkimi uzwojeniami transformatora, stosunek napięć wyjściowych takiego przekształtnika jest wprost proporcjonalny do przekładni zwojowej [56]. Wpływ parametrów pasożytniczych, w szczególności indukcyjności rozproszenia, powoduje powstanie uchybu regulacji skrośnej napięć wyjściowych. Ze względu na wzajemne ułożenie uzwojeń w karkasie oraz nierównomierny wpływ szczeliny powietrznej rdzenia, sprzężenie magnetyczne pomiędzy każdym z uzwojeń wtórnych a uzwojeniem pierwotnym nie jest jednakowe, co powoduje dodatkowe pogorszenie jakości regulacji skrośnej napięć wyjściowych [1, 7, 47, 56, 57]. W aplikacjach, gdzie wymagana jest wysoka wytrzymałość elektryczna izolacji pomiędzy wyjściami, problematyczne jest wykonanie uzwojeń transformatora. Dla zapewnienia odpowiednich odstępów izolacyjnych konieczne jest zastosowanie karkasu w specjalnym wykonaniu, co zwiększa wymiary transformatora (rys. 2.5). Każde wyjście przekształtnika wymaga użycia dwóch, a w przypadku generowania napięcia dodatniego i ujemnego, trzech wyprowadzeń karkasu. Utrudnia lub nawet uniemożliwia to zastosowanie przekształtnika z transformatorem wie-



Rys. 2.4: Przekształtnik dwutaktowy z transformatorem wielouzwojeniowym.

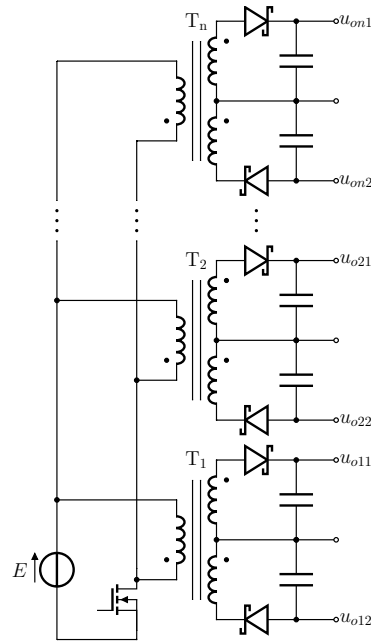


Rys. 2.5: Transformator wielouzwojeniowy z karkasem o zwiększonych odstępach izolacyjnych.

louzwojeniowym w układach wymagających większej ilości niezależnych, izolowanych napięć, jak np. przekształtnik PQRDCLI [58].

2.3 Wielotransformatorowa przetwornica dwutaktowa

Poprzez zastąpienie pojedynczego transformatora układem transformatorów z równolegle połączonymi uzwojeniami pierwotnymi można uzyskać zwiększenie przekładni napięciowej [59] lub zmniejszenia jednego z wymiarów przekształtnika [60]. W prezentowanym w niniejszej rozprawie przekształtniku wielouzwojeniowy transformator został zastąpiony osobnymi transformatorami dla każdego z obwodów wyjściowych (rys. 2.6) [61]. Każdy z transformatorów posiada jedno uzwojenie pierwotne oraz parę uzwojeń



Rys. 2.6: Przekształtnik dwutaktowy z wieloma transformatorami.

wtórnych (lub jedno uzwojenie z odczepem) w celu uzyskania bipolarnego napięcia wyjściowego. Uzwojenia pierwotne transformatorów są połączone równolegle. Zastosowanie osobnych i identycznych transformatorów zapewnia takie samo sprzężenie magnetyczne pomiędzy obwodem wtórnym i pierwotnym dla każdego z obwodów wyjściowych. Ponadto ze względu na niewielkie rozmiary pojedynczych transformatorów można uzyskać zmniejszenie rozmiarów przetwornicy.

Szczegółowa analiza pracy przekształtnika wielotransformatorowego pracującego w trybie granicznym dla różnych warunków obciążenia została przedstawiona w kolejnym rozdziale.

3. Analiza pracy przekształtnika

W niniejszym rozdziale poddano analizie pracę wielotransformatorowego przekształtnika dwutaktowego, pracującego w trybie granicznym. Przedstawiono model obwodowy przekształtnika 2-transformatorowego oraz n-transformatorowego, a następnie przeanalizowano rozptyw prądów w przekształtniku w poszczególnych podokresach pracy dla obciążenia niesymetrycznego. Na jego podstawie wyprowadzono model matematyczny uchybu regulacji skrośnej napięć wyjściowych przekształtnika wielotransformatorowego dla różnych stanów obciążenia.

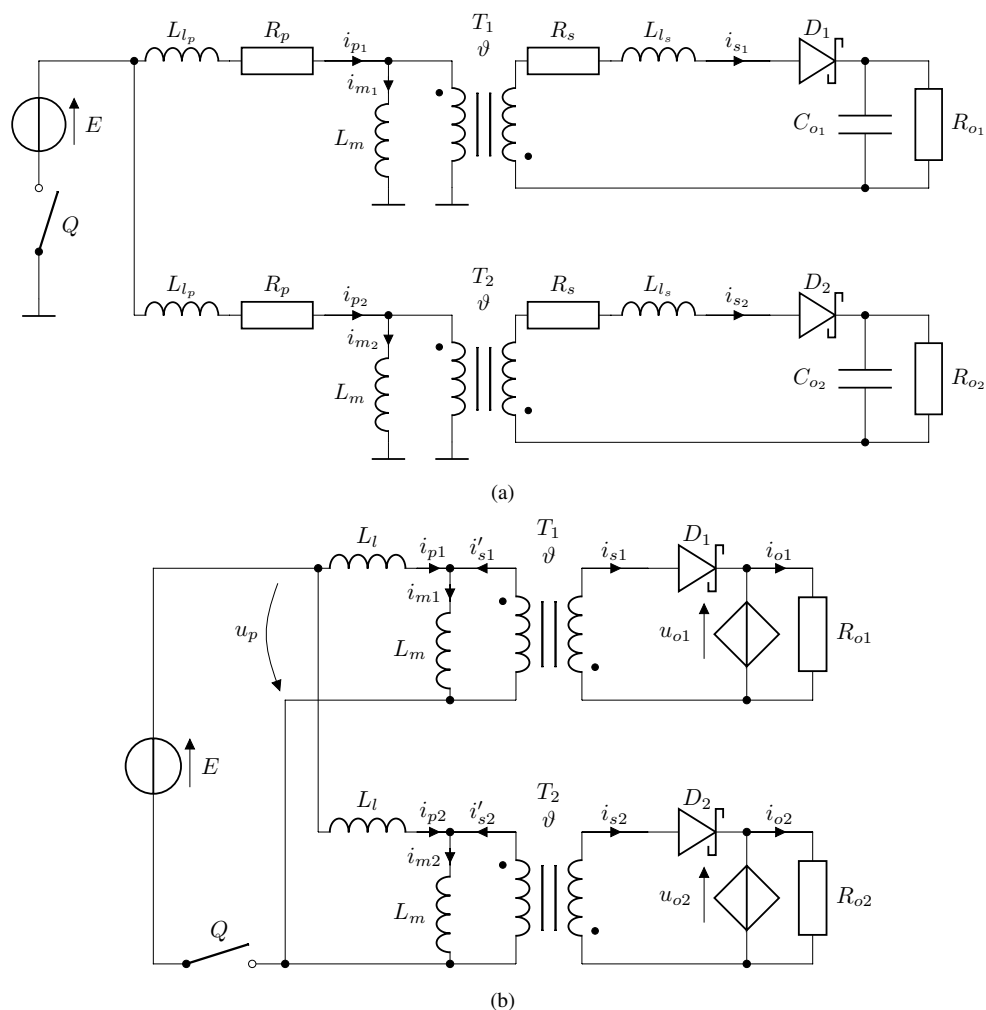
3.1 Model układu 2-transformatorowego

W celu analizy przekształtnika w poszczególnych podokresach pracy, posłużono się uproszczonym modelem obwodowym (rys. 3.1). Przy budowie modelu przyjęto następujące założenia upraszczające:

- tranzystor kluczujący zastąpiono modelem idealnego łącznika Q;
- pominięto spadek napięcia przewodzenia i rezystancję diod;
- całkowita indukcyjność rozproszenia transformatorów jest skupiona w uzwojeniu pierwotnym;
- indukcyjność magnesowania transformatorów jest stała i wynosi L_m .
- pominięto rezystancje uzwojeń transformatorów;
- pojemności kondensatorów przekształtnika są na tyle duże, że napięcia wyjściowe zmieniają się w czasie jednego cyklu pracy w sposób pomijalny, stąd kondensatory te zostały zastąpione źródłem napięciowym;
- oba transformatory są identyczne, o przekładni $\vartheta = \frac{n_1}{n_2}$;

Przy formułowaniu równań przyjęto kierunek prądów dla sytuacji, w której wyjście transformatora T_1 jest obciążone większym prądem niż wyjście transformatora T_2 (napięcie wyjściowe u_{o1} jest niższe niż napięcie u_{o2}). Ze względu na symetrię układu wystarczające jest rozważenie jednego przypadku asymetrii.

Okres pracy przekształtnika został podzielony na trzy podokresy ze względu na stan przewodzenia łączników Q, D_1 i D_2 (tab. 3.1). Idealizowane przy przyjętych założeniach



Rys. 3.1: a) Model obwodowy przekształtnika 2-transformatorowego; b) model uproszczony.

upraszczających przebiegi prądów w poszczególnych podokresach jednego cyklu przełączania przekształtnika przedstawiono na rysunku 3.2.

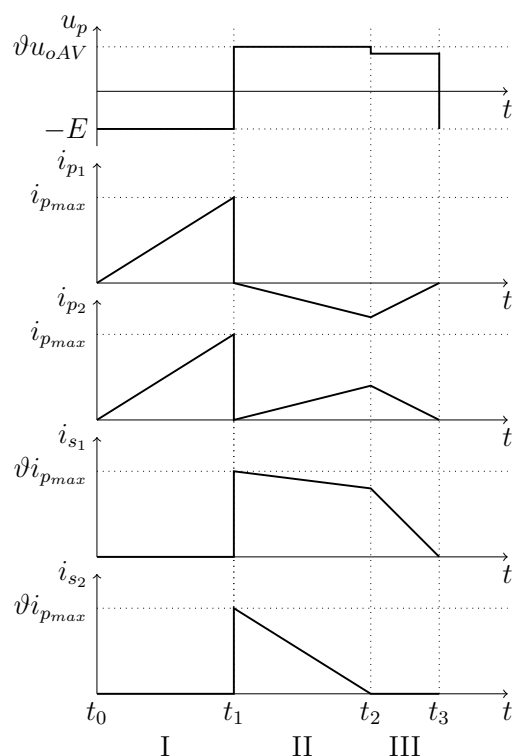
3.1.1 Podokresy pracy przekształtnika

Podokres I

$$t_0 < t < t_1; i_{s1} = i_{s2} = 0:$$

Tab. 3.1: Stan łączników w poszczególnych podokresach pracy przekształtnika.

	Q	D ₁	D ₂
I	1	0	0
II	0	1	1
III	0	1	0



Rys. 3.2: Przebiegi prądów: i_{p1} , i_{p2} - prądy uzwojeń pierwotnych transformatorów T_1 , T_2 ; i_{s1} , i_{s2} - prądy uzwojeń wtórnych transformatorów T_1 , T_2 ; oraz napięcia uzwojeń pierwotnych u_p w jednym cyklu pracy przekształtnika 2-transformatorowego

Łącznik Q zostaje zamknięty w chwili $t = t_0$. Na uzwojenia pierwotne transformatorów podane jest napięcie źródła E (rys. 3.3). Prąd w uzwojeniach pierwotnych transformatorów rośnie. Energia jest magazynowana w transformatorach. Równania napięciowe można zapisać następująco:

$$L_m \frac{di_{p1}}{dt} + L_l \frac{di_{p1}}{dt} = E \quad (3.1)$$

$$L_m \frac{di_{p2}}{dt} + L_l \frac{di_{p2}}{dt} = E \quad (3.2)$$

Po przekształceniu otrzymujemy układ równań:

$$\frac{di_{p1}}{dt} = \frac{E}{L_m + L_l} \quad (3.3)$$

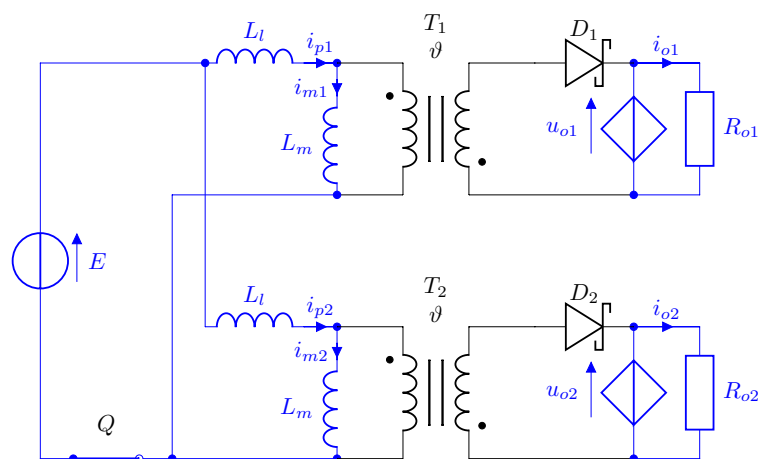
$$\frac{di_{p2}}{dt} = \frac{E}{L_m + L_l} \quad (3.4)$$

Podokres kończy się w chwili $t = t_1$ otwarcia łącznika Q . Łącznik jest otwierany, gdy prądy w uzwojeniach pierwotnych osiągną zadaną wartość i_{pmax} . Czas trwania podokresu T_I wynosi:

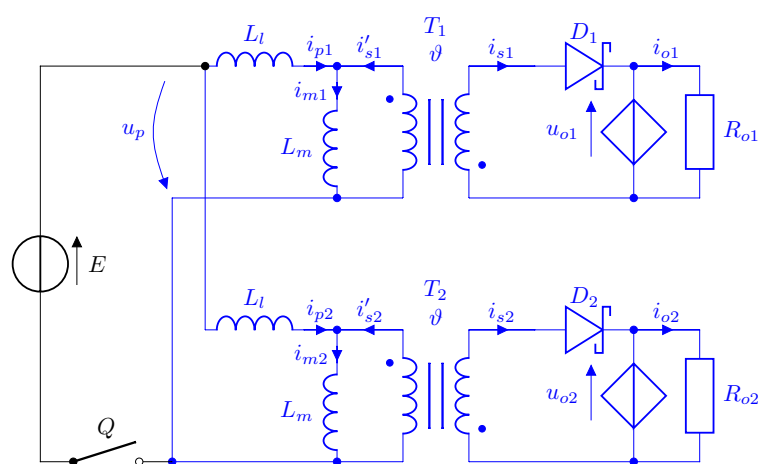
$$T_I = i_{pmax} \frac{L_m + L_l}{E} \quad (3.5)$$

Prądy w uzwojeniach pierwotnych transformatorów wynoszą odpowiednio:

$$i_{p1}(t_1^-) = i_{p2}(t_1^-) = i_{pmax} \quad (3.6)$$



Rys. 3.3: Przepływ prądów w przekształtniku w podokresie I



Rys. 3.4: Przepływ prądów w przekształtniku w podokresie II.

Podokres II

$$t_1 < t < t_2; i_{s1}, i_{s2} > 0$$

Łącznik zostaje otwarty. Diody D_1 i D_2 zaczynają przewodzić. Energia zgromadzona w transformatorach jest przekazywana do obciążenia (rys. 3.3).

Prądy w uzwojeniach transformatorów po otwarciu łącznika Q wynoszą odpowiednio:

$$i_{p1}(t_1^+) = 0 \quad (3.7)$$

$$i_{p2}(t_1^+) = 0 \quad (3.8)$$

$$i_{s1}(t_1^+) = \vartheta i_{p1}(t_1^-) = \vartheta i_{pmax} \quad (3.9)$$

$$i_{s2}(t_1^+) = \vartheta i_{p2}(t_1^-) = \vartheta i_{pmax} \quad (3.10)$$

W uzwojeniach pierwotnych zaczyna płynąć prąd wyrównawczy wywołany różnicą napięć wyjściowych przekształtnika.

$$i_{p1} = -i_{p2} \quad (3.11)$$

Równania napięciowe można sformułować następująco:

$$2L_l \frac{di_{p1}}{dt} + \vartheta(u_{o2} - u_{o1}) = 0 \quad (3.12)$$

$$L_m \frac{di_{m1}}{dt} + \vartheta u_{o1} = 0 \quad (3.13)$$

$$L_m \frac{di_{m2}}{dt} + \vartheta u_{o2} = 0 \quad (3.14)$$

Prądy w uzwojeniach wtórnych składają się z dwóch składowych:

$$i_{s1} = \vartheta(i_{m1} - i_{p1}) \quad (3.15)$$

$$i_{s2} = \vartheta(i_{m2} + i_{p1}) \quad (3.16)$$

Po uproszczeniu uzyskujemy następujący układ równań:

$$\frac{di_{p1}}{dt} = -\frac{di_{p2}}{dt} = -\frac{\vartheta(u_{o2} - u_{o1})}{2L_l} \quad (3.17)$$

$$\frac{di_{s1}}{dt} = -\frac{\vartheta^2 u_{o1}}{L_m} + \frac{\vartheta^2(u_{o2} - u_{o1})}{2L_l} \quad (3.18)$$

$$\frac{di_{s2}}{dt} = -\frac{\vartheta^2 u_{o2}}{L_m} - \frac{\vartheta^2(u_{o2} - u_{o1})}{2L_l} \quad (3.19)$$

Różnicę napięć wyjściowych przekształtnika

$$\Delta u_o = u_{o2} - u_{o1} \quad (3.20)$$

w układach z regulowanym napięciem wyjściowym definiujemy jako uchyb regulacji skrośnej. Podokres kończy się z chwilą $t = t_2$, gdy prąd i_{s2} opadnie do zera. Czas trwania podokresu T_{II} wynosi:

$$T_{II} = i_{pmax} \frac{2L_m L_l}{\vartheta(2u_{o1} L_l + \Delta u_o (L_m + 2L_l))} \quad (3.21)$$

Wartości prądów w chwili $t = t_2$ wynoszą odpowiednio:

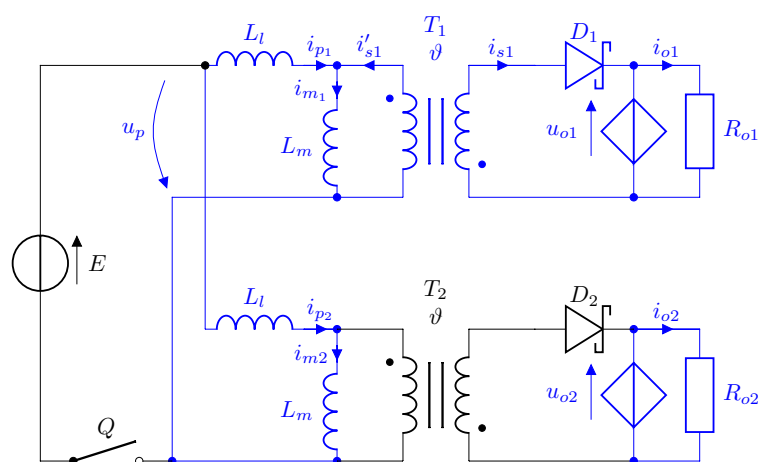
$$i_{p1}(t_2) = -i_{p2}(t_2) = -i_{pmax} \frac{\Delta u_o L_m}{u_{o1} 2L_l + \Delta u_o (L_m + 2L_l)} \quad (3.22)$$

$$i_{s1}(t_2) = \vartheta i_{pmax} \frac{2\Delta u_o (L_m + L_l)}{u_{o1} 2L_l + \Delta u_o (L_m + 2L_l)} \quad (3.23)$$

$$i_{s2}(t_2) = 0 \quad (3.24)$$

Podokres III

$$t_2 < t < t_3; i_{s1} > 0; i_{s2} = 0$$



Rys. 3.5: Przepływ prądów w przekształtniku w podokresie III.

Prąd w uzwojeniu wtórnym transformatora T_2 opadł do zera. Wyłączona zostaje dioda D_2 . Pozostała energia zgromadzona w indukcyjności magnesowania obu transformatorów jest przekazywana do obciążenia transformatora T_1 . Obwód można opisać następującymi równaniami:

$$i_{p1} = -i_{p2} = -i_{m2} \quad (3.25)$$

$$L_m \frac{di_{m1}}{dt} + \vartheta u_{o1} = 0 \quad (3.26)$$

$$L_m \frac{di_{m2}}{dt} + 2L_l \frac{di_{m2}}{dt} + \vartheta u_{o1} = 0 \quad (3.27)$$

Prąd i_{s1} składa się z dwóch składowych:

$$i_{s1} = \vartheta(i_{m1} + i_{m2}) \quad (3.28)$$

Po podstawieniu:

$$\frac{di_{p1}}{dt} = -\frac{di_{p2}}{dt} = \frac{\vartheta u_{o1}}{(L_m + 2L_l)} \quad (3.29)$$

$$\frac{di_{s1}}{dt} = -\frac{\vartheta^2 u_{o1}}{L_m} - \frac{\vartheta^2 u_{o1}}{(L_m + 2L_l)} \quad (3.30)$$

Czas trwania podokresu T_{III} wynosi:

$$T_{III} = \frac{i_{s1}(t_2)}{\vartheta^2 u_{o1} \left(\frac{1}{L_m} + \frac{1}{L_m + 2L_l} \right)} \quad (3.31)$$

Po podstawieniu za $i_{s1}(t_2)$ wyrażenia (3.23)

$$T_{III} = \frac{i_{pmax} \Delta u_o L_m (L_m + 2L_l)}{\vartheta u_{o1} (\Delta u_o (L_m + 2L_l) + u_{o1} 2L_l)} \quad (3.32)$$

Po zakończeniu podokresu III prąd uzwojenia pierwotnego i_{p1} wynosi:

$$i_{p1}(t_3) = i_{p1}(t_2) + T_{III} \frac{di_{p1}}{dt} \quad (3.33)$$

$$i_{p1}(t_3) = -i_{p2}(t_3) = 0 \quad (3.34)$$

Okres kluczowania przekształtnika T_s jest sumą poszczególnych podokresów.

$$T_s = T_I + T_{II} + T_{III} \quad (3.35)$$

$$T_s = i_{pmax} \frac{EL_m + \vartheta u_{o1}(L_m + L_l)}{\vartheta E u_{o1}} \quad (3.36)$$

3.1.2 Bilans energetyczny

Energie pobierane przez obciążenia transformatorów T_1 i T_2 w trakcie jednego cyklu przełączania wynoszą odpowiednio:

$$W_{o1} = \frac{u_{o1}^2}{R_{o1}} T_s \quad (3.37)$$

$$W_{o2} = \frac{u_{o2}^2}{R_{o2}} T_s \quad (3.38)$$

Energia zgromadzona w indukcyjności magnesowania transformatorów T_1 i T_2 w chwili t_1 :

$$W_I = \frac{(i_{p1}(t_1))^2}{2} L_m + \frac{(i_{p2}(t_1))^2}{2} L_m \quad (3.39)$$

Można przyjąć, że

$$W_I = i_{pmax}^2 L_m \quad (3.40)$$

Energia przekazana do obciążenia transformatora T_1 w podokresie II wynosi:

$$W_{II1} = \int_{t_1}^{t_2} i_{s1} u_{o1} dt = u_{o1} T_{II} \frac{i_{s1}(t_1) + i_{s1}(t_2)}{2} \quad (3.41)$$

$$W_{II1} = u_{o1} i_{pmax}^2 \frac{L_l L_m (2u_{o1} L_l + \Delta u_o (4L_l + 3L_m))}{(2u_{o1} L_l + \Delta u_o (L_m + 2L_l))^2} \quad (3.42)$$

Energia przekazana do obciążenia transformatora T_2 w podokresie II wynosi:

$$W_{II2} = \int_{t_1}^{t_2} i_{s2} u_{o2} dt = u_{o2} T_{II} \frac{i_{s2}(t_1) + i_{s2}(t_2)}{2} \quad (3.43)$$

$$W_{II2} = i_{pmax}^2 \frac{L_l L_m (u_{o1} + \Delta u_o)}{2L_l u_{o1} + \Delta u_o (L_m + 2L_l)} \quad (3.44)$$

Energia przekazana do obciążenia transformatora T_1 w podokresie III wynosi:

$$W_{III1} = \int_{t_2}^{t_3} i_{s1} u_{o1} dt = u_{o1} T_{III} \frac{i_{s1}(t_2) + i_{s1}(t_3)}{2} \quad (3.45)$$

$$W_{III_1} = i_{pmax}^2 \frac{\Delta u_o^2 L_m (2L_l + L_m)(L_l + L_m)}{(2L_l u_{o1} + 2\Delta u_o L_l + \Delta u_o L_m)^2} \quad (3.46)$$

Całkowita energia przekazana do obciążenia transformatora T_1 w trakcie jednego cyklu przełączania

$$W_1 = W_{II_1} + W_{III_1} \quad (3.47)$$

$$W_1 = i_{pmax}^2 \frac{L_m (L_l u_{o1} + \Delta u_o (L_l + L_m))}{2L_l u_{o1} + \Delta u_o (2L_l + L_m)} \quad (3.48)$$

$$W_1 = \frac{i_{pmax}^2 L_m}{2} \left(1 + \frac{\Delta u_o L_m}{2L_l u_{o1} + \Delta u_o (2L_l + L_m)} \right) \quad (3.49)$$

Całkowita energia przekazana do obciążenia transformatora T_2 w trakcie jednego cyklu przełączania

$$W_2 = W_{II_2} \quad (3.50)$$

$$W_2 = \frac{i_{pmax}^2 L_m}{2} \left(1 - \frac{\Delta u_o L_m}{2L_l u_{o1} + \Delta u_o (2L_l + L_m)} \right) \quad (3.51)$$

3.1.3 Uchyby skrośne regulacji napięcia

W celu otrzymania wartości różnicy napięć wyjściowych posłużono się bilansem energetycznym. Różnicę napięć wyznaczono dla przypadku gdy $R_{o1} < R_{o2}$. Suma energii pobranych przez obciążenia w podokresie I musi być równa sumie energii zgromadzonych w indukcyjnościach magnesowania w chwili t_1 . Różnica energii pobranych przez obciążenia przez jeden okres pracy przekształtnika T_s musi natomiast równać się różnicy energii przekazanych do obciążenia w trakcie podokresów II i III.

$$\begin{cases} W_{o1} + W_{o2} = W_I \\ W_{o1} - W_{o2} = W_1 - W_2 \end{cases} \quad (3.52)$$

Po podstawieniu, uzyskujemy następujący układ równań:

$$\begin{cases} \frac{u_{o1}^2}{R_{o1}} T_s + \frac{(u_{o1} + \Delta u_o)^2}{R_{o2}} T_s = i_{pmax}^2 L_m \\ \frac{u_{o1}^2}{R_{o1}} T_s - \frac{(u_{o1} + \Delta u_o)^2}{R_{o2}} T_s = \\ = \frac{i_{pmax}^2 L_m}{2} \left(1 + \frac{\Delta u_o L_m}{2L_l u_{o1} + \Delta u_o (2L_l + L_m)} \right) - \frac{i_{pmax}^2 L_m}{2} \left(1 - \frac{\Delta u_o L_m}{2L_l u_{o1} + \Delta u_o (2L_l + L_m)} \right) \end{cases} \quad (3.53)$$

Skąd uzyskujemy równanie kwadratowe:

$$\Delta u_o^2 R_{o1} (L_l + L_m) + \Delta u_o u_{o1} R_{o1} (2L_l + L_m) + u_{o1}^2 (R_{o1} - R_{o2}) L_l = 0 \quad (3.54)$$

Przyjmując u_{o1} za wartość odniesienia, po rozwiązaniu równania uzyskujemy następującą wartość uchybu regulacji skrośnej napięć wyjściowych:

$$\Delta u_o = u_{o1} \frac{\sqrt{R_{o1} (4R_{o2} (L_l^2 + L_l L_m) + R_{o1} L_m^2) - R_{o1} (L_m + 2L_l)}}{2R_{o1} (L_l + L_m)} \quad (3.55)$$

Jeżeli w układzie wartością regulowaną jest napięcie średnie, należy przyjąć u_{oAV} jako stałą.

$$u_{oAV} = \frac{u_{o1} + u_{o2}}{2} = const \quad (3.56)$$

Stąd, za napięcie u_{o1} można podstawić wartość:

$$u_{o1} = u_{oAV} - \frac{\Delta u_o}{2} \quad (3.57)$$

Po podstawieniu do równania (3.54) uzyskujemy wartość uchybu regulacji skrośnej napięć dla układu z regulowanym napięciem średnim:

$$\Delta u_o = u_{oAV} \frac{2(\sqrt{R_{o1}(4R_{o1}(L_l^2 + L_l L_m) + R_{o2} L_m^2)} - (L_l R_{o1} + R_{o2}(L_l + L_m)))}{R_{o2}(L_l + 2L_m) - R_{o1} L_l} \quad (3.58)$$

3.2 Model układu n-transformatorowego

Analizę układu zawierającego n transformatorów przeprowadzono dla przypadku, kiedy jeden z transformatorów T_1 jest obciążony zmienną rezystancją R_1 , natomiast pozostałe transformatory $T_2 \dots T_n$ obciążone są każdy taką samą rezystancją R_2 . Z tego względu, konieczne było przeanalizowanie dwóch przypadków obciążenia przekształtnika.

W układzie znajduje się n transformatorów o uzwojeniach pierwotnych połączonych równolegle. Przy zachowaniu założeń upraszczających jak w punkcie 3.1, przyjęto model obwodowy przekształtnika jak na rys. 3.6a. Jeżeli założymy, że transformatory T_2, T_3, \dots, T_n są identyczne oraz obciążone takimi samymi rezystancjami, można je zastąpić transformatorem zastępczym T_z (rys. 3.6b). Parametry transformatora T_z wynoszą odpowiednio:

$$L_{mz} = \frac{L_m}{n-1} \quad (3.59)$$

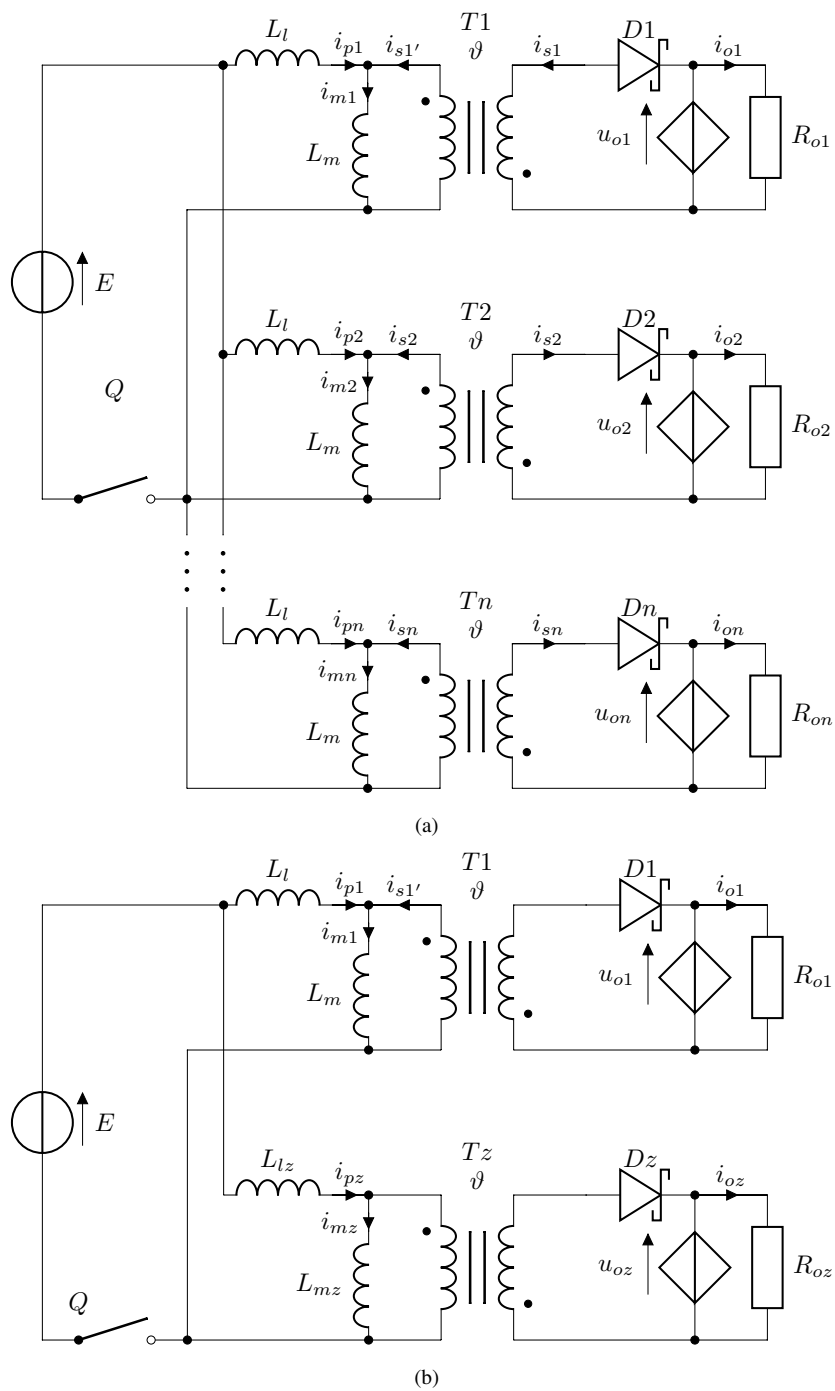
$$L_{lz} = \frac{L_l}{n-1} \quad (3.60)$$

Przyjmując, że rezystancje $R_{o2}, R_{o2}, \dots, R_{on}$ są sobie równe, rezystancja zastępcza obciążenia R_{oz} wynosi:

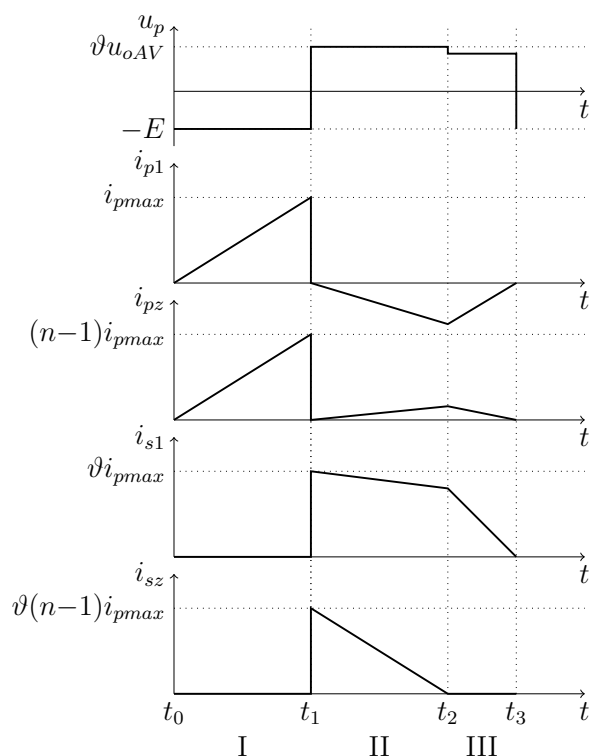
$$R_{oz} = \frac{R_{o2}}{n-1} \quad (3.61)$$

3.2.1 Przypadek I - $R_{o1} < (n-1)R_{oz}$

Jako pierwszy rozważony zostanie przypadek, w którym transformator T_1 obciążony jest większym prądem, niż pozostałe transformatory $R_{o1} < (n-1)R_{oz}$, z czego wynika nierówność $u_{o1} < u_{oz}$



Rys. 3.6: a) Model przekształtnika n-transformatorowego; b) schemat zastępczy dwutransformatorowy.



Rys. 3.7: Przebiegi prądów: i_{p1} , i_{pz} - prądy uzwojeń pierwotnych transformatorów T_1 , T_z ; i_{s1} , i_{sz} - prądy uzwojeń wtórnych transformatorów T_1 , T_z ; oraz napięcia uzwojeń pierwotnych u_p w jednym cyklu pracy przekształtnika n-transformatorowego.

Podokresy pracy przekształtnika

Podokres I

$$t_0 < t < t_1; i_{s1} = i_{sz} = 0$$

Łącznik Q jest zamknięty. Na uzwojenia pierwotne transformatorów podane jest napięcie źródła E (rys. 3.8) Następuje gromadzenie energii w transformatorach.

$$L_m \frac{di_{p1}}{dt} + L_l \frac{di_{p1}}{dt} = E \quad (3.62)$$

$$L_{mz} \frac{di_{pz}}{dt} + L_{lz} \frac{di_{pz}}{dt} = E \quad (3.63)$$

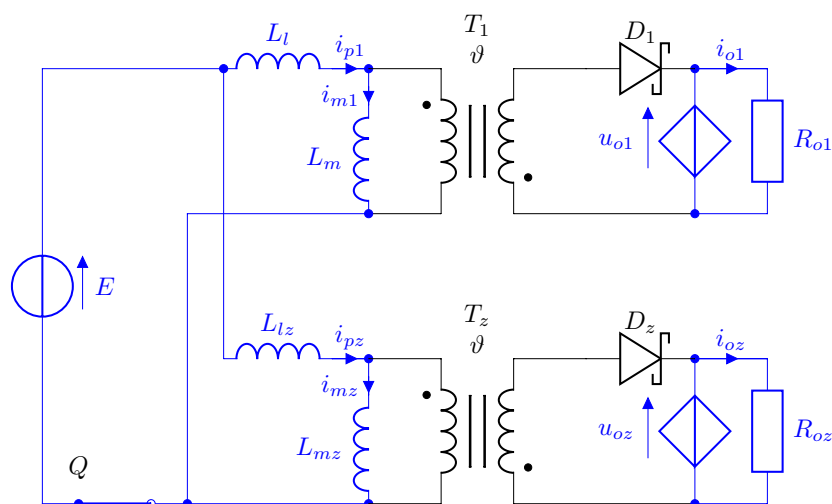
Po przekształceniu otrzymujemy układ równań:

$$\frac{di_{p1}}{dt} = \frac{E}{L_m + L_l} \quad (3.64)$$

$$\frac{di_{pz}}{dt} = \frac{E}{L_{mz} + L_{lz}} \quad (3.65)$$

Podokres kończy się w chwili otwarcia łącznika Q dla $t = t_1$. Łącznik jest otwierany, gdy prąd łącznika osiągnie zadaną wartość ni_{pmax} . Czas trwania podokresu T_I wynosi:

$$T_I = i_{pmax} \frac{L_m + L_l}{E} \quad (3.66)$$



Rys. 3.8: Przepływ prądów w przekształtniku w podokresie I.

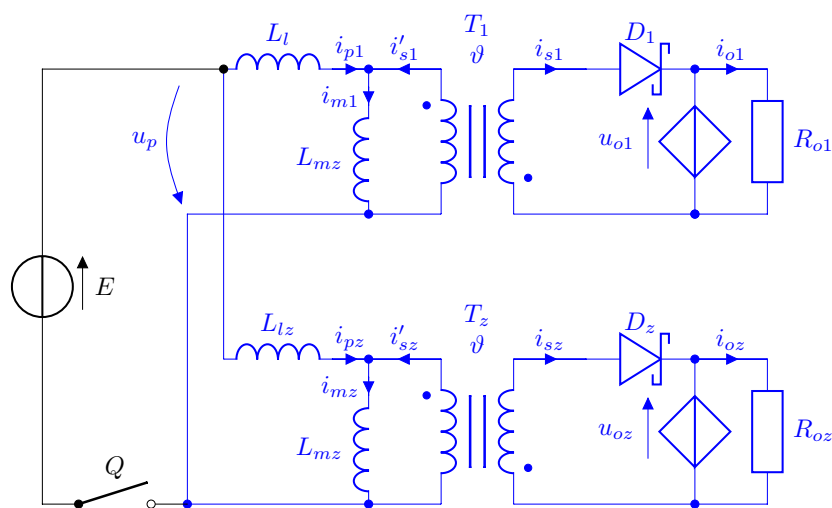
Prądy w uzwojeniach pierwotnych transformatorów przed otwarciem łącznika wynoszą odpowiednio:

$$i_{p1}(t_1^-) = i_{pmax} \quad (3.67)$$

$$i_{pz}(t_1^-) = (n - 1)i_{pmax} \quad (3.68)$$

Podokres II

$$t_1 < t < t_2 ; i_{s1}, i_{sz} > 0$$



Rys. 3.9: Rozpływ prądów w przekształtniku w podokresie II.

Łącznik zostaje otwarty. Diody D_1 i D_z zaczynają przewodzić. Energia zgromadzona w transformatorach jest przekazywana do obciążenia. Prądy w uzwojeniach transformatorów po otwarciu łącznika Q wynoszą odpowiednio:

$$i_{p1}(t_1^+) = 0 \quad (3.69)$$

$$i_{pz}(t_1^+) = 0 \quad (3.70)$$

$$i_{s1}(t_1^+) = \vartheta i_{p1}(t_1^-) = \vartheta i_{pmax} \quad (3.71)$$

$$i_{sz}(t_1^+) = \vartheta i_{pz}(t_1^-) = \vartheta(n-1)i_{pmax} \quad (3.72)$$

W uzwojeniach pierwotnych zaczyna płynąć prąd wyrównawczy wywołany różnicą napięć wyjściowych przekształtnika.

$$i_{p1} = -i_{pz} \quad (3.73)$$

Równania napięciowe można sformułować następująco:

$$(L_l + L_{lz}) \frac{di_{p1}}{dt} + \vartheta(u_{oz} - u_{o1}) = 0 \quad (3.74)$$

$$L_m \frac{di_{m1}}{dt} + \vartheta u_{o1} = 0 \quad (3.75)$$

$$L_{mz} \frac{di_{mz}}{dt} + \vartheta u_{oz} = 0 \quad (3.76)$$

Prądy w uzwojeniach wtórnych składają się z dwóch składowych:

$$i_{s1} = \vartheta(i_{m1} - i_{p1}) \quad (3.77)$$

$$i_{sz} = \vartheta(i_{mz} + i_{p1}) \quad (3.78)$$

Po przekształceniu uzyskujemy następujący układ równań:

$$\frac{di_{p1}}{dt} = -\frac{di_{pz}}{dt} = -\frac{\vartheta(u_{oz} - u_{o1})}{L_l + L_{lz}} \quad (3.79)$$

$$\frac{di_{s1}}{dt} = -\frac{\vartheta^2 u_{o1}}{L_m} + \frac{\vartheta^2(u_{oz} - u_{o1})}{L_l + L_{lz}} \quad (3.80)$$

$$\frac{di_{sz}}{dt} = -\frac{\vartheta^2 u_{oz}}{L_{mz}} - \frac{\vartheta^2(u_{oz} - u_{o1})}{L_l + L_{lz}} \quad (3.81)$$

Różnicę napięć wyjściowych przekształtnika wynosi:

$$\Delta u_o = u_{oz} - u_{o1} \quad (3.82)$$

Oznaczając napięcie na równoległe połączonych uzwojeniach pierwotnych jako u_p , możemy zapisać następujące równania napięciowe:

$$u_p - \vartheta u_{o1} + \frac{di_{p1}}{dt} L_l = 0 \quad (3.83)$$

$$u_p - \vartheta u_{oz} - \frac{di_{p1}}{dt} L_{lz} = 0 \quad (3.84)$$

Stąd po przekształceniu wynika, iż napięcie u_p w trakcie trwania podokresu II jest średnią ważoną wszystkich napięć wyjściowych, gdzie współczynnikiem wagowym jest liczba transformatorów o danym napięciu wyjściowym:

$$u_{pII} = \frac{\vartheta(u_{o1} + (n-1)u_{oz})}{n} \quad (3.85)$$

Podokres kończy się z chwilą $t = t_2$, gdy prąd i_{sz} opadnie do zera. Czas trwania podokresu T_{II} wynosi:

$$T_{II} = i_{pmax} \frac{nL_m L_l}{\vartheta(nu_{o1}L_l + \Delta u_o(L_m + nL_l))} \quad (3.86)$$

Wartości prądów w chwili $t = t_2$ wynoszą odpowiednio:

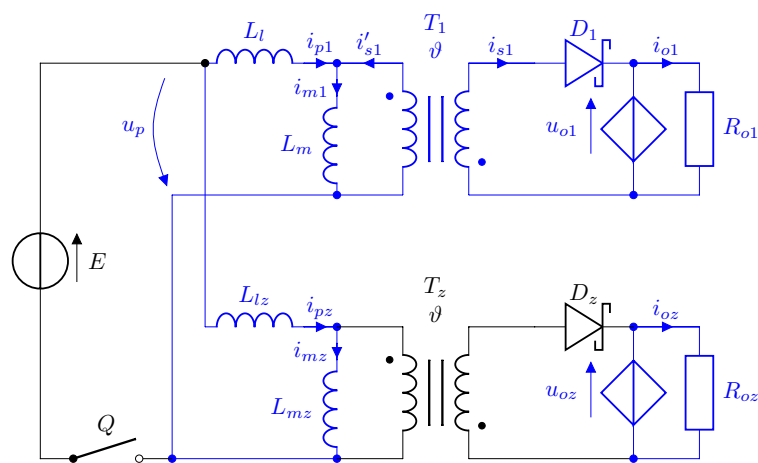
$$i_{p1}(t_2) = -i_{pz}(t_2) = -i_{pmax} \frac{\Delta u_o(n-1)L_m}{nu_{o1}L_l + \Delta u_o(L_m + nL_l)} \quad (3.87)$$

$$i_{s1}(t_2) = \vartheta i_{pmax} \frac{n\Delta u_o(L_m + L_l)}{nu_{o1}L_l + \Delta u_o(L_m + nL_l)} \quad (3.88)$$

$$i_{sz}(t_2) = 0 \quad (3.89)$$

Podokres III

$$t_2 < t < t_3; i_{s1} > 0; i_{sz} = 0$$



Rys. 3.10: Rozpływ prądów w przekształtniku w podokresie III.

Prąd w uzwojeniu wtórnym transformatora T_z opadł do zera. Wyłączona zostaje dioda D_z . Pozostała energia zgromadzona w indukcyjności magnesowania wszystkich transformatorów jest przekazywana do obciążenia transformatora T_1 . Obwód można opisać następującymi równaniami:

$$i_{p1} = -i_{pz} = -i_{mz} \quad (3.90)$$

$$L_m \frac{di_{m1}}{dt} + \vartheta u_{o1} = 0 \quad (3.91)$$

$$L_{mz} \frac{di_{mz}}{dt} + (L_l + L_{lz}) \frac{di_{mz}}{dt} + \vartheta u_{o1} = 0 \quad (3.92)$$

Prąd i_{s1} składa się z dwóch składowych:

$$i_{s1} = \vartheta(i_{m1} + i_{mz}) \quad (3.93)$$

Po podstawieniu i uproszczeniu:

$$\frac{di_{p1}}{dt} = -\frac{di_{pz}}{dt} = \frac{\vartheta u_{o1}}{(L_{mz} + L_l + L_{lz})} \quad (3.94)$$

$$\frac{di_{s1}}{dt} = -\frac{\vartheta^2 u_{o1}}{L_m} - \frac{\vartheta^2 u_{o1}}{(L_{mz} + L_l + L_{lz})} \quad (3.95)$$

Napięcie obwodu pierwotnego transformatorów u_p wynosi:

$$u_p = u_{o1} - \frac{di_{p1}}{dt} L_l \quad (3.96)$$

Co po przekształceniu daje:

$$u_p = u_{o1} \left(1 + \vartheta \frac{L_l}{(L_{mz} + L_l + L_{lz})} \right) \quad (3.97)$$

Podokres III oraz okres kluczowania T_s kończą się w chwili $t = t_3$, gdy prąd i_{s1} opadnie do 0. Czas trwania podokresu T_{III} wynosi:

$$T_{III} = \frac{i_{pmax} L_m \Delta u_o (L_m + n L_l)}{\vartheta u_{o1} (u_{o1} n L_l + \Delta u_o (L_m + n L_l))} \quad (3.98)$$

Okres kluczowania przekształtnika T_s jest sumą poszczególnych podokresów.

$$T_s = T_I + T_{II} + T_{III} \quad (3.99)$$

$$T_s = i_{pmax} \frac{E L_m + \vartheta u_{o1} (L_l + L_m)}{\vartheta E u_{o1}} \quad (3.100)$$

Bilans energetyczny

Energie pobierane przez obciążenia transformatorów T_1 i T_2 w trakcie jednego cyklu przełączania wynoszą odpowiednio:

$$W_{o1} = \frac{u_{o1}^2}{R_{o1}} T_s \quad (3.101)$$

$$W_{oz} = \frac{u_{oz}^2}{R_{oz}} T_s = (n - 1) \frac{u_{oz}^2}{R_{o2}} T_s \quad (3.102)$$

Suma energii zgromadzonych w indukcyjnościach magnesowania transformatorów T_1 i T_2 w chwili t_1 wynosi:

$$W_I = \frac{(i_{p1}(t_1))^2}{2} L_m + \frac{(i_{pz}(t_1))^2}{2} L_{mz} \quad (3.103)$$

Stąd

$$W_I = \frac{ni_{pmax}^2 L_m}{2} \quad (3.104)$$

Energia przekazana do obciążenia transformatora T_1 w podokresie II wynosi:

$$W_{II1} = \int_{t_1}^{t_2} i_{s1} u_{o1} dt = u_{o1} T_{II} \frac{i_{s1}(t_1) + i_{s1}(t_2)}{2} \quad (3.105)$$

$$W_{II1} = u_{o1} i_{pmax}^2 \frac{nL_m L_l (nu_{o1} L_l + \Delta u_o (2nL_l + (n+1)L_m))}{2(nu_{o1} L_l + \Delta u_o (L_m + nL_l))^2} \quad (3.106)$$

Energia przekazana do obciążenia transformatora T_z w podokresie II wynosi:

$$W_{IIz} = \int_{t_1}^{t_2} i_{sz} u_{oz} dt = u_{oz} T_{II} \frac{i_{sz}(t_1) + i_{sz}(t_2)}{2} \quad (3.107)$$

$$W_{IIz} = (n-1) \frac{i_{pmax}^2 L_m}{2} \left(1 - \frac{\Delta u_o L_m}{(nu_{o1} L_l + \Delta u_o (L_m + nL_l))} \right) \quad (3.108)$$

Energia przekazana do obciążenia transformatora T_1 w podokresie III wynosi:

$$W_{III1} = \int_{t_2}^{t_3} i_{s1} u_{o1} dt = u_{o1} T_{III} \frac{i_{s1}(t_2) + i_{s1}(t_3)}{2} \quad (3.109)$$

$$W_{III1} = i_{pmax}^2 \frac{n\Delta u_o^2 L_m (nL_l + L_m)(L_m + L_l)}{2(nu_{o1} L_l + \Delta u_o (L_m + nL_l))^2} \quad (3.110)$$

Całkowita energia przekazana do obciążenia transformatora T_1 w trakcie jednego cyklu przełączania

$$W_1 = W_{II1} + W_{III1} \quad (3.111)$$

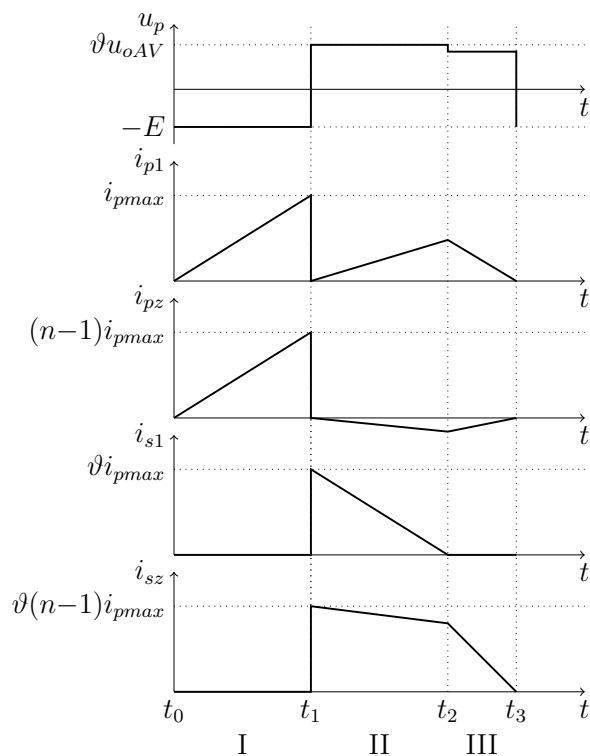
$$W_1 = \frac{i_{pmax}^2 L_m}{2} \left(1 + \frac{\Delta u_o L_m (n-1)}{nu_{o1} L_l + \Delta u_o (L_m + nL_l)} \right) \quad (3.112)$$

Całkowita energia przekazana do obciążenia transformatora T_z w trakcie jednego cyklu przełączania

$$W_z = W_{IIz} \quad (3.113)$$

3.2.2 Przypadek II - $R_{o1} > (n-1)R_{oz}$

Rozważany jest przypadek, w którym transformator T_1 obciążony jest mniejszym prądem, niż pozostałe transformatory ($R_{o1} > (n-1)R_{oz}$), z czego wynika nierówność $u_{o1} > u_{oz}$



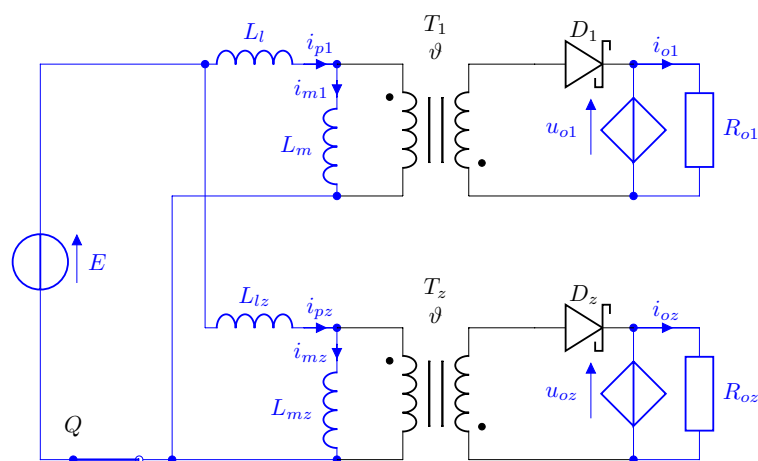
Rys. 3.11: Przebiegi prądów w jednym cyklu pracy przeksztaltnika dla przypadku $R_{o1} > R_{o2}$.

Podokresy pracy przeksztaltnika

Podokres I

$$t_0 < t < t_1; i_{s1} = i_{s2} = 0$$

Podokres I przebiega identycznie jak w poprzednio analizowanym przypadku. Łącznik zostaje zamknięty w chwili t_0 . Następuje gromadzenie energii w transformatorach.



Rys. 3.12: Przebieg prądów w przeksztaltniku w podokresie I.

$$L_m \frac{di_{p1}}{dt} + L_l \frac{di_{p1}}{dt} = E \quad (3.114)$$

$$L_{mz} \frac{di_{pz}}{dt} + L_{lz} \frac{di_{pz}}{dt} = E \quad (3.115)$$

Po przekształceniu otrzymujemy układ równań:

$$\frac{di_{p1}}{dt} = \frac{E}{L_m + L_l} \quad (3.116)$$

$$\frac{di_{pz}}{dt} = \frac{E}{L_{mz} + L_{lz}} \quad (3.117)$$

Podokres kończy się w chwili otwarcia łącznika Q dla $t = t_1$. Łącznik jest otwierany, gdy prąd łącznika osiągnie zadaną wartość ni_{pmax} . Czas trwania podokresu T_I wynosi:

$$T_I = i_{pmax} \frac{L_m + L_l}{E} \quad (3.118)$$

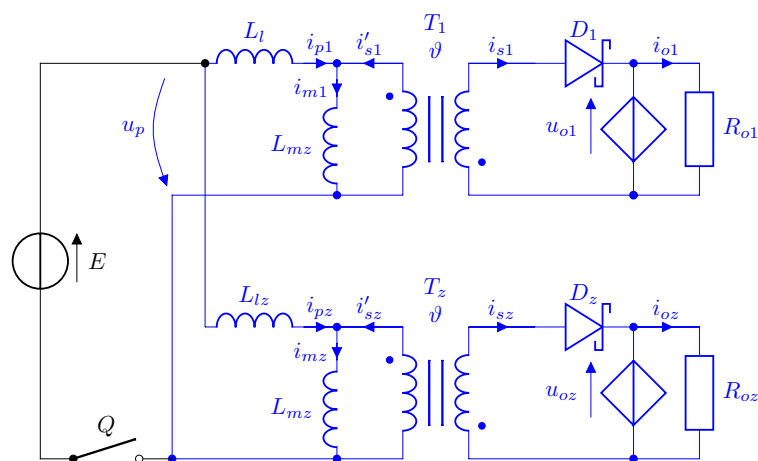
Prądy w uzwojeniach pierwotnych transformatorów wynoszą odpowiednio:

$$i_{p1}(t_1^-) = i_{pmax} \quad (3.119)$$

$$i_{pz}(t_1^-) = (n - 1)i_{pmax} \quad (3.120)$$

Podokres II

$$t_1 < t < t_2 ; i_{s1}, i_{sz} > 0$$



Rys. 3.13: Rozpływ prądów w przekształtniku w podokresie II.

Łącznik zostaje otwarty w chwili t_1 . Diody D_1 i D_z zaczynają przewodzić. Energia zgromadzona w transformatorach jest przekazywana do obciążenia. Prądy w uzwojeniach transformatorów po otwarciu łącznika Q wynoszą odpowiednio:

$$i_{p1}(t_1^+) = 0 \quad (3.121)$$

$$i_{pz}(t_1^+) = 0 \quad (3.122)$$

$$i_{s1}(t_1^+) = \vartheta i_{p1}(t_1^-) = \vartheta i_{pmax} \quad (3.123)$$

$$i_{sz}(t_1^+) = \vartheta i_{pz}(t_1^-) = \vartheta(n-1)i_{pmax} \quad (3.124)$$

W uzwojeniach pierwotnych zaczyna płynąć prąd wyrównawczy wywołany różnicą napięć wyjściowych przekształtnika.

$$i_{pz} = -i_{p1} \quad (3.125)$$

Równania napięciowe można sformułować następująco:

$$(L_l + L_{lz}) \frac{di_{pz}}{dt} - \vartheta(u_{o1} - u_{oz}) = 0 \quad (3.126)$$

$$L_m \frac{di_{m1}}{dt} + \vartheta u_{o1} = 0 \quad (3.127)$$

$$L_{mz} \frac{di_{mz}}{dt} + \vartheta u_{oz} = 0 \quad (3.128)$$

Prądy w uzwojeniach wtórnych składają się z dwóch składowych:

$$i_{s1} = \vartheta(i_{m1} + i_{pz}) \quad (3.129)$$

$$i_{sz} = \vartheta(i_{mz} - i_{pz}) \quad (3.130)$$

Po uproszczeniu uzyskujemy następujący układ równań:

$$\frac{di_{pz}}{dt} = -\frac{di_{p1}}{dt} = -\frac{\vartheta(u_{o1} - u_{oz})}{L_l + L_{lz}} \quad (3.131)$$

$$\frac{di_{s1}}{dt} = -\frac{\vartheta^2 u_{o1}}{L_m} - \frac{\vartheta^2(u_{o1} - u_{oz})}{L_l + L_{lz}} \quad (3.132)$$

$$\frac{di_{sz}}{dt} = -\frac{\vartheta^2 u_{oz}}{L_{mz}} + \frac{\vartheta^2(u_{o1} - u_{oz})}{L_l + L_{lz}} \quad (3.133)$$

Różnicę napięć wyjściowych przekształtnika oznaczamy symbolem Δu_o , jak w równaniu (3.82).

Napięcie na uzwojeniach pierwotnych jest średnią ważoną napięć wyjściowych jak w równaniu (3.85). Podokres kończy się z chwilą $t = t_2$, gdy prąd i_{s1} opadnie do zera. Czas trwania podokresu T_{II} wynosi:

$$T_{II} = \frac{i_{pmax} n L_m L_l}{\vartheta(u_{o1} n L_l - \Delta u_o L_m (n-1))} \quad (3.134)$$

Wartości prądów w chwili $t = t_2$ wynoszą odpowiednio:

$$i_{pz}(t_2) = \frac{\Delta u_o i_{pmax} L_m}{u_{o1} L_l \frac{n}{n-1} - \Delta u_o L_m} \quad (3.135)$$

$$i_{s1}(t_2) = 0 \quad (3.136)$$

$$i_{sz}(t_2) = \vartheta i_{pmax} (n-1) \frac{-\Delta u_o n (L_l + L_m)}{u_{o1} n L_l - \Delta u_o L_m (n-1)} \quad (3.137)$$

Podokres III oraz okres kluczowania T_s kończą się w chwili $t = t_3$, gdy prąd i_{sz} opadnie do 0. Czas trwania podokresu T_{III} wynosi:

$$T_{III} = \frac{i_{pmax} \Delta u_o L_m (L_m (n-1) + n L_l)}{\vartheta u_{oz} (u_{o1} n L_l - \Delta u_o L_m (n-1))} \quad (3.146)$$

Stosunek czasu trwania podokresu T_{III} do T_{II} wynosi:

$$\frac{T_{II}}{T_{III}} = \frac{u_{oz} n L_l}{\Delta u_o (L_m (n-1) + n L_l)} \quad (3.147)$$

Okres kluczowania przekształtnika T_s jest sumą poszczególnych podokresów.

$$T_s = T_I + T_{II} + T_{III} \quad (3.148)$$

$$T_s = \frac{i_{pmax} (E L_m + \vartheta u_{oz} (L_m + L_l))}{\vartheta E u_{oz}} \quad (3.149)$$

Bilans energetyczny

Energie pobierane przez obciążenia transformatorów T_1 i T_z w trakcie jednego cyklu przełączania wynoszą odpowiednio:

$$W_{o1} = \frac{u_{o1}^2}{R_{o1}} T_s \quad (3.150)$$

$$W_{oz} = \frac{u_{oz}^2}{R_{oz}} T_s = (n-1) \frac{u_{oz}^2}{R_{o2}} T_s \quad (3.151)$$

Energia zgromadzona w indukcyjności magnesowania transformatorów T_1 i T_z w chwili t_1 :

$$W_I = \frac{(i_{p1}(t_1))^2}{2} L_m + \frac{(i_{pz}(t_1))^2}{2} L_{mz} \quad (3.152)$$

Stąd

$$W_I = \frac{n i_{pmax}^2 L_m}{2} \quad (3.153)$$

Energia przekazana do obciążenia transformatora T_1 w podokresie II wynosi:

$$W_{II1} = \int_{t_1}^{t_2} i_{s1} u_{o1} dt = u_{o1} T_{II} \frac{i_{s1}(t_1) + i_{s1}(t_2)}{2} \quad (3.154)$$

$$W_{II1} = \frac{i_{pmax}^2 L_m}{2} \left(1 + \frac{\Delta u_o L_m (n-1)}{u_{oz} n L_l - \Delta u_o (n L_l + L_m (n-1))} \right) \quad (3.155)$$

Energia przekazana do obciążenia transformatora T_z w podokresie II wynosi:

$$W_{IIz} = \int_{t_1}^{t_2} i_{sz} u_{oz} dt = u_{oz} T_{II} \frac{i_{sz}(t_1) + i_{sz}(t_2)}{2} \quad (3.156)$$

$$W_{IIz} = \frac{i_{pmax}^2 (n-1) L_m}{2} \frac{u_{oz} n L_l (u_{oz} n L_l - \Delta u_o (2n L_l + 2n L_m - L_m))}{(u_{oz} n L_l - \Delta u_o (n L_l + L_m (n-1)))^2} \quad (3.157)$$

Energia przekazana do obciążenia transformatora T_z w podokresie III wynosi:

$$W_{IIIz} = \int_{t_2}^{t_3} i_{sz} u_{oz} dt = u_{oz} T_{III} \frac{i_{sz}(t_2) + i_{sz}(t_3)}{2} \quad (3.158)$$

$$W_{IIIz} = \frac{i_{pmax}^2 (n-1) L_m}{2} \frac{\Delta u_o^2 n (L_m (n-1) + n L_l) (L_l + L_m)}{(u_{oz} n L_l - \Delta u_o (n L_l + L_m (n-1)))^2} \quad (3.159)$$

Całkowita energia przekazana do obciążenia transformatora T_1 w trakcie jednego cyklu przełączania:

$$W_1 = W_{II1} \quad (3.160)$$

Całkowita energia przekazana do obciążenia transformatora T_z w trakcie jednego cyklu przełączania:

$$W_z = W_{IIz} + W_{IIIz} \quad (3.161)$$

$$W_z = \frac{i_{pmax}^2 L_m}{2} (n-1) \left(1 - \frac{\Delta u_o L_m}{u_{oz} n L_l - \Delta u_o (n L_l + L_m (n-1))} \right) \quad (3.162)$$

3.2.3 Uchyby skrośne regulacji napięcia

W celu otrzymania wartości różnicy napięć wyjściowych posłużono się bilansem energetycznym. Energia pobrana przez obciążenie każdego z transformatorów w trakcie jednego cyklu przełączania jest równa energii przekazanej do obciążenia w podokresach II i III.

$$\begin{cases} W_{o1} = W_1 \\ W_{oz} = W_z \end{cases} \quad (3.163)$$

Dla przypadku gdy $R_{o1} < R_{oz}(n-1)$, czyli $R_{o1} < R_{o2}$, gdzie R_{o2} odzwierciedla równomierne obciążenie transformatorów T_2, T_3, \dots, T_n , po podstawieniu uzyskujemy układ równań:

$$\begin{cases} \frac{u_{o1}^2}{R_{o1}} T_s = \frac{i_{pmax}^2 L_m}{2} \left(1 + \frac{\Delta u_o L_m (n-1)}{n u_{o1} L_l + \Delta u_o (n L_l + L_m)} \right) \\ \frac{(u_{o1} + \Delta u_o)^2}{R_{oz}} T_s = (n-1) \frac{i_{pmax}^2 L_m}{2} \left(1 - \frac{\Delta u_o L_m}{n u_{o1} L_l + \Delta u_o (n L_l + L_m)} \right) \end{cases} \quad (3.164)$$

Skąd uzyskujemy równanie kwadratowe:

$$\Delta u_o^2 R_{o1} (L_l + L_m) + \Delta u_o u_{o1} R_{o1} (L_m + 2L_l) + u_{o1}^2 (R_{o1} - R_{o2}) L_l = 0 \quad (3.165)$$

Przyjmując u_{o1} za wartość odniesienia, po rozwiązaniu równania uzyskujemy następującą wartość różnicy napięć wyjściowych:

$$\Delta u_o = u_{o1} \frac{\sqrt{R_{o1} (4R_{o2} L_l (L_l + L_m) + R_{o1} L_m^2)} - R_{o1} (L_m + 2L_l)}{2R_{o1} (L_l + L_m)} \quad (3.166)$$

Natomiast dla przypadku, gdy $R_{o1} > R_{oz}(n-1)$, czyli $R_{o1} > R_{o2}$, układ równań ma postać:

$$\begin{cases} \frac{u_{o1}^2}{R_{o1}} T_s = \frac{i_{pmax}^2 L_m}{2} \left(1 + \frac{\Delta u_o L_m (n-1)}{u_{oz} n L_l - \Delta u_o (n L_l + L_m (n-1))} \right) \\ (n-1) \frac{u_{oz}^2}{R_{o2}} T_s = \frac{i_{pmax}^2 L_m}{2} (n-1) \left(1 - \frac{\Delta u_o L_m}{u_{oz} n L_l - \Delta u_o (n L_l + L_m (n-1))} \right) \end{cases} \quad (3.167)$$

W wyniku przekształcenia, uzyskujemy równanie kwadratowe:

$$\Delta u_o^2 R_{o2} (L_l + L_m) - \Delta u_o u_{oz} R_{o2} (L_m + 2L_l) + u_{oz}^2 L_l (R_{o2} - R_{o1}) = 0 \quad (3.168)$$

A jego rozwiązanie, przy przyjęciu u_{oz} za wartość odniesienia wynosi:

$$\Delta u_o = -u_{oz} \frac{\sqrt{R_{o2} (4R_{o1} L_l (L_l + L_m) + R_{o2} L_m^2)} - R_{o2} (2L_l + L_m)}{2R_{o2} (L_l + L_m)} \quad (3.169)$$

Porównując ze sobą równania (3.166) oraz (3.169), należy zauważyć, iż wartość różnicy napięć wyjściowych nie zależy od ilości transformatorów, a jedynie od indukcyjności rozproszenia oraz stosunku rezystancji obciążających poszczególne wyjścia przekształtnika. Co więcej, przy założeniu, że jako u_{o1} i R_{o1} oznaczają będziemy zawsze wartość napięcia i rezystancję obciążenia wyjścia obciążonego mniejszą rezystancją, natomiast jako R_{o2} rezystancję obciążenia wyjścia obciążonego większą rezystancją, dla dowolnej konfiguracji dwóch rezystancji można zastosować zależność (3.166).

Dalej, przyjmując współczynnik rozproszenia K_1

$$K_1 = \frac{L_l}{L_m} \quad (3.170)$$

oraz współczynnik odstrojenia K_2

$$K_2 = \frac{R_{o1}}{R_{o2}} \quad (3.171)$$

Możemy oznaczyć względną różnicę napięć wyjściowych. Dla przypadku, gdy $R_{o1} < R_{o2}$, wynosi ona:

$$\frac{\Delta u_o}{u_{o1}} = \frac{-(2K_1 + 1) + \sqrt{4\frac{K_1^2}{K_2} + 4\frac{K_1}{K_2} + 1}}{2(K_1 + 1)} \quad (3.172)$$

oraz dla przypadku, gdy $R_{o1} > R_{o2}$:

$$\frac{\Delta u_o}{u_{oz}} = \frac{2K_1 + 1 - \sqrt{4K_1^2 K_2 + 4K_1 K_2 + 1}}{2(K_1 + 1)} \quad (3.173)$$

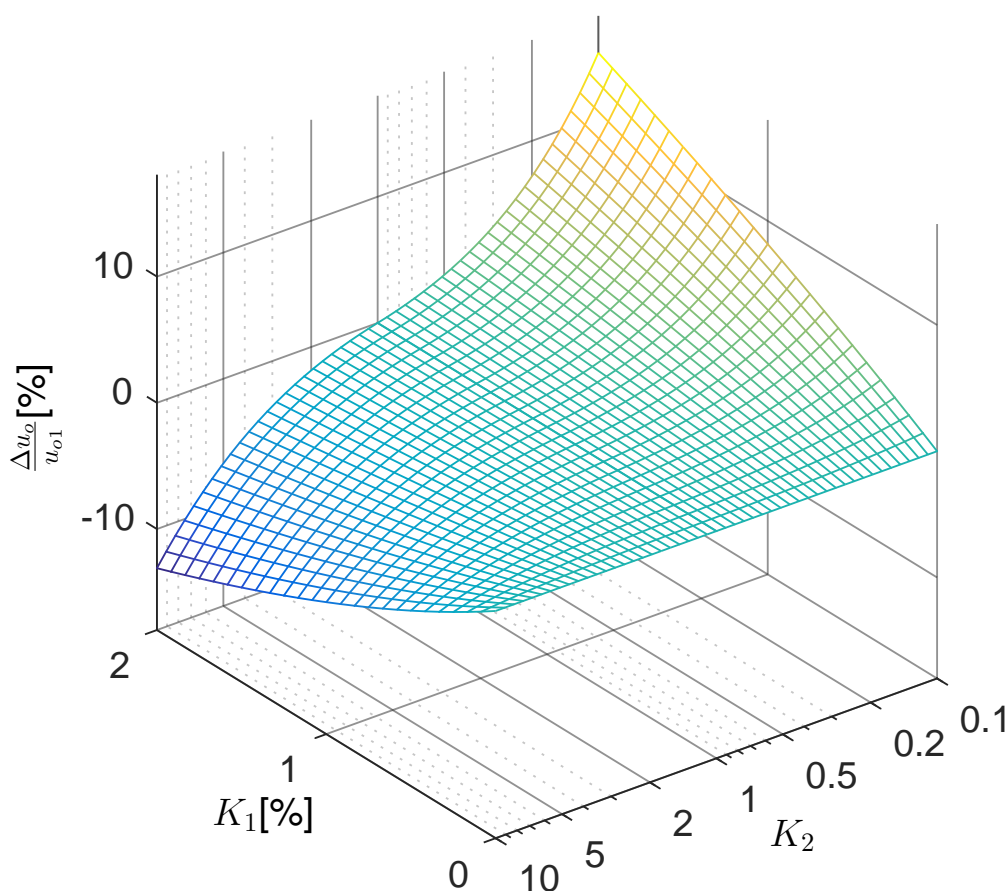
W celu otrzymania wartości Δu_o odniesionej do u_{o1} , za u_{oz} podstawiamy:

$$u_{oz} = u_{o1} + \Delta u_o \quad (3.174)$$

Co daje nam zależność:

$$\frac{\Delta u_o}{u_{o1}} = \frac{2K_1 + 1 - \sqrt{4K_1^2 K_2 + 4K_1 K_2 + 1}}{1 + \sqrt{4K_1^2 K_2 + 4K_1 K_2 + 1}} \quad (3.175)$$

Dla układu wielotransformatorowego z regulowanym jednym z napięć wyjściowych, na podstawie zależności (3.55) oraz (3.175) można wykreślić charakterystykę różnicy napięć wyjściowych Δu_o od współczynnika rozproszenia K_1 oraz współczynnika odstrojenia K_2 , unormowaną względem napięcia u_{o1} (rys. 3.15).



Rys. 3.15: Zależność różnicy napięć wyjściowych od stosunku rezystancji obciążenia K_2 oraz współczynnika rozproszenia K_1 dla układu wielotransformatorowego z regulowanym napięciem u_{o1} .

Dla jednostkowego współczynnika K_2 względna różnica napięć wyjściowych jest zerowa, niezależnie od współczynnika rozproszenia K_1 . Dla $K_2 > 1$ wartość względnej różnicy napięć jest ujemna, natomiast dla $K_2 < 1$ dodatnia, a jej wartość bezwzględna rośnie wraz ze wzrostem współczynników K_1 i K_2 . Przy współczynniku rozproszenia $K_1 = 0$ różnica napięć wyjściowych jest zawsze zerowa.

W układzie z regulowanym napięciem średnim u_{oAV} można przyjąć, że wartość średnia napięć wyjściowych u_{oAV} jest stała

$$u_{oAV} = \frac{u_{o1} + (n-1)u_{oz}}{n} = const \quad (3.176)$$

Stąd, za u_{o1} możemy podstawić do (3.172):

$$u_{o1} = u_{oAV} - \frac{(n-1)\Delta u_o}{n} \quad (3.177)$$

oraz za u_{oz} do (3.173):

$$u_{oz} = u_{oAV} + \frac{\Delta u_o}{n} \quad (3.178)$$

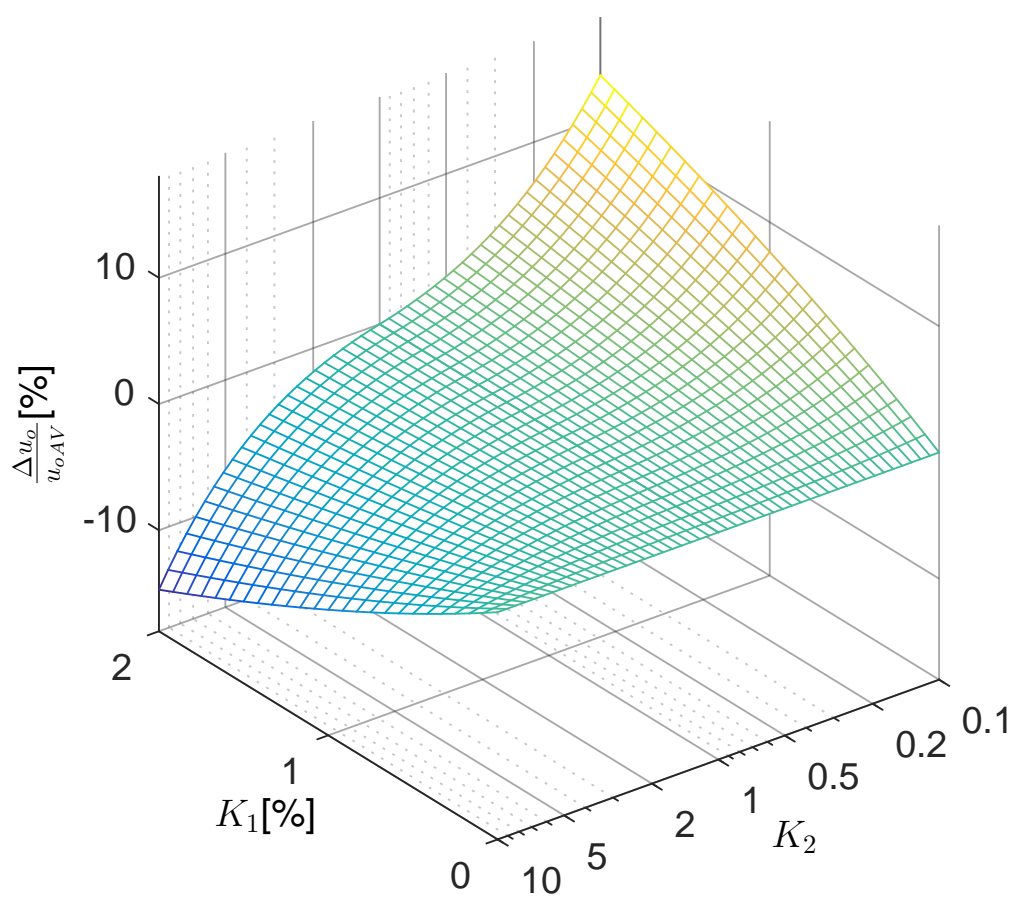
Co po przekształceniu daje dla przypadku, gdy $R_{o1} < R_{o2}$:

$$\Delta u_o = u_{oAV} \frac{n \left(- (2K_1 + 1) + \sqrt{4 \frac{K_1^2}{K_2} + 4 \frac{K_1}{K_2} + 1} \right)}{n + 2K_1 + 1 + (n-1) \sqrt{4 \frac{K_1^2}{K_2} + 4 \frac{K_1}{K_2} + 1}} \quad (3.179)$$

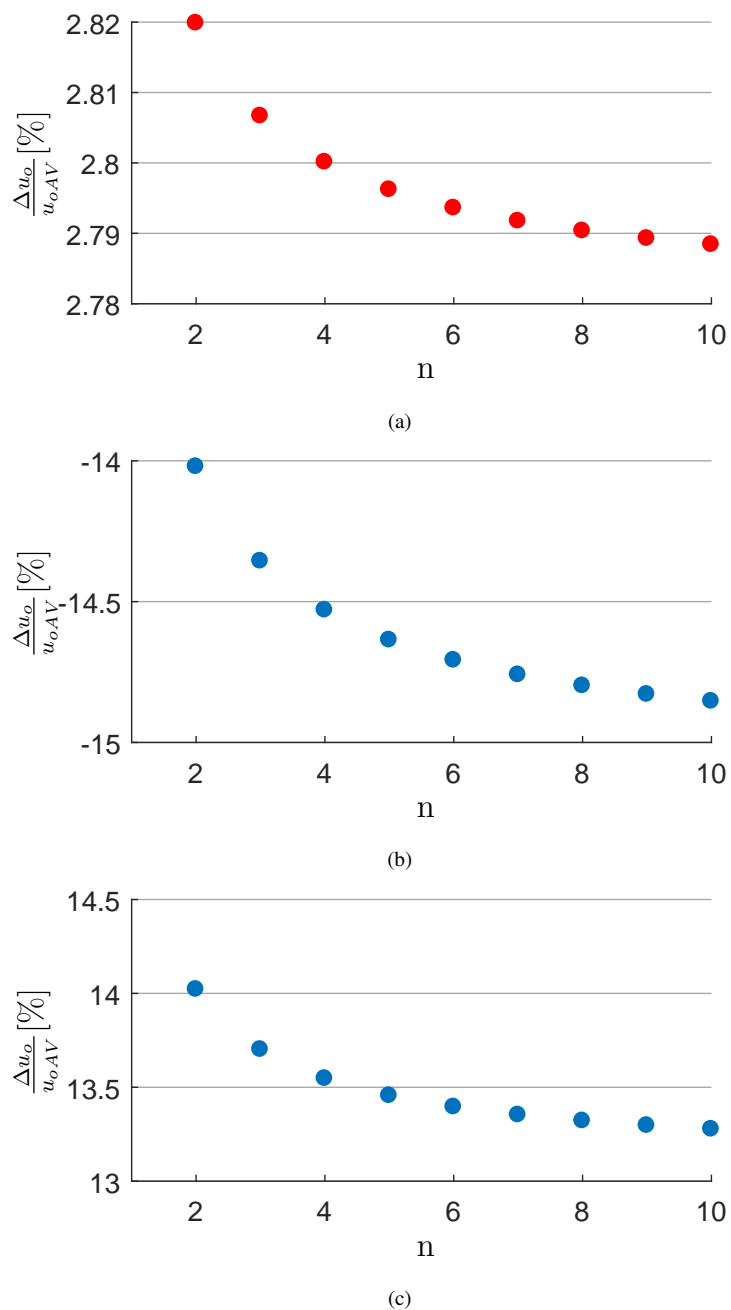
Oraz dla przypadku, gdy $R_{o1} > R_{o2}$:

$$\Delta u_o = u_{oAV} \frac{n(2K_1 + 1 - \sqrt{4K_1^2 K_2 + 4K_1 K_2 + 1})}{2n(K_1 + 1) - 2K_1 - 1 + \sqrt{4K_1^2 K_2 + 4K_1 K_2 + 1}} \quad (3.180)$$

Na podstawie otrzymanych zależności możemy wykreślić zależność różnicy napięć wyjściowych od względnej indukcyjności rozproszenia oraz stosunku rezystancji obciążenia, która została unormowana względem napięcia u_{oAV} . Charakterystykę tę przedstawiono dla układu zawierającego 6 transformatorów na rys. 3.16. Podobnie jak w przypadku z regulowanym jednym z napięć wyjściowych, w przypadku gdy $K_2 = 1$ lub $K_1 = 0$ wartość różnicy napięć jest zerowa. Wraz ze wzrostem współczynnika rozproszenia rośnie wartość bezwzględna różnicy napięć wyjściowych. Ponieważ wartością regulowaną jest napięcie średnie, zgodnie z zależnościami 3.179 oraz 3.180 na wartość różnicy napięć wpływ ma liczba transformatorów przekształtnika n . Na rysunku 3.17 przedstawiono zależność $\Delta u_o(n)$ dla trzech wybranych przypadków. Jak można zaobserwować, wpływ liczby transformatorów n na uchyb skrośny regulacji napięcia jest znikomy.



Rys. 3.16: Zależność względnej różnicy napięć wyjściowych od parametrów K_1 i K_2 dla układu 6-transformatorowego z regulowanym napięciem średnim.



Rys. 3.17: Zależność względnej różnicy napięć wyjściowych od ilości transformatorów. a) $K_1=0,01, K_2=0,25$; b) $K_1=0,02, K_2=10$; c) $K_1=0,02, K_2=0,1$.

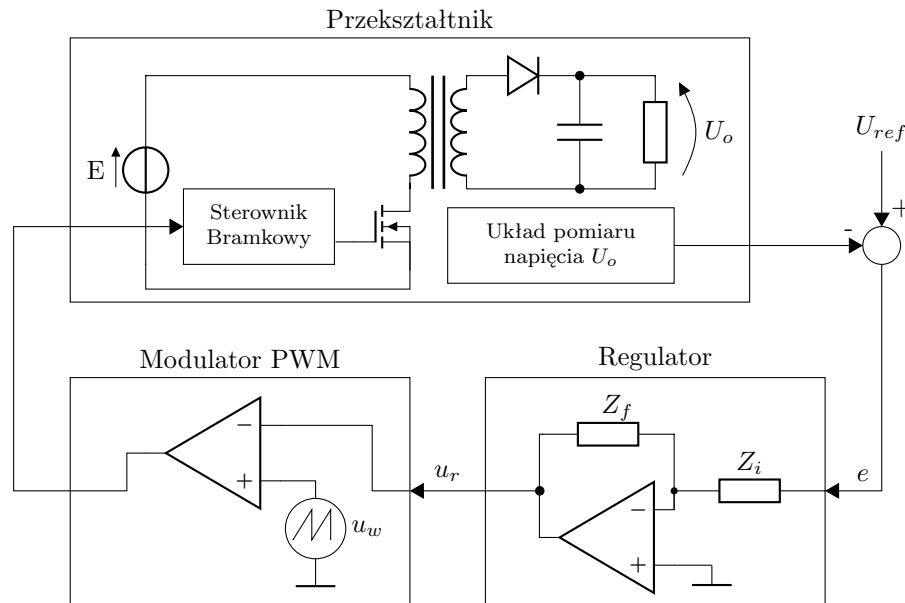
4. Regulacja napięcia wyjściowego

W tym rozdziale przedstawiono metody sterowania wielotransformatorowym przekształtnikiem dwutaktowym w układzie regulacji napięcia wyjściowego. Dokonano przeglądu podstawowych układów sterowania wielowyjściowym przekształtnikiem dwutaktowym. Przedstawiono metody estymacji napięć wyjściowych oraz opisano wady i zalety poszczególnych układów oraz zaprezentowano proponowany w niniejszej rozprawie układ estymacji napięcia wyjściowego na podstawie napięcia obwodu pierwotnego wraz z analizą jego pracy w poszczególnych podokresach pracy przekształtnika.

4.1 Metoda modulacji szerokości impulsu

4.1.1 Sterowanie napięciowe

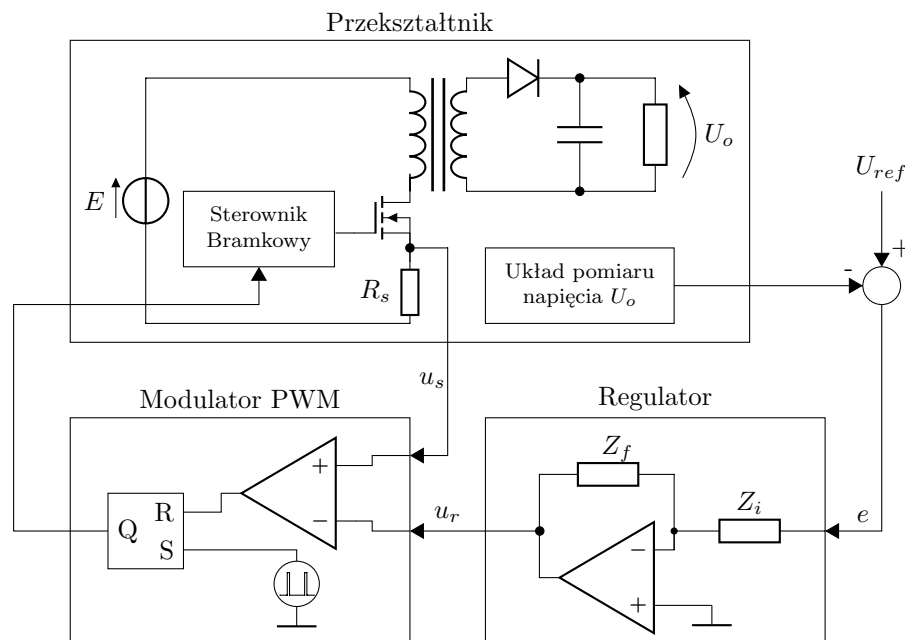
Na rysunku 4.1 przedstawiono przetwornicę dwutaktową ze sterowaniem opartym na modulacji szerokości impulsu PWM [62]. Układ sterowania składa się z regulatora oraz modulatora. Poprzez odjęcie od wartości referencyjnej napięcia U_{ref} napięcia zmierzonego przez układ pomiarowy, uzyskujemy wartość uchybu regulacji e , która podawana jest na wejście regulatora. Następnie, sygnał wyjściowy regulatora porównywany jest w członie modulatora z piłokształtnym sygnałem nośnym u_w . Uzyskany w ten sposób sygnał sterujący załączeniem tranzystora jest przebiegiem prostokątnym o współczynniku wypełnienia D proporcjonalnym do napięcia wyjściowego regulatora u_r oraz częstotliwości sygnału u_w .



Rys. 4.1: Układ regulacji napięcia z modulacją PWM w trybie regulacji napięcia wyjściowego.

4.1.2 Sterowanie prądowe

Poprzez dodanie wewnętrznej pętli sprzężenia zwrotnego od prądu uzwojenia pierwotnego, uzyskano kaskadowy układ regulacji napięcia pracujący w trybie kontroli prądu (rys. 4.2). Prąd ten mierzony jest przez pomiar spadku napięcia u_s na rezystorze R_s



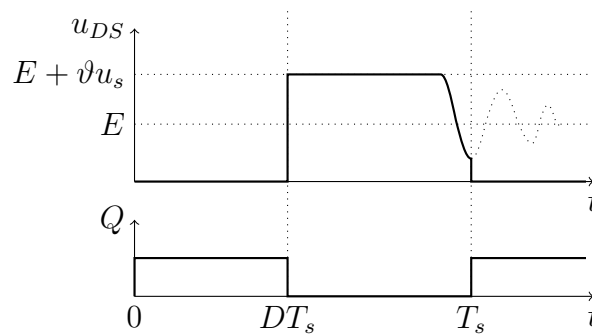
Rys. 4.2: Układ regulacji napięcia z modulacją PWM w trybie kontroli prądu obwodu pierwotnego.

umieszczonym pomiędzy źródłem tranzystora a ujemnym biegunem zasilania. Włączenie tranzystora inicjowane jest przez generator impulsów, definiujący okres kluczowania

przekształtnika T_s . W miejsce generatora przebiegu piłokształtnego wykorzystano narastający liniowo prąd uzwojenia pierwotnego. Tranzystor wyłączany jest, gdy napięcie u_s osiągnie wartość odpowiadającą prądowi zadanemu przez regulator napięcia.

4.1.3 Praca w trybie quasi-rezonansowym

Po całkowitym zaniknięciu prądów w uzwojeniach wtórnych, w przekształtniku następuje zjawisko rezonansu między pojemnością pasozytniczą węzła drenu tranzystora C_p a wypadkową indukcyjnością magnesowania równolegle połączonych transformatorów. Wskutek oscylacji, napięcie na tranzystorze u_{DS} osiąga wartość niższą niż napięcie zasilające (rys. 4.3).



Rys. 4.3: Idealizowany przebieg napięcia dren-źródło tranzystora oraz stan tranzystora kluczującego w przekształtniku pracującym w trybie quasi-rezonansowym.

Poprzez włączenie tranzystora w momencie, gdy napięcie u_{DS} osiąga minimum, zmniejsza się straty na jego włączenie, a także uzyskuje wyłączenie diod wtórnych zawsze przy zerowym prądzie. Tryb pracy przekształtnika, w którym tranzystor załączany jest w chwili, gdy napięcie u_{DS} osiąga wartość minimalną, nazywany jest trybem quasi-rezonansowym [52, 57, 63–66] lub przejściowym (transition mode) [47, 67, 68]. Uzyskuje się dzięki temu obniżenie poziomu emitowanych zaburzeń elektromagnetycznych oraz zmniejszenie strat na przełączanie. Wartość minimalna napięcia u_{DS} zależy od napięcia zasilania E , napięcia wyjściowego u_o oraz przekładni transformatora ϑ . Jeżeli przekładnia transformatora zostanie dobrana tak, żeby napięcie strony pierwotnej ϑu_o przekroczyło napięcie zasilania, możliwe jest uzyskanie przełączania przy zerowym napięciu. Takie rozwiązanie powoduje jednak podwyższenie maksymalnego napięcia na tranzystorze, wymuszając zastosowanie łącznika o większym dopuszczalnym napięciu, a zatem droższego lub o większej rezystancji kanału. Aby zwiększyć sprawność przy małych obciążeniach, można zastosować ograniczenie maksymalnej częstotliwości przełączania poprzez adaptacyjne włączanie tranzystora w kolejnych następujących okresowo dolinach napięcia u_{DS} [66, 69] lub ograniczenie minimalnego czasu wyłączenia tranzystora [70].

Praca quasi-rezonansowa jest trybem pracy z przewodzeniem przerywanym, bliskim trybu granicznego między przewodzeniem ciągłym i przerywanym. Zastosowanie takiego przełączania w przekształtniku wielotransformatorowym zapewnia pełne rozmagnesowanie każdego z transformatorów w chwili ponownego załączenia łącznika. Zapobiega to niekontrolowanemu przejściu jednego lub więcej transformatorów w tryb pracy ciągłej, co mogłoby doprowadzić do nasycenia rdzenia, a w efekcie gwałtownego wzrostu prądu i awarii przekształtnika.

4.2 Estymacja napięcia wyjściowego

Aby możliwa była praca układu regulacji napięcia, konieczny jest pomiar bądź estymacja wartości chwilowej napięcia wyjściowego. W tym celu przeanalizowano powszechnie stosowane układy pomiaru napięcia wyjściowego w celu dobrania właściwego do zastosowania w układzie wielotransformatorowym.

4.2.1 Pomiar napięcia wyjściowego pojedynczego obwodu wyjściowego

Najprostszym rozwiązaniem układu regulacji jest pomiar napięcia wybranego obwodu wyjściowego. Jedno z wyjść przekształtnika połączone jest z układem sterowania bezpośrednio lub poprzez dzielnik dopasowujący poziomy napięć. W tym celu obwód wyjściowy musi być połączone galwanicznie z układem sterowania, czyli jednocześnie z obwodem pierwotnym. Rozwiązanie to może być stosowane, jeżeli wybrany obwód wyjściowy wykorzystywany jest do zasilania układu sterowania [36–38] bądź innych układów, jak przetworniki pomiarowe. Jeżeli wymagana jest separacja galwaniczna, można zastosować transoptor bądź wzmacniacz izolacyjny. Wadą tego rozwiązania jest duża wrażliwość na obciążenie wybranego wyjścia, a szczególnie rozłączenie obciążenia. W takim wypadku układ regulacji, dążąc do utrzymania napięcia zadanego, spowoduje znaczny spadek napięcia pozostałych, obciążonych wyższym prądem wyjść.

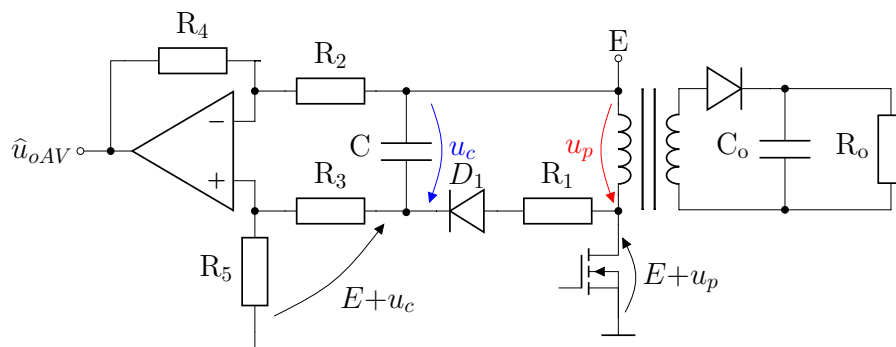
4.2.2 Próbkowanie napięcia obwodu pierwotnego

W układzie przetwornicy dwutaktowej napięcie uzwojenia pierwotnego w czasie, gdy tranzystor nie przewodzi, jest proporcjonalne do napięcia wyjściowego. Poprzez zastosowanie próbkowania napięcia na tranzystorze, będącego sumą napięcia zasilającego i napięcia uzwojenia pierwotnego, możliwe jest oszacowanie napięcia wyjściowego [39, 71]. Ponieważ napięcie to zawiera również spadek napięcia na rezystancji uzwojenia wtórnego

oraz diodzie, aby uzyskać możliwie najmniejszy błąd, w dedykowanych układach próbkowanie następuje przy możliwie najmniejszej wartości prądu uzwojenia wtórnego, czyli bezpośrednio przed wykryciem zbocza opadającego bądź ponownym złączeniem tranzystora [72, 73]. Możliwe jest również zastosowanie obserwatora, estymującego napięcie wyjściowe na podstawie próbki napięcia uzwojenia pierwotnego lub wtórnego [40–42].

4.2.3 Estymacja średniego napięcia wyjściowego na podstawie napięcia obwodu pierwotnego

W przetwornicy wielotransformatorowej napięcie obwodu pierwotnego u_p w czasie, gdy tranzystor jest wyłączony, a wszystkie diody wtórne przewodzą, jest proporcjonalne do średniej napięć wyjściowych przetwornicy (3.85). Wzorując się na układzie z uzwojeniem pomocniczym, skonstruowano układ do estymacji napięcia obwodu pierwotnego u_p . Równolegle do uzwojeń pierwotnych transformatorów dołączono obwód pomiarowy, składający się z rezystora R_1 , kondensatora C oraz diody D. Kondensator ten jest doładowywany przez napięcie obwodu pierwotnego u_p podczas podokresu II, gdy diody we wszystkich obwodach wyjściowych przewodzą (rys. 4.5). W celu pomiaru napięcia u_c zastosowano wzmacniacz operacyjny w układzie wzmacniacza różnicowego.



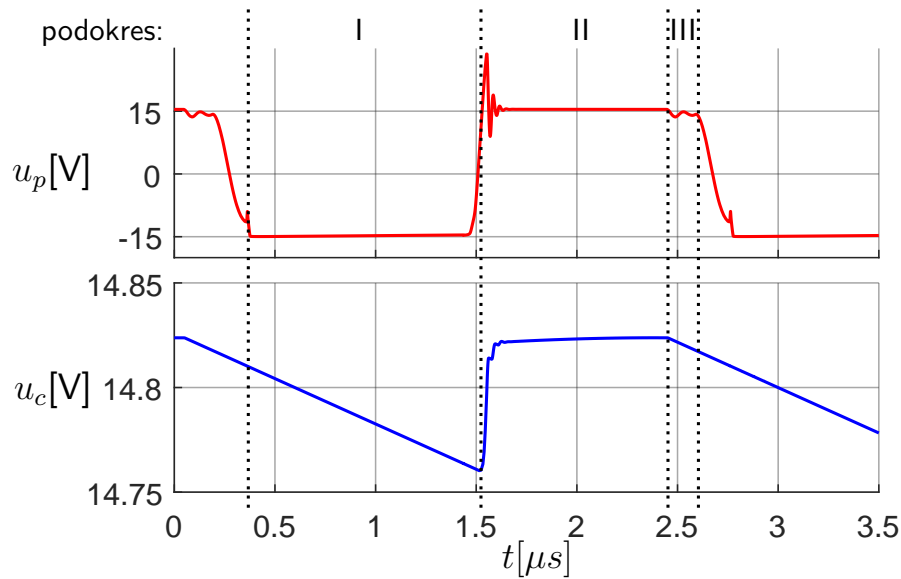
Rys. 4.4: Schemat ideowy układu estymacji napięcia średniego.

Kondensator C jest doładowywany podczas podokresu II, oraz jednocześnie rozładowywany przez szeregowe połączenie rezystorów R_3 i R_5 .

$$C \frac{du_c}{dt} = \frac{u_p - u_c}{R_1} - \frac{E + u_c}{R_3 + R_5} \quad (4.1)$$

Funkcją rezystora R_1 jest ograniczenie prądu ładowania kondensatora. Przy odpowiednio dużej stałej czasowej $R_1 C$ zminimalizowany zostaje wpływ przepięcia na tranzystorze w chwili jego wyłączania. Przez pozostałą część okresu pracy przekształtnika, kondensator jest rozładowywany.

$$C \frac{du_c}{dt} = - \frac{E + u_c}{R_3 + R_5} \quad (4.2)$$



Rys. 4.5: Przykładowy przebieg napięcia obwodu pierwotnego u_p oraz napięcia na kondensatorze u_c (symulacja w programie LTSpice).

Przy stałych czasowych ładowania R_1C oraz rozładowania $(R_3+R_5)C$ dobranych tak, aby napięcie u_c osiągnęło wartość u_p , napięcie na wyjściu układu pomiarowego wynoszące

$$\hat{u}_{oAV} = u_c \frac{R_4}{R_2} \quad (4.3)$$

jest proporcjonalne do średniego napięcia wyjściowego przekształtnika.

W przypadku, gdy obciążenie jednego transformatora jest znacznie niższe, niż pozostałych, skróceniu ulega podokres II pracy przekształtnika. Jeżeli jego czas trwania jest zbyt krótki, kondensator C nie zdąży naładować się do napięcia ϑu_{oAV} . W takim wypadku napięcie u_c osiąga wartość mniejszą niż średnia wszystkich napięć wyjściowych. Jednocześnie wartość ta jest większa lub równa napięciu u_p w podokresie III, podczas gdy dioda w obwodzie wyjściowym najmniej obciążonego wyjścia przetwornicy już nie przewodzi, czyli napięciu proporcjonalnemu do średniej (3.145) wciąż aktywnych w tym podokresie wyjść. Zmniejsza to wpływ napięcia wyjścia obciążonego mniejszym prądem na wartość estymowaną napięcia średniego.

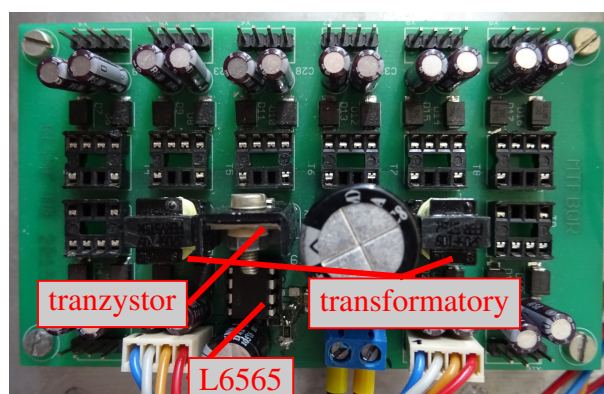
5. Układy prototypowe

5.1 Quasi-rezonansowy przekształtnik 10-transformatorowy ze sprzężeniem od napięcia wyjściowego

W celu weryfikacji poprawności działania quasi-rezonansowej przetwornicy dwutaktowej z wieloma transformatorami skonstruowano układ prototypowego przekształtnika w konfiguracji 10-transformatorowej 5.1. W układzie zastosowano 10 transformatorów o podwójnym uzwojeniu wtórnym, uzyskując w ten sposób 10 symetrycznych wyjść o napięciu $\pm 15V$. Uzwojenia pierwotne transformatorów połączono równolegle. Transformatory umieszczono w podstawkach, dzięki czemu możliwe jest testowanie układu z dowolną ilością obwodów wyjściowych. Najważniejsze parametry układu przedstawiono w tabeli 5.1. Schemat prototypu przedstawiono w dodatku A na rysunku A.1.

5.1.1 Układ sterowania

Do sterowania wykorzystano układ scalony sterownika L6565 [70] STMicroelectronics. Schemat ideowy układu wraz z układem sterowania przedstawiono na rysunku 5.2. Sprężenie zwrotne od napięcia wyjściowego uzyskano poprzez pomiar dodatniego napięcia wyjściowego transformatora T_1 , którego punkt środkowy połączony jest z masą



Rys. 5.1: Quasi-rezonansowa przetwornica 10-transformatorowa.

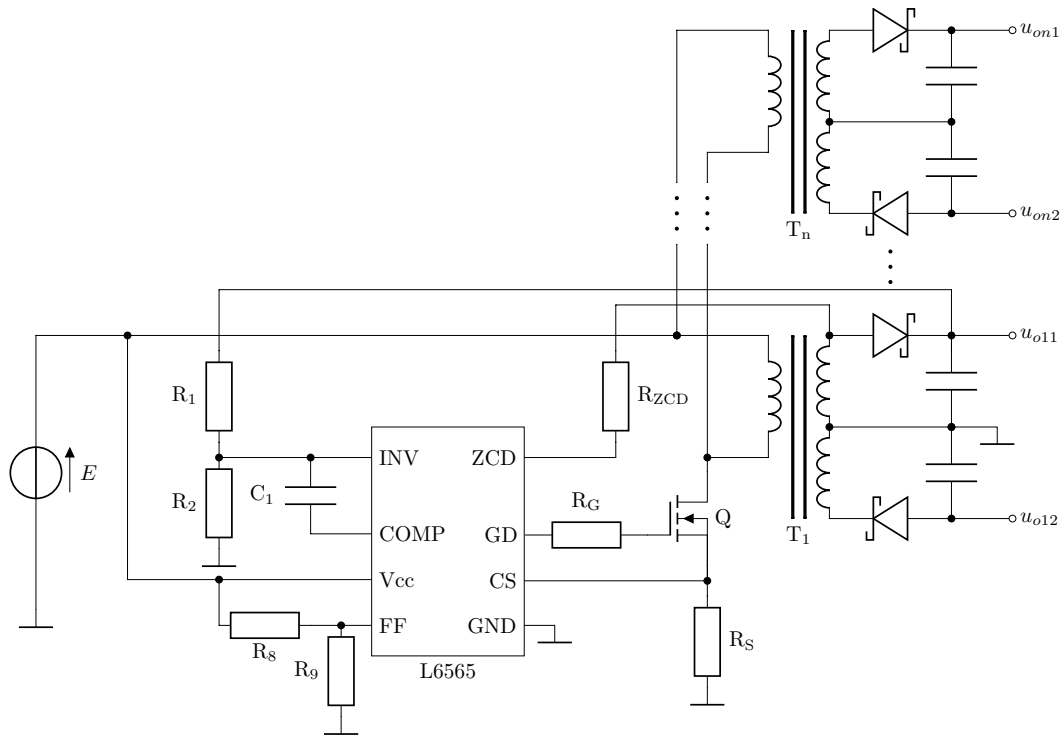
Tab. 5.1: Parametry układu prototypowego 10-transformatorowego ze sprzężeniem bezpośrednim od jednego z napięć wyjściowych.

<i>Parametr</i>	<i>Symbol</i>	<i>Wartość</i>
Częstotliwość kluczenia	f_s	40-140 kHz
Znamionowy prąd wyjściowy	I_{oi}	50 mA
Przekładnia transformatora	ϑ	1/2
Rdzeń transformatora	-	EE10/5.5/5
Materiał rdzenia transformatora	-	N87
Indukcyjność uzwojenia pierwotnego	L_p	75 μ H
Rezystancja uzwojenia pierwotnego	R_p	0.1 Ω
Indukcyjność uzwojenia wtórnego	L_s	300 μ H
Rezystancja uzwojenia wtórnego	R_s	0.54 Ω
Indukcyjność rozproszenia	L_l	1.5 μ H

obwodu pierwotnego. Pozostałe obwody wyjściowe zapewniają separację galwaniczną.

Układ regulacji napięcia o strukturze kaskadowej pracuje z wewnętrznym układem regulacji maksymalnego prądu łącznika. Wbudowany w układ L6565 wzmacniacz wraz z dzielnikiem rezystancyjnym R_1, R_2 i kondensatorem C_1 dołączonymi do jego wejścia odwracającego (INV) tworzy regulator napięcia wyjściowego. Wartość referencyjną stanowi wbudowane źródło odniesienia o napięciu 2,5 V, dołączone do wejścia nieodwracającego wzmacniacza. Wyjście regulatora, po zmodyfikowaniu przez układ feedforward, wyznacza wartość prądu tranzystora, przy którym następuje jego wyłączenie. Prąd ten mierzony jest pośrednio poprzez spadek napięcia na rezystorze pomiarowym R_s .

Załączenie tranzystora w pobliżu minimum „doliny” napięcia u_{DS} możliwe jest dzięki wbudowanemu w układ scalony komparatorowi. Wejście komparatora oznaczone ZCD (Zero Current Detector) połączone jest przez rezystor R_{ZCD} z uzwojeniem wtórnym transformatora T_1 . Po wykryciu na nim napięcia niższego niż 1,6 V następuje załączenie tranzystora. Opóźnienie czasowe układu powoduje, że tranzystor włączony zostaje w pobliżu minimum napięcia. Aby dokładnie dostroić układ, należy za pomocą rezystora R_{ZCD} dobrać próg napięcia uzwojenia wtórnego, przy którym włączanie tranzystora zostanie zainicjowane.



Rys. 5.2: Schemat ideowy układu prototypowego ze sprzężeniem od jednego z napięć wyjściowych.

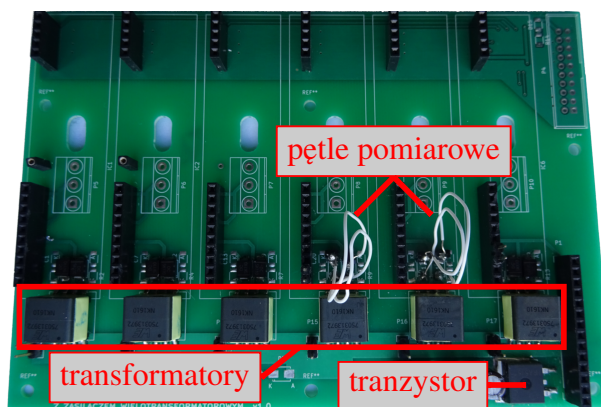
5.2 Quasi-rezonansowy przekształtnik 6-transformatorowy ze sprzężeniem od napięcia obwodu pierwotnego

W celu zbadania układu regulacji przekształtnika opartego na pomiarze napięcia pierwotnego, skonstruowano prototyp, w którym umieszczono gniazdo z wyprowadzonymi wszystkimi sygnałami wymaganymi do sterowania przekształtnikiem. W układzie zastosowano 6 transformatorów 750313972 produkcji Würth Elektronik. W tabeli 5.2 przedstawiono podstawowe parametry prototypu oraz parametry katalogowe transformatora 750313972. Transformatory zostały połączone z obwodem pierwotnym za pośrednictwem zworek, umożliwiających zmianę liczby aktywnych jednostek wyjściowych oraz pomiar prądu pierwotnego za pomocą sondy prądowej. W obwodach wtórnych dwóch transformatorów wlutowano pętle z drutu w izolacji teflonowej, służące do pomiaru prądów wtórnych. Schemat prototypu przedstawiono w dodatku A na rysunku A.2. Na płycie przekształtnika umieszczono również gniazda sterowników bramkowych, umożliwiające ewentualne wykorzystanie tego układu w przekształtniku z sześcioma tranzystorami.

Indukcyjności transformatorów zostały zmierzone precyzyjnym analizatorem impedancji Keysight E4990A. Wyniki pomiarów zamieszczono w tabeli 5.3

Tab. 5.2: Podstawowe parametry prototypu 6-transformatorowego z transformatorami 750313972.

<i>Parametr/ Element</i>	<i>Symbol</i>	<i>Wartość</i>
Częstotliwość kluczowania	f_s	100-350 kHz
Tranzystor kluczujący	-	IPB090N06N3
Indukcyjność uzwojenia pierwotnego	L_p	40 μH
Rezystancja uzwojenia pierwotnego	R_p	0.08 Ω
Indukcyjność uzwojenia wtórnego	L_s	40 μH
Rezystancja uzwojenia wtórnego	R_s	0.185 Ω
Przekładnia zwojowa	ϑ	1
Indukcyjność rozproszenia @ 100 kHz	L_l	500 nH
Rdzeń transformatora	-	EP10



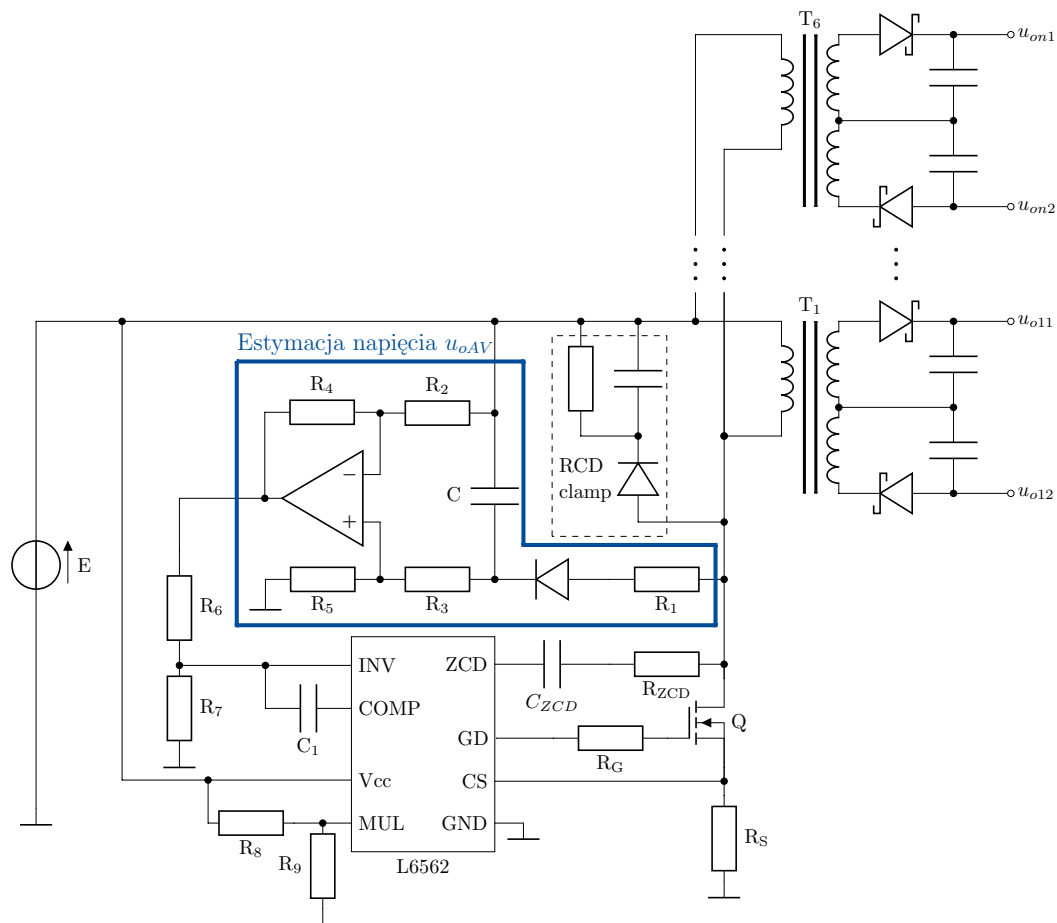
Rys. 5.3: Prototyp quasi-rezonansowego przekształtnika 6-transformatorowego.

Tab. 5.3: Zmierzone indukcyjności transformatorów zastosowanych w przekształtniku oraz wartości uśrednione.

n	L_p μH	$L_l @ 100 \text{ kHz}$ nH	$L_l @ 500 \text{ kHz}$ nH	$L_s @ 100 \text{ kHz}$ μH
1	39,6	500	434	40,3
2	39,1	503	438	39,9
3	39,5	457	405	40,1
4	39,4	517	453	40,1
5	39,6	561	490	40,2
6	39,1	614	533	39,7
av	39,4	525	459	40

5.2.1 Układ sterowania

Układ sterowania oparty został o scalony kontroler przetwornicy quasi-rezonansowej dwutaktowej L6562 [74] (STMicroelectronics). Został on umieszczony na płytce stykowej, połączonej z płytą obwodu mocy. Układ pracuje z wewnętrzną regulacją wartości maksymalnej prądu łącznika. Nadrzędna regulacja napięcia realizowana jest poprzez regulator analogowy, oparty na wbudowanym w układ L6562 wzmacniaczu operacyjnym. Jego wyjście odwracające wyprowadzone zostało na złącze INV, natomiast wejście nieodwracające połączone jest z wbudowanym źródłem napięcia odniesienia 2,5 V. Wraz z kondensatorem C_1 oraz dzielnikiem rezystorowym $R_6 - R_7$ stanowi on regulator całkujący napięcia. Zastosowany układ scalony posiada również wejście mnożarki, umożliwiające wykorzystanie w regulatorze współczynnika mocy. Wejście to pozostaje niewykorzystane, dlatego przy pomocy dzielnika rezystorowego R_8 i R_9 jego napięcie zostało ustalone na stałą wartość.



Rys. 5.4: Schemat ideowy układu sterowania z pomiarem napięcia obwodu pierwotnego z wykorzystaniem układu L6562.

Po włączeniu tranzystora pozostaje on włączony do momentu, gdy jego prąd wzrośnie do wartości zadanej. Gdy spadek napięcia na rezystorze pomiarowym R_s osiągnie wartość

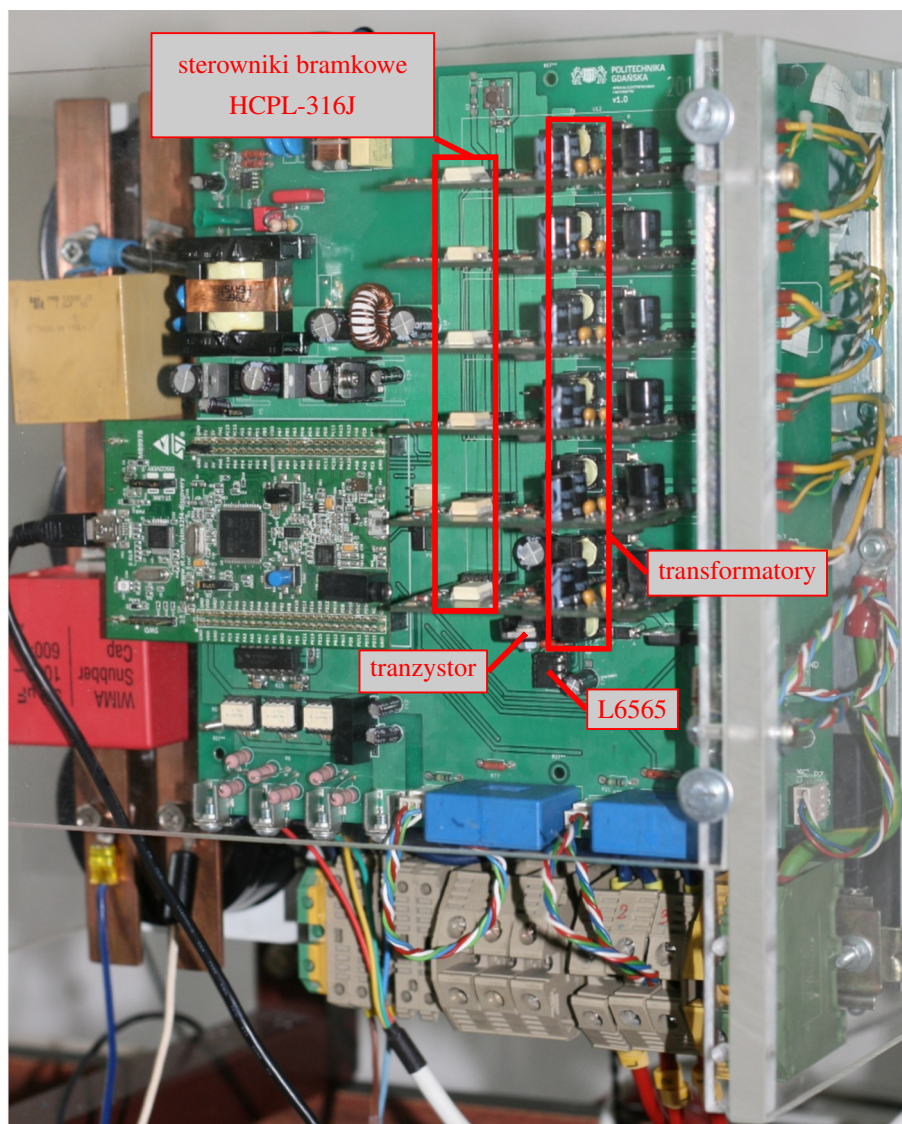
odniesienia, zadaną przez regulator napięcia, tranzystor zostaje wyłączony. Jego ponowne włączenie nastąpi po wykryciu zbocza opadającego napięcia na drenie tranzystora Q. Odbywa się to poprzez wykrycie na pinie ZCD napięcia niższego niż napięcie odniesienia 0,8 V. Ponieważ w proponowanym układzie nie zastosowano uzwojenia pomocniczego, wejście wykrywania opadającego zbocza napięcia ZCD połączono z drenem tranzystora poprzez kondensator blokujący składową stałą napięcia C_{ZCD} oraz rezystor ograniczający prąd R_{ZCD} .

5.3 Układy przekształtnikowe wykorzystujące przetwornice wielotransformatorowe

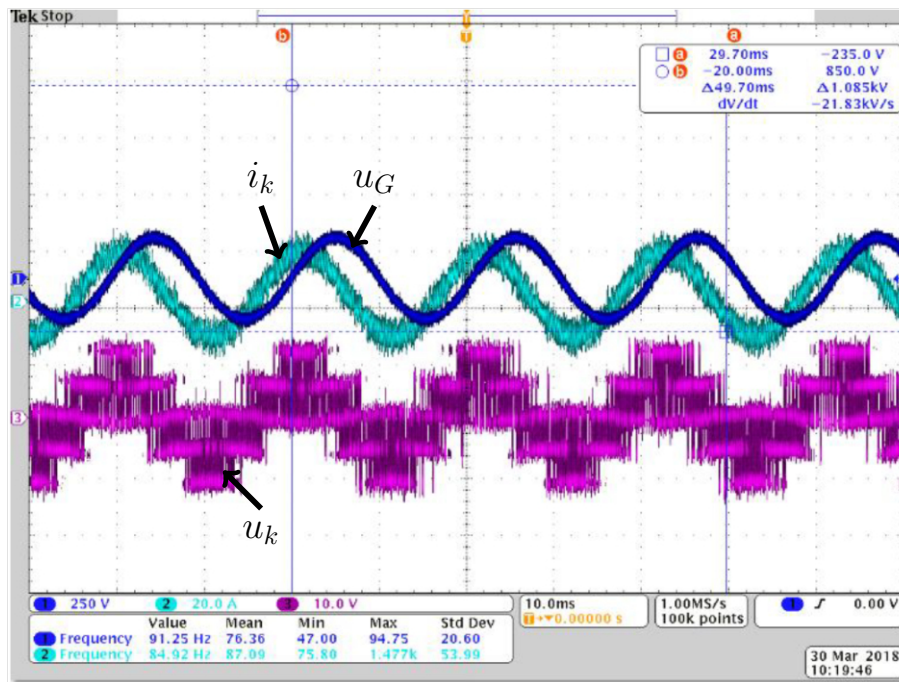
Zaprezentowane prototypy przetwornic zostały praktycznie zweryfikowane w dwóch układach przekształtników, skonstruowanych w Katedrze Energoelektroniki i Maszyn Elektrycznych Wydziału Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej. Pierwszym z nich jest kompensator energoelektroniczny dla generatora indukcyjnego (rys. 5.5). Skonstruowany został w oparciu o 3 moduły półmostków IGBT, sterowane za pośrednictwem 6 sterowników bramkowych opartych na układach scalonych HCPL316J. Do ich zasilania wykorzystano 7-transformatorową przekształtnik dwutaktowy. Sześć transformatorów zasila sterowniki bramkowe napięciem ± 15 V, natomiast dodatkowy transformator wykorzystano do zasilania przetworników pomiarowych LEM. W układzie zastosowano bezpośrednie sprzężenie zwrotne od wyjścia transformatora pomocniczego. Schemat zasilacza przedstawiono w dodatku A na rysunku A.3.

Drugim z przekształtników, w którym zastosowano układ wielotransformatorowy, jest prototyp przekształtnika z quasi-rezonansowym obwodem pośredniczącym (rys. 5.8a) (PQRDCLI) jak na rys. 5.7. W układzie tym znajdują się 4 tranzystory IGBT, oraz 6 tranzystorów MOSFET, sterowanych sterownikami bramkowymi opartymi o układ HCPL3120. W układzie tym zastosowano przekształtnik 9-transformatorowy, z czego każdy transformator zasila jeden lub dwa sterowniki bramkowe napięciem ± 15 V. W przekształtniku tym zastosowano układ sterowania z estymacją średniego napięcia wyjściowego, opisany w podrozdziale 5.2. Schemat zasilacza przedstawiono w dodatku A na rysunku A.4

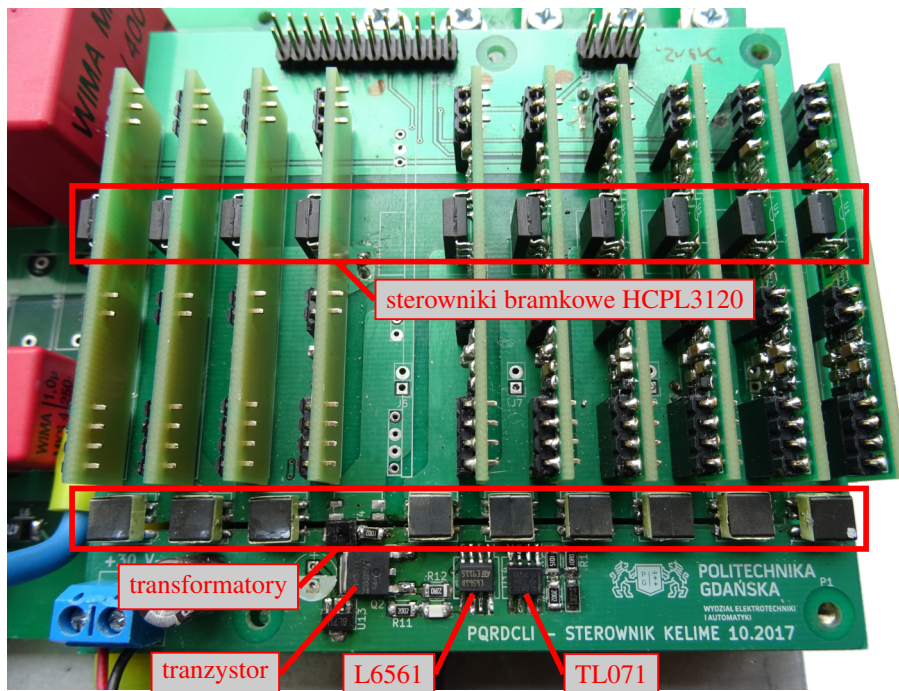
W obu przekształtnikach stwierdzono poprawną pracę układu zasilającego sterowniki bramkowe, jak również obu układów przekształtnikowych (rys. 5.6,5.8b).



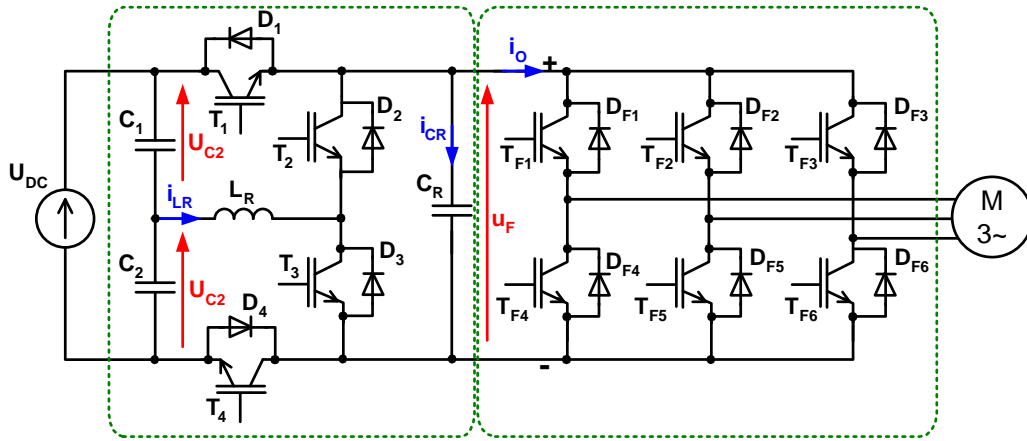
Rys. 5.5: Przekształtnik wielotransformatorowy zastosowany do zasilania sterowników bramkowych w układzie kompensatora generatora indukcyjnego.



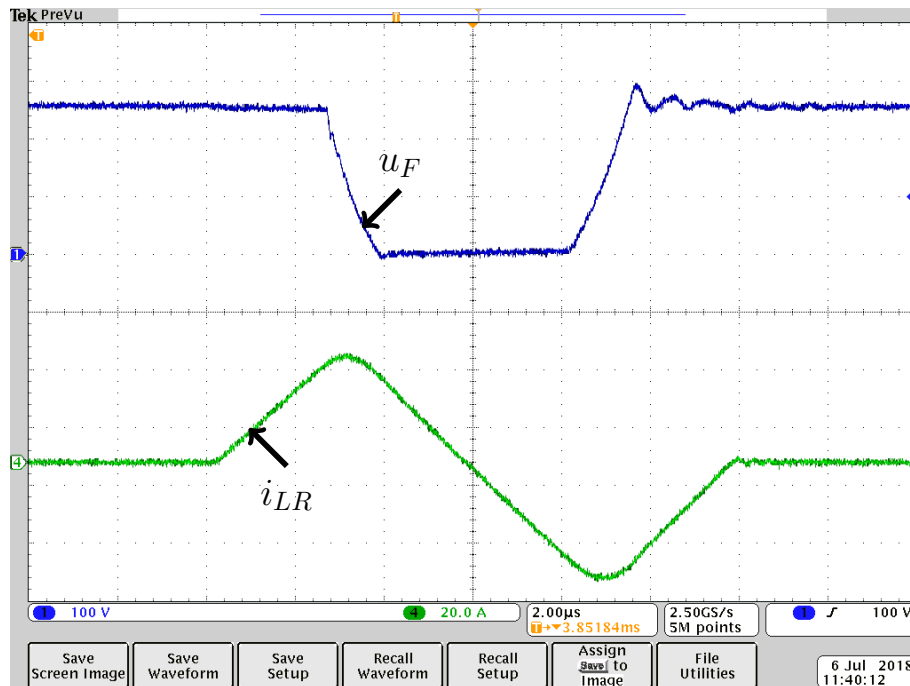
Rys. 5.6: Przykład stanu ustalonego pracy kompensatora; u_G napięcie generatora, i_k - prąd generatora, u_k napięcie kompensatora.



Rys. 5.7: Przekształtnik wielotransformatorowy zastosowany do zasilania sterowników bramkowych w układzie falownika PQRDCLI.



(a)



(b)

Rys. 5.8: a) Schemat falownika PQRDCLI [58]; b) przebiegi prądu cewki rezonansowej i_{LR} w podokresie zerowania napięcia u_F w przekształtniku PQRDCLI.

6. Badania symulacyjne i eksperymentalne

6.1 Środowisko symulacyjne

Badania symulacyjne przeprowadzono w programie LTSpice XVII [75, 76]. Jest to środowisko przeznaczone do symulacji układów elektronicznych i energoelektronicznych oparte na programie SPICE (Simulation Program with Integrated-Circuit Emphasis) [77], udostępnione nieodpłatnie przez firmę Linear Technology Corporation.

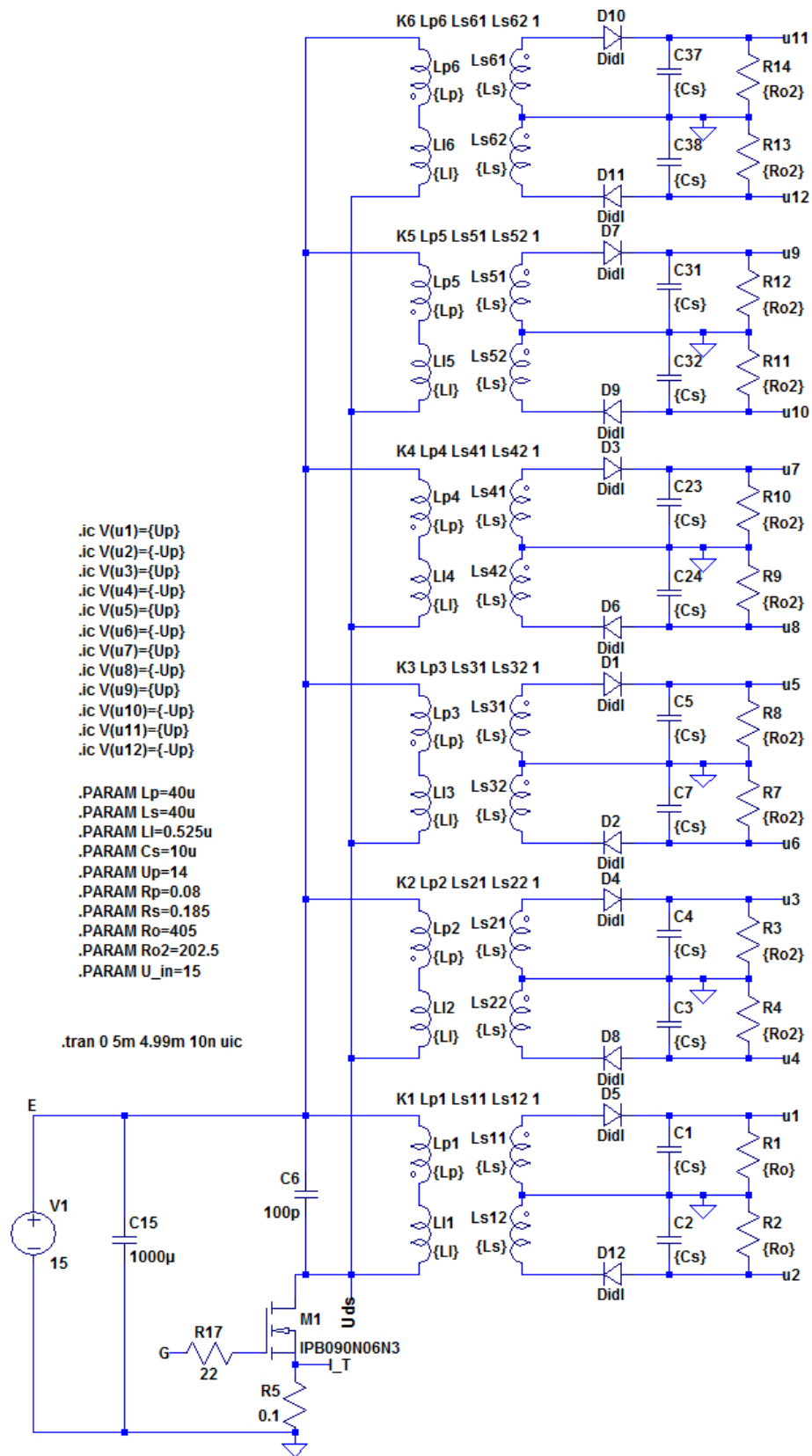
6.2 Model symulacyjny

Badania symulacyjne rozpoczęto od budowy modelu symulacyjnego. Wykorzystano do tego graficzny edytor schematów Schematics Editor, wbudowany w pakiet LTSpice. W celu przeprowadzenia symulacji układu utworzono model przekształtnika 6-transformatorowego (rys. 6.1). Składa się on z:

- 6 jednostek transformatorowych
- regulatora napięcia
- modulatora
- obwodu mocy

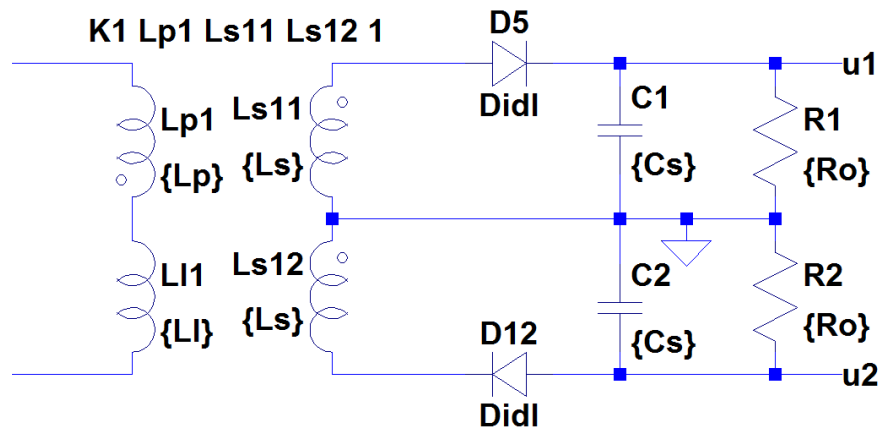
6.2.1 Jednostka transformatorowa

Jednostka transformatorowa składa się z trójuzwojeniowego transformatora, diod oraz kondensatorów wyjściowych, oraz rezystora stanowiącego obciążenie przekształtnika. Transformator przedstawiono jako zestaw trzech cewek (jedno uzwojenie pierwotne oraz dwa uzwojenia wtórne) sprzężonych magnetycznie (rys. 6.2). W modelu uwzględniono główne indukcyjności magnesowania cewek transformatora L_p , L_s , a także indukcyjność rozproszenia zamodelowaną jako indukcyjność skupioną połączoną szeregowo z uzwojeniem pierwotnym. Rezystancje uzwojeń transformatora zostały uwzględnione oraz



Rys. 6.1: Model symulacyjny przekształtnika 6-transformatorowego w programie LTSpice XVII.

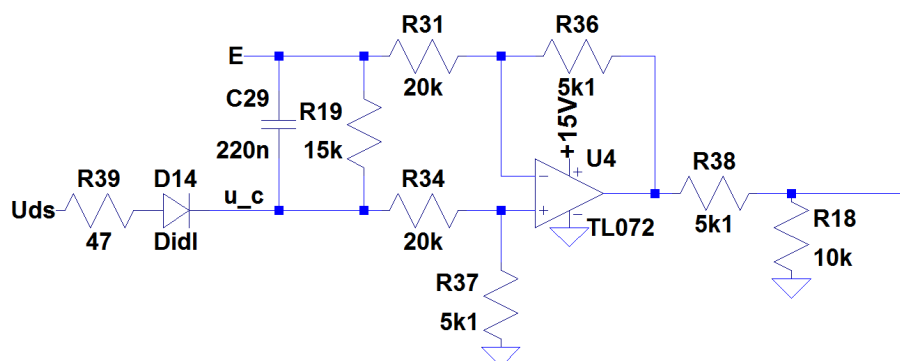
wprowadzone jako parametr cewki. Diody wyjściowe przyjęto jako idealne.



Rys. 6.2: Model symulacyjny pojedynczego transformatora wraz z obwodem wyjściowym.

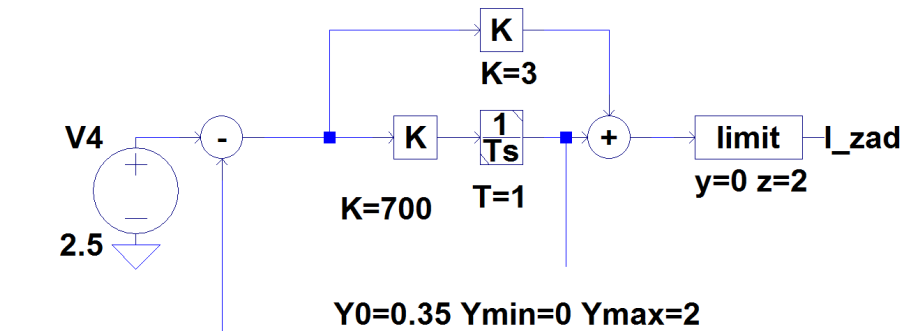
6.2.2 Układ sterowania

W symulacji badano układ estymacji napięcia wyjściowego na podstawie napięcia obwodu pierwotnego (rys. 6.3). W skład obwodu pomiarowego RDC wchodzi rezystor R39, dioda D14 oraz kondensator C29. Wzmacniacz U4 wraz z rezystorami R31, R34, R36 i R37 tworzy wzmacniacz różnicowy, na którego wejście podane jest napięcie na kondensatorze C29. Dodatkowy rezystor R19 dociążający układ pozwala na dokładniejsze dobranie stałej czasowej układu bez zmiany wzmocnienia wzmacniacza różnicowego. Rezystory R38 i R18 tworzą dzielnik dopasowujący napięcie wyjściowe wzmacniacza do poziomu napięcia odniesienia układu sterowania. Odzworowanie pełnego układu estymacji napięcia w modelu symulacyjnym pozwoliło na wstępne dobranie wartości elementów układu prototypowego.



Rys. 6.3: Model symulacyjny układu pomiaru napięcia ze wzmacniaczem operacyjnym TL072.

Ponieważ symulacja miała służyć przede wszystkim ustaleniu warunków pracy przekształtnika w stanie quasi-ustalonym, aby uprościć symulację układ regulacji napięcia



Rys. 6.4: Model symulacyjny regulatora napięcia.

został zastąpiony regulatorem PI. W modelu wykorzystano gotowe bloki regulatorów z biblioteki LTSpiceControlLibrary [78]. Poziom napięcia referencyjnego przyjęto taki sam jak w zastosowanym w układzie prototypowym sterowniku L6562, czyli 2,5 V. Sygnałem wyjściowym regulatora jest wartość prądu tranzystora, przy której następuje jego wyłączenie.

Kluczową rolę w odwzorowaniu działania quasi-rezonansowego przekształtnika dwutaktowego pełni układ modulatora. W skład modelu modulatora (rys. 6.5) wchodzi przeznacznik typu RS oraz cztery podukłady realizujące:

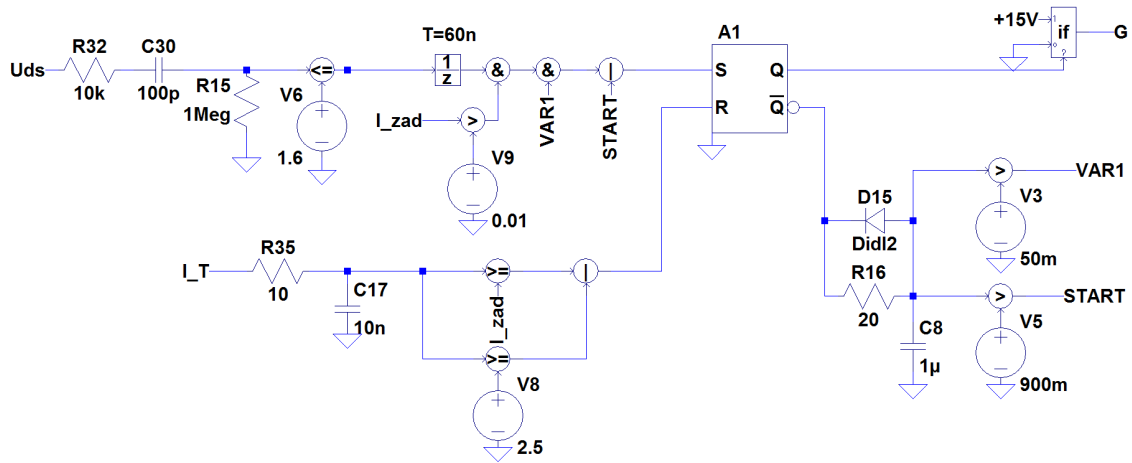
- badanie warunków na włączenie tranzystora;
- badanie warunków na wyłączenie tranzystora;
- człon czasowy RC;
- sterownik bramkowy tranzystora.

Warunkiem włączenia tranzystora jest wykrycie opadającego zbocza napięcia na tranzystorze (U_{ds}) bądź otrzymanie impulsu START z członu czasowego. Do wykrywania zbocza zastosowano komparator, którego wejście oddzielone jest od drenu tranzystora kondensatorem C30, blokującym składową stałą. Sygnał z komparatora trafia na człon opóźniający, symulujący opóźnienie rzeczywistego układu. Ponadto, aby tranzystor został załączony, wartość zadana prądu musi być większa od wartości referencyjnej (V9), oraz zmienna VAR1 z układu czasowego musi mieć wartość 1.

Tranzystor zostaje wyłączony, gdy wartość prądu osiągnie wartość zadaną z regulatora lub wartość referencyjną ustaloną za pomocą źródła V8. Wartość chwilowa prądu mierzona na boczniku jest dodatkowo odfiltrowana przez filtr dolnoprzepustowy RC składający się z elementów R35 i C17.

Układ czasowy RC składający się z elementów R16 i C8 ma za zadanie wygenerowanie dwóch sygnałów. Pierwszy z nich, VAR1 pozwala na ponowne załączenie tranzystora po czasie ustalonym za pomocą stałej RC oraz napięcia V3, w celu ograniczenia maksymalnej częstotliwości kluczkowania przekształtnika. Sygnał START, ustalony przy pomocy

stałej czasowej RC oraz napięcia V5, służy do rozpoczęcia lub wznowienia pracy układu po jej przerwaniu.



Rys. 6.5: Model układu modulatora quasi-rezonansowego.

6.2.3 Warunki symulacji

Symulację przeprowadzono w trybie stanów przejściowych (transient simulation). Aby zarejestrować przebiegi w stanie quasi-ustalonym, czas symulacji ustalono na 5 ms, przy rejestracji ostatnich 10 μ s. Aby przyspieszyć osiągnięcie stanu quasi-ustalonego, dla napięć wyjściowych oraz kondensatora układu pomiarowego ustalono warunki początkowe. Krok symulacji w środowisku LTSpiceXVII dobierany jest automatycznie, ale nie większy niż ustalony w warunkach symulacji. Maksymalny krok symulacji ustawiono na 10 ns. Warunki symulacji wprowadzono za pomocą dyrektywy:

```
.tran 0 5m 4.99m 10n uic
```

6.3 Badania eksperymentalne

W celu weryfikacji wyników symulacji, zbudowano stanowisko pomiarowe umożliwiające pomiar napięć wyjściowych oraz prądów w uzwojeniach transformatorów. W skład stanowiska pomiarowego weszły:

- układ prototypowy z 6 transformatorami wraz z układem sterowania opartym o estymację napięcia średniego na podstawie napięcia obwodu pierwotnego,
- oscyloskop cyfrowy Tektronix MDO4104B-3 wraz z trzema sondami różnicowymi,
- oscyloskop cyfrowy Tektronix DPO4034 wraz z czterema sondami prądowymi,
- 6 mierników cyfrowych UNI-T UT804,
- zestaw rezystorów dekadowych,

- zasilacz laboratoryjny.

W obwodach wtórnych dwóch transformatorów wlutowano pętle z drutu w izolacji teflonowej w celu pomiaru prądów wtórnych (rys. 5.3). Ze względu na ograniczoną ilość kanałów pomiarowych oraz sond prądowych, pętle pomiarowe połączono tak, aby mierzyć sumę prądów wtórnych transformatora (rys. 6.6). Jeden z transformatorów wyjściowych badanego przekształtnika został obciążony rezystancją R_1 , natomiast wyjścia pozostałych pięciu transformatorów zostały połączone szeregowo i obciążone zestawem rezystorów dekadowych R_2 . Zapewniło to identyczny prąd obciążenia dla każdego z transformatorów z tej grupy. Rezystancja obciążenia pojedynczego transformatora z szeregu R_{o2} wyniosła w tym przypadku:

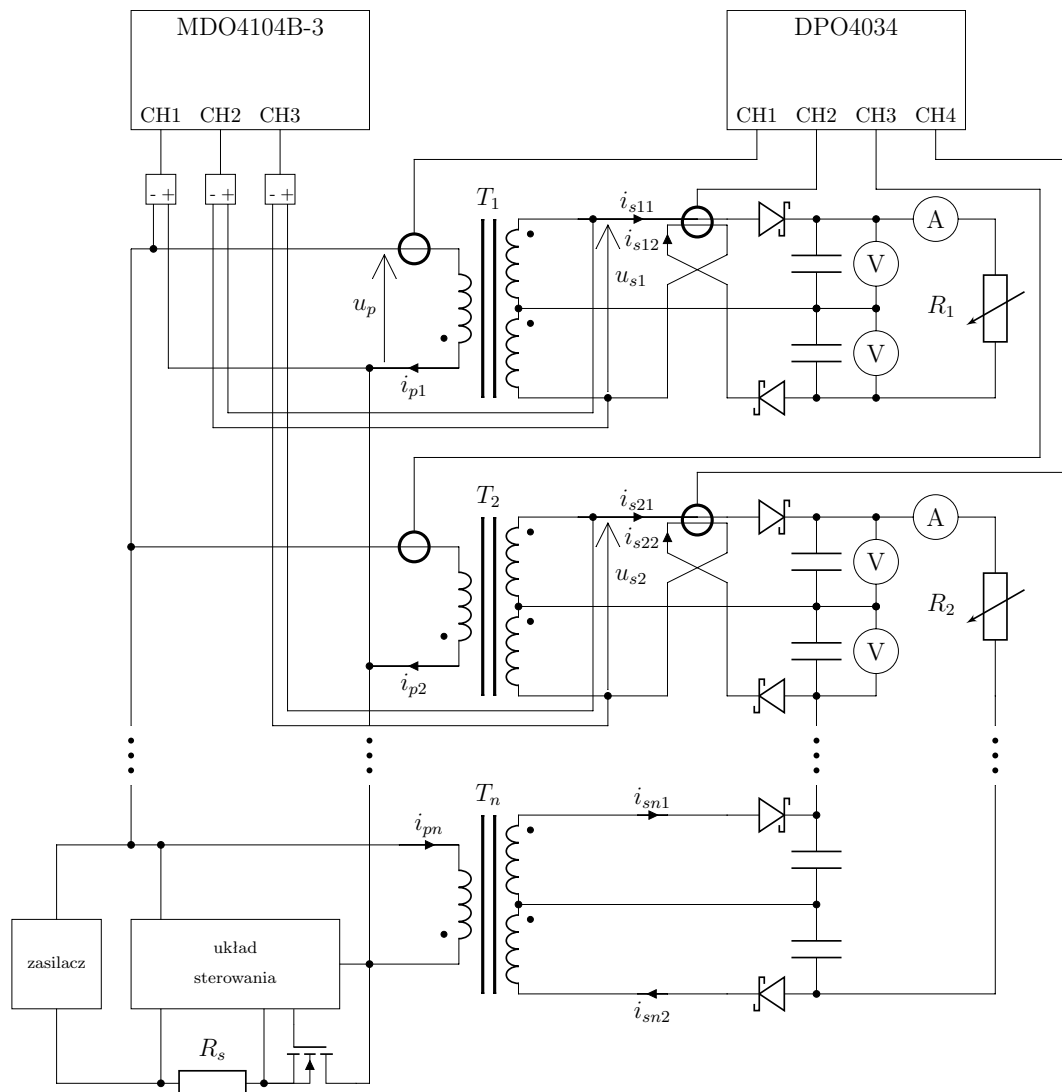
$$R_{o2} = \frac{R_2}{5} \quad (6.1)$$

Przy pomocy sond prądowych zarejestrowano przebiegi prądów uzwojeń pierwotnych obu transformatorów (i_{p1} , i_{p2}) oraz sumy prądów uzwojeń wtórnych (i_{s1} , i_{s2}), gdzie:

$$i_{s1} = i_{s11} + i_{s12} \quad (6.2)$$

$$i_{s2} = i_{s21} + i_{s22} \quad (6.3)$$

Przy użyciu izolowanych, różnicowych sond napięciowych zarejestrowano również napięcie dren-źródło tranzystora Q (u_{DS}) oraz napięcia na szeregowo połączonych uzwojeniach wtórnych transformatorów (u_{s1} , u_{s2}). Napięcia zarejestrowano przy pomocy czterokanałowego oscyloskopu cyfrowego Tektronix MDO4104B-3, natomiast prądy rejestrowano za pomocą czterokanałowego oscyloskopu cyfrowego Tektronix DPO4034. Dane pomiarowe zostały zapisane do plików csv, a następnie zobrazowane przy użyciu pakietu MATLAB 2016a.

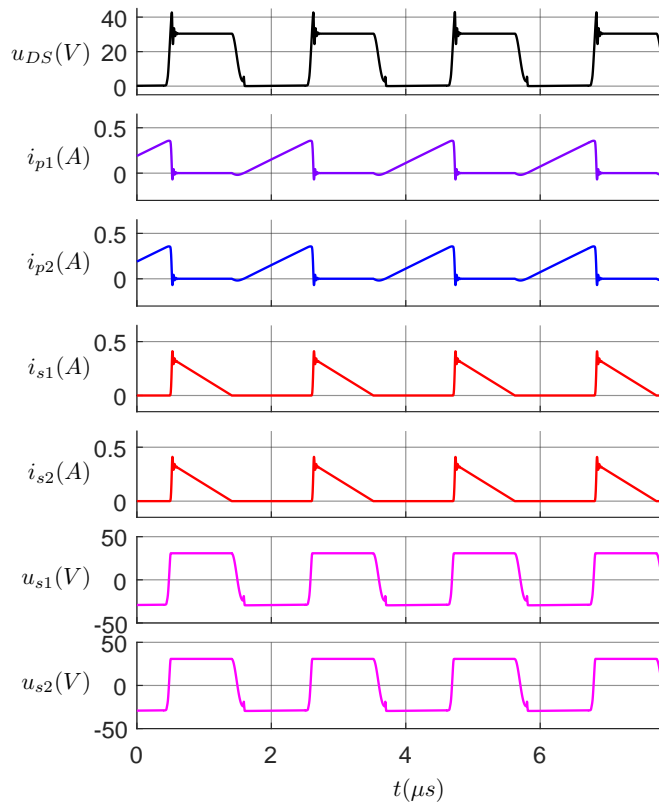


Rys. 6.6: Schemat układu laboratoryjnego do pomiaru regulacji napięcia oraz przepływu prądów w przekształtniku wielotransformatorowym.

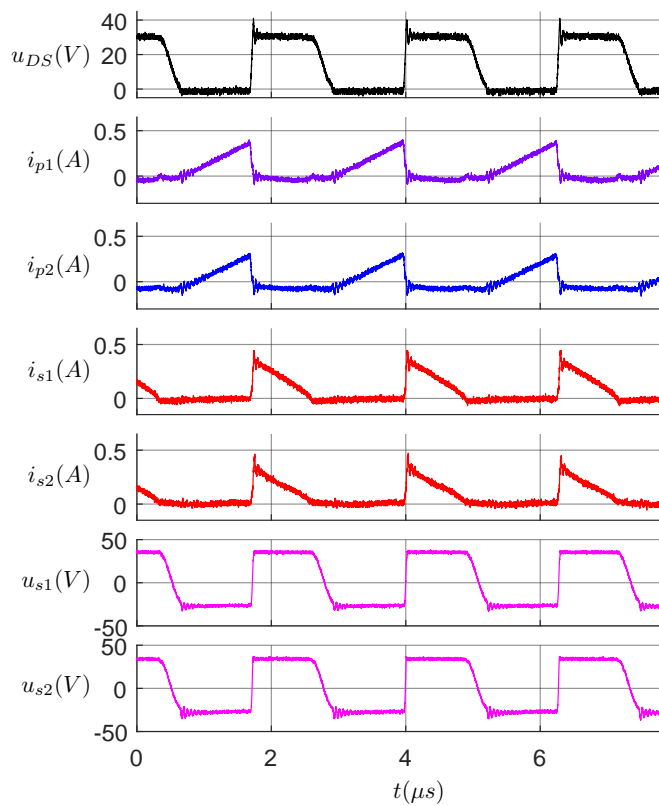
6.4 Badanie rozptyłu prądów w przekształtniku wielotransformatorowym

W celu weryfikacji modelu analitycznego przeprowadzono badanie symulacyjne oraz eksperymentalne rozptyłu prądów w przekształtniku 6-transformatorowym. Wykonano szereg badań dla różnych rezystancji obciążenia przekształtnika. Wyniki przedstawiono poniżej. Pierwszym z badanych przypadków jest praca przekształtnika przy obciążeniu każdego z wyjść przekształtnika tą samą rezystancją. Badania przeprowadzono dla rezystancji obciążenia 810 Ω oraz 405 Ω . Wyniki symulacji oraz pomiarów przedstawiono na rys. 6.7 dla rezystancji obciążenia 810 Ω , oraz rys. 6.8 dla 405 Ω .

Wraz ze wzrostem obciążenia, wzrasta wartość maksymalna prądu pierwotnego. Wydłuża się także okres kluczowania. W symulacji przebiegi prądów i napięć dla obu trans-

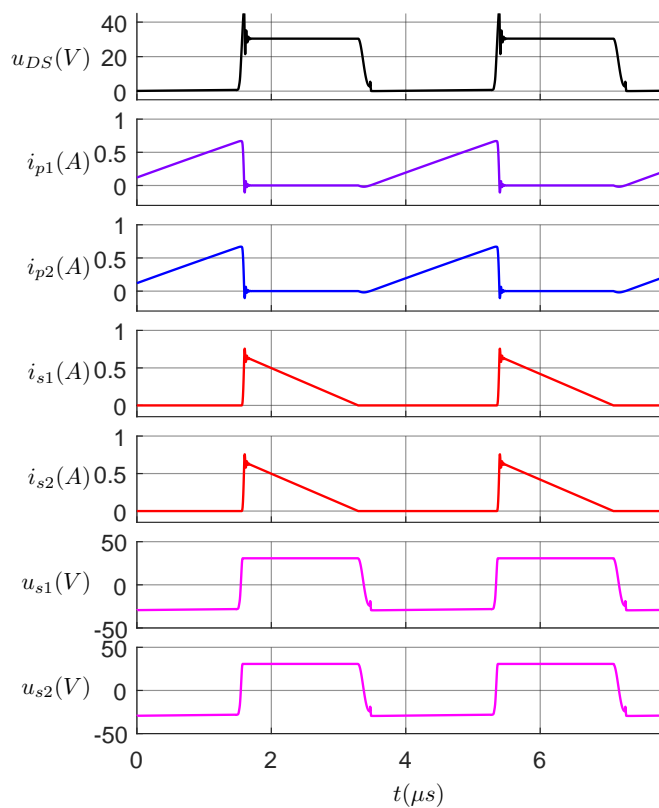


(a) symulacja

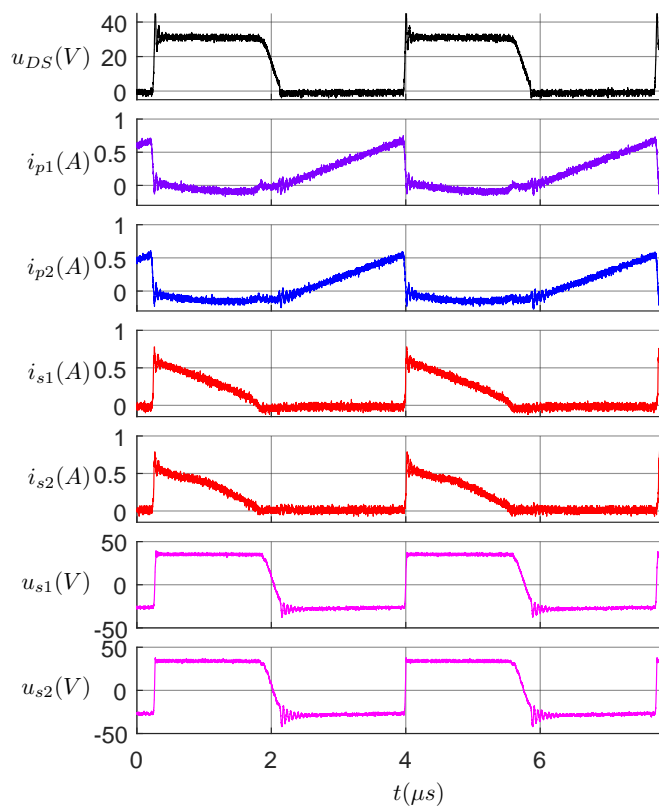


(b) eksperyment

Rys. 6.7: Przebiegi prądów i napięć w przekształtniku 6-transformatorowym przy obciążeniu wszystkich transformatorów rezystancją $R_{o1} = R_{o2} = 810 \Omega$.



(a) symulacja



(b) eksperyment

Rys. 6.8: Przebiegi prądów i napięć w przekształtniku 6-transformatorowym przy obciążeniu wszystkich transformatorów rezystancją $R_{o1} = R_{o2} = 405 \Omega$.

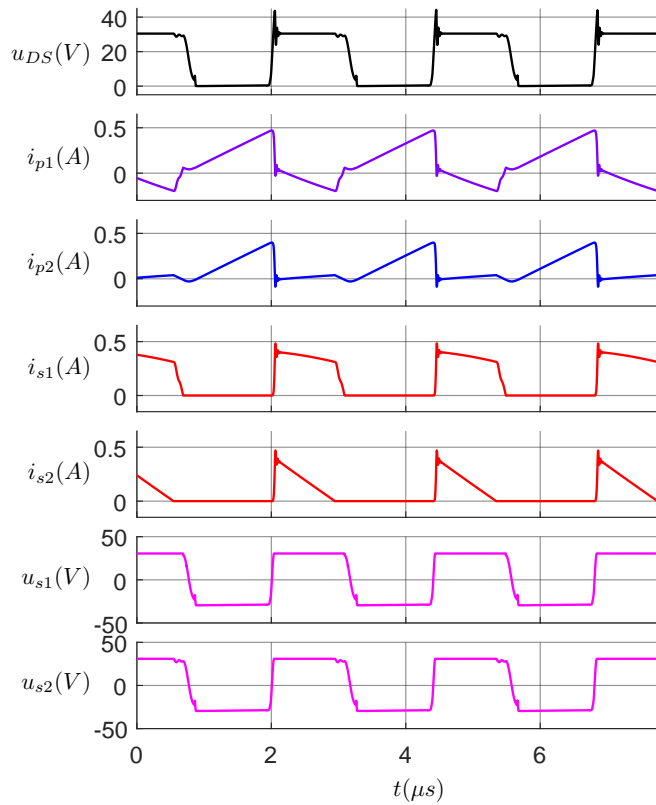
formatorów są identyczne. W podokresie drugim, gdy tranzystor jest wyłączony, w symulacji w uzwojeniach pierwotnych transformatorów nie płyną żadne prądy. W badaniach eksperymentalnych widoczna jest niewielka asymetria prądów w transformatorach oraz prądy wyrównawcze w uzwojeniach pierwotnych, jednak ich wartości są pomijalne. Wywołane są najprawdopodobniej rozrzutem indukcyjności magnesowania i rozproszenia transformatorów.

W kolejnych badaniach przeprowadzono symulację i pomiary dla obciążenia niesymetrycznego. W pierwszym badanym przypadku transformator T_1 obciążono rezystancją 2 razy mniejszą (405Ω), niż pozostałe transformatory (810Ω). Wyniki przedstawiono na rysunku 6.9.

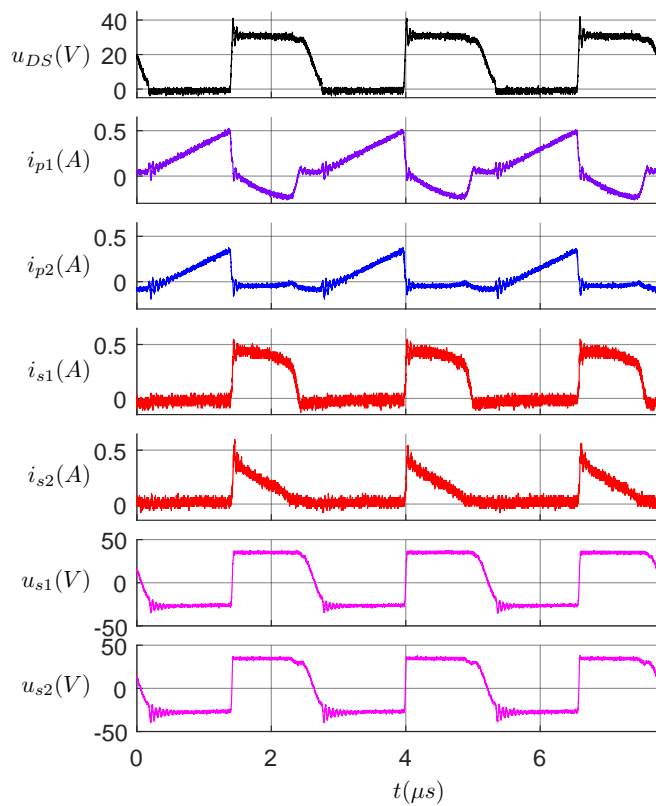
Na podstawie przebiegu prądu i_{p1} można stwierdzić, iż obciążenie transformatora T_1 pobiera energię z pozostałych transformatorów (prąd i_{p1} przyjmuje wartość ujemną w czasie gdy tranzystor nie przewodzi). Wyraźnie odznaczają się 2 podokresy pracy przekształtnika, gdy łącznik jest wyłączony: 1) w uzwojeniach wtórnych obu badanych transformatorów płyną prądy i_{s1} i i_{s2} ; 2) prąd i_{s2} opadł całkowicie do zera, a prąd bardziej obciążonego transformatora (i_{s1}) wciąż płynie. Drugi z wydzielonych podokresów jest znacznie krótszy, a prąd i_{s1} opada w nim dużo gwałtowniej.

W kolejnym przypadku transformator T_1 obciążono rezystancją 4 razy większą (1620Ω) niż pozostałe transformatory (405Ω). Wyniki przedstawiono na rysunku 6.10. Dodatnia wartość prądu i_{p1} w okresie, gdy tranzystor jest wyłączony, wskazuje na przepływ części energii zgromadzonej w transformatorze T_1 do obciążenia pozostałych transformatorów. W tym przypadku również można wydzielić dwa podokresy w czasie, gdy łącznik jest wyłączony: 1) w którym oba prądy wtórne (i_{s1}, i_{s2}) mają wartość dodatnią; 2) dodatni pozostaje tylko prąd bardziej obciążonego transformatora (i_{s2}), a i_{s1} ma wartość zero.

We wszystkich badanych przypadkach, wyniki symulacji oraz eksperymentu są do siebie bardzo zbliżone. Zarówno w symulacji, jak i eksperymentcie, włączenie tranzystora następuje przy obniżonym napięciu, w pobliżu pierwszego minimum napięcia u_{DS} . Po wyłączeniu tranzystora następują typowe dla przekształtnika dwutaktowego oscylacje napięcia na tranzystorze. W przebiegach eksperymentalnych widoczne są także oscylacje komutacyjne prądów pierwotnych i_{p1} , i_{p2} oraz napięć wtórnych u_{s1} , u_{s2} po włączeniu tranzystora. Są one wynikiem zmiany napięcia na pojemności pasożytniczej transformatora, pomimo włączenia przy obniżonej wartości tego napięcia. Nie występują one w przebiegach symulacyjnych, ponieważ pojemności zostały pominięte w modelu transformatora. W badaniach eksperymentalnych można zauważyć, iż oprócz prądów wyrównawczych wynikających z asymetrii obciążenia, w przekształtniku występują również niewielkie prądy wyrównawcze wywołane rozrzutem parametrów transformatorów.

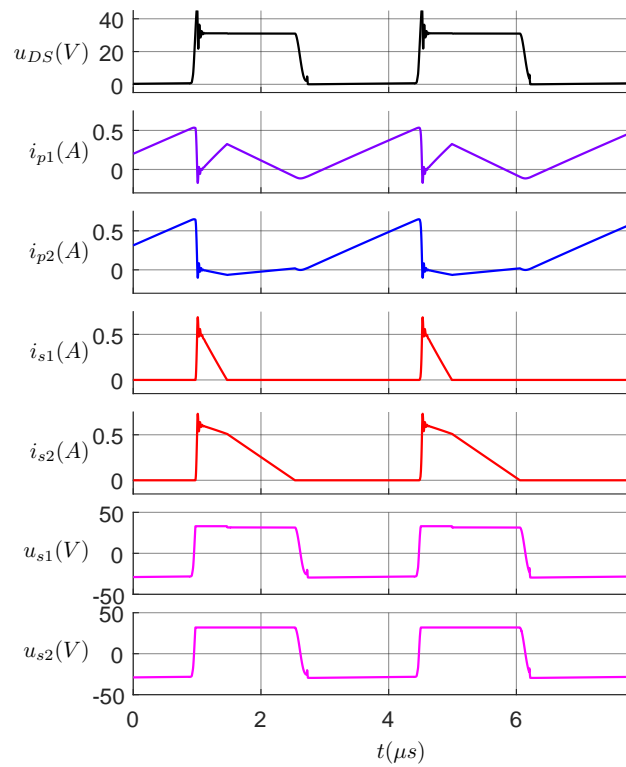


(a) symulacja

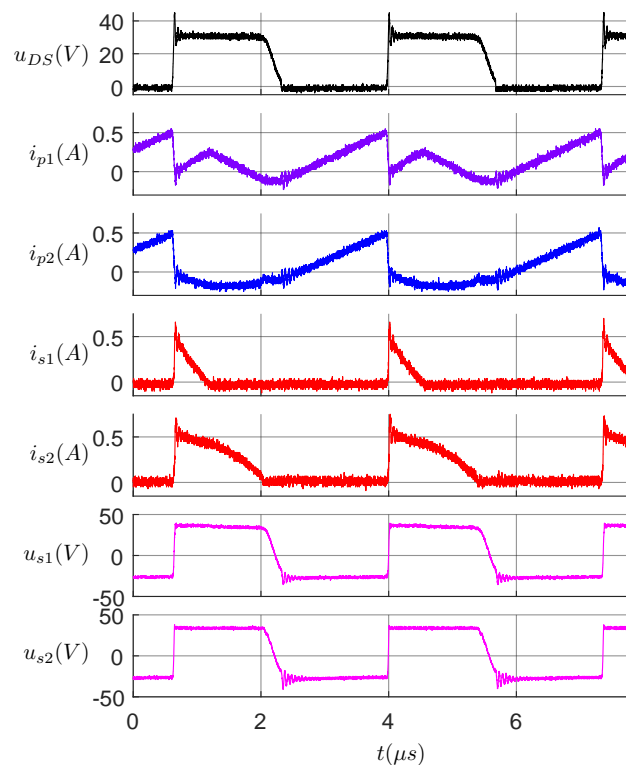


(b) eksperyment

Rys. 6.9: Przebiegi prądów i napięć w przekształtniku 6-transformatorowym przy obciążeniu transformatora T_1 rezystancją $R_{o1} = 405 \Omega$ i transformatorów T_2, \dots, T_6 rezystancją $R_{o2} = 810 \Omega$.



(a) symulacja



(b) eksperyment

Rys. 6.10: Przebiegi prądów i napięć w przekształtniku 6-transformatorowym przy obciążeniu transformatora T_1 rezystancją $R_{o1} = 1620 \Omega$ i transformatorów T_2, \dots, T_6 rezystancją $R_{o2} = 405 \Omega$.

6.5 Badanie jakości regulacji napięcia średniego oraz regulacji skrośnej napięć wyjściowych

W celu weryfikacji przyjętego modelu analitycznego dla regulacji skrośnej napięć, w układzie pomiarowym (rys. 6.6) zmieniano obciążenie transformatora T_1 , natomiast wyjścia pozostałych transformatorów obciążono stałym prądem wynoszącym $i_{o2} = 40$ mA. Na podstawie zmierzonych napięć i prądów, wyznaczono charakterystyki napięć wyjściowych u_{o1} , u_{o2} w funkcji prądu obciążenia i_{o1} . Na podstawie zmierzonych napięć wyznaczono również napięcie średnie, które wynosi:

$$u_{oAV} = \frac{u_{o1} + (n - 1)u_{o2}}{n} \quad (6.4)$$

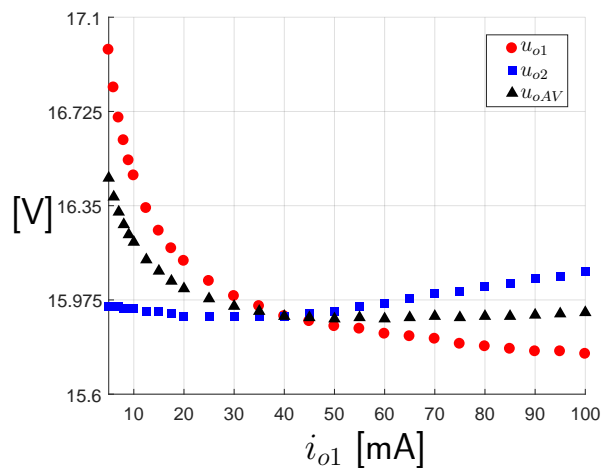
ponieważ napięcia wszystkich wyjść obciążonych tym samym prądem są jednakowe. Wyznaczone charakterystyki przedstawiono na rysunku 6.11.

We wszystkich przypadkach zauważono, że gdy prąd obciążenia transformatora T_1 jest większy, niż pozostałych transformatorów, to napięcie średnie u_{oAV} utrzymywane jest na stałym poziomie. Natomiast, dla przypadku obciążenia transformatora T_1 mniejszym prądem, napięcie średnie u_{oAV} rośnie, natomiast napięcie wyjściowe transformatora T_2 u_{o2} utrzymuje się na stałym poziomie. Na podstawie zmierzonych charakterystyk napięć wyjściowych transformatorów T_1 i T_2 , wyznaczono charakterystyki uchybu skrośnego regulacji napięcia $\Delta u_o(i_{o1})$ (3.82).

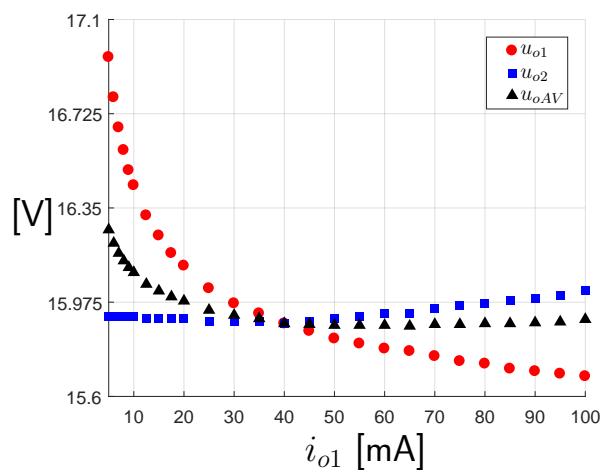
Następnie, korzystając z równań 3.179 dla $i_{o1} > i_{o2}$ oraz 3.180 dla $i_{o1} < i_{o2}$, obliczono charakterystyki $\Delta u_o(i_{o1})$ wynikające z przyjętego modelu analitycznego, gdzie współczynnik odstrojenia K_2 (3.171) obliczono w następujący sposób:

$$K_2 = \frac{R_{o1}}{R_{o2}} = \frac{u_{o1}i_{o2}}{u_{o2}i_{o1}} \quad (6.5)$$

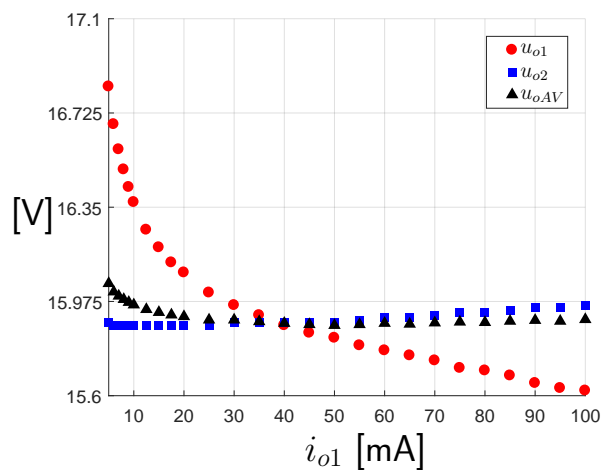
Wyznaczone analitycznie i pomierzone charakterystyki dla przekształtnika z dwoma, trzema oraz sześcioma transformatorami wraz z wynikami pomiarów przedstawiono na rysunku 6.12.



(a) 2 transformatory

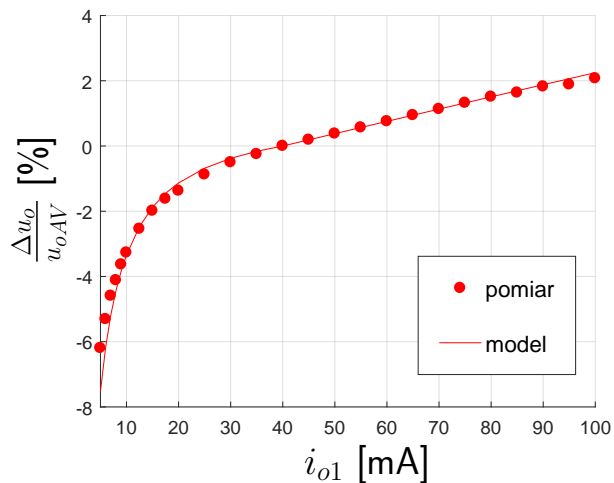


(b) 3 transformatory

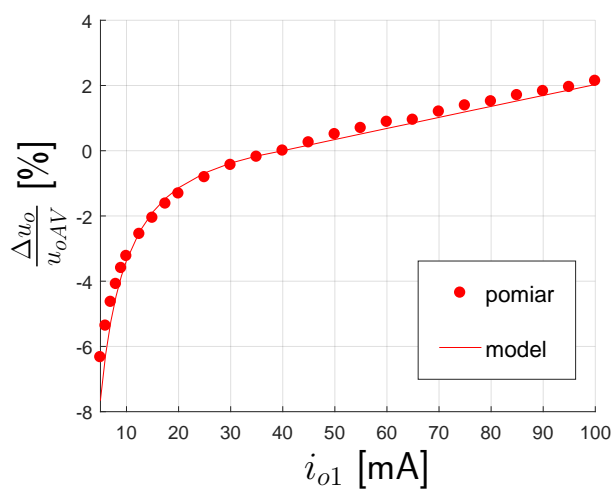


(c) 6 transformatorów

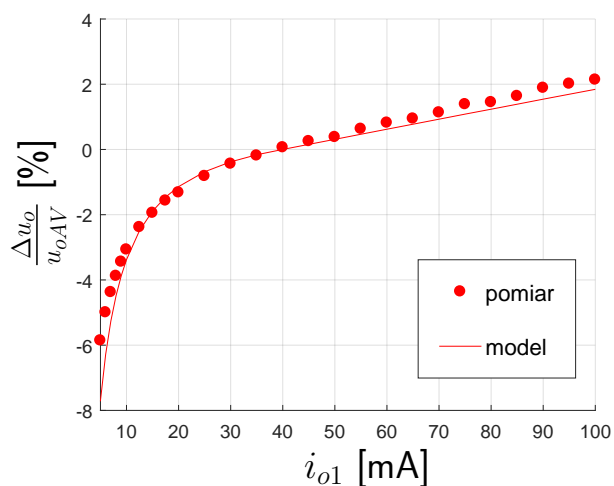
 Rys. 6.11: Charakterystyka napięć wyjściowych przy zmiennym obciążeniu transformatora T_1 i obciążeniu pozostałych transformatorów prądem $i_{o2} = 40$ mA.



(a) 2 transformatory



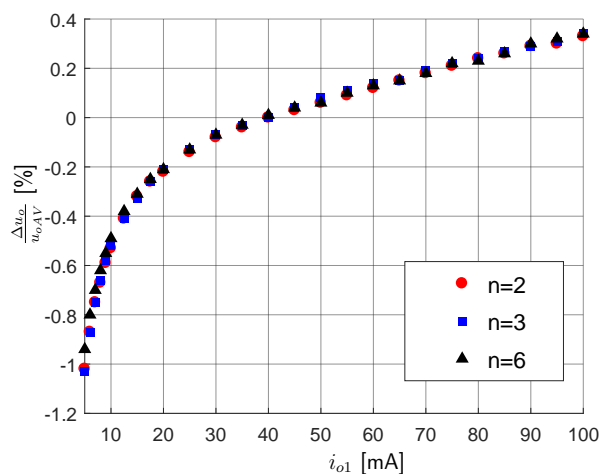
(b) 3 transformatory



(c) 6 transformatorów

Rys. 6.12: Względna różnica napięć wyjściowych w funkcji prądu obciążenia i_{o1} wyjścia transformatora T_1 przy obciążeniu pozostałych transformatorów prądem $i_{o2} = 40$ mA. Wyniki pomiarów oraz obliczeń analitycznych.

Dla wszystkich badanych przypadków uzyskano bardzo dobre odwzorowanie charakterystyki eksperymentalnej przez model analityczny. Porównując uchyb względny regulacji dla układów z różną liczbą transformatorów (rys. 6.13), zauważono również, że jego wartość w znikomym stopniu zależy od ilości transformatorów.



Rys. 6.13: Charakterystyka względnego uchybu regulacji $\frac{\Delta u_o}{u_{oAV}}$ od prądu i_{o1} dla 2, 3 oraz 6 transformatorów.

7. Podsumowanie

Przedstawiona praca dotyczy oryginalnej koncepcji wielotransformatorowego przekształtnika dwutaktowego dc/dc z wieloma wyjściami o sterowaniu quasi-rezonansowym. Zakres rozprawy obejmuje analizę obwodową układu, badania symulacyjne, weryfikację eksperymentalną na prototypach wielotransformatorowych przetwornic dwutaktowych do zasilania niezależnych obwodów sterowników tranzystorów w praktycznych układach energoelektronicznych.

Pierwszym etapem pracy było opracowanie modelu obwodowego przekształtnika, na podstawie którego zbadano zjawisko przepływu energii pomiędzy transformatorami przekształtnika a obciążeniami. Przeprowadzono analizę pracy układu przy obciążeniu asymetrycznym w układzie 2-transformatorowym oraz n-transformatorowym. Na podstawie bilansu energetycznego określono wpływ indukcyjności rozproszenia transformatora i współczynnika asymetrii obciążenia na uchyb regulacji skrośnej napięcia. Wyznaczono charakterystykę uchybu regulacji skrośnej w funkcji współczynnika rozproszenia i odstrojenia w niezależnych obwodach wyjściowych w przypadkach: z regulacją napięcia w jednym z obwodów wyjściowych oraz w układzie z regulacją napięcia średniego.

Następnie przeanalizowano możliwe warianty układu regulacji napięcia wyjściowego w dwutaktowej przetwornicy wielotransformatorowej. Jako najbardziej odpowiedni wybrano układ sterowania prądowego z quasi-rezonansowym włączaniem tranzystora w obwodzie pierwotnym. Zaprojektowano układ estymacji średniego napięcia wyjściowego oparty o dodatkowy obwód pomocniczy RDC, umieszczony równolegle do uzwojeń pierwotnych transformatorów.

Kolejny etap badań obejmował budowę układów prototypowych quasi-rezonansowych przetwornic wielotransformatorowych. Zaprojektowano, zbudowano i uruchomiono dwa układy prototypowe: pierwszy, ze sprzężeniem bezpośrednim od jednego z napięć wyjściowych, oraz drugi, z układem estymacji średniego napięcia wyjściowego na podstawie pomiaru napięcia obwodu pierwotnego.

Przeprowadzono badania symulacyjne przekształtnika w środowisku LTSpice, które potwierdziły wynikający z modelu analitycznego rozptyw prądów zarówno w stanach pracy z równomiernym, jak i nierównomiernym obciążeniem. W badaniach ekspery-

talnych przeprowadzonych na układach prototypowych uzyskano wyniki zbieżne z wynikami symulacji. Zbadano również wpływ asymetrii obciążenia na napięcia wyjściowe przetwornicy. Uzyskano wyniki zgodne z charakterystyką obliczoną na podstawie modelu analitycznego. Zweryfikowano również eksperymentalnie poprawność działania układu estymacji średniego napięcia wyjściowego przekształtnika.

Przydatność proponowanego w niniejszej rozprawie quasi-rezonansowego przekształtnika wielotransformatorowego do zasilania sterowników bramkowych tranzystorów MOS-FET i IGBT zweryfikowano poprzez jego zastosowanie w dwóch układach przekształtnikowych: kompensatorze do generatora indukcyjnego oraz prototypie przekształtnika z quasi-rezonansowym obwodem pośredniczącym (PQRDCLI).

Zdaniem autora do oryginalnych osiągnięć pracy można zaliczyć:

- przedstawienie nowej topologii wielotransformatorowego przekształtnika dwutaktowego o sterowaniu quasi-rezonansowym do zasilania bipolarnego wielu niezależnych obwodów wyjściowych;
- opracowanie modelu obwodowego przekształtnika wielotransformatorowego i wyznaczenie analityczne charakterystyki uchybu regulacji skrośnej napięcia wyjściowego w funkcji względnej indukcyjności rozproszenia transformatora oraz asymetrii obciążenia;
- opracowanie układu estymacji średniego napięcia wyjściowego przekształtnika wielotransformatorowego na podstawie oryginalnej koncepcji pomiaru napięcia obwodu pierwotnego;
- wykonanie układów prototypowego quasi-rezonansowego przekształtnika dwutaktowego z estymacją średniego napięcia wyjściowego;
- weryfikacja modelu analitycznego przy pomocy badań symulacyjnych oraz badań eksperymentalnych na zbudowanych prototypach.

7.1 Wnioski z przeprowadzonych badań

Na podstawie przeprowadzonych badań, wyciągnięto następujące wnioski:

- Zastosowanie wielu transformatorów w miejsce transformatora wielouzwojeniowego niesie za sobą następujące korzyści:
 - identyczne sprzężenie magnetyczne pomiędzy uzwojeniem pierwotnym a wtórnym dla każdego z obwodów wyjściowych;
 - uzyskanie izolacji o większej wytrzymałości elektrycznej oraz zmniejszenie pojemności pasywnościowej pomiędzy poszczególnymi wyjściami w stosunku do przetwornicy z transformatorem wielouzwojeniowym;
 - zmniejszenie jednego z wymiarów przekształtnika poprzez zastosowanie pojedynczych transformatorów o mniejszych wymiarach bez dodatkowych uzwojeń pomocniczych;
 - zmniejszenie wypadkowej indukcyjności rozproszenia równoległe połączonych transformatorów;
 - zwiększenie częstotliwości kluczowania dzięki quasi-rezonansowej pracy przetwornicy umożliwia zmniejszenie wymiarów pojedynczych transformatorów.
- Zastosowanie proponowanego układu estymacji średniego napięcia wyjściowego zapewnia regulację napięć wyjściowych przekształtnika przy zachowaniu separacji galwanicznej obwodów wyjściowych oraz eliminuje konieczność stosowania transformatorów.
- Właściwości wielotransformatorowego quasi-rezonansowego przekształtnika dwutaktowego pozwalają na jego zastosowanie do dwubiegunowego zasilania sterowników bramkowych tranzystorów MOSFET i IGBT w układach z wieloma łącznikami energoelektronicznymi.
- Parametrem wywierającym decydujący wpływ na jakość regulacji skrośnej napięć w przekształtniku wielotransformatorowym jest indukcyjność rozproszenia transformatora, dlatego należy stosować transformatory o możliwie najmniejszej wartości tego parametru.

Wykaz prac z udziałem autora opublikowanych podczas pracy nad rozprawą

1. **M. Kolincio**, P.J. Chrzan, P. Musznicki "Multi-Transformer Flyback Converter for Supplying Isolated IGBT and MOSFET Drivers", 2016 10th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)
2. P. Musznicki, P. J. Chrzan, M. Rucinski, **M. Kolincio** "Adaptive estimation of the transformer stray capacitances for DC–DC converter modelling", IET Power Electronics, vol. 9, no. 15, pp. 2865-2870, 12 14 2016.
3. M. Rucinski, S. Abramik, P. Musznicki, **M. Kolincio** "Predykcja częstotliwości oscylacji komutacyjnych w wielotransformatorowej przetwornicy typu Flyback", Przegląd Elektrotechniczny, ISSN 0033-2097, R. 92 NR 7/2016
4. M. Turzyński, P. J. Chrzan, **M. Kolincio** "Quasi-resonant DC-link voltage inverter with enhanced zero-voltage switching control ", EPE' 17 ECCE Europe, Warszawa, Polska, 11-14.09.2017
5. Michna M., Wilk A., **Kolincio M.**: "Wyznaczenie parametrów modelu matematycznego transformatora średniej częstotliwości", Zeszyty Naukowe Wydziału Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej, nr. 55 (2017), s.41-44

Bibliografia

- [1] C. Ji, M. Smith, K. M. Smedley, and K. King, “Cross regulation in flyback converters: analytic model and solution,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, no. 2, pp. 231–239, Mar 2001.
- [2] J. P. Agrawal and I. Batarseh, “Improving the dynamic and static cross regulation in multi-output resonant converters,” in *Proceedings Eighth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition*, March 1993, pp. 65–70.
- [3] J. P. Agrawal, “Determination of cross regulation in multioutput resonant converters,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 36, no. 3, pp. 760–772, Jul 2000.
- [4] S. . Liang, C. W. Huang, and P. Lu, “A high power and multi-outputs of ac-dc power supply design to meet 80 plus gold and erp requirements,” in *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Oct 2012, pp. 68–73.
- [5] L. Hang, S. Wang, Y. Gu, W. Yao, and Z. Lu, “High cross-regulation multioutputllcseries resonant converter with magamp postregulator,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 9, pp. 3905–3913, Sept 2011.
- [6] C.-C. Wen, C.-L. Chen, W. Chen, and J. Jiang, “Magamp post regulation for flyback converter,” in *2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.01CH37230)*, vol. 1, June 2001, pp. 333–338 vol. 1.
- [7] C. Mullett and F. Cathell, “Improving the regulation of multi-output flyback converters,” in *2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Feb 2009, pp. 1923–1926.
- [8] Q. Chen, F. C. Lee, and M. M. Jovanovic, “Analysis and design of multiple-output converters with stacked secondaries,” in *Proceedings of Intelec 93: 15th International Telecommunications Energy Conference*, vol. 1, Sept 1993, pp. 365–371 vol.1.

- [9] J. Rodriguez, J.-S. Lai, and F. Z. Peng, "Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 724–738, Aug 2002.
- [10] J. Rodriguez, S. Bernet, B. Wu, J. O. Pontt, and S. Kouro, "Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 6, pp. 2930–2945, Dec 2007.
- [11] L. Franquelo, J. Rodriguez, J. Leon, S. Kouro, R. Portillo, and M. Prats, "The age of multilevel converters arrives," *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, vol. 2, no. 2, pp. 28–39, June 2008.
- [12] H. Akagi, "Multilevel converters: Fundamental circuits and systems," *Proceedings of the IEEE*, vol. 105, no. 11, pp. 2048–2065, Nov 2017.
- [13] A. Lesnicar and R. Marquardt, "An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range," in *2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings*, vol. 3, June 2003, pp. 6 pp. Vol.3–.
- [14] J. Wang, R. Burgos, and D. Boroyevich, "A survey on the modular multilevel converters — modeling, modulation and controls," in *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Sept 2013, pp. 3984–3991.
- [15] S. Debnath, J. Qin, B. Bahrani, M. Saeedifard, and P. Barbosa, "Operation, control, and applications of the modular multilevel converter: A review," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 1, pp. 37–53, Jan 2015.
- [16] R. Perret, Ed., *Power Electronics Semiconductor Devices*. ISTE - Wiley, 2009.
- [17] S. K. Biswas, B. Basak, and K. S. Rajashekara, "Gate drive methods for igbts in bridge configurations," in *Proceedings of 1994 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, vol. 2, Oct 1994, pp. 1310–1316 vol.2.
- [18] J. J. Graczkowski, K. L. Neff, and X. Kou, "A low-cost gate driver design using bootstrap capacitors for multilevel MOSFET inverters," in *2006 CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference*, vol. 2, Aug 2006, pp. 1–5.
- [19] C. Klumpner and N. Shattock, "A cost-effective solution to power the gate drivers of multilevel inverters using the bootstrap power supply technique," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE*, Feb 2009, pp. 1773–1779.

- [20] Y. Ye and K. W. E. Cheng, "Bootstrap gate driver and output filter of an sc-based multilevel inverter for aircraft apu," in *2015 6th International Conference on Power Electronics Systems and Applications (PESA)*, Dec 2015, pp. 1–5.
- [21] F. J. C. Padilha, W. I. Suemitsu, M. D. Bellar, and P. M. Lourenco, "Low-cost gate drive circuit for three-level neutral-point-clamped voltage-source inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 4, pp. 1196–1204, April 2009.
- [22] R. L. Lin and F. C. Lee, "Single-power-supply-based transformerless igbt/mosfet gate driver with 100performance using auxiliary bootstrapped charge pumper," in *PESC97. Record 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Formerly Power Conditioning Specialists Conference 1970-71. Power Processing and Electronic Specialists Conference 1972*, vol. 2, June 1997, pp. 1205–1209 vol.2.
- [23] H. Wang and F. Wang, "A self-powered resonant gate driver for high power mosfet modules," in *Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06.*, March 2006, pp. 6 pp.–.
- [24] S. Busquets-Monge, A. Filbà-Martínez, J. Nicolás-Apruzzese, and J. Bordonau, "Self-powered bipolar gate-driver power supply circuit for neutral-point-clamped converters," in *2018 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, Feb 2018, pp. 835–840.
- [25] D. Vasic, F. Costa, and E. Sarraute, "A new mosfet amp; igbt gate drive insulated by a piezoelectric transformer," in *2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.01CH37230)*, vol. 3, June 2001, pp. 1479–1484 vol. 3.
- [26] —, "A new method to design piezoelectric transformer used in mosfet and igbt gate drive circuits," in *IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist, 2003. PESC '03.*, vol. 1, June 2003, pp. 307–312 vol.1.
- [27] —, "Piezoelectric transformer for integrated MOSFET and IGBT gate driver," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 1, pp. 56–65, Jan 2006.
- [28] P. Valenta, V. Koucký, and J. Hammerbauer, "Piezoelectric transformer for high-side mosfet driver supplying," in *2017 18th International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE)*, May 2017, pp. 1–4.
- [29] K. Wolski, P. Grzejszczak, and R. Barlik, "Flyback-based high-side gate driver for a 10-kv sic mosfet," in *2016 10th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)*, June 2016, pp. 390–395.

- [30] J. Kim, H. Kim, Y. Cho, and J. Kim, "Highly isolated power supply design for gate drivers of the solid state transformer," in *2017 Asian Conference on Energy, Power and Transportation Electrification (ACEPT)*, Oct 2017, pp. 1–5.
- [31] K. Mainali, S. Madhusoodhanan, A. Tripathi, K. Vechalapu, A. De, and S. Bhattacharya, "Design and evaluation of isolated gate driver power supply for medium voltage converter applications," in *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, March 2016, pp. 1632–1639.
- [32] R. M. Zwicker, "Generation of multiple isolated bias rails for IGBT inverters using flyback/sepic/cuk combination," in *PCIM Europe 2014; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management; Proceedings of*, May 2014, pp. 1–8.
- [33] N. N. K. S. Pithadia, "Reinforced isolated igbt gate drive flyback power supply with 8 outputs," in *TI Designs*. Texas Instruments, 2014.
- [34] J. Ferrieux and F. Forest, *Alimentations à découpage, convertisseurs à résonance: principes, composants, modélisation*. Masson, 1994.
- [35] D. von den Hoff, K. Oberdieck, and R. W. D. Doncker, "A multi-output resonant gate-driver power supply for electric vehicle applications," in *2017 IEEE 12th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, Dec 2017, pp. 1,214–1,218.
- [36] B. Khemmanee, N. Chuladaycha, and C. Bunlaksananusorn, "A low-cost flyback converter with primary side regulation for a TV set top box," in *2017 International Electrical Engineering Congress (iEECON)*, March 2017, pp. 1–4.
- [37] B. Keogh, B. Long, and J. Leisten, "Design improvements for primary-side-regulated high-power flyback converters in continuous-conduction-mode," in *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, March 2015, pp. 492–497.
- [38] T. J. . Liang, K. H. Chen, and J. F. Chen, "Primary side control for flyback converter operating in DCM and CCM," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 4, pp. 3604–3612, April 2018.
- [39] J. Fang, Z. Lu, Z. Li, and Z. Li, "A new flyback converter with primary side detection and peak current mode control," in *IEEE 2002 International Conference on Communications, Circuits and Systems and West Sino Expositions*, vol. 2, June 2002, pp. 1707–1710 vol.2.

- [40] C.-W. Chang and Y.-Y. Tzou, "Primary-side sensing error analysis for flyback converters," in *2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference*, May 2009, pp. 524–528.
- [41] C. Lin and Y. Tzou, "Digital primary-side sensing and PFC control of a flyback converter," in *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Sept 2011, pp. 2603–2608.
- [42] T. T. Vu, S. O'Driscoll, and J. V. Ringwood, "Primary-side sensing for a flyback converter in both continuous and discontinuous conduction mode," in *IET Irish Signals and Systems Conference (ISSC 2012)*, June 2012, pp. 1–6.
- [43] J.-B. Lee, C. Kim, J.-H. Kim, C.-O. Yeon, Y.-D. Kim, and G. Moon, "A novel accurate primary side control (psc) method for half-bridge (hb) llc converter," in *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)*, May 2014, pp. 1738–1742.
- [44] J. Lee, C. Kim, J. Kim, J. Kim, S. Moon, and G. Moon, "A novel accurate primary-side control (PSC) method for half-bridge (HB)LLC converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 4, pp. 1797–1803, April 2015.
- [45] B. Long, "5vac–440vac input, UCC28722 based, 15v, 6.5w snubber-less flyback converter using bjt primary switch," in *TI Designs*. Texas Instruments, 2016.
- [46] M. O'Loughlin, "Why use a bjt in a flyback converter?" in *EDN network*, 2014.
- [47] J. Pickard, "Under the hood of flyback SMPS designs," in *2010 Texas Instruments Power Supply Design Seminar*, 2010.
- [48] R. M. Nowak, *Poradnik inżyniera energoelektronika t.1*, wyd ii ed. Wydawnictwo WNT, 2013.
- [49] M. N. R. Barlik, *Energoelektronika : elementy, podzespoły, układy*. Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, 2014.
- [50] A. Ayachit, A. Reatti, and M. K. Kazimierczuk, "Magnetising inductance of multiple-output flyback dc/dc convertor for discontinuous-conduction mode," *IET Power Electronics*, vol. 10, no. 4, pp. 451–461, 2017.
- [51] M. Kazimierczuk, *Pulse-Width Modulated DC-DC Power Converters*. Wiley, 2015.
- [52] K.-H. Chen and T.-J. Liang, "Design of quasi-resonant flyback converter control IC with DCM and CCM operation," in *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)*, May 2014, pp. 2750–2753.

- [53] H. Dong, X. Xie, K. Peng, J. Li, and C. Zhao, "A variable-frequency one-cycle control for bcm flyback converter to achieve unit power factor," in *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Oct 2014, pp. 1161–1166.
- [54] G. Spiazzi, D. Tagliavia, and S. Spampinato, "Dc-dc flyback converters in the critical conduction mode: a re-examination," in *Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE*, vol. 4, Oct 2000, pp. 2426–2432 vol.4.
- [55] A. M. Rahimi, M. H. Alavi, and M. R. Zolghadri, "A precise large signal model for a flyback converter in critical conduction mode," in *4th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems. IEEE PEDS 2001 - Indonesia. Proceedings (Cat. No.01TH8594)*, vol. 2, Oct 2001, pp. 886–891 vol.2.
- [56] D. Maksimovic and R. Erickson, "Modeling of cross-regulation in multiple-output flyback converters," in *APEC '99. Fourteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition. 1999 Conference Proceedings (Cat. No.99CH36285)*, vol. 2, March 1999, pp. 1066–1072 vol.2.
- [57] T. Anitha and S. Arulselvi, "Study of cross-regulation and intelligent control of a flyback quasi resonant converter," in *2009 4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, May 2009, pp. 2014–2019.
- [58] M. Turzynski, P. J. Chrzan, M. Kolincio, and S. Burkiewicz, "Quasi-resonant DC-link voltage inverter with enhanced zero-voltage switching control," in *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*, Sept 2017, pp. P.1–P.8.
- [59] R. Pittini, L. Huang, Z. Zhang, and M. Andersen, "Primary parallel secondary series flyback converter (PPSSFC) with multiple transformers for very high step-up ratio in capacitive load charging applications," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2014 Twenty-Ninth Annual IEEE*, March 2014, pp. 1440–1447.
- [60] Y. B. Weng and Y. Xing, "A dual-transformer flyback converter in critical conduction mode," in *The 4th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPEMC 2004.*, vol. 3, Aug 2004, pp. 1074–1079 Vol.3.
- [61] M. Kolincio, P. J. Chrzan, and P. Musznicki, "Multi-transformer flyback converter for supplying isolated IGBT and MOSFET drivers," in *2016 10th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)*, June 2016, pp. 428–432.

- [62] M. K. Kazimierczuk and S. T. Nguyen, "Closed-loop voltage-mode-controlled PWM flyback dc-dc converter for CCM with integral-lead controller," in *Proceedings of the IEEE 1995 National Aerospace and Electronics Conference. NAECON 1995*, vol. 1, May 1995, pp. 61–68 vol.1.
- [63] L. Dinwoodie, "Exposing the inner behavior of a quasi-resonant flyback converter," in *2012 Texas Instruments Power Supply Design Seminar*, 2012. [Online]. Available: <https://www.ti.com/seclit/ml/slup302/slup302.pdf>
- [64] P. C. Hsieh, C. J. Chang, and C. L. Chen, "A primary-side-control quasi-resonant flyback converter with tight output voltage regulation and self-calibrated valley switching," in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE*, Sept 2013, pp. 3406–3412.
- [65] C. Adragna and G. Gritti, "High-power-factor quasi-resonant flyback converters draw sinusoidal input current," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2015 IEEE*, March 2015, pp. 498–505.
- [66] J. Park, Y. J. Moon, M. G. Jeong, J. G. Kang, S. H. Kim, J. C. Gong, and C. Yoo, "Quasi-resonant (QR) controller with adaptive switching frequency reduction scheme for flyback converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2016.
- [67] M. T. Zhang, M. M. Jovanovic, and F. C. Lee, "Design considerations and performance evaluations of synchronous rectification in flyback converters," in *Proceedings of APEC 97 - Applied Power Electronics Conference*, vol. 2, Feb 1997, pp. 623–630 vol.2.
- [68] L. Yang, X. Zhou, and A. Huang, "Design of a transition mode controller for flyback converters," in *2009 International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, Nov 2009, pp. 1188–1193.
- [69] J. Zhang, H. Zeng, and X. Wu, "An adaptive blanking time control scheme for an audible noise-free quasi-resonant flyback converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 10, pp. 2735–2742, Oct 2011.
- [70] C. Adragna, "L6565 quasi-resonant controller," in *AN1326 Appl. Note*. STMicroelectronics, 2002.
- [71] R. Nalepa, N. Barry, and P. Meaney, "Primary side control circuit of a flyback converter," in *APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.01CH37181)*, vol. 1, March 2001, pp. 542–547 vol.1.

- [72] *TPS92315 Off-Line Primary-Side Sensing Controller*, Texas Instruments, 2005.
- [73] T. Zhou, “Primary-side sensing takes complexity out of isolated flyback converter design,” in *Linear Technology Magazine*, January 2009.
- [74] *L6562 Transition-mode PFC controller*, STMicroelectronics, 2005.
- [75] Linear Technology Corporation, “LTspice XVII,”
<http://www.linear.com/designtools/software/>, 2017.
- [76] G. Brocard, *The LTSpice IV Simulator: Manual, Methods and Applications*. Würth Elektronik, 2013.
- [77] L. W. Nagel and D. Pederson, “Spice (simulation program with integrated circuit emphasis),” EECS Department, University of California, Berkeley, Tech. Rep. UCB/ERL M382, Apr 1973. [Online]. Available: <http://www2.eecs.berkeley.edu/Pubs/TechRpts/1973/22871.html>
- [78] H. Kaneda, “Ltspice control library,”
<https://github.com/kanedahiroshi/LTspiceControlLibrary>, 2017.

Spis rysunków

1.1	Układy zasilania sterowników bramkowych tranzystorów w układzie mostkowym: a) bootstrap; b) pompa ładunku; c) układ wykorzystujący napięcie na łączniku; d) transformator piezoelektryczny.	7
1.2	Układy przetwornic wielowyjściowych z transformatorem wielouzwojeniowym: a) mostkowa; b) półmostkowa rezonansowa LLC; c) dwutaktowa.	9
2.1	Rozpływ prądów w transformatorowym przekształtniku dwutaktowym: a) w czasie przewodzenia łącznika Q; b) w czasie gdy łącznik Q jest wyłączony.	13
2.2	Przebiegi prądów i napięć w przekształtniku dwutaktowym pracującym w trybie: a)przewodzenia przerywanego; b) przewodzenia ciągłego.	14
2.3	Przebiegi prądów i napięć w przekształtniku dwutaktowym pracującym w trybie granicznym pomiędzy przewodzeniem przerywanym a ciągłym.	15
2.4	Przekształtnik dwutaktowy z transformatorem wielouzwojeniowym.	16
2.5	Transformator wielouzwojeniowy z karkasem o zwiększonych odstępach izolacyjnych.	16
2.6	Przekształtnik dwutaktowy z wieloma transformatorami.	17
3.1	a) Model obwodowy przekształtnika 2-transformatorowego; b) model uproszczony.	19
3.2	Przebiegi prądów: i_{p1} , i_{p2} - prądy uzwojeń pierwotnych transformatorów T_1 , T_2 ; i_{s1} , i_{s2} - prądy uzwojeń wtórnych transformatorów T_1 , T_2 ; oraz napięcia uzwojeń pierwotnych u_p w jednym cyklu pracy przekształtnika 2-transformatorowego	20
3.3	Przeptyw prądów w przekształtniku w podokresie I	21
3.4	Przeptyw prądów w przekształtniku w podokresie II.	21
3.5	Przeptyw prądów w przekształtniku w podokresie III.	23
3.6	a) Model przekształtnika n-transformatorowego; b) schemat zastępczy dwutransformatorowy.	27

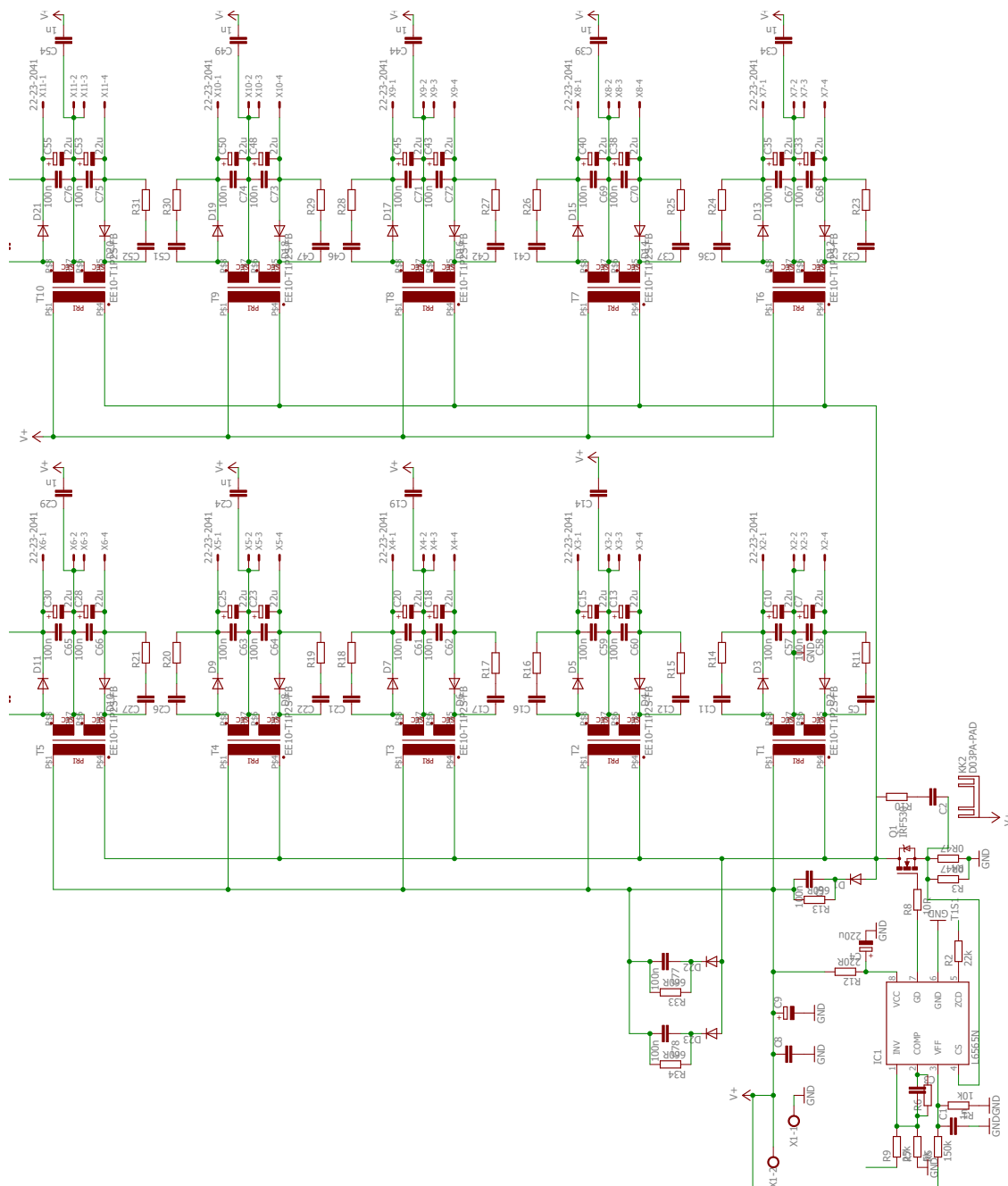
3.7	Przebiegi prądów: i_{p1} , i_{pz} - prądy uzwojeń pierwotnych transformatorów T_1 , T_2 ; i_{s1} , i_{sz} - prądy uzwojeń wtórnych transformatorów T_1 , T_2 ; oraz napięcia uzwojeń pierwotnych u_p w jednym cyklu pracy przekształtnika n-transformatorowego.	28
3.8	Przepływ prądów w przekształtniku w podokresie I.	29
3.9	Rozpływ prądów w przekształtniku w podokresie II.	29
3.10	Rozpływ prądów w przekształtniku w podokresie III.	31
3.11	Przebiegi prądów w jednym cyklu pracy przekształtnika dla przypadku $R_{o1} > R_{o2}$	34
3.12	Przepływ prądów w przekształtniku w podokresie I.	34
3.13	Rozpływ prądów w przekształtniku w podokresie II.	35
3.14	Rozpływ prądów w przekształtniku w podokresie III.	37
3.15	Zależność różnicy napięć wyjściowych od stosunku rezystancji obciążenia K_2 oraz współczynnika rozproszenia K_1 dla układu wielotransformatorowego z regulowanym napięciem u_{o1}	41
3.16	Zależność względnej różnicy napięć wyjściowych od parametrów K_1 i K_2 dla układu 6-transformatorowego z regulowanym napięciem średnim.	43
3.17	Zależność względnej różnicy napięć wyjściowych od ilości transformatorów. a) $K_1=0,01$, $K_2=0,25$; b) $K_1=0,02$, $K_2=10$; c) $K_1=0,02$, $K_2=0,1$	44
4.1	Układ regulacji napięcia z modulacją PWM w trybie regulacji napięcia wyjściowego.	46
4.2	Układ regulacji napięcia z modulacją PWM w trybie kontroli prądu obwodu pierwotnego.	46
4.3	Idealizowany przebieg napięcia dren-źródło tranzystora oraz stan tranzystora kluczującego w przekształtniku pracującym w trybie quasi-rezonansowym.	47
4.4	Schemat ideowy układu estymacji napięcia średniego.	49
4.5	Przykładowy przebieg napięcia obwodu pierwotnego u_p oraz napięcia na kondensatorze u_c (symulacja w programie LTSpice).	50
5.1	Quasi-rezonansowa przetwornica 10-transformatorowa.	51
5.2	Schemat ideowy układu prototypowego ze sprzężeniem od jednego z napięć wyjściowych.	53
5.3	Prototyp quasi-rezonansowego przekształtnika 6-transformatorowego.	54
5.4	Schemat ideowy układu sterowania z pomiarem napięcia obwodu pierwotnego z wykorzystaniem układu L6562.	55

5.5	Przekształtnik wielotransformatorowy zastosowany do zasilania sterowników bramkowych w układzie kompensatora generatora indukcyjnego.	57
5.6	Przykład stanu ustalonego pracy kompensatora; u_G napięcie generatora, i_k - prąd generatora, u_k napięcie kompensatora.	58
5.7	Przekształtnik wielotransformatorowy zastosowany do zasilania sterowników bramkowych w układzie falownika PQRDCLI.	58
5.8	a) Schemat falownika PQRDCLI; b) przebiegi prądu cewki rezonansowej i_{LR} w podokresie zerowania napięcia u_F w przekształtniku PQRDCLI.	59
6.1	Model symulacyjny przekształtnika 6-transformatorowego w programie LTSpice XVII.	61
6.2	Model symulacyjny pojedynczego transformatora wraz z obwodem wyjściowym.	62
6.3	Model symulacyjny układu pomiaru napięcia ze wzmacniaczem operacyjnym TL072.	62
6.4	Model symulacyjny regulatora napięcia.	63
6.5	Model układu modulatora quasi-rezonansowego.	64
6.6	Schemat układu laboratoryjnego do pomiaru regulacji napięcia oraz przepływu prądów w przekształtniku wielotransformatorowym.	66
6.7	Przebiegi prądów i napięć w przekształtniku 6-transformatorowym przy obciążeniu wszystkich transformatorów rezystancją $R_{o1} = R_{o2} = 810 \Omega$	67
6.8	Przebiegi prądów i napięć w przekształtniku 6-transformatorowym przy obciążeniu wszystkich transformatorów rezystancją $R_{o1} = R_{o2} = 405 \Omega$	68
6.9	Przebiegi prądów i napięć w przekształtniku 6-transformatorowym przy obciążeniu transformatora T_1 rezystancją $R_{o1} = 405 \Omega$ i transformatorów T_2, \dots, T_6 rezystancją $R_{o2} = 810 \Omega$	70
6.10	Przebiegi prądów i napięć w przekształtniku 6-transformatorowym przy obciążeniu transformatora T_1 rezystancją $R_{o1} = 1620 \Omega$ i transformatorów T_2, \dots, T_6 rezystancją $R_{o2} = 405 \Omega$	71
6.11	Charakterystyka napięć wyjściowych przy zmiennym obciążeniu transformatora T_1 i obciążeniu pozostałych transformatorów prądem $i_{o2} = 40$ mA.	73
6.12	Względna różnica napięć wyjściowych w funkcji prądu obciążenia i_{o1} wyjścia transformatora T_1 przy obciążeniu pozostałych transformatorów prądem $i_{o2} = 40$ mA. Wyniki pomiarów oraz obliczeń analitycznych.	74
6.13	Charakterystyka względnego uchybu regulacji $\frac{\Delta u_o}{u_{oAV}}$ od prądu i_{o1} dla 2, 3 oraz 6 transformatorów.	75

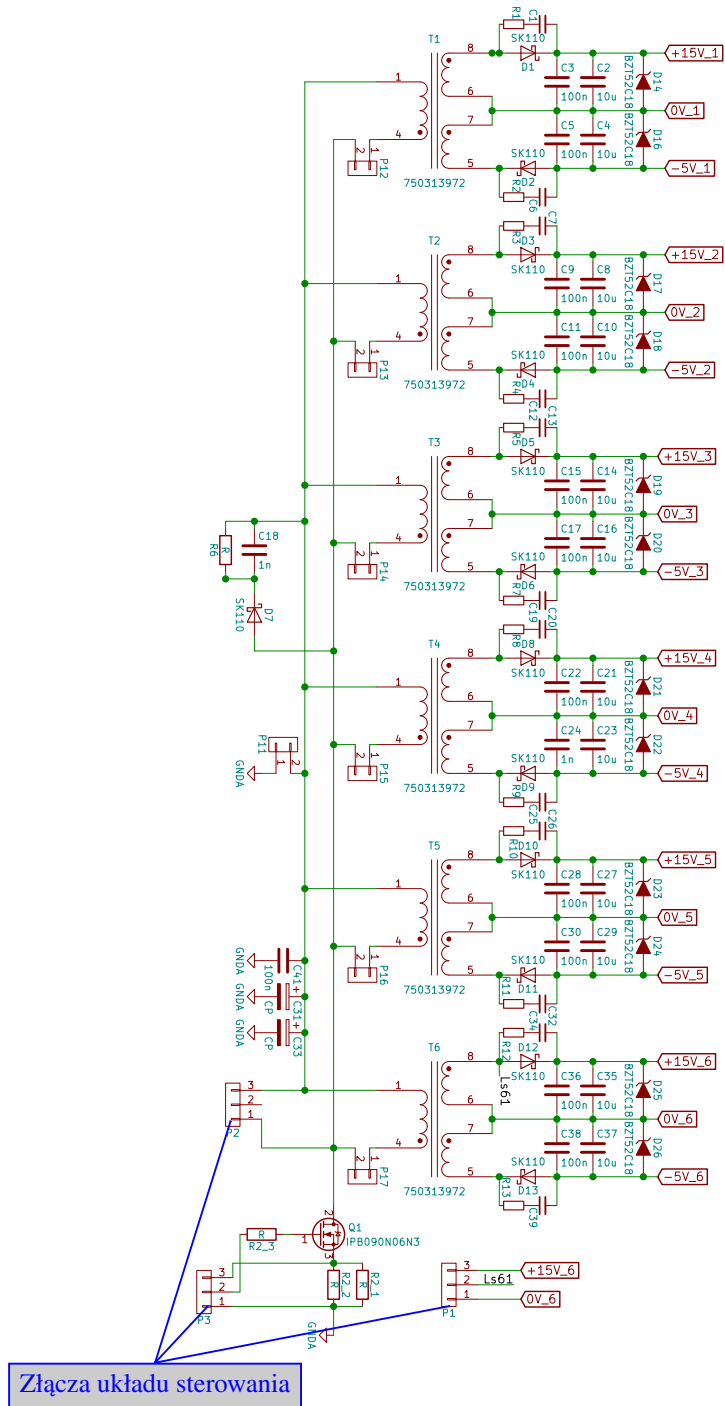
Spis tablic

3.1	Stan łączników w poszczególnych podokresach pracy przekształtnika. . .	19
5.1	Parametry układu prototypowego 10-transformatorowego ze sprzężeniem bezpośrednim od jednego z napięć wyjściowych.	52
5.2	Podstawowe parametry prototypu 6-transformatorowego z transformatorami 750313972.	54
5.3	Zmierzone indukcyjności transformatorów zastosowanych w przekształtniku oraz wartości uśrednione.	54

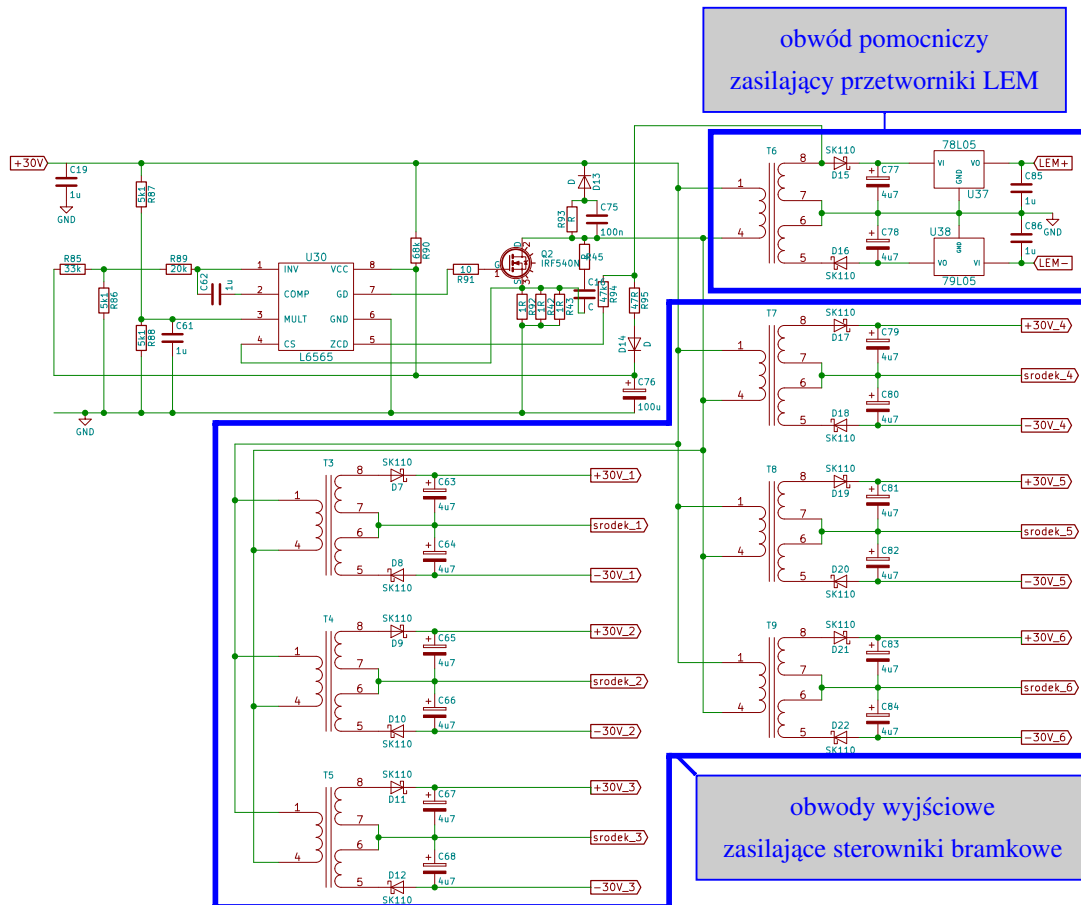
A. Schematy układów prototypowych



Rys. A.1: Schemat układu prototypowego z dziesięcioma transformatorami.

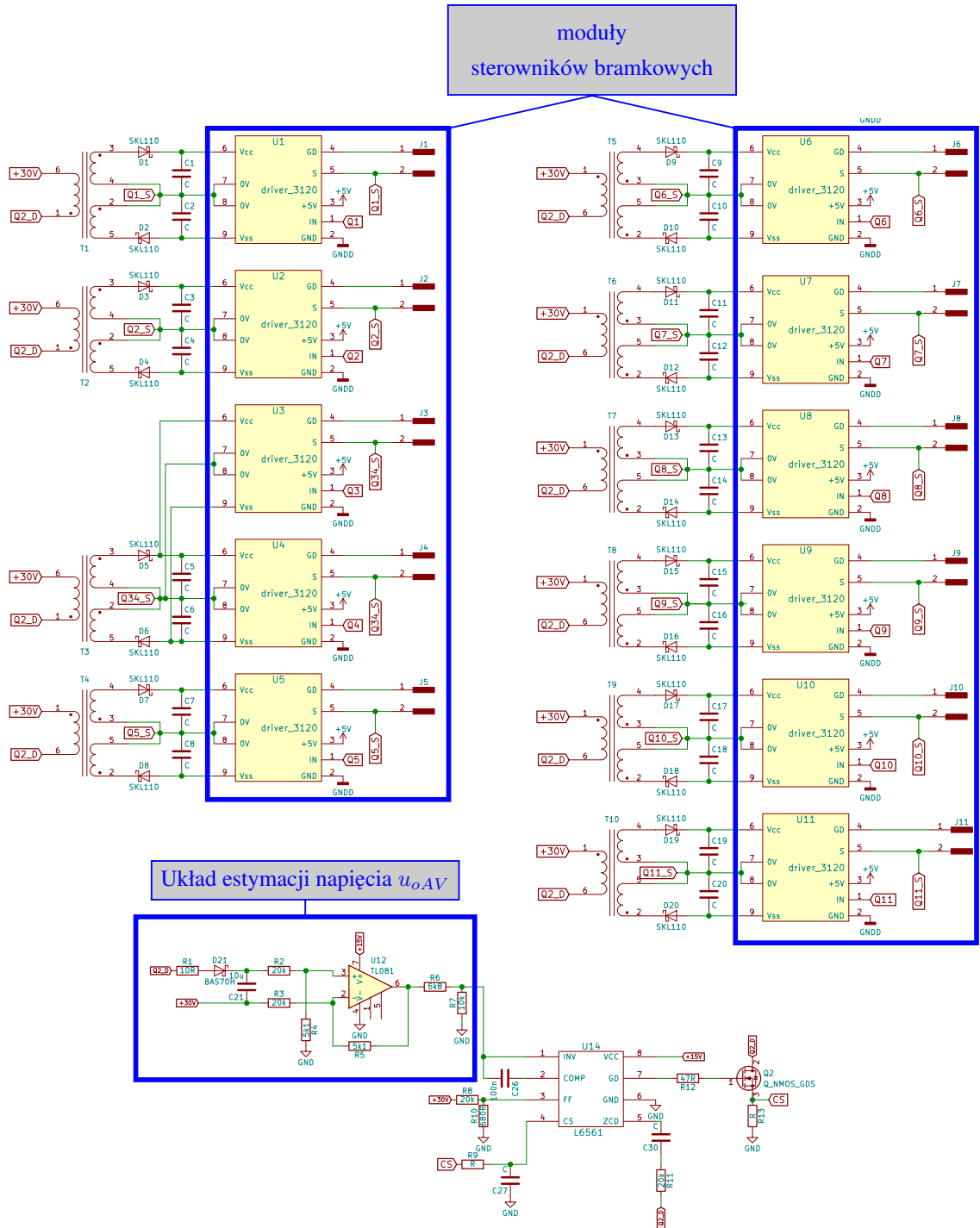


Rys. A.2: Schemat układu prototypowego z sześcioma transformatorami.



Rys. A.3: Schemat układu zasilacza sterowników bramkowych kompensatora generatora indukcyjnego.

DODATEK A. SCHEMATY UKŁADÓW PROTOTYPOWYCH



Rys. A.4: Schemat układu zasilacza 9-transformatorowego sterowników bramkowych falownika PQRDCL1. Transformator T4 nie został zamontowany.