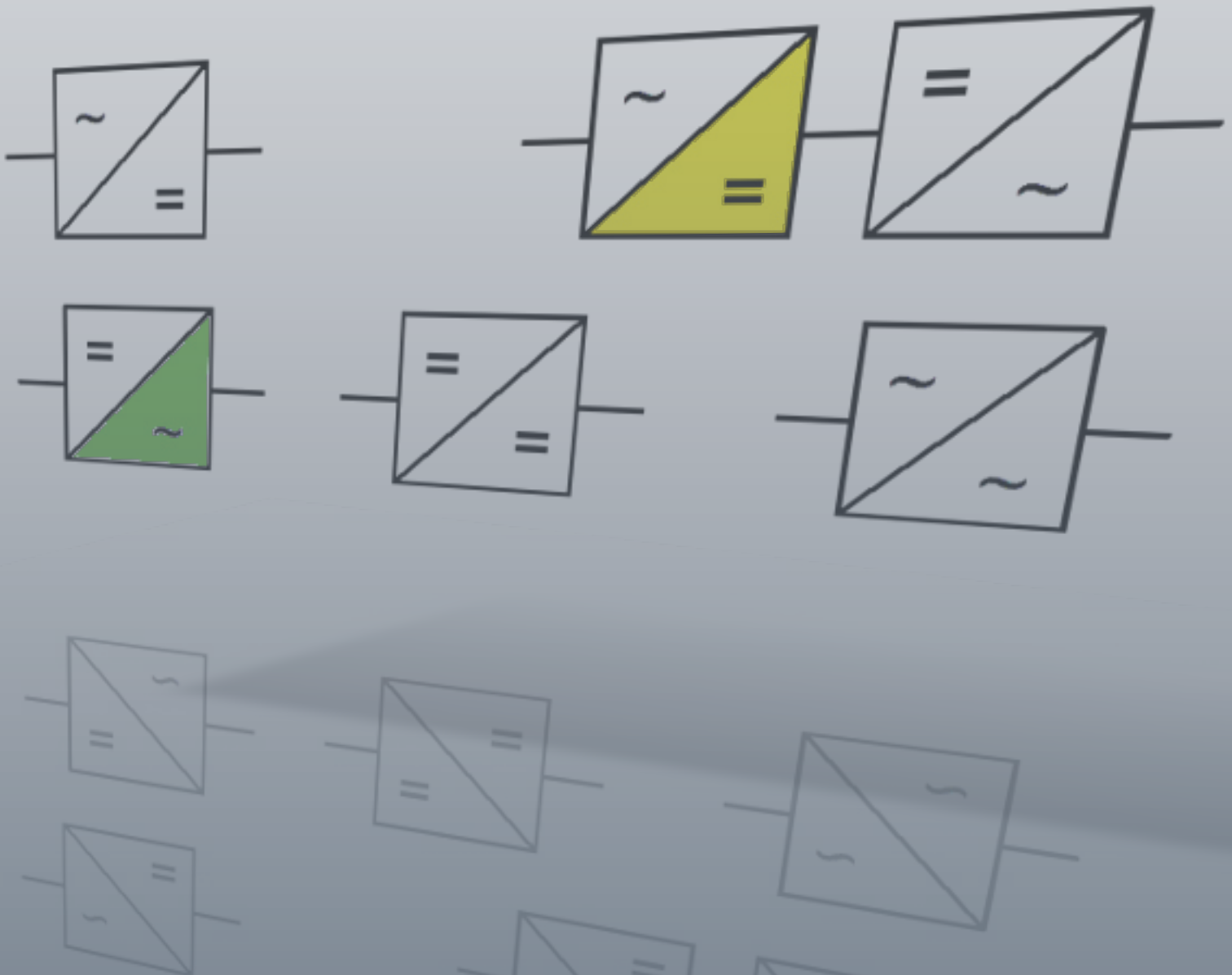


Laboratorium Podstaw Energoelektroniki

Krzysztof Iwan Piotr Musznicki Jarosław Guziński Jarosław Łuszcz



Wydawnictwo
Politechniki Gdańskiej



KAPITAŁ LUDZKI
NARODOWA STRATEGIA SPÓJNOŚCI

UNIA EUROPEJSKA
EUROPEJSKI
FUNDUSZ SPOŁECZNY



Materiały zostały przygotowane w związku z realizacją projektu pt. „Zamawianie kształcenia na kierunkach technicznych, matematycznych i przyrodniczych - pilotaż” współfinansowanego ze środków Unii Europejskiej w ramach Europejskiego Funduszu Społecznego nr umowy: 46/DSW/4.1.2/2008 - zadanie 018240 w okresie od 21.08.2008-15.03.2012

Laboratorium Podstaw Energoelektroniki

Krzysztof Iwan Piotr Musznicki Jarosław Guziński Jarosław Łuszcz

Gdańsk 2011

PRZEWODNICZĄCY KOMITETU REDAKCYJNEGO
WYDAWNICTWA POLITECHNIKI GDAŃSKIEJ
Romuald Szymkiewicz

RECENZENT
Piotr J. Chrzan

PROJEKT OKŁADKI
Piotr Musznicki

Wydano za zgodą
Rektora Politechniki Gdańskiej

Oferta wydawnicza Politechniki Gdańskiej jest dostępna pod adresem
<http://www.pg.gda.pl/WydawnictwoPG>

© Copyright by Wydawnictwo Politechniki Gdańskiej
Gdańsk 2011

Utwór nie może być powielany i rozpowszechniany, w jakiegokolwiek formie
i w jakikolwiek sposób, bez pisemnej zgody wydawcy

ISBN 978-83-7348-398-9

WYDAWNICTWO POLITECHNIKI GDAŃSKIEJ

Wydanie I. Ark. wyd. 12,0, ark. druku 11,0, 980/656

Spis treści

1. Tranzystory mocy (<i>Krzysztof Iwan</i>)	1
1.1 Wprowadzenie	1
1.2 Podstawowe charakterystyki statyczne	2
1.3 Model termiczny łącznika	3
1.4 Ograniczenia dynamiczne	5
1.5 Proces włączania i wyłączania	5
1.6 Wyprowadzenia	13
1.7 Instrukcja do ćwiczenia laboratoryjnego	15
1.7.1 Pomiar charakterystyk statycznych	16
1.7.2 Obserwacja procesów dynamicznych	17
1.7.3 Pomiar jednostkowych strat przełączania	17
1.7.4 Program ćwiczenia	18
1.7.5 Opracowanie wyników pomiarów	18
1.7.6 Pytania i zadania kontrolne	19
2. Tyrystory (<i>Piotr Musznicki</i>)	21
2.1 Wprowadzenie	21
2.2 Budowa i zasada działania tyrystora	21
2.3 Zewnętrzna charakterystyka statyczna	22
2.4 Parametry dynamiczne tyrystora	25
2.5 Wrażliwość tyrystorów	27
2.6 Specjalne typy tyrystorów	28
2.7 Układy tyrystorowe – jednofazowe prostowniki sterowane	29
2.7.1 Prostownik jednopulsowy	29
2.7.2 Prostownik dwupulsowy	33
2.8 Instrukcja do ćwiczenia laboratoryjnego	36
2.8.1 Pomiar charakterystyk statycznych	36
2.8.2 Jednopulsowy prostownik sterowany	37
2.8.3 Opracowanie wyników	38
2.8.4 Pytania kontrolne	38
3. Beztransformatory DC-DC (<i>Krzysztof Iwan</i>)	41
3.1 Wprowadzenie	41
3.2 Układ obniżający napięcie (typu <i>buck</i>)	41
3.2.1 Sposoby pracy układu	42
3.2.2 Tętnienia napięcia wyjściowego	44
3.2.3 Uwagi	47

3.3	Układ podwyższający napięcie (typu <i>boost</i>)	48
3.3.1	Działanie układu	48
3.3.2	Tętnienia napięcia wyjściowego	51
3.3.3	Uwagi	53
3.4	Układ obniżająco-podwyższający napięcie	53
3.4.1	Działanie układu	54
3.4.2	Tętnienia napięcia wyjściowego	55
3.4.3	Uwagi	55
3.5	Sprawność beztransformatorowych przekształtników DC-DC	56
3.6	Wprowadzenia	57
3.7	Instrukcja do ćwiczenia laboratoryjnego	59
3.7.1	Program ćwiczenia	61
3.7.2	Opracowanie wyników pomiarów	62
3.7.3	Pytania i zadania kontrolne	62
4.	Transformatorowe przekształtniki DC-DC (<i>Krzysztof Iwan</i>)	65
4.1	Wprowadzenie	65
4.2	Przegląd transformatorowych układów DC-DC	65
4.2.1	Przekształtnik dwutaktowy (flyback converter)	66
4.2.2	Przekształtnik jednotaktowy (forward converter)	68
4.3	Instrukcja do ćwiczenia laboratoryjnego	72
4.3.1	Program ćwiczenia	74
4.3.2	Opracowanie wyników pomiarów	75
4.3.3	Pytania i zadania kontrolne	75
5.	Prostowniki diodowe jednofazowe (<i>Krzysztof Iwan</i>)	77
5.1	Wprowadzenie	77
5.2	Rodzaje jednofazowych prostowników diodowych	77
5.3	Rola transformatorów w układach prostownikowych	79
5.4	Narażenia elementów półprzewodnikowych	79
5.5	Podstawowa analiza wybranych układów prostownikowych	79
5.5.1	Działanie prostownika jednopulsowego z obciążeniem rezystancyjnym	81
5.5.2	Działanie prostownika jednopulsowego z obciążeniem RL	84
5.5.3	Działanie prostownika jednopulsowego z obciążeniem RLD	85
5.5.4	Działanie prostownika jednopulsowego z obciążeniem RC	87
5.5.5	Podsumowanie działania podstawowych układów jednopulsowych.	88
5.5.6	Działanie prostownika dwupulsowego z obciążeniem rezystancyjnym	88
5.5.7	Działanie prostownika dwupulsowego z obciążeniem RL	89
5.5.8	Działanie prostownika dwupulsowego z obciążeniem RC	91
5.5.9	Działanie prostownika dwupulsowego z obciążeniem RLC	93
5.5.10	Uwagi	96
5.6	Wprowadzenia	97
5.7	Instrukcja do ćwiczenia laboratoryjnego	99
5.7.1	Program ćwiczenia	101
5.7.2	Opracowanie wyników pomiarów	101
5.7.3	Pytania i zadania kontrolne	102

6. Jednofazowe falowniki napięcia (<i>Jarostaw Guziński</i>)	103
6.1 Jednofazowy falownik napięcia	104
6.1.1 Sterowanie pracą układu	105
6.1.2 Regulacja napięcia wyjściowego falownika jednofazowego	107
6.1.3 Czas martwy w falowniku	111
6.1.4 Filtry wyjściowe falowników napięcia	111
6.1.5 Uwagi	112
6.2 Wyprowadzenia	114
6.3 Instrukcja do ćwiczenia laboratoryjnego	114
6.3.1 Program ćwiczenia	119
6.3.2 Opracowanie wyników pomiarów	120
6.3.3 Pytania i zadania kontrolne	121
7. Układy zasilania bezprzerwowego (UPS) (<i>Jarostaw Łuszcz</i>)	123
7.1 Wprowadzenie	123
7.2 Wymagania jakości zasilania urządzeń	124
7.3 Podstawowe funkcje i właściwości UPS	127
7.4 Parametry znamionowe UPS	128
7.5 Klasyfikacja topologii układów UPS	128
7.5.1 Klasyfikacja UPS pod względem jakości napięcia wyjściowego	129
7.5.2 Układy o gotowości biernej typu „standby” (VFD)	131
7.5.3 Układy interaktywne o gotowości aktywnej typu „line interactive”(VI)	132
7.5.4 Układ typu „standby-ferro” ze sprzężeniem magnetycznym (VI)	132
7.5.5 Układy typu Delta o gotowości „on line” (VI)	133
7.5.6 Układy o gotowości aktywno-biernej typu „standby – on line” (VFI)	136
7.5.7 Układy z podwójnym przetwarzaniem „true on line” (VFI)	137
7.6 Źródła energii stosowane w UPS	137
7.7 Podstawowe zasady doboru UPS	140
7.8 Badania właściwości układów UPS	141
7.8.1 Znormalizowane obciążenia liniowe	142
7.8.2 Znormalizowane obciążenia nieliniowe	142
7.8.3 Statyczne parametry znamionowe	143
7.8.4 Znormalizowane właściwości dynamiczne	144
7.9 Metody badań UPS	145
7.9.1 Zasady stosowania nieliniowego obciążenia wzorcowego	145
7.9.2 Zmiana trybu pracy	147
7.9.3 Badania charakterystyk dynamicznych przy obciążeniu liniowym	147
7.9.4 Badania charakterystyk wyjściowych przy nieliniowym obciążeniu wzorcowym	148
7.9.5 Badanie zdolności magazynowania energii	148
7.9.6 Badanie sprawności i współczynnika mocy wejściowej	149
7.10 Badania laboratoryjne UPS	149
7.10.1 Badania sprawności w różnych trybach pracy	149
7.10.2 Badania oscyloskopowe przebiegów wyjściowych w stanach statycznych i dynamicznych	150
7.11 Opracowanie wyników	152
7.12 Pytania kontrolne	152

8. Sterownik prądu przemiennego (<i>Piotr Musznicki</i>)	155
8.1 Wprowadzenie	155
8.2 Budowa jednofazowego sterownika przemiennego	155
8.3 Sterownik jednofazowy z obciążeniem rezystancyjnym	156
8.4 Sterownik jednofazowy z obciążeniem o charakterze rezystancyjno-indukcyjnym	159
8.5 Sterownik jednofazowy z obciążeniem indukcyjnym	161
8.6 Podsumowanie	163
8.7 Instrukcja do ćwiczenia laboratoryjnego:	163
8.7.1 Program ćwiczenia	164
8.7.2 Opracowanie wyników	165
8.7.3 Pytania kontrolne	166

Tranzystory mocy

1.1 Wprowadzenie

Stosowanie w energoelektronice technik impulsowych wymaga stosowania łączników w pełni sterowanych, czyli takich elementów, które zależnie od sterowania mogą przewodzić prąd elektryczny bądź bardzo dobrze, bądź bardzo źle. Ze względu na specyfikę układów przekształtnikowych czasy przechodzenia od stanu dobrego przewodzenia znacznego prądu do dobrego izolowania przy znacznym napięciu i odwrotnie powinny być możliwie krótkie, a trwałość łączników rozumiana jako całkowita liczba łąceń w warunkach znamionowych nie może być ograniczona.

W tej sytuacji w układach przekształtnikowych nie jest możliwe stosowanie jakichkolwiek łączników mechanicznych i wymusza korzystanie z rozwiązań bezstykowych.

Tranzystory, zarówno bipolarne, jak i unipolarne, w stanie zatkania bądź wyłączenia są złymi przewodnikami, natomiast w stanie nasycenia bądź włączenia przewodzą prąd przy niewielkim spadku napięcia $U_{CE(SAT)}$ bądź stanowią stosunkowo niewielką rezystancję $r_{DS(ON)}$. Ten efekt jest wykorzystywany w bramkach logicznych i innych podzespołach elektronicznych, także przy wielkich częstotliwościach pracy.

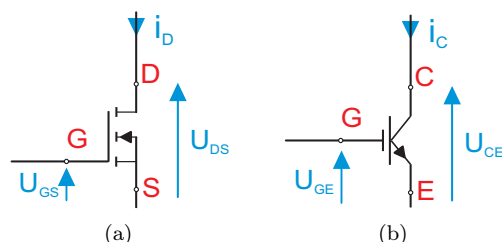
W układach energoelektronicznych, w których już przy średniej mocy rzędu 30 kVA łączone prądy są na poziomie kilkudziesięciu amperów, a blokowane napięcia są na poziomie 1 kV, rozwiązania technologiczne czerpane wprost z układów elektronicznych nie są wystarczające. Specyficzne dla techniki przekształtnikowej elementy są nazywane łącznikami energoelektronicznymi (z ang. *power electronic switch*). Spośród takich łączników do zastosowań małej mocy (do 1 kVA) przy dużej częstotliwości pracy (20 kHz...1 MHz) dobrze nadają się tranzystory MOSFET, a do zastosowań średniej mocy (do setek kVA) przy częstotliwości pracy do 50 kHz są stosowane tranzystory IGBT. Zakres zastosowań poszerza się wraz z nieustannie wprowadzanymi nowymi generacjami tych tranzystorów.

Ważne i ciekawe zagadnienia dotyczące budowy tranzystorów MOSFET i IGBT nie zostaną tutaj omówione. Zagadnienia te są wyczerpująco opisane w literaturze [1], [7], [6] oraz w serwisach producentów [i1, i2, i3, i4, i5]. Ograniczając się do tranzystorów sterowanych polowo, pominięto także omówienie bipolarnych tranzystorów mocy (BJT).

W dalszej części zostaną opisane wybrane zagadnienia, uznane za szczególnie istotne dla prawidłowego posługiwania się typowymi łącznikami energoelektronicznymi.

1.2 Podstawowe charakterystyki statyczne

Symbole tranzystorów MOSFET (z kanałem n) oraz IGBT (typu n) przedstawiono na rys. 1.1. Uzupełnienie typu IGBT o literę „n” lub „p” oznacza rodzaj kanału wejściowego tranzystora MOSFET.



Rys. 1.1 Symbole wybranych łączników energoelektronicznych wraz z oznaczeniami:
a) tranzystor MOSFET (kanał n), b) tranzystor IGBT (kanał n)

Obwód silnopiędowy tych łączników stanowi obwód dren - źródło (dla MOSFET) i kolektor - emiter (dla IGBT). Charakterystyki zewnętrzne $I_D(U_{DS})$ oraz $I_C(U_{CE})$ zależą od napięcia sterującego bramką (odpowiednio U_{GS} i U_{GE}). Obszar bezpiecznej pracy (*Safe Operating Area*, SOA) jest ograniczony maksymalnym prądem impulsowym I_{DM}/I_{CM} , znacznie od niego mniejszym maksymalnym prądem ciągłym I_D/I_C , maksymalnym napięciem blokowania (przebiecia, *breakdown*) U_{DSS}/U_{CES} oraz hiperbolą wynikającą z maksymalnej dopuszczalnej temperatury złącza związanej z występującymi w łączniku stratami mocy.

Ze względu na przeznaczenie do pracy przy różnych temperaturach, prądy maksymalne podaje się w zależności od temperatury obudowy (*case*) T_C - dla typowej temperatury otoczenia 20°C i dla typowej ustalonej roboczej temperatury obudowy 100°C .

Ograniczenie obszaru SOA mocą strat bywa określane nie tylko dla pracy ciągłej, ale także dla wybranych wariantów pracy impulsowej. Obszar SOA dla tranzystorów IGBT jest określany także w stanach dynamicznych i jako najwęższy jest zwykle podawany obszar przy wyłączaniu, tzw. *turn-off SOA*, także nazywany RBSOA (*Reverse Biased Safe Operating Area*), bądź przy włączaniu (FBSOA - *Forward Biased Safe Operating Area*). Szczególnie dla IGBT, ze względu na różnorodność konstrukcji i szybki rozwój tej technologii, katalogowe ograniczenia mogą przybierać różne formy. Ponadto poszczególni producenci tranzystorów ustalają własne zasady opisu katalogowego. W tabeli 1.1 zestawiono charakterystyki zewnętrzne, przejściowe i ilustracje SOA wybranych tranzystorów, przy czym IXSH10N60A* jest konstrukcją bardzo wczesną (opracowany około roku 1995).

Spośród parametrów statycznych o przydatności tranzystora jako łącznika energoelektronicznego najwyraźniej świadczą dwie wartości: maksymalny prąd I_{DM}/I_{CM} , określany dla maksymalnej temperatury pracy na granicy obszaru SOA oraz maksymalne napięcie blokowania (przebiecia) U_{DSS}/U_{CES} . Maksymalny prąd ciągły I_D/I_C jest związany ze stratami mocy w stanie przewodzenia i nie musi być istotnym ograniczeniem. Nieprzekraczalnym ograniczeniem jest maksymalna temperatura złącza (*junction*) T_j , która zwykle wynosi 150°C . Temperatura złącza zależy od strat całkowitych w tranzystorze i od intensywności odprowadzania ciepła ze złącza.

Wobec tego, z jednej strony, przy intensywnym chłodzeniu jest możliwa praca przy stratach przewodzenia znacznie większych niż dla I_D/I_C . Z drugiej strony, przy przewodzeniu prądu o charakterze impulsowym straty przy przewodzeniu wynikające z wartości skutecznej prądu będą mniejsze niż przy prądzie stałym o wartości równej wartości szczytowej prądu impulsowego.

* W charakterystykach tranzystora IXSH10N60A producent zastosował oznaczenia jak dla MOSFET.

1.2. PODSTAWOWE CHARAKTERYSTYKI STATYCZNE

Tabela 1.1 Podstawowe charakterystyki statyczne wybranych tranzystorów

rodzaj, oznaczenie i podstawowe parametry	charakterystyka zewnętrzna	charakterystyka przejęciowa	obszar bezpiecznej pracy
MOSFET IRF540 $I_D=22/15A$ $I_{DM}=88A$ $U_{DSS}=100V$			
IGBT IRG4PC40FD $I_C=49/27A$ $I_{CM}=200A$ $U_{CES}=600V$			
IGBT IXSH10N60A $I_C=20/10A$ $I_{CM}=40A$ $U_{CES}=600V$			

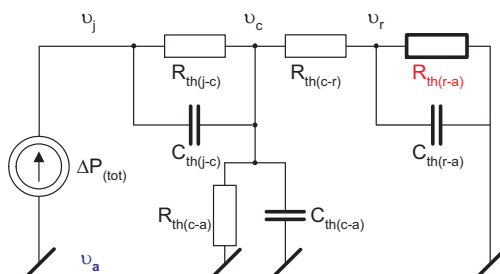
Właśnie przy pracy impulsowej, przy prądach o wartości znacznie przekraczającej I_D/I_C są podawane charakterystyki przejściowe $I_D = f(U_{GS})$ i $I_C = f(U_{GE})$ dla $U_{DS}/U_{CE} = const \gg 0$. Na charakterystykach tych wyraźnie widać, jak niewielkie zmiany napięcia sterującego powodują gwałtowne przejście obwodu zewnętrznego (prądowego) tranzystora pomiędzy stanem bardzo słabego przewodzenia (wyłączenia bądź zatkania) a stanem dobrego przewodzenia prądu (włączenia bądź nasycenia). Wyróżnia się wartość napięcia sterującego bramką U_{GS}/U_{GE} , w pobliżu którego następuje wymieniona zmiana przewodnictwa tranzystora, napięcie to nazywa się „progowym” (*threshold*) i oznacza $U_{GS(th)}/U_{GE(th)}$.

1.3 Model termiczny łącznika

Złożone zjawiska termodynamiczne przedstawiane w uproszczeniu, w modelu liniowym są w formie obwodu elektrycznego, w którym straty mocy są reprezentowane przez źródło prądowe $\Delta P_{(tot)}$, potencjały elektryczne odpowiadają temperaturom v na granicach obszarów, a ograniczenie ilości i szybkości przepływającej energii cieplnej wynika z rezystancji $R_{(th)}$ i pojemności $C_{(th)}$ termicznych. Wynikające stąd jednostki to K (ew. °C), K/W i K s/W. Na rys. 1.2 przedstawiono model termiczny uwzględniający rozptył ciepła (z uwzględnieniem dynamiki) od złącza

1.3. MODEL TERMICZNY ŁĄCZNIKA

(*junction*) do obudowy (*case*), z obudowy poprzez radiator do otoczenia (*ambient*) bądź bezpośrednio do otoczenia. Rezystancja $R_{th(c-r)}$ wynika z właściwości połączenia radiatora z obudową tranzystora, w tym z ew. obecności dodatkowej izolacji elektrycznej. Dla tranzystora pracującego w określonym układzie, czyli dla danych $\Delta P_{(tot)}$, dobór chłodzenia polega na doborze radiatora, czyli $R_{th(r-a)}$, ew. także na korekcji temperatury otoczenia v_a , czyli na obniżeniu temperatury czynnika chłodzącego.



Rys. 1.2 Przykładowy model termiczny łącznika

Tabela 1.2 Parametry modelu termicznego tranzystora IRG4PC40FD

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case - IGBT	-----	-----	0.77	°C/W
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case - Diode	-----	-----	1.7	
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, flat, greased surface	-----	0.24	-----	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient, typical socket mount	-----	-----	40	

W katalogach są zwykle podawane wartości $R_{th(j-c)}$ i suma $R_{th(j-a)} = R_{th(j-c)} + R_{th(c-a)}$, np. dla tranzystora IRG4PC40FD (tab. 1.2) odczytamy wartości $R_{th(j-c)} = 0,77$ K/W, $R_{th(c-r)} = 0,24$ K/W. Bez radiatora sumaryczna $R_{th(j-a)}$ wynosi 40 K/W, co oznacza, że przy obciążeniu ciągłym prądem $I_C = 40$ A, czyli przy stratach przewodzenia $\Delta P_F \approx I_C U_{CE(SAT)} = 20 \text{ A} \cdot 1,4 \text{ V} = 28$ W, różnica temperatur pomiędzy złączem a otoczeniem wyniesie $40 \text{ K/W} \cdot 28 \text{ W} = 1120 \text{ K}$! Zastosowanie radiatora z wentylatorem o $R_{th(r-a)} = 1,5$ K/W przy tych samych stratach ΔP_F i sumarycznym $R_{th(j-a)} = (0,77 + 1,7 + 0,24 + 1,5) \text{ K/W} \approx 4,2 \text{ K/W}$ pozwoli uzyskać różnicę temperatur $v_{ja} \approx 120 \text{ K}$, czyli dla temperatury otoczenia $v_a = 25^\circ \text{C}$ temperatura złącza pozostanie w zakresie temperatur dopuszczalnych. Przykład ten pokazuje, na ile jest ważne wyposażanie łączników energoelektronicznych w radiatory i układy chłodzące.

Pojemności termiczne zwykle nie są podawane w katalogach, można je określić na podstawie charakterystyk nagrzewania. Przy znacznych częstotliwościach pracy (rzędu 10 kHz i więcej) impedancja termiczna $Z_{th(j-c)}$ bywa nawet o rząd wielkości mniejsza od $R_{th(j-c)}$ i istotnego znaczenia nabiera zagadnienie tętnienia temperatury złącza i jej wartości szczytowej.

Odprowadzanie ciepła jest ograniczone powierzchnią i przewodnością cieplną pomiędzy złączem a obudową, czyli impedancją $Z_{th(j-c)}$. Dążąc do zachowania bezpiecznej temperatury złącza, można jedynie obniżyć impedancję $Z_{th(r-a)}$ oraz (teoretycznie) temperaturę otoczenia v_a . Wobec tego łączniki wielkiej mocy bywają chłodzone w sposób specjalny, np. z zastosowaniem oleju transformatorowego. Stosowanie obniżenia temperatury otoczenia jest ograniczone przez temperaturę minimalną złącza, która typowo jest określana jako -55°C . Szeroki zakres temperatur i znaczne moce ograniczają możliwość stosowania ogniów Peltiera.

1.3. MODEL TERMICZNY ŁĄCZNIKA

1.4 Ograniczenia dynamiczne

Łączniki w rodzaju diod i tyrystorów charakteryzują się ograniczeniem dopuszczalnej szybkości narastania napięcia podczas wyłączenia (du/dt) i ograniczeniem stromości narastania prądu podczas włączania (di/dt). W zasadzie parametry te nie dotyczą tranzystorów stosowanych jako łączniki energoelektroniczne. Jednak ponieważ tranzystory te często zawierają nadzwyczaj przydatną w układach przekształtnikowych szybką przeciwnoległą diodę, parametry te są podawane w danych katalogowych i dotyczą tych właśnie diod. Dopuszczalne stromości nawet dla łączników małej mocy przekraczają 1 V/ns oraz $100 \text{ A}/\mu\text{s}$ i zazwyczaj nie stanowią istotnego praktycznego ograniczenia.

1.5 Proces włączania i wyłączania

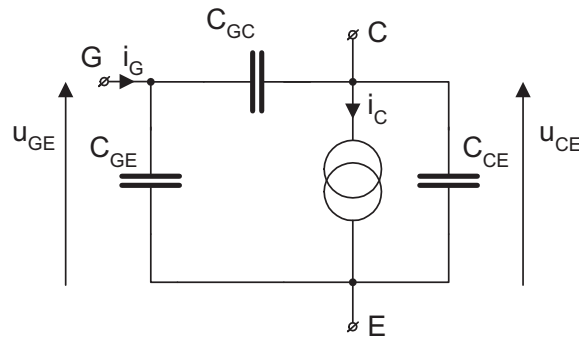
O ile parametry statyczne składające się na moc przełączalną tranzystorów MOSFET i IGBT w znacznym stopniu zależą od możliwości technologicznych ich producentów i osiągają obecnie poziom zadowalający, o tyle sam proces włączania i wyłączania stanowi problem nie tylko technologiczny, ale także układowy i dlatego zostanie tutaj opisany szerzej.

Straty mocy przy przewodzeniu, wynikające z tego, że na „włączonych” rzeczywistych łącznikach energoelektronicznych odkłada się napięcie, nie są jedynym składnikiem całkowitych strat mocy w tranzystorach. Znaczne straty energii następują także podczas przechodzenia ze stanu przewodzenia do nieprzewodzenia i odwrotnie, co stanowi istotną zachętę do minimalizacji czasu trwania przełączania.

Tranzystory MOSFET i IGBT są sterowane polowo, napięciem U_{GS} bądź U_{GE} . W stanach statycznych, przy stałym napięciu U_{GS}/U_{GE} na poziomie $\pm 15 \text{ V}$ prąd bramki zawiera się w granicy $\pm 100 \text{ nA}$. Niestety, podczas zmiany tego napięcia ujawniają się pojemności obserwowane pomiędzy zaciskami tranzystora, których obecność jest nieuchronną wadą łączników energoelektronicznych. Pojemności te są o tyle istotne, że podczas przełączania następuje szybka zmiana napięć pomiędzy zaciskami łącznika, co w konsekwencji oznacza przepływ prądu w obwodzie sterowania.

Istnienie pojemności zaciskowych wynika z budowy łączników bezstykowych, w których obszary tego samego obwodu o różnych potencjałach znajdują się bardzo blisko siebie. Obecność pojemności zaciskowych tranzystora IGBT C_{GE} , C_{CE} i C_{GC} ilustruje rys. 1.3. Pojemności te można wyznaczyć za pomocą mierzalnych pojemności czwórnika, w którym obwodem wejściowym jest obwód bramki a obwodem wyjściowym – obwód kolektora, czyli w układzie wspólnego emitera. Ponieważ źródło/emiter są wspólne dla obu obwodów, w ten sposób można zmierzyć trzy pojemności:

- pojemność wejściową C_{iss}/C_{ies} , mierzoną pomiędzy bramką a źródłem / emiterem przy dołączonym do obwodu kolektora (wyjściowego) źródle napięciowym,
- pojemność wyjściową C_{oss}/C_{oes} , mierzoną pomiędzy kolektorem a źródłem / emiterem przy dołączonym do obwodu bramki (wejściowego) źródle napięciowym,
- pojemność sprzęgającą (*reverse transfer*) C_{rss}/C_{res} , mierzoną pomiędzy kolektorem a bramką, od nazwiska odkrywcy efektu zmiany pojemności sprzęgających [5] Johna Milтона Millera nazywaną pojemnością Millera.



Rys. 1.3 Pojemności zaciskowe tranzystora IGBT

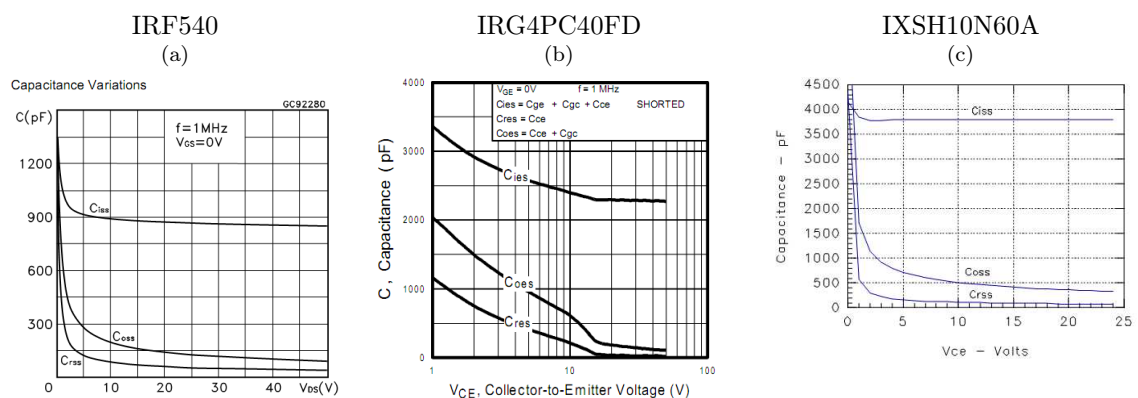
Posługując się pojemnościami zaciskowymi, mierzone (katalogowe) pojemności tranzystora IGBT można wyrazić jako (1.1), skąd można wyznaczyć pojemności zaciskowe (1.2).

$$\begin{aligned} C_{ies} &= C_{GE} + C_{GC} \\ C_{oes} &= C_{CE} + C_{GC} \\ C_{res} &= C_{GC} \end{aligned} \quad (1.1)$$

$$\begin{aligned} C_{GE} &= C_{ies} - C_{res} \\ C_{CE} &= C_{oes} - C_{res} \\ C_{GC} &= C_{res} \end{aligned} \quad (1.2)$$

W katalogach są podawane charakterystyki pojemności dla napięć U_{DS}/U_{CE} w zakresie od zera do znaczącej części wartości U_{DSS}/U_{CES} przy napięciu sterującym $U_{GS}/U_{GE} \approx 0$, czyli dla tranzystora wyłączanego (tabela 1.3). W katalogach nie podaje się zależności pojemności zaciskowych od stanu tranzystora, czyli od napięcia U_{GE} , jednak w literaturze [4], [16] niekiedy pojawiają się świadectwa, że ze wzrostem U_{GE} pojemności związane z bramką wyraźnie wzrastają. Ogólnie można przyjąć, że pojemności zaciskowe tranzystora słabo przewodzącego (U_{GE}) są znacznie mniejsze niż tranzystora dobrze przewodzącego, czyli przy niewielkim U_{CE} i znacznym U_{GE} .

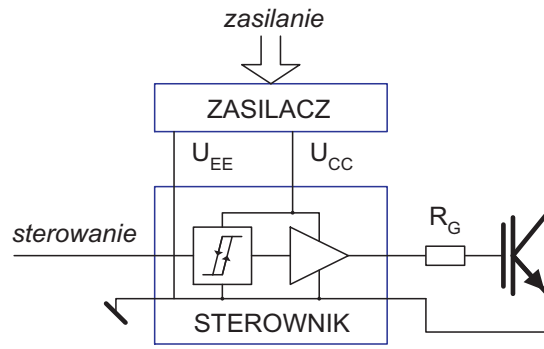
Tabela 1.3 Przykładowe charakterystyki pojemności tranzystorów



1.5. PROCES WŁĄCZANIA I WYŁĄCZANIA

Przełączanie tranzystorów MOSFET i IGBT polega na zmianie napięcia U_{GS}/U_{GE} pomiędzy poziomami właściwymi dla stanu wyłączenia/zatkania i włączenia/nasycenia. Pomimo, że tradycyjnie dopuszczalne napięcia U_{GS}/U_{GE} są w zakresie ± 20 V, jednak zwykle stosuje się sterowanie w zakresie $-7...+15$ V. Definiowane przez producentów łączników parametry i charakterystyki dotyczą zwykle napięć $U_{GS} = 0$ V (dla tranzystora wyłączonego) i $+15$ V (dla tranzystora włączonego). Poziomy napięć i sposób definiowania czasów charakteryzujących dynamikę tranzystorów przez różnych producentów mogą być różne.

Istotnym elementem łącznika jako podzespołu jest obwód sterowania. Obwód ten stanowi własne (często galwanicznie separowane) zasilanie, układ sterownika (z ang. *driver*)^{*} oraz połączenie wyjścia sterownika z bramką tranzystora przez rezystor bramkowy R_G . Uproszczoną, o brak separacji pomiędzy sygnałem sterującym a bramką tranzystora, strukturę układu sterowania łącznikami typu MOSFET i IGBT przedstawiono na rys. 1.4.



Rys. 1.4 Uproszczona struktura obwodu sterowania tranzystorem IGBT

Podstawowym zadaniem układu sterownika są przełączenia tranzystora na podstawie sygnału sterującego o małej mocy i podanie na swoje wyjście napięcia odpowiednio sterującego bramką z wystarczającą wydajnością prądową. Zagadnienie wydajności prądowej wynika z faktu, że zmiana napięcia wejściowego oznacza przeładowywanie pojemności zaciskowych tranzystora.

Proces włączania i wyłączania każdego z tranzystorów przebiega na podobnej zasadzie i można w nim wyróżnić cztery podstawowe etapy.

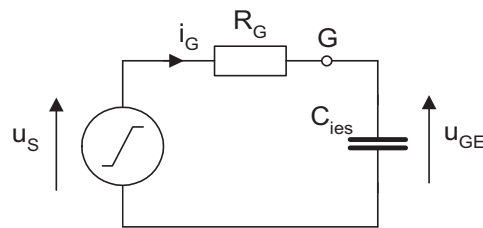
Pierwszy etap włączania tranzystora rozpoczyna się od podania na wyjście sterownika napięcia większego niż $U_{GE(th)}$. Następuje ładowanie pojemności wejściowej $C_{ies} = C_{GE} || C_{GC}$ bez zmiany napięcia u_{CE} aż do chwili, gdy napięcie u_{GE} osiągnie wartość $U_{GE(th)}$, czyli taką, że tranzystor znajdzie się w stanie aktywnym i zacznie płynąć prąd kolektora i_C . Na rys. 1.5 przedstawiono zastępczy schemat obwodu wejściowego, w którym tranzystor jest reprezentowany przez pojemność wejściową, a napięcie wejściowe u_s zmienia się od $U_{s(OFF)}$ do $U_{s(ON)}$ z ograniczoną szybkością (du_s/dt). Napięcie u_{GE} (1.3) narasta od $U_{s(OFF)}$ do $U_{GE(th)}$, prąd bramki i_G (1.4) narasta od zera, w krótkim czasie osiąga maksimum na poziomie bliskim $(U_{s(ON)} - U_{s(OFF)})/R_G$ i maleje do wartości $(U_{s(ON)} - U_{GE(th)})/R_G$ (rys. 1.5).

$$u_{GE} = \begin{cases} U_I \cdot e^{-t/(R_G C_{ies})} + (du_s/dt) \cdot (t - t_0 - R_G \cdot C_{ies}) & t_0 \leq t < t_s \quad \dagger \\ U_{II} \cdot e^{-t/(R_G C_{ies})} + U_{s(ON)} & t_s \leq t \end{cases} \quad (1.3)$$

^{*} W języku angielskim pojęcie *controller* odnosi się do układu regulacji a pojęcie *driver* (w odniesieniu do tranzystorów) do układu formującego napięcie w obwodzie wejściowym tranzystora. W języku polskim pojęcie „sterownik” jest częściej stosowane do układów automatyki i używanie tego określenia w sensie *driver* może być przyczyną nieporozumienia.

[†] Patrz w sekcji Wyprowadzenia (str. 13).

1.5. PROCES WŁĄCZANIA I WYŁĄCZANIA



Rys. 1.5 Zastępczy schemat obwodu wejściowego tranzystora IGBT przy stałym napięciu U_{CE}

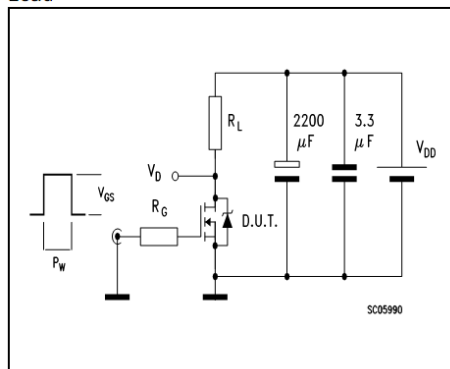
$$i_G = \frac{u_s - u_{GE}}{R_G} \quad (1.4)$$

Dalszy, drugi etap procesu włączania zależy od obwodu wyjściowego tranzystora, przy czym standardowo rozróżnia się następujące dwa przypadki:

- tranzystor łączy prąd w obwodzie o charakterze rezystancyjnym,
- tranzystor przełącza prąd obciążenia o charakterze indukcyjnym w układzie półmostka.

Postać obwodu wyjściowego jest o tyle ważna, że decyduje o sposobie definiowania charakterystycznych czasów trwania poszczególnych etapów w katalogach (rys. 1.6).

Fig. 3: Switching Times Test Circuits For Resistive Load



(a) katalog STMicroelectronic

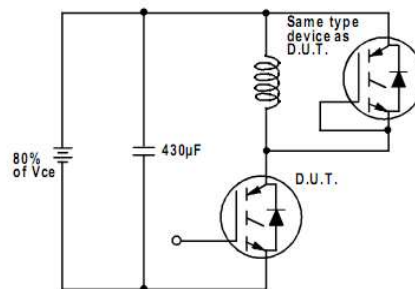


Fig. 18a - Test Circuit for Measurement of I_{LM} , E_{on} , $E_{off}(\text{diode})$, t_{rr} , Q_{rr} , I_{rr} , $t_{d(on)}$, t_r , $t_{d(off)}$, t_f

(b) katalog International Rectifier

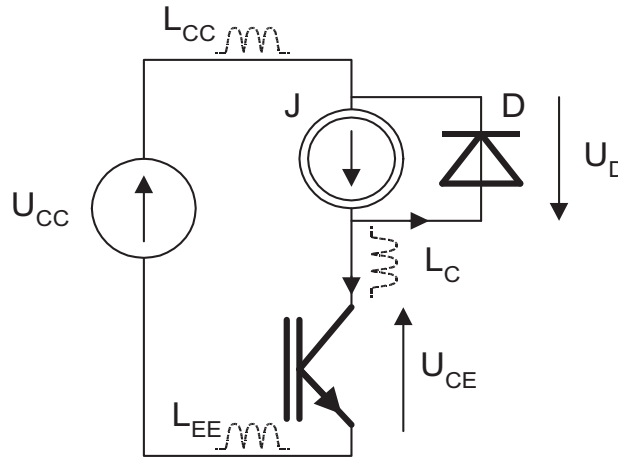
Rys. 1.6 Przykłady katalogowych opisów obwodów do sprawdzania parametrów dynamicznych tranzystorów MOSFET i IGBT: a) obciążenie rezystancyjne, b) obciążenie indukcyjne

Komutacja w obwodzie z obciążeniem indukcyjnym, gdy tranzystor przejmuje przewodzenie prądu płynącego przez indukcyjność (źródło prądowe) z diody lub odwrotnie następuje w większości układów przekształtnikowych z tzw. „twardą” komutacją, w tym w układach mostkowych i w układach DC-DC z pojedynczymi tranzystorami. Przy takim sposobie komutacji występują też największe straty. Przypadek obciążenia rezystancyjnego jest rzadki, ze względu na trudność uniknięcia indukcyjności pasożytniczych, taki przypadek można uznać za teoretyczny. Dlatego dalszy opis procesu włączania tranzystora będzie dotyczył obwodu z obciążeniem indukcyjnym.

Obecność napięcia u_{GE} na poziomie $U_{GE(th)}$ oznacza, że pomiędzy kolektorem a emiterem pojawiają się nośniki umożliwiające przepływ prądu kolektora, przy znacznej małosygnalowej

1.5. PROCES WŁĄCZANIA I WYŁĄCZANIA

transkonduktancji di_C/du_{GE} . Zatem narastające napięcie u_{GE} nieznacznie powyżej $U_{GE(th)}$ powoduje intensywne przejmowanie przez tranzystor prądu indukcyjności obciążenia. W układzie półmostka (rys. 1.7) napięcie U_{CE} w tym czasie nie może wyraźnie zmaleć. Napięcie U_{CE} jest wtedy wymuszone napięciem zasilającym U_{CC} i zmniejsza się tylko nieznacznie wraz z malejącym spadkiem napięcia na nadal przewodzącej diodzie D. W układzie z idealną diodą stan taki trwałby tak długo, aż włączany tranzystor nie przejąłby całego prądu obciążenia J (indukcyjności), czyli jak długo przewodziłaby dioda D.



Rys. 1.7 Idealizowany obwód półmostka podczas przejmowania prądu obciążenia z zaznaczonymi indukcyjnościami pasozytniczymi L_{CC} , L_C , L_{EE}

W układzie rzeczywistym sytuacja wygląda inaczej w sposób bardzo istotny. z jednej strony, napięcie U_{CE} zauważalnie obniża się w trakcie narastania tranzystora, co świadczy o obecności (trudnej do uniknięcia) pasozytniczej indukcyjności $L_s = L_{CC} + L_C + L_E$. W czasie przepływu szybko narastającego prądu na L_s odkłada się spadek napięcia $L_s di_C/dt$, który np. dla L_s rzędu 50 nH i di_C/dt na poziomie 30 A/30n s wynosi 50 V. z drugiej strony, przy szybko zmniejszającym się prądzie nawet szybka dioda przestaje przewodzić dopiero po wyprowadzeniu z obszaru jej złącza tzw. ładunku przejściowego Q_{rr} , a proces jej wyłączenia jest już sam w sobie dość złożony. W efekcie, po przejściu przez tranzystor prądu obciążenia J dioda D jeszcze przez pewien czas przewodzi (prąd ujemny dla niej!) w obwodzie U_{CC} , L_{CC} , D, L_C , U_{CE} (wyraźnie niższe niż U_{CC}), L_{EE} . Pasozytnicze indukcyjności ograniczają szybkość narastania tego „zwarciovowego” prądu, jednak jego zazwyczaj złożony przebieg świadczy o obecności nie tylko indukcyjności, ale także i pojemności pasozytniczych, w tym C_{oes} , pojemności obciążenia (dławika) i pojemności doziemnych.

Trzeci etap rozpoczyna się od wyłączenia diody D. Źródło U_{CC} przestaje wymuszać napięcie u_{CE} na tranzystorze, tranzystor przewodzi prąd źródła prądowego J. Ponieważ napięcie u_{GE} jest wyższe niż $U_{GE(th)}$ o pewne $\Delta u_{GE(ON)}$, dlatego zwiększą się właściwości przewodzące złącza CE, a zatem zmniejszy się napięcie u_{CE} . niezwłoczne zmniejszenie napięcia u_{CE} . Wartość $\Delta u_{GE(ON)}$ wynika z czasu trwania etapu drugiego i szybkości narastania napięcia u_{GE} , którą można określić, różniczkując wyrażenie (1.3) opisujące U_{GE} w przedziale $t \geq t_s$

$$\frac{du_{GE}}{dt} = \frac{d}{dt} \left(U_{II} \cdot e^{-t/(R_G C_{ies})} + U_{s(ON)} \right) \Big|_{t < R_G \cdot C_{ies}} = \frac{-U_{II}}{R_G \cdot C_{ies}} \quad (1.5)$$

* Patrz w sekcji Wyprowadzenia (str. 13).

1.5. PROCES WŁĄCZANIA I WYŁĄCZANIA

Z układu pojemności zaciskowych (rys. 1.3) wynika ogólna zależność (1.6). W rozważanym przypadku szczególnym, by napięcie u_{CE} zmalało od bliskiego U_{CC} do wartości właściwej dla $u_{GE} = U_{GE(th)} + \Delta u_{GE(ON)}$ i $i_C = J$, jest konieczne, by odpowiednio zmalało także napięcie u_{GC} (1.7). Wartość $u_{CE}(i_C = J, U_{GE} = U_{GE(th)} + \Delta u_{GE(ON)})$ jest zwykle na poziomie kilkunastu woltów.

$$u_{GE} - u_{GC} - u_{CE} = 0 \Rightarrow u_{GC} = u_{GE} - u_{CE} \quad (1.6)$$

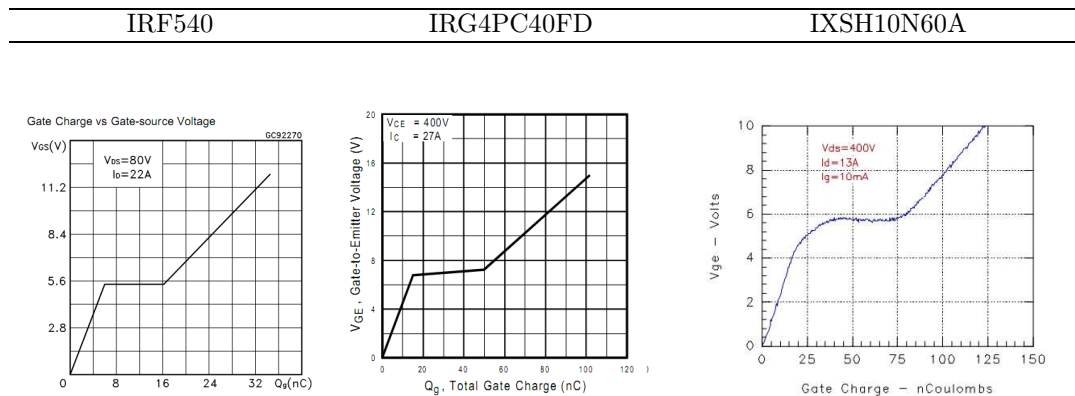
$$u_{GC} = U_{GE(th)} + \Delta u_{GE(ON)} - u_{CE}(i_C = J, U_{GE} = U_{GE(th)} + \Delta u_{GE(ON)}) \quad (1.7)$$

Zmiana napięcia u_{GC} wymaga dostarczenia ładunku od strony bramki, czyli przepływu prądu $i_{GC} = C_{res} du_{GC}/dt$. Przy niezmiennym u_{GE} prąd ten może płynąć tylko od źródła u_s o wartości $U_{S(ON)}$, przez rezystor R_G i C_{res} oraz obszar C-E tranzystora. Wartość prądu i_G dopływającego do bramki przy niezmiennym $u_{GE} = U_{GE(th)} + \Delta u_{ON}$ wynosi (1.8)

$$i_G = \frac{u_s - u_{GE}}{R_G} = \frac{U_{S(ON)} - u_{GE(th)} - \Delta u_{GE(ON)}}{R_G} \quad (1.8)$$

Ze względu na zależność pojemności C_{res} od napięcia U_{CE} obliczenie czasu trwania przeładowania pojemności Millera wymaga znajomości ilości potrzebnego do tego ładunku. W katalogach podaje się charakterystyki U_{GS}/U_{GE} (Q_G) (tab. 1.4), które są przydatne do tego celu.

Tabela 1.4 Przykładowe charakterystyki napięcia sterującego w funkcji ładunku bramki



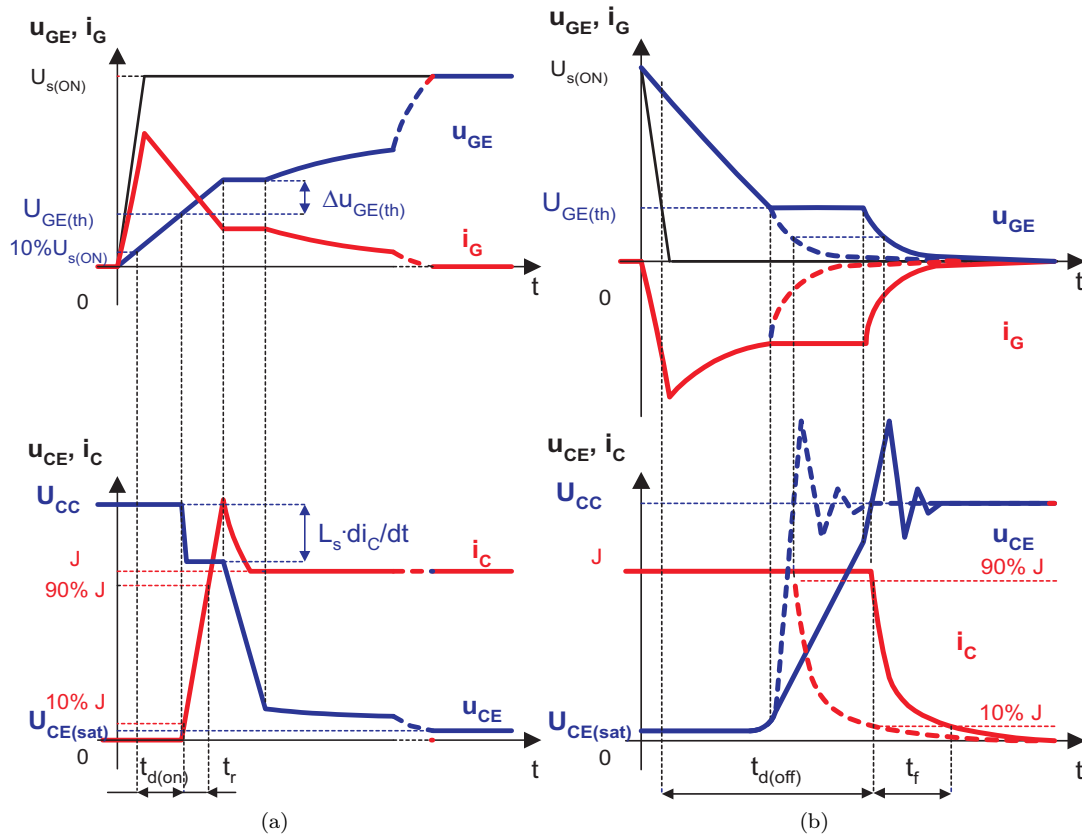
Na charakterystykach z tabeli 1.4 można wyróżnić trzy odcinki, z których środkowy, o najmniejszym nachyleniu du_{GE}/dQ_G odpowiada omawianemu etapowi włączania. Na przykład, dla tranzystora IGBT IRG4PC40FD ładunek potrzebny do zmiany napięcia U_{GE} z ok. 7 V do ok. 7,5 V przy napięciu $U_{CE} = 400$ V wynosi ok. $\Delta Q = (50-15)$ nC, czyli $\Delta Q = 35$ nC. Wobec tego, z zależności (1.8), dla $U_{S(ON)} = 15$ V i $u_{GE} = 7,5$ V oraz $R_G = 10 \Omega$ uzyskamy, że $i_G = 0,75$ A, a czas trwania przeładowania $tg_{\Delta Q} = \Delta Q / i_G \approx 47$ ns. Zauważmy, że zmniejszanie i_G przez zwiększanie R_G prowadzi do zwiększenia czasu przeładowywania pojemności Millera.

Ostatni, czwarty etap procesu rozpoczyna się od stanu, w którym napięcie u_{CE} przestało gwałtownie się zmniejszać a prąd bramki zaczyna doładowywać pojemność C_{GE} . Sytuacja jest podobna jak w pierwszym etapie włączania tranzystora, czyli napięcie u_s o wartości $U_{S(ON)}$ powoduje przepływ prądu i_G doładowującego pojemność wejściową C_{iss}/C_{ies} , w efekcie rośnie napięcie u_{GE} , a z jego wzrostem zmniejsza się napięcie u_{DS}/u_{CE} aż do włączenia/nasylenia tranzystora, czyli do osiągnięcia wartości $U_{DS(ON)}/U_{CE(sat)}$. Ponieważ napięcie u_{CE} ma niewielką

1.5. PROCES WŁĄCZANIA I WYŁĄCZANIA

wartość, dlatego zgodnie z charakterystykami z tabeli 1.3 pojemność C_{iss}/C_{ies} ma na tym etapie większą wartość niż na etapie pierwszym. Szybkość narastania napięcia u_{GE} jest mniejsza niż na etapie pierwszym z powodu większej pojemności wejściowej, ponadto maleje w konsekwencji eksponencjalnego charakteru przebiegu u_{GE} .

Przebiegi prądów i napięć tranzystora w przypadku uproszczonym do bezindukcyjnego obwodu wejściowego tranzystora i przy łagodnym przebiegu wyłączenia diody D przedstawiono na rys. 1.8a.



Rys. 1.8 Ilustracja procesów przełączania tranzystora IGBT a) włączanie, b) wyłączenie

Proces włączania tranzystora jest charakteryzowany czasem opóźnienia załączania $t_{d(on)}$ liczonym od chwili rozpoczęcia załączania rozumianej jako chwili zauważalnego wzrostu napięcia bramkowego u_{GS}/u_{GE} , do chwili rozpoczęcia narastania prądu drenu i_D /kolektora i_C , oraz czasem narastania t_r liczonym od chwili rozpoczęcia narastania prądu kolektora do chwili przejścia przez tranzystor przewodzenia prądu obciążenia. Ponieważ zwykle przebiegi wymienionych wielkości zawierają znaczny szum, jako charakterystyczne chwile przyjmuje się przekraczanie progów 10% i 90% poziomów ustalonych.

Wyłączenie sterowanego polowo tranzystora mocy wymaga zmiany napięcia bramkowego u_{GS}/u_{GE} do poziomu wyraźnie poniżej napięcia progowego $U_{GS(th)}/U_{GE(th)}$, przyjmijmy, że będzie to poziom $U_{s(OFF)}$. Przebiegi prądów i napięć tranzystora podczas wyłączenia, w przypadku uproszczonym do bezindukcyjnego obwodu wejściowego tranzystora przedstawiono na rys. 1.8b.

1.5. PROCES WŁĄCZANIA I WYŁĄCZANIA

Pierwszy etap wyłączenia polega na rozładowaniu pojemności wejściowej C_{iss}/C_{ies} tranzystora do poziomu $U_{GS(th)}/U_{GE(th)}$. Po zmianie napięcia sterującego na $U_{s(OFF)}$ prąd bramki szybko zmieni się od zera do wartości bliskiej $-(U_{s(ON)} - U_{s(OFF)})/R_G$ i eksponencjalnie zanika wraz z rozładowywaniem pojemności wejściowej tranzystora.

Z chwilą rozładowania pojemności wejściowej do poziomu napięcia progowego rozpoczyna się etap drugi wyłączenia tranzystora, w którym pogorszenie własności przewodzących obwodu wyjściowego tranzystora oznacza narastanie napięcia u_{DS}/u_{CE} . Równoczesne przeładowanie pojemności Millera następuje przy tym przy prądzie bramki ograniczonym rezystancją R_G . Ponieważ pojemność Millera przy znacznych napięciach u_{DS}/u_{CE} szybko maleje do niewielkich wartości, przeładowanie tej pojemności może następować bardzo szybko i proces zmniejszania napięcia bramki oraz odpowiedniego narastania napięcia u_{DS}/u_{CE} może mieć także przebieg gwałtowny. Taki przebieg tego procesu na rys. 1.8b zaznaczono linią przerywaną.

W układzie półmostka zmiana prądu drenu/kolektora nastąpi dopiero po osiągnięciu przez napięcie u_{DS}/u_{CE} poziomu U_{CC} , czyli po spolaryzowaniu diody D na przewodzenie. Prąd drenu/kolektora zmniejszy się wtedy do wartości wynikającej z napięcia u_{GS}/u_{GE} z szybkością ograniczoną szybkością włączania się diody D. Gwałtowny spadek prądu obciążenia w obwodzie z indukcyjnościami pasożytniczymi powoduje zwykle pojawienie się na zaciskach tranzystora krótkotrwałego wzrostu napięcia. W tranzystorach IGBT, podobnie jak w tranzystorach bipolarnych BJT, w ostatniej fazie zanikania prądu kolektora następuje zmniejszenie szybkości zanikania prądu. Zjawisko to nosi nazwę „ogona prądowego”.

Proces wyłączenia tranzystora jest charakteryzowany przez dwa parametry dynamiczne:

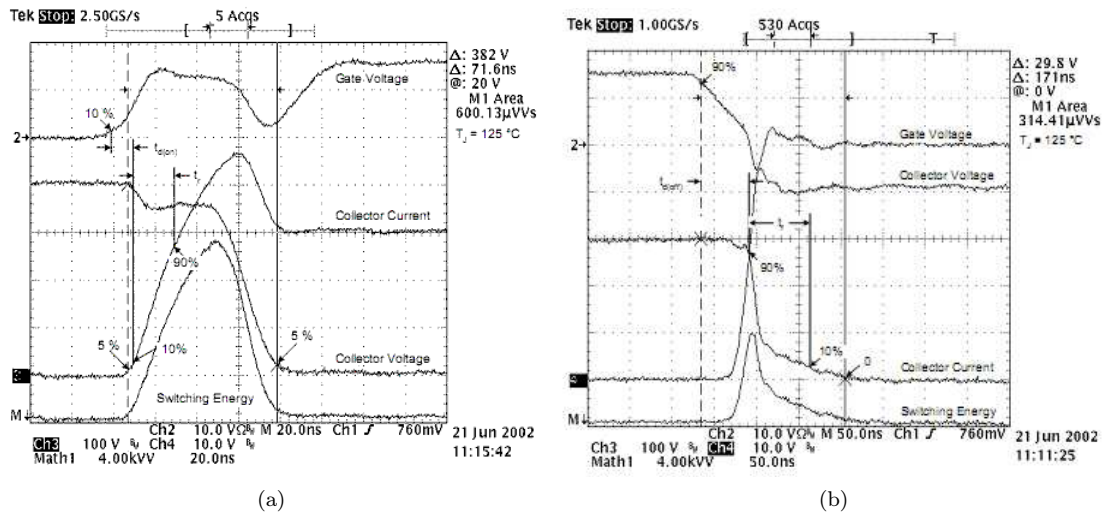
- czas opóźnienia wyłączenia $t_{d(off)}$ - liczony od chwili rozpoczęcia wyłączenia (rozumianej jako chwili zauważalnego spadku napięcia bramkowego u_{GS}/u_{GE}) do chwili rozpoczęcia zmniejszania prądu drenu i_D /kolektora i_C ,
- czas opadania t_f - liczony od chwili rozpoczęcia zmniejszania prądu drenu i_D /kolektora i_C do chwili zaniku tego prądu.

Przedstawiony opis przełączania tranzystorów sterowanych polowo jest uproszczony w sposób bardzo istotny, ponieważ założono, że obwód sterowania tranzystora jest wolny od indukcyjności pasożytniczych, a źródło napięcia u_s ma nieograniczoną wydajność prądową. Takie założenie jest uzasadnione w przypadku, gdy rezystancja bramkowa R_G ma wartość co najmniej kilkudziesięciu omów. Przeładowywanie pojemności tranzystora (wejściowej i Millera) odbywa się ze stałą czasową proporcjonalną do R_G , dlatego, dążąc do skrócenia czasów trwania procesów przełączania, minimalizuje się tę rezystancję do poziomu ograniczonego obciążalnością prądową stopnia mocy sterownika (rys. 1.4). Na rys. 1.9 przedstawiono rzeczywiste przebiegi zarejestrowane w układzie wzorcowym [2] dla rezystancji bramkowej, dla której podaje się w katalogach charakterystyczne czasy przełączania, czyli zwykle od kilku do ok. 10 Ω .

W trakcie trwania procesów włączania i wyłączenia tranzystora iloczyn prądu drenu/kolektora i napięcia u_{DS}/u_{CE} osiąga znaczne wartości. Przebieg tego iloczynu, czyli chwilowej mocy strat jest uwidoczniiony na rys. 1.9. Na przykład, dla włączania tranzystora (rys. 1.9a), przy stałych pomiarowych 100 V/div (u_{CE}) i 10 A/div (i_C) stała pomiarowa chwilowej mocy strat wynosi 4 kW/div i odczytamy, że maksimum mocy chwilowej strat wynosi ok. 14 kW, a wartość całki („M1 Area”) wynosi 600 μ J. Analogicznie z rys. 1.9b odczytamy, że energia tracona podczas wyłączenia wynosi 314 μ J, czyli podczas jednego cyklu tracona podczas przełączania tranzystora energia wynosi prawie 1mJ. Przy częstotści przełączania 10 kHz oznacza to 10 W strat.

Szybkie przełączanie tranzystorów oznacza występowanie "wewnątrz"układów przekształtnikowych znacznych stromości prądów i napięć. Wobec nieuniknionej obecności pojemności pasożytniczych występowanie tych stromości powoduje szereg zjawisk, które należą do zagadnień z dziedziny kompatybilności elektromagnetycznej (EMC) [3].

1.5. PROCES WŁĄCZANIA I WYŁĄCZANIA



Rys. 1.9 Rejestracje przebiegów podczas przełączania tranzystora IGBT a) włączanie, b) wyłączenie *

1.6 Wyprowadzenia

Wyprowadzenie zależności (1.3)

Równanie dla obwodu wejściowego ma postać

$$u_s = R_G \cdot C_{ies} \cdot \frac{du_{GE}}{dt} + u_{GE} ,$$

czyli składowa swobodna u_{GE}^s jest opisana zależnością

$$u_{GE}^s = U \cdot e^{-t/(R_G C_{ies})} .$$

Napięcie u_s w chwili t_0 narasta od $U_{s(OFF)}$, w chwili t_s osiąga $U_{s(ON)}$ i pozostaje niezmiennie:

$$u_s = \frac{I}{II} \begin{cases} U_{s(OFF)} + \frac{U_{s(ON)} - U_{s(OFF)}}{t_s - t_0} \cdot t & t_0 \leq t < t_s \\ U_{s(ON)} & t_s \leq t \end{cases} , \text{ czyli dla } a_s = \frac{U_{s(ON)} - U_{s(OFF)}}{t_s - t_0}$$

$$u_s = \frac{I}{II} \begin{cases} U_{s(OFF)} + a_s \cdot t & t_0 \leq t < t_s \\ U_{s(ON)} & t_s \leq t \end{cases}$$

przedział I

W przedziale $< t_0, t_s$ składowa wymuszona u_{GE}^w wynika z równania

$$a_s \cdot (t - t_0) = R_G \cdot C_{ies} \cdot a_s + u_{GE}^w ,$$

$$\text{czyli } u_{GE}^w = a_s \cdot (t - t_0) - R_G \cdot C_{ies} \cdot a_s = a_s \cdot (t - t_0 - R_G \cdot C_{ies})$$

* Ilustracje zaczerpnięto z Dodge J., Hess J.: IGBT Tutorial, Advanced Power Technology, Application Note APT 0201, 1.06.2002.

1.6. WYPROWADZENIA

zatem wyrażenie na u_{GE} przyjmuje postać

$$u_{GE}(t) = u_{GE}^s + u_{GE}^w = U_I \cdot e^{-t/(R_G C_{ies})} + a_s \cdot (t - t_0 - R_G \cdot C_{ies}) ; u_{GE}(t_0) = U_{s(OFF)} .$$

Pozostaje obliczyć parametr U_I z warunku początkowego:

$$U_I \cdot e^0 + a_s \cdot (-R_G \cdot C_{ies}) = U_{s(OFF)} , \text{ czyli } U_I = U_{s(OFF)} + a_s \cdot R_G \cdot C_{ies} .$$

W chwili t_s napięcie u_{GE} osiąga wartość $U_{GE}(t_s)$

$$U_{GE}(t_s) = U_{GE}(t_s) = (U_{s(OFF)} + a_s \cdot R_G \cdot C_{ies}) \cdot e^{-t_s/(R_G C_{ies})} + a_s \cdot (t_s - t_0 - R_G \cdot C_{ies})$$

przedział II

Dla $t \geq t_s$ składowa wymuszona u_{GE}^w wynosi $U_{s(ON)}$, wyrażenie na u_{GE} przyjmuje postać

$$u_{GE}(t) = u_{GE}^s + u_{GE}^w = U_{II} \cdot e^{-t/(R_G C_{ies})} + U_{s(ON)} ; u_{GE}(t_s) = U_{GE}(t_s) .$$

Parametr U_{II} obliczymy z równania $U_{II} \cdot e^{(-t_s/R_G C_{ies})} + U_{s(ON)} = U_{GE}(t_s)$, uzyskując

$$U_{II} = (U_{GE}(t_s) - U_{s(ON)}) \cdot e^{t_s/(R_G C_{ies})}$$

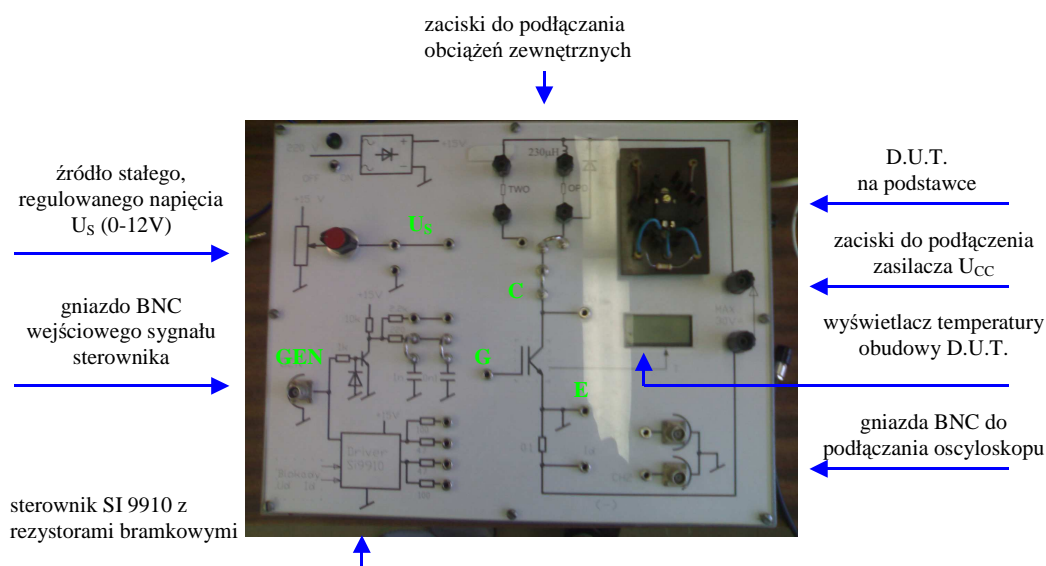
Razem, w obu przedziałach napięcie U_{GE} jest opisane zależnością

$$u_{GE} = \begin{cases} U_I \cdot e^{-t/(R_G C_{ies})} + a_s \cdot (t - t_0 - R_G \cdot C_{ies}) & t_0 \leq t < t_s \\ U_{II} \cdot e^{-t/(R_G C_{ies})} + U_{s(ON)} & t_s \leq t \end{cases}$$

1.7 Instrukcja do ćwiczenia laboratoryjnego

Zestaw pomiarowy jest zamontowany w formie zamkniętej, z zaciskami i opisem zawartości w formie schematów umieszczonymi na pokrywie (rys. 1.10). Elementy dodatkowe stanowiska pomiarowego są następujące:

- D.U.T. na podstawkach (MOSFET IRF540, IGBT IRG4PC40FD i IXSH10N60A),
- karty katalogowe D.U.T. i sterownika bramkowego SI9910,
- zasilacz 37V/3A (U_{CC}),
- skrzynka z rezystorami TWO ($13,9 \Omega / 80 \text{ W}$) i OPD ($6 \Omega / 480 \text{ W}$),
- generator przebiegu prostokątnego o regulowanym wypełnieniu,
- dwa cyfrowe woltomierze DC (U_{GE} i U_{CE}) i analogowy amperomierz DC (I_C),
- oscyloskop dwukanałowy zasilany z transformatora separacyjnego



Rys. 1.10 Widok pokrywy zestawu pomiarowego

Podstawki, na których znajdują się badane tranzystory, umożliwiają wygodny montaż D.U.T. w układzie pomiarowym oraz podłączenie do układu pomiaru temperatury umieszczonego wewnątrz zestawu termoelementu przyklejonego do obudowy tranzystora. Radiatory, na których zamontowano tranzystory, w warunkach normalnych, przy chłodzeniu konwekcyjnym, przy różnicy temperatur $50 \text{ }^\circ\text{C}$ odprowadzają do otoczenia moc ok. 5 W.

Po włączeniu zasilania zestawu pomiarowego można korzystać z regulowanego potencjometru napięcia na zaciskach „ U_s ”, a po podłączeniu do gniazda „GEN” generatora funkcji można korzystać z zacisków wyjściowych sterownika bramkowego SI9910, ewentualnie także z wyjść wzmacniacza jednotranzystorowego.

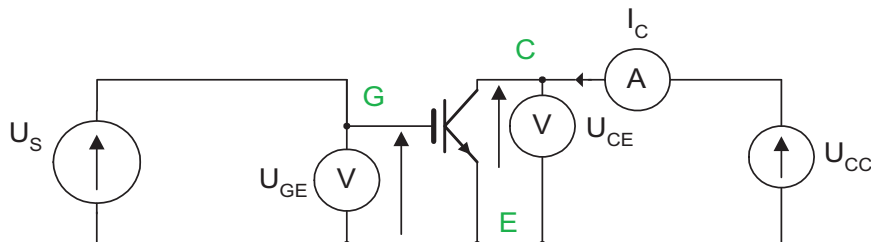
Przewidziane w ćwiczeniu badania tranzystorów sterowanych polowo są ograniczone do pomiarów podstawowych charakterystyk statycznych oraz do sprawdzenia dynamiki ich przełączania przy obciążeniu RLD (z ciągłym prądem w indukcyjności obciążenia) i przy obciążeniu rezystancyjnym.

Podstawowe parametry badanych tranzystorów zebrano w tabeli 1.5. Przy zasilaniu 37 V/3 A nie grozi przekroczenie dopuszczalnych wartości prądów i napięcia, jednak, ponieważ jest możliwe opuszczenie obszaru SOA, dlatego należy obserwować temperaturę obudowy tranzystorów.

Tabela 1.5 Podstawowe parametry badanych tranzystorów

typ	MOSFET IRF540		IGBT IRG4PC40FD		IGBT IXSH10N60A	
I_D/I_C (25 °C)	22A		49A		20A	
I_D/I_C (100 °C)	15A		27A		10A (90°C)	
I_{DM}/I_{CM}	88A		200A		40A	
U_{DS}/U_{CES}	100V		600V		600V	
$U_{GS(th)}/U_{GE(th)}$	2÷4V		3÷6V		3,5÷6,5V	
$R_{DS(ON)}/U_{CE(sat)}$	0,055Ω		1,5V		2,5V	
$t_{d(on)}$	50V/12A	60ns	480V/27A	63ns	400V/10A	100ns
t_r	4,7 Ω	45ns	10Ω	33ns	150Ω	200ns
$t_{d(off)}$	0÷10V	50ns	15V	350ns	15V	750ns
t_f	obc. R	20ns	half-bridge	310ns	half-bridge	410ns

Schemat układu pomiarowego do pomiaru charakterystyk statycznych przedstawiono na rys. 1.11. Zewnętrzny zasilacz U_{CC} , poprzez amperomierz I_C , należy podłączyć bezpośrednio do zacisków „C” oraz „E” zestawu pomiarowego, unikając zbędnego narażania elementów zestawu.



Rys. 1.11 Schemat układu do pomiaru charakterystyk statycznych tranzystora

1.7.1 Pomiar charakterystyk statycznych

Charakterystykę wyjściową dla danego U_{GE} wygodnie jest mierzyć, wstępnie określając napięcie U_{CE} , dla którego prąd I_C osiąga wartości graniczne, przy czym ograniczenia prądu I_C i napięcia U_{CE} wynikają z ograniczeń zasilacza U_{CC} oraz z parametrów obszaru SOA. W zakresie oszacowanego napięcia U_{CE} wystarczy dokonać kilku (np. pięciu) pomiarów.

Charakterystyka przejściowa $I_C(U_{GE})$ i charakterystyka nasycenia $U_{CE}(U_{GE})$ są silnie nieliniowe w pobliżu napięcia progowego $U_{GE(th)}$, ponadto są określone i zmienne jedynie w pewnym przedziale napięć U_{GE} . Pomiary należy rozpocząć od oszacowania przedziału napięć U_{GE} , w którym zmiany tego napięcia powodują wyraźne zmiany właściwości obwodu wyjściowego tranzystora i w tym przedziale wykonać kilka (np. pięć) pomiarów. Ostatni punkt charakterystyki

1.7. INSTRUKCJA DO ĆWICZENIA LABORATORYJNEGO

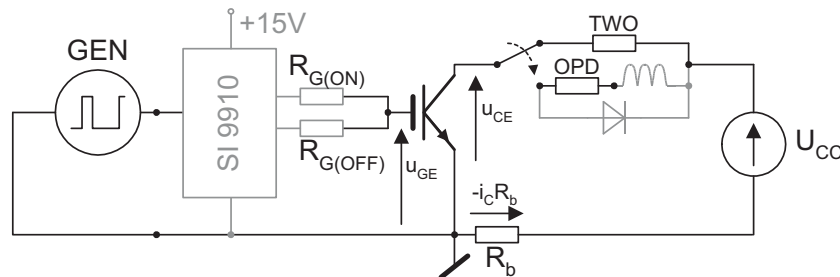
prześciowej powinien być pomierzony dla takiej wartości U_{GE} , dla której prąd kolektora właśnie osiąga wartość dopuszczalną, bądź dochodzi do granicy wydajności prądowej zasilacza. Charakterystykę nasycenia należy zmierzyć do wartości maksymalnej dopuszczalnej wartości napięcia U_{GE} , którą w ćwiczeniu przyjęto jako 12V.

Katalogowe charakterystyki prześciowe $I_C(U_{GE})$ są wykonywane przy znacznym napięciu U_{CE} (typowo 20V) przy prądzie impulsowym. W ćwiczeniu, przy prądzie ciągłym, ze względu na straty w tranzystorze napięcie U_{CE} zostaje znacznie obniżone.

Wykonując pomiary, warto pamiętać, że napięcie U_{DS}/U_{CE} włączonego/nasyconego tranzystora nie osiągnie znacznych wartości przy niewielkich prądach kolektora.

1.7.2 Obserwacja procesów dynamicznych

Sprawdzenie dynamiki przełączania tranzystorów należy przeprowadzić w układzie połączonym zgodnie ze schematem przedstawionym na rys. 1.12. Badany tranzystor jest sterowany z układu SI9910 przez wybrane rezystancje bramkowe, obwód kolektora jest zasilany z zasilacza U_{CC} i obciążony rezystorem TWO (o małej indukcyjności) lub układem z rezystorem OPD, dławikiem 230mH i diodą szybką.



Rys. 1.12 Schemat układu do pomiaru charakterystyk statycznych tranzystora

Parametry przebiegu z generatora GEN należy ustawić jeszcze przed podłączeniem U_{CC} tak, by przebieg napięcia U_{GE} był prostokątny, o poziomach 0 i 12V. Pomiary należy wykonać oscyloskopem dwukanałowym, przy czym kanał, którym będzie mierzony spadek napięcia na boczniku R_b ($0,1\Omega$) od prądu i_C , powinien być wyposażony w funkcję odwracania.

1.7.3 Pomiar jednostkowych strat przełączania

Pomiar jednostkowych strat przełączania przeprowadza się w sposób pośredni, poprzez pomiar temperatury obudowy w znanych warunkach pracy, w układzie połączonym zgodnie ze schematem przedstawionym na rys. 1.12 przy obciążeniu RLD. Rezystancję termiczną $R_{th(c-a)}$ można określić przy przewodzeniu przez tranzystor stałego prądu, gdy nagrzewanie złącza jest wywołane przez znane straty przewodzenia. Jednostkowe straty przełączania E_d można obliczyć z zależności (1.11).

$$\Delta P_{(tot)} = (v_c - v_a) / R_{th(c-a)} \quad (1.9)$$

$$\Delta P_d = \Delta P_{(tot)} - \Delta P_F \quad (1.10)$$

$$E_d = \Delta P_d / f \quad (1.11)$$

Zakładając, że przy sterowaniu impulsowym prąd I_C i napięcie U_{CE} będą miały kształt prostokątny, a w stanie przewodzenia ich wartości będą takie same jak przy pracy ciągłej, straty przewodzenia zmniejszą się proporcjonalnie do współczynnika wypełnienia impulsu sterującego, a dodatkowe straty będą stratami włączania i wyłączania następującymi w każdym cyklu pracy. W badanym układzie wymienione założenie jest spełnione jedynie dla niewielkich częstotliwości pracy (do ok. 5 kHz), dlatego wykonywane badanie ma charakter ilustracyjny. Ponadto straty jednostkowe, jako zależne od przebiegu procesów przełączania, w sposób nieliniowy zmieniają się wraz z I_C , U_{CC} , R_G i temperaturą złącza v_j .

Do przygotowania opracowania wyników pomiarów przygotowano arkusz kalkulacyjny dla programu Calc z ogólnodostępnego pakietu OpenOffice.org 3.0. Użycie tego arkusza pozwala bieżąco weryfikować wyniki pomiarów i odczytać wykonującego sprawozdanie od części czasochłonnych czynności nie stanowiących przedmiotu ćwiczenia. W części pomiarowej tego arkusza należy uzupełnić pola (komórki) zaznaczone na żółto.

1.7.4 Program ćwiczenia

W trakcie pomiarów należy obserwować pomiar temperatury obudowy tranzystorów. Nie wolno dopuścić, by temperatura ta przekroczyła 60 °C

1. W zakresie obszaru SOA i możliwości zasilacza U_{CC} , w układzie o schemacie z rys. 1.7.1 zmierzyć następujące charakterystyki statyczne badanych tranzystorów:
 - a) $I_C(U_{CE})$ dla czterech napięć $U_{GE} = U_{GE(th)MIN}$, $U_{GE(th)MAX}$, 10V i 12V, przy czym $U_{GE(th)MIN/MAX}$ oznacza skrajne wartości katalogowe napięcia $U_{GE(th)}$,
 - b) $I_C(U_{GE})$ dla $U_{CE} = 3V$,
 - c) $U_{CE}(U_{GE})$ dla $I_C = 0,5A$, 1,5A oraz 3A.
2. W układzie o schemacie z rys. 1.12, dla obciążeń R i RLD ustawić napięcie U_{CC} równe 30 V i tak dobrać współczynnik wypełnienia impulsów z generatora GEN o częstotliwości ok. 10 kHz, by prąd pobierany z zasilacza wynosił ok. 0,5 A. Dla skrajnych wartości rezystancji bramkowych obserwować przebiegi u_{GE} , u_{CE} i i_G podczas włączania i wyłączania badanych tranzystorów. Dokonać rejestracji par przebiegów $u_{GE}-u_{CE}$ i $u_{CE}-i_C$. Zarejestrować temperaturę obudowy tranzystorów podczas każdego z badań.
3. W układzie o schemacie z rys. 1.12, dla obciążenia RLD, obserwować napięcie u_{GE} . Zmierzyć temperaturę obudowy wyłączanego, „zimnego” tranzystora i przyjąć, że jest to temperatura otoczenia v_a . Ustawić częstotliwość impulsów z generatora GEN na wartość ok. 1 kHz, a następnie ustawić współczynnik wypełnienia impulsów γ obserwowanego napięcia u_{GE} na 1 (przebieg stały). Włączyć zasilacz U_{CC} , nastawić napięcie U_{CC} tak, by prąd I_C był równy 2A, zmierzyć u_{CE} , U_{CC} i ustaloną temperaturę obudowy v_c . Nie zmieniając U_{CC} , ustawić współczynnik wypełnienia impulsów z generatora GEN tak, by obserwowane napięcie u_{GE} miało na współczynnik wypełnienia $\gamma = 0,5$. Dla częstotliwości 1, 2, 5, 10, 20, 50 kHz zmierzyć ustalone temperatury v_c , w razie potrzeby korygując współczynnik wypełnienia γ . Procedurę powtórzyć dla obciążenia rezystancyjnego, ew. także dla innego prądu I_C .

1.7.5 Opracowanie wyników pomiarów

1. Przedstawić zmierzone charakterystyki statyczne każdego zbadanego tranzystora: zewnętrzną $I_C(U_{CE})$ dla $U_{GE} = \text{const}$, przejściową $I_C(U_{GE})$ dla $U_{CE} = \text{const}$ i nasycenia

1.7. INSTRUKCJA DO ĆWICZENIA LABORATORYJNEGO

$U_{CE}(U_{GE})$ dla $I_C = \text{const}$. Zmierzone charakterystyki porównać z katalogowymi i skomentować ewentualne różnice.

2. Przedstawić zarejestrowane przebiegi u_{GE} , u_{CE} i i_C . Zaznaczyć poziomy zerowe i podziałkę, na wybranych przebiegach oznaczyć i określić czas opóźnienia załączania $t_{d(on)}$, czas narastania t_r , czas opóźnienia wyłączenia $t_{d(off)}$ i czas opadania t_f . Skomentować wpływ zmian rezystancji bramkowych na czasy przełączania i temperaturę obudowy tranzystorów.
3. Obliczyć całkowite straty mocy i jednostkowe straty energii przy przełączaniu. Wyniki zestawić w tabeli oraz przedstawić w postaci charakterystyk. Rezultaty porównać z danymi katalogowymi, skomentować ewentualne różnice.

1.7.6 Pytania i zadania kontrolne

1. Narysować i oznaczyć symbol tranzystora MOSFET/IGBT, podać nazwy oznaczonych wielkości.
2. W jaki sposób stosuje się tranzystory MOSFET/IGBT w energoelektronice?
3. Wymienić cechy idealnego łącznika energoelektronicznego.
4. Na czym polega większa przydatność tranzystorów MOSFET / IGBT niż tranzystorów BJT jako łączników energoelektronicznych?
5. Narysować szkic przykładowych charakterystyk wyjściowych i przejściowych tranzystorów MOSFET/IGBT.
6. Opisać proces włączania/wyłączania tranzystorów MOSFET / IGBT.
7. Opisać model termiczny łącznika energoelektronicznego, podać cel i sposób doboru radiatora.
8. Wymienić parametry charakteryzujące narażenia tranzystorów, opisać SOA.
9. Podać sposób określania charakterystycznych czasów przełączania tranzystorów MOSFET / IGBT.
10. Porównać technologie MOSFET i IGBT pod względem przydatności do zastosowań w układach energoelektronicznych.

Literatura

- [1] Antoni Dmowski. *Energoelektroniczne układy zasilania prądem stałym w telekomunikacji i energetyce*. WNT, Warszawa 1998.
- [2] Jonathan Dodge, John Hess. *IGBT Tutorial, Advanced Power Technology, Application Note APT 0201*, 1.06 2002.
- [3] Adam Kempski. *Elektromagnetyczne zaburzenia przewodzone w układach napędów przekształtnikowych*. Monografie, T. 5. Oficyna Wydaw. Uniwersytetu Zielonogórskiego, Zielona Góra 2005.

- [4] Yves Lembeye, Jean Luc Schanen, Jean-Pierre Keradec. Experimental characterization of insulated gate power components: Capacitive aspects. *IEEE Industry Applications Society, Annual Meeting*.
- [5] John M. Miller. *Dependence of the input impedance of a three-electrode vacuum tube upon the load in the plate circuit*. Scientific Papers of the Bureau of Standards, vol.15, no. 351, pages 367-385, 1920.
- [6] Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins. *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*. John Wiley & Sons, 2003.
- [7] Mieczysław Nowak, Roman Barlik. *Poradnik inżyniera energoelektronika*. WNT, Warszawa 1998.

Serwisy internetowe

- i1. Mitsubishi Electric <http://www.mitsubishichips.com/Global/index.html>
- i2. International Rectifier <http://www.irf.com/indexnsw.html>
- i3. Infineon Technologies <http://www.infineon.com/cms/en/product/index.html>
- i4. ABB <http://www.abb.com/ProductGuide/Alphabetical.aspx>
- i5. Fairchild Semiconductor <http://www.fairchildsemi.com/apnotes/>
- i6. Harden P., The Handyman's Guide to MOSFET Class D/E/F amplifiers - Part 2, http://www.aoc.nrao.edu/~pharden/hobby/_ClassDEF2.pdf

Wizualizacje

serwis iPES / < *iPES – Thermal* > / < *Thermal Problems in Power Electronics* >
<http://www.ipes.ethz.ch/ipes/2002thermal/thermisch.html>.

Tyrystory

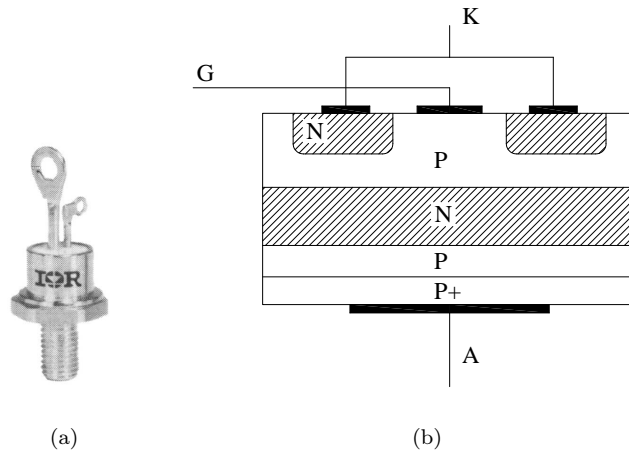
2.1 Wprowadzenie

Tyrystor SCR (*Silicon Controlled Rectifier*) jest trójelektrodowym, nie w pełni sterowalnym elementem półprzewodnikowym składającym się z czterech naprzemiennie ułożonych warstw półprzewodnikowych typu p i n. Jest to jeden z najdłużej używanych elementów półprzewodnikowych w historii energoelektroniki, chociaż obecnie jego stosowanie jest coraz rzadsze, ponieważ jest zastępowany w pełni sterowalnymi elementami, takimi jak na przykład tranzystory IGBT lub MOSFET. Obecnie można go znaleźć w układach przekształtnikowych największych mocy, ze względu na stosunkowo dużą wytrzymałość napięciową (do 10kV) oraz możliwość przewodzenia dużych prądów (kilka kA). Tyrystor bywa niekiedy nazywany diodą sterowaną, ponieważ może przewodzić prąd w jednym kierunku, gdy jest odpowiednio spolaryzowany oraz pojawi się impuls brankowy.

2.2 Budowa i zasada działania tyrystora

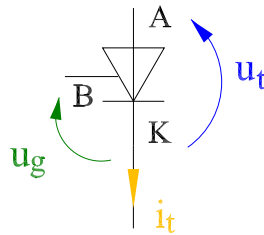
Na rysunku 2.1 przedstawiono przekrój poprzeczny struktury tyrystora, gdzie można zauważyć, że składa się on z 4 warstw N-P-N-P, które tworzą trzy złącza: katodowe, środkowe oraz anodowe. Złącze anodowe wykonuje się zazwyczaj z warstwą o zwiększonym domieszkowaniu, co pozwala na utrzymanie wysokiej wytrzymałości napięciowej przy polaryzacji wstecznej. Tyrystor może występować w czterech stanach:

- **stan zaworowy**, gdy potencjał katody jest większy niż potencjał anody
- **stan blokowania**, przy przeciwnej polaryzacji niż jest to dla stanu zaworowego, przy czym nie pojawia się impuls doprowadzający ładunki do strefy złącza środkowego
- **stan przewodzenia**, gdy prąd płynący przez tyrystor jest większy od pewnej granicznej wartości nazywanej *prądem podtrzymania tyrystora*, a spadek napięcia U_T (anoda – katoda) jest porównywalny co do wartości do spadku na przewodzącej diodzie. Załączony tyrystor pozostaje w *stanie przewodzenia* do czasu, gdy prąd płynący nie zmniejszy swojej wartości poniżej wartości *prądu podtrzymania*, lub nie zmieni się polaryzacja napięcia U_T .
- **stan przełączania** (niestabilny) – przejście ze stanu blokowania do stanu przewodzenia, pod wpływem pojawienia się impulsu brankowego (w układzie jak na rysunku 2.2), który



Rys. 2.1 Struktura tyrystora: a) przykładowy widok b) przekrój poprzeczny

zapewnia doprowadzenie do złącza środkowego dodatkowych ładunków niezbędnych do usunięcia bariery potencjału. Istnieje możliwość także osiągnięcia stanu przejściowego poprzez zwiększanie napięcia U_T powyżej wartości dla której pojawi się lawinowe powielanie nośników w strefie złącza środkowego, co może doprowadzić do utraty właściwości zaworowych tyrystora.



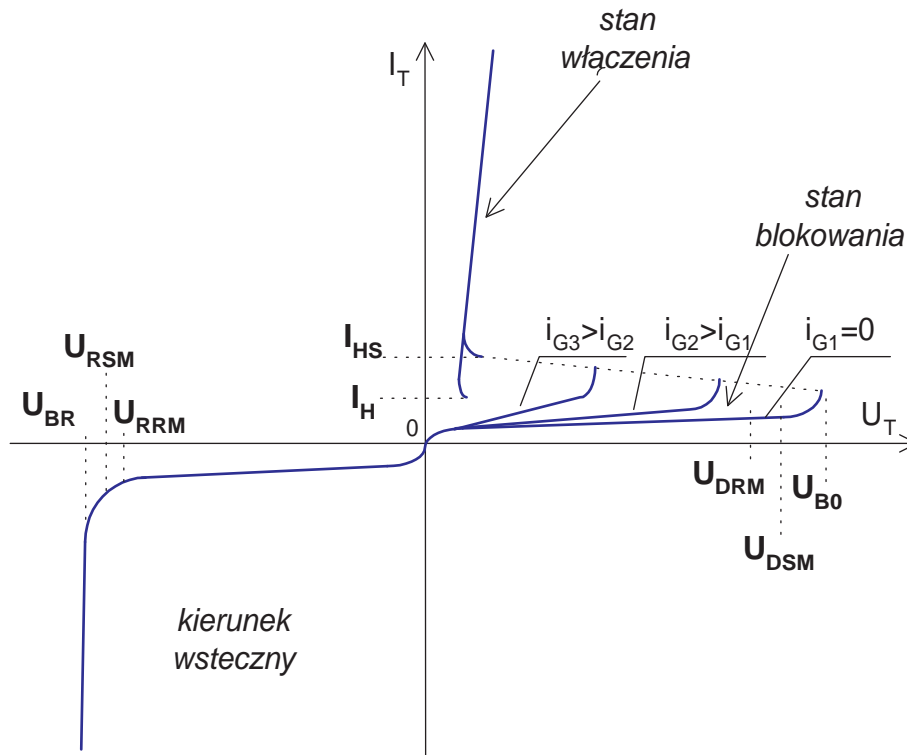
Rys. 2.2 Symbol tyrystora

2.3 Zewnętrzna charakterystyka statyczna

Na rys. 2.3 przedstawiono charakterystykę zewnętrzną prądowo-napięciową tyrystora, gdzie zaznaczono obszary dla trzech stanów tyrystora: zaworowym, blokowania oraz przewodzenia. Rezystancja tyrystora w stanie zaworowym może wynosić do $10^9 \Omega$, a po przekroczeniu napięcia U_{BR} – zwanego napięciem przebicia – może nastąpić uszkodzenie tyrystora na skutek lawinowego powielania nośników oraz gwałtowny wzrost prądu wstecznego. Napięcie U_{RRM} oznacza dopuszczalną szczytową powtarzalną wartość napięcia wstecznego tyrystora i stanowi zarazem jego klasę napięciową wyrażaną w setkach woltów. Wartość graniczną określa parametr U_{RSM} niepowtarzalne szczytowe napięcie wsteczne.

W stanie blokowania, gdy potencjał anody jest większy niż potencjał katody, a prąd bramki jest równy zero, płynie prąd o wartościach zbliżony do prądu w stanie zaworowym (rzędu μA). Po

2.3. ZEWNĘTRZNA CHARAKTERYSTYKA STATYCZNA



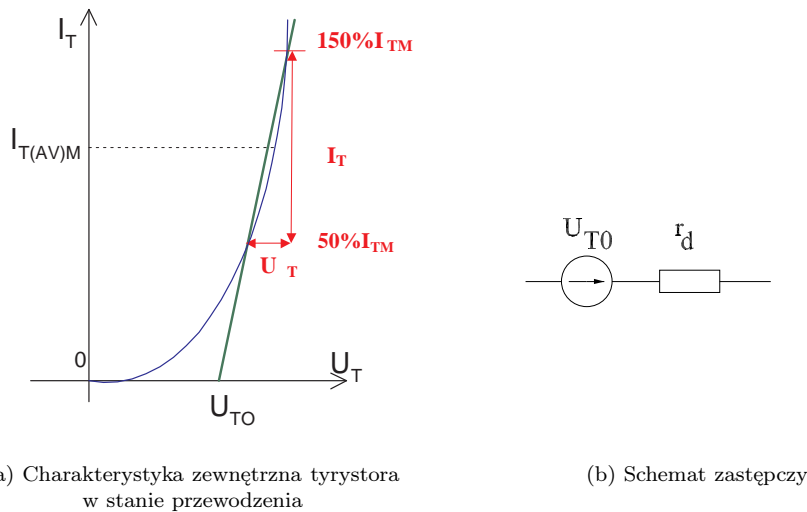
Rys. 2.3 Charakterystyka zewnętrzna prądowo-napięciowa tyrystora

przekroczeniu napięcia przełączania U_{BO} , tyrystor przejdzie w stan przewodzenia. Zjawisko takie jest wysoce niekorzystne, ponieważ tyrystor może zostać uszkodzony, dlatego niedopuszczalne jest w praktycznych zastosowaniach. Napięcia U_{RSM} i U_{BO} mają zbliżoną wartość. w katalogach podaje się także napięcia U_{DSM} – maksymalne niepowtarzalne napięcie w stanie blokowania oraz U_{DRM} powtarzalne szczytowe napięcie blokowania. w stanie przewodzenia charakterystykę tyrystora (rys. 2.4) można porównać do charakterystyki przewodzącej diody (rys. 2.4). Charakterystyczne wielkości to

- U_{TO} – napięcie progowe,
- $r_T = \Delta U_T / \Delta I_T$ – rezystancja dynamiczna
- dopuszczalna wartość prądu przewodzenia $I_{T(AV)M}$ (średnia) i $I_{T(RMS)M}$ (skuteczna).

Rezystancja dynamiczna zmienia swą wartość wraz ze zmianą prądu przepływającego przez tyrystor. Wyznacza się ją na podstawie charakterystyki napięciowo – prądowej, jak pokazano na rysunku 2.4. Prosta aproksymującą charakterystykę przewodzenia wyznacza się, łącząc dwa punkty dla wartości $0.5 I_{T(AV)M}$ oraz $1.5 I_{T(AV)M}$

2.3. ZEWNĘTRZNA CHARAKTERYSTYKA STATYCZNA



Rys. 2.4 Wyznaczenie rezystancji dynamicznej tyrystora

Znając powyższe parametry, można wyznaczyć straty mocy w przewodzącym tyrystorze (2.12) przy prądzie okresowym o dowolnym kształcie.

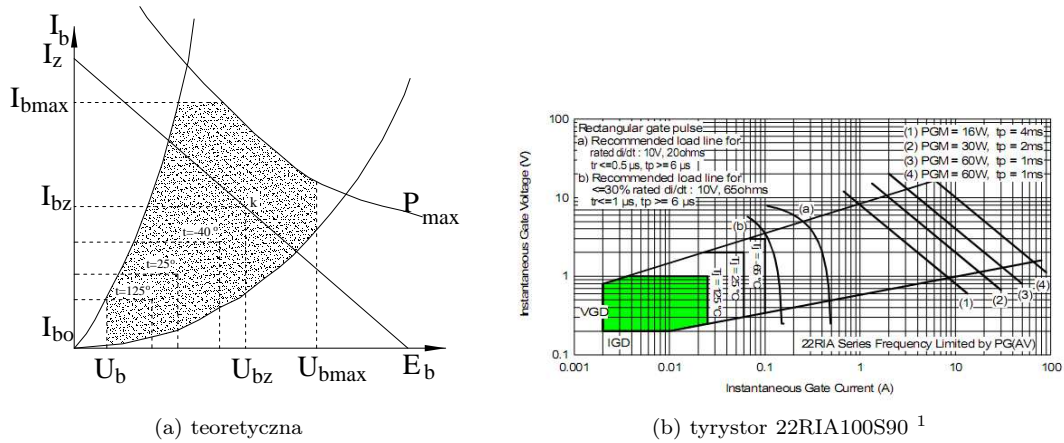
$$P_T = U_{TO} I_{AV} + r_T I_{TRMS}^2 \quad (2.12)$$

Spadek napięcia na tyrystorze może wynosić – w zależności od jego konstrukcji i mocy – od 0.6 do ok. 2V. Przejście ze stanu blokowania do stanu przewodzenia następuje w chwili, gdy przy odpowiedniej polaryzacji złącza anoda-katoda, pojawi się krótkotrwały (kilka μs) impuls bramkowy. Cecha ta jest wykorzystana do kontrolowania przejścia tyrystora ze stanu blokowania do stanu przewodzenia. w stanie przewodzenia utracone zostają właściwości sterujące – prąd bramki nie ma wpływu na stan tyrystora, więc prąd w obwodzie głównym płynie nadal, do chwili gdy zostanie zmniejszony do wartości poniżej prądu podtrzymania I_H przez oddziaływanie czynników zewnętrznych w wystarczająco długim czasie.

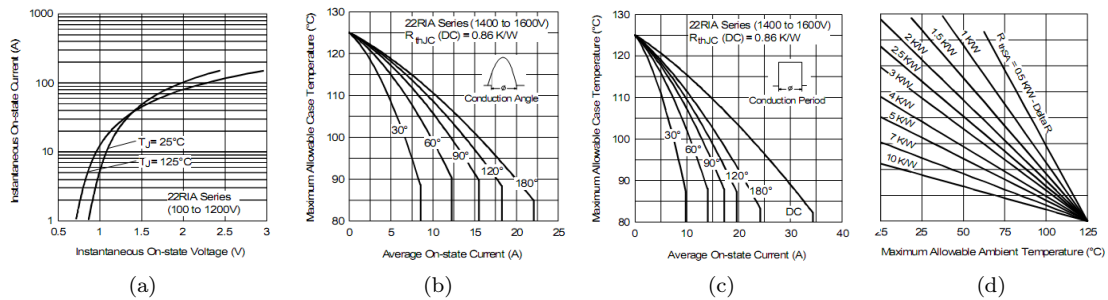
Parametry statyczne obwodu bramkowego można opisać na podstawie charakterystyki bramkowej tyrystora (rys. 2.5), gdzie można wyróżnić wartości U_b i I_{bo} gwarantujące brak przełączenia, napięcie U_{bz} i prąd I_{bz} , dla których nastąpi załączenie oraz wartości maksymalne P_{max} , U_{bmax} i I_{bmax} , których przekroczenie jest niedopuszczalne. Charakterystyka bramkowa zazwyczaj podzielona jest na obszary: obszar nieprzełączenia tyrystora, obszar możliwych załączeń oraz obszar gwarantowanych załączeń. Obszar zakreślony pokazuje zakres możliwego oraz gwarantowanego załączenia.

Wszystkie wartości parametrów tyrystora są silnie zależne od temperatury złącza półprzewodnikowego tyrystora. Wpływ temperatury na wybrane parametry tyrystora pokazano na rysunku (rys. 2.6)

2.3. ZEWNĘTRZNA CHARAKTERYSTYKA STATYCZNA



Rys. 2.5 Charakterystyki bramkowe



Rys. 2.6 Wpływ temperatury złącza tyrystora na wybrane parametry: a) $I_T = f(U_T)$ w stanie przewodzenia b) dopuszczalna temperatura obudowy w zależności granicznej prądu $I_{T(av)}$ dla przebiegu sinusoidalnego c) dopuszczalna temperatura obudowy w zależności granicznej prądu $I_{T(av)}$ dla przebiegu prostokątnego d) dopuszczalna temperatura złącza ¹

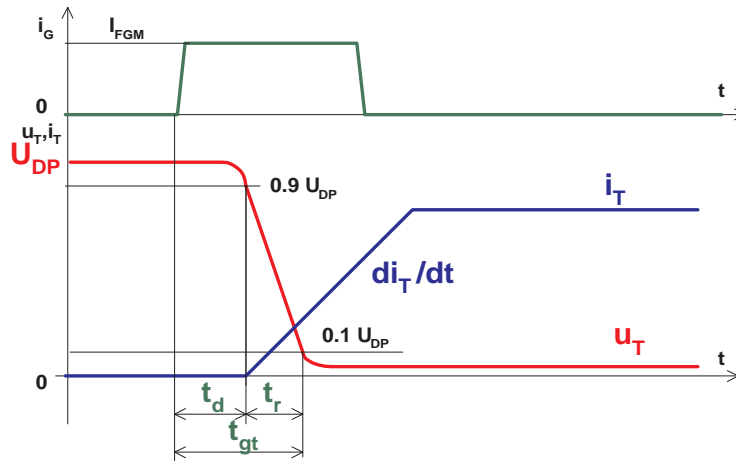
2.4 Parametry dynamiczne tyrystora

Na rysunku 2.7 przedstawiono przebiegi prądu bramkowego I_G i głównego I_T oraz napięcia U_T w chwili włączenia tyrystora oraz zaznaczono podstawowe parametry dynamiczne tyrystorów:

- czas załączania t_{gt} – czas, w którym tyrystor przechodzi w stan przewodzenia wyznaczany jako przedział czasu od chwili pojawienia się impulsu bramkowego do chwili, gdy napięcie U_T osiągnie około 10 % wartości szczytowej U_{DP} .
- czas opadania napięcia anodowego t_r – określony jako przedział czasowy od chwili, gdy zaczyna płynąć prąd tyrystora (przy około 90% napięcia szczytowego U_{DP}) do chwili, gdy napięcie U_T osiągnie około 10 % wartości szczytowej U_{DP} .
- stromość narastania prądu przewodzenia di_T/dt

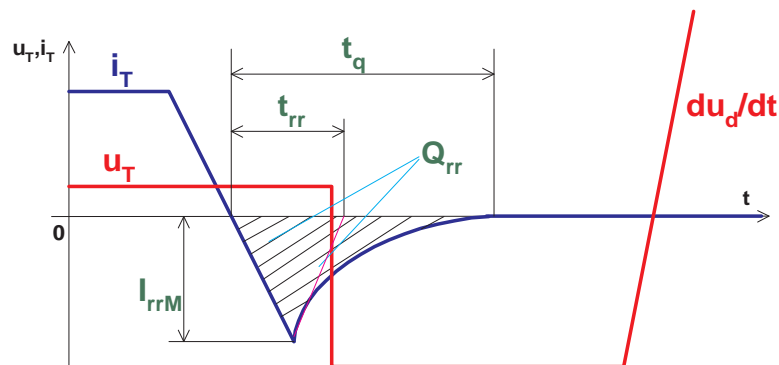
[†] Charakterystyki zaczerpnięto z katalogu tyrystora 22RIA100S90 firmy International Rectifier

2.4. PARAMETRY DYNAMICZNE TYRYSTORA



Rys. 2.7 Przebiegi prądu I_T i I_G oraz napięcia U_T u podczas załączania tyrystora

Proces wyłączania tyrystora związany jest z czasem odzyskiwania zdolności zaworowych t_{rr} oraz czasem odzyskiwania zdolności blokowania napięć dodatnich t_q (rys. 2.8). Podobnie jak dla diod mocy, konieczne jest odprowadzenie ładunku przejściowego Q_{rr} ze złącza. Gdy magazynowany ładunek złącza anodowego zostanie odprowadzony, następuje szybkie zmniejszanie prądu maksymalnego, jednakże nie oznacza to odzyskania zdolności blokowania tyrystora. złącza. Po upływie czasu t_q można doprowadzić do zacisków tyrystora napięcie blokowania. Gwałtowny wzrost napięcia na tyrystorze spowodowany jest przepływem prądu ładującego pojemności złącza środkowego i jeżeli ten proces przebiega zbyt szybko może dojść do niekontrolowanego powtórnego załączenia.



Rys. 2.8 Przebiegi prądu I_T oraz napięcia U_T u podczas wyłączania tyrystora

Charakterystyczne parametry dynamiczne dla procesu wyłączania to:

- czas wyłączania t_q (czas odzyskania zdolności zaworowych) – określony przedziałem czasu od chwili, gdy wartość prądu anodowego spadnie poniżej prądu podtrzymania I_H do chwili rozładowania się ładunku Q_{rr} i możliwości doprowadzenia do tyrystora napięcia blokowania.
- stromość narastania napięcia blokowania u_d/dt

2.4. PARAMETRY DYNAMICZNE TYRYSTORA

- ładunek przejściowy Q_{rr} – określony jako całka z przebiegu przejściowego prądu wstecznego w czasie t_q . Wartość Q_{rr} zależy od stromości prądu oraz wartości prądu przewodzenia i_T .
- wartość szczytowa przejściowego prądu wstecznego I_{rrM}

W katalogach zazwyczaj podaje się wartości krytyczne stromości narastania prądu (przekroczenie spowoduje zniszczenie tyristora) oraz krytyczną stromość narastania napięcia (przekroczenie może spowodować samoczynne przełączenie tyristora w stan przewodzenia).

2.5 Wrażliwość tyristorów

Tyristory – podobnie jak wszystkie elementy półprzewodnikowe narażone są na różnego rodzaju zagrożenia: mechaniczne, termiczne i elektryczne. Właściwości tyristora mogą zostać zmienione w czasie nieodpowiedniej eksploatacji lub nieprawidłowego montażu.

Wrażliwość napięciowa – wynika z dopuszczalnych natężeń pola elektrycznego w strukturze półprzewodnikowej. Szczególnie narażone jest złącza p-n, w którym może dojść do lokalnego wzrostu temperatury, co może skutkować wystąpieniem przebicia lawinowego. Uszkodzenie może też nastąpić na powierzchni bocznej na skutek przemieszczania się jonów zanieczyszczeń, które znajdują się wewnątrz obudowy i tworzą ścieżki przewodzące, powodując *degradacje powierzchniową* [4]

Wrażliwość prądowa – związana z możliwością pojawienia się znacznej gęstości prądu, co powoduje wzrost strat mocy i zwiększenie się temperatury złącza. Dopuszcza się chwilowe zwiększenie gęstości prądu przy obciążeniach krótkotrwałych, ze względu na pewną bezwładność cieplną złącza. Wrażliwość prądowa określana maksymalną chwilową temperaturą przy obciążeniu długotrwałym zależy od przejściowej impedancji termicznej:

$$Z_{th} = \frac{\Delta\vartheta_j(t)}{P_F} \quad (2.13)$$

gdzie: t – czas trwania strat mocy, P_f – straty mocy w stanie przewodzenia [W], $\Delta\vartheta_j$ – przyrost temperatury struktury p-n-p-n ponad temperaturę otoczenia. Parametrem określającym wrażliwość tyristora na ciepło wydzielane jest wartość graniczna całki Joule'a, określona zależnością (2.14) lub wartością szczytową maksymalnego prądu udarowego I_{TSM} o kształcie sinusoidalnym w czasie półokresu $t = T/2$.

$$I^2t = \int_0^t i^2 dt = \frac{1}{4} I_{TSM}^2 T \quad (2.14)$$

Wrażliwość na stromość narastania prądu – związana z procesem włączania tyristora w stan przewodzenia po pojawieniu się impulsu bramkowego, który może rozprzestrzeniać się po powierzchni struktury ze skończoną prędkością. w czasie przełączenia tyristora wydzielają się straty mocy, związane z nadmierną chwilową gęstością prądu, co może skutkować powstaniem miejscowych gorących obszarów, które dodawane są do pozostałych strat mocy co może spowodować podwyższenie temperatury całego złącza.

Wrażliwość na stromość napięcia – związane z niekontrolowanym załączeniem tyristora w skutek gwałtownych przesunięć nośników ładunku do złącza.

Wrażliwość na zewnętrzne zakłócenia elektromagnetyczne – związane z oddziaływaniem zewnętrznych układów na obwód główny anodowy lub też poprzez oddziaływanie na obwód bramkowy.

2.5. WRAŻLIWOŚĆ TYRYSTORÓW

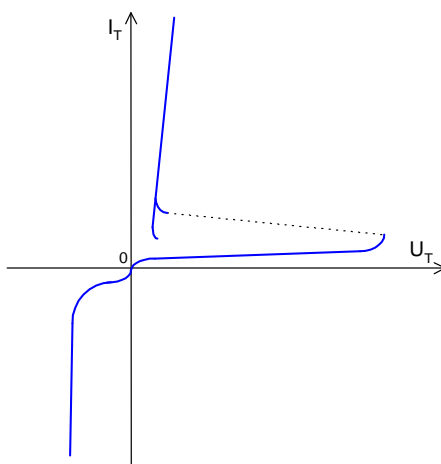
2.6 Specjalne typy tyrystorów

Dynistor (diada Shockley'a) – jest to tyrystor, w którym przełączenie następuje po przekroczeniu napięcia przełączania, dlatego też nie ma konieczności wyprowadzania zacisku bramkowego. Ten typ, stosowany jest w układach zabezpieczających przed przekroczeniem dopuszczalnego napięcia. Istnieją dwa typy tego rozwiązania, jednokierunkowa oraz dwukierunkowa (diak) – gdzie przełączenia może nastąpić bez względu na polaryzację napięcia.

Tyrystor GTO (z ang. *gate turn off*) – tyrystor wyłączalny sygnałem bramkowym, którego charakterystyczną cechą jest to, że może on przejść ze stanu przewodzenia do stanu blokowania poprzez wymuszenie ujemnego prądu bramki. Zazwyczaj prąd bramkowy konieczny do wyłączenia tyrystora charakteryzuje się wielokrotnie większą wartością oraz stromością prądu niż ta, która jest niezbędna do załączenia.

Tyrystor dwukierunkowy TRIAK * – odwrotnie równoległe złożenie dwóch tyrystorów w jednej strukturze, dzięki czemu może on przewodzić prąd w obu kierunkach, a jego załączenie następuje po doprowadzeniu impulsu do bramki.

Tyrystor asymetryczny ASCR – tyrystor z ograniczonymi właściwościami zaworowymi (rys. 2.9), wskutek silnego domieszkowania warstwy N^+ po stronie złącza anodowego. Cechami tego typu rozwiązania jest zmniejszenie spadku napięcia w stanie przewodzenia oraz znaczne zmniejszenie czasu wyłączenia.



Rys. 2.9 Charakterystyka tyristora asymetrycznego

Tyrystor przewodzący wstecznie RCT (z ang. *Reverse Conducting Thyristor*) – charakterystyka wyjściowa tego tyristora w kierunku napięć ujemnych ma kształt jak charakterystyka diody w kierunku przewodzenia dzięki zintegrowaniu w jednej strukturze – obok tyristora – diody zwrotnej.

Tyrystor sterowany napięciowo MCT (z ang. *MOS Controlled Thyristor*) – tyrystor sterowany dwoma tranzystorami polowymi MOS z kanałami N i P.

Tyrystor polowy SITH (*Static Induction Thyristor*) – tyrystor unipolarny, w który sterowanie odbywa się przy wykorzystaniu zjawiska sterowania przepływem ładunków w obszarze złącza przy wykorzystaniu pola elektrycznego.

* Patrz w rozdziale Sterownik prądu przemiennego

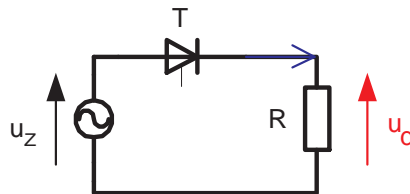
Ponadto do grupy tyrystorów można zaliczyć elementy optoelektroniczne **fototyrystor diodowy** – LAS (z ang. *Light Activated Switch*) oraz **fototyrystor triodowy** – LTT (z ang. *Light Triggered Thyristor*).

2.7 Układy tyrystorowe – jednofazowe prostowniki sterowane

Prostownikami sterowanymi nazywa się układy energoelektroniczne służące do przekazywania energii z obwodów prądu przemiennego do obwodów prądu stałego (wyprostowanego), w których zasilające napięcia przemiennie doprowadzone są do odbiornika w ściśle określonych przedziałach czasu wynikających z czasów przewodzenia tyrystorów zależnych od kąta wysterowania α . Prostowniki tyrystorowe są przekształtnikami o komutacji sieciowej, gdzie przejmowanie przewodzenia prądu z jednego tyrystora do drugiego odbywa się przy poborze energii biernej pobieranej z zasilania. w zależności od liczby pulsów p napięcia i prądu wyprostowanego na okres napięcia linii zasilającej określa się nazwy tychże prostowników, np jeżeli napięcie wyprostowane zawiera 6 pulsów w czasie jednego okresu napięcia zasilającego, prostownik taki będzie nazywanych sześciopulsowym. Prąd wyprostowany może być ciągły (prąd nie osiąga wartości zero) lub impulsowy (prąd przyjmuje wartość zero w pewnych okresach czasu). Często prostownik tyrystorowe zasilane są za pośrednictwem transformatorów, które mają przede wszystkim za zadanie zapewnienie odpowiedniej wartości napięcia zasilającego oraz odpowiednią fazę. Ponadto transformatory działają jako filtry sieciowe, ograniczając wpływ zakłóceń z sieci oraz mają wpływ na wartość prądów zwarciovych.

2.7.1 Prostownik jednopulsowy

Prostownik jednopulsowy można uznać za najprostszy układ tyrystorowy. Na rysunku 2.10 przedstawiono schemat jednopulsowego prostownika sterowanego. Dla odbiornika typu rezystancyjnego, tyrystor jest spolaryzowany w kierunku przewodzenia w czasie dodatniej półfali napięcia zasilania u_z . W chwili, gdy do tak spolaryzowanego tyrystora zostanie doprowadzony impuls bramkowy – tyrystor przejdzie w stan przewodzenia (pod warunkiem, że prąd odbiornika i_d będzie większy niż prąd wyłączania tyrystora).

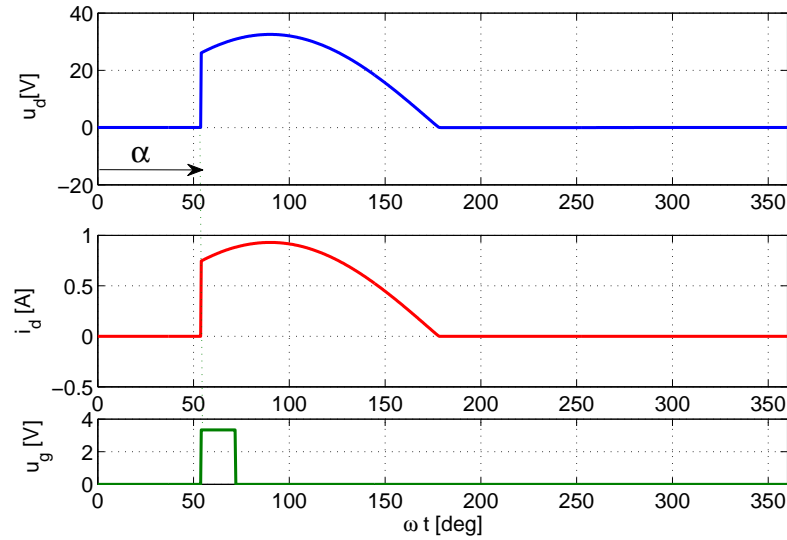


Rys. 2.10 Schemat sterowalnego prostownika jednopulsowego

Na rysunku 2.11 przedstawiono przebiegi napięcia u_d i prądu i_d w obwodzie głównym prostownika.

Wartość średnia napięcia wyprostowanego na okres napięcia zasilania dla odbiornika typu R określona jest zależnością 2.15.

$$U_{d(AV)} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_m \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{U_m}{2\pi} (\cos \alpha + 1) = \frac{\sqrt{2}U_Z}{2\pi} (\cos \alpha + 1) \quad (2.15)$$



Rys. 2.11 Przykładowe przebiegi napięcia u_d i prądu i_d w obwodzie głównym prostownika oraz napięcia bramkowego u_g

gdzie: U_m – amplituda napięcia zasilającego, $U_Z = U_m/\sqrt{2}$ – wartość skuteczna napięcia zasilającego.

Dla kąta $\alpha = 0$ uzyskuje się maksymalną średnią wartość napięcia wyprostowanego U_{d0} , charakterystyczną dla jednopulsowego prostownika diodowego.

$$U_{d0} = \frac{U_m}{\pi} = \frac{\sqrt{2}U_{Z(\text{RMS})}}{\pi} \quad (2.16)$$

Zależność względnej wartości średniej $U_{d(\text{AV})}/U_{d0}$ od kąta załączania α przedstawiono na rysunku 2.12.

Wartość średnia wyprostowanego prądu płynącego przez odbiornik określona jest zależnością:

$$I_{d(\text{AV})} = \frac{U_d}{R} = \frac{U_m}{2\pi R}(\cos \alpha + 1) \quad (2.17)$$

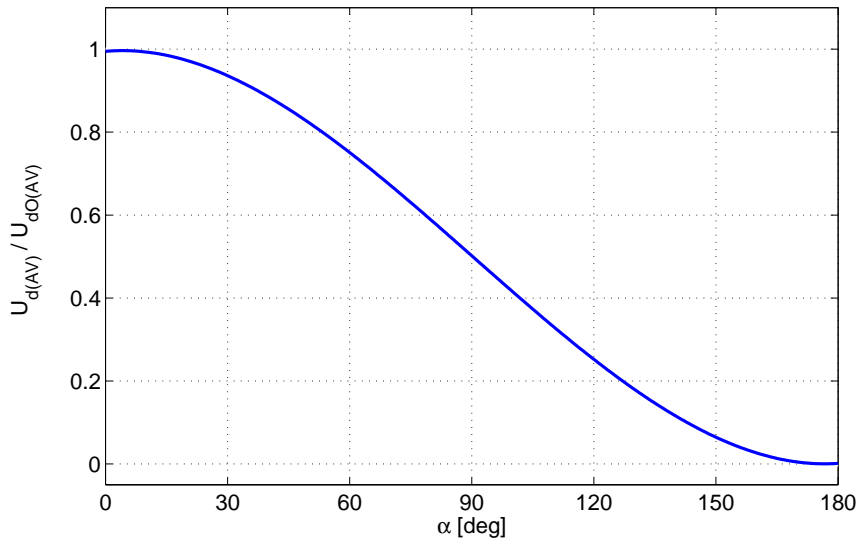
Praca prostownika sterowalnego ma niekorzystny wpływ na linię zasilającą i źródła energii związany z poborem mocy bierniej oraz odkształceniami prądu. Prąd pobierany z zasilania jest odkształcony, a jego wartość skuteczna wynosi:

$$I_{d(\text{RMS})} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \left(\frac{U_m \sin(\omega t)}{R}\right)^2 d(\omega t)} = \frac{U_m}{R} \sqrt{\frac{1}{4\pi}(\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha)} \quad (2.18)$$

Moc czynna pobierana z linii zasilającej określona jest zależnością:

$$P = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \frac{U_m \sin(\omega t)}{R} \cdot U_m \sin(\omega t) d(\omega t) = R \cdot (I_{d(\text{RMS})})^2 \quad (2.19)$$

2.7. UKŁADY TYRYSTOROWE – JEDNOFAZOWE PROSTOWNIKI STEROWANE



Rys. 2.12 Względna wartość napięcia wyprostowanego w zależności od kąta załączania α dla odbiornika typu rezystancyjnego

a moc pozorna:

$$S = U_{d(\text{RMS})} \cdot I_{d(\text{RMS})} = \frac{U_m U_m}{\sqrt{2} R} \sqrt{\frac{1}{4\pi} (\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha)} \quad (2.20)$$

Współczynnik mocy prostownika sterowalnego jako odbiornika o charakterze nieliniowym wyraża się ogólną zależnością:

$$\lambda_p = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (2.21)$$

gdzie: D – moc odkształcenia wywołana wyższymi harmonicznymi prądu zasilania,
 $Q = U_Z \cdot I_{d(\text{RMS})} \sin \alpha$ – moc bierna sterowania prostownika.

Dla odbiornika składającego się z szeregowo połączonych rezystora R oraz dławika L (rys. 2.13), tyrystor jest spolaryzowany w kierunku przewodzenia - podobnie jak to ma miejsce dla odbiornika typu R - w czasie trwania dodatniej półfali napięcia. Prąd płynący przez odbiornik i_d (2.23) można wyliczyć z zależności 2.22, podstawiając jako warunek początkowy $i_d(\alpha) = 0$.

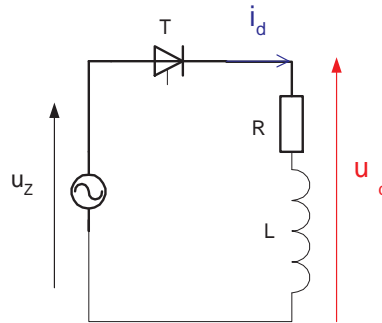
$$\sqrt{2}U_z \sin(\omega t) = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} \quad (2.22)$$

Przebieg prądu opisujący kształt impulsu prądu wyprostowanego wynosi:

$$i_d = \frac{\sqrt{2}U_z}{Z} \sin(\omega t - \varphi) - \frac{\sqrt{2}U_z}{Z} \sin(\alpha - \varphi) e^{-(\omega t - \alpha) \text{ctg} \varphi} \quad (2.23)$$

gdzie: $Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$, $\varphi = \arctg \frac{\omega L}{R}$.

2.7. UKŁADY TYRYSTOROWE – JEDNOFAZOWE PROSTOWNIKI STEROWANE



Rys. 2.13 Schemat sterowanego prostownika jednofazowego z odbiornikiem typu RL

Na rysunku 2.14 przedstawiono przebiegi napięcia u_d oraz prądu wyprostowanego i_d . Można zauważyć, że tyrystor przewodzi dłużej niż to ma miejsce dla odbiornika typu R, ponieważ napięcie na tyrystorze wynosi:

$$u_t = \sqrt{2}U_z \sin(\omega t) - (Ri_d + L \frac{di_d}{dt}) \quad (2.24)$$

Indukcyjność L można traktować jako dodatkowe źródło napięcia w obwodzie o zmiennej wartości $u_L = L di_d/dt$, która dla $di_d/dt > 0$ skierowana jest przeciwnie do kierunku prądu i_d (magazynowanie energii), a dla $di_d/dt < 0$ - skierowana jest zgodnie z kierunkiem i_d . Dla kątów od α do 180° energia jest pobierana z sieci, gdzie część jest tracona na rezystancji R , a pozostała część gromadzona w polu magnetycznym cewki L . Natomiast dla kątów większych od 180° energia zgromadzona w cewce jest oddawana, przy czym część jest tracona na rezystancji R , a pozostała część oddawana do sieci. w czasie, gdy energia jest oddawana do zasilania, prostownik jest w tzw. trybie pracy falownikowej. Zjawisko to można wyeliminować, stosując diodę zwrotną, która powoduje skierowanie całości energii zgromadzonej w cewce do odbiornika *. Zastosowanie diody zwrotnej powoduje także zwiększenie wartości średnich napięcia i prądu wyprostowanego oraz ograniczenie tętnień prądu.

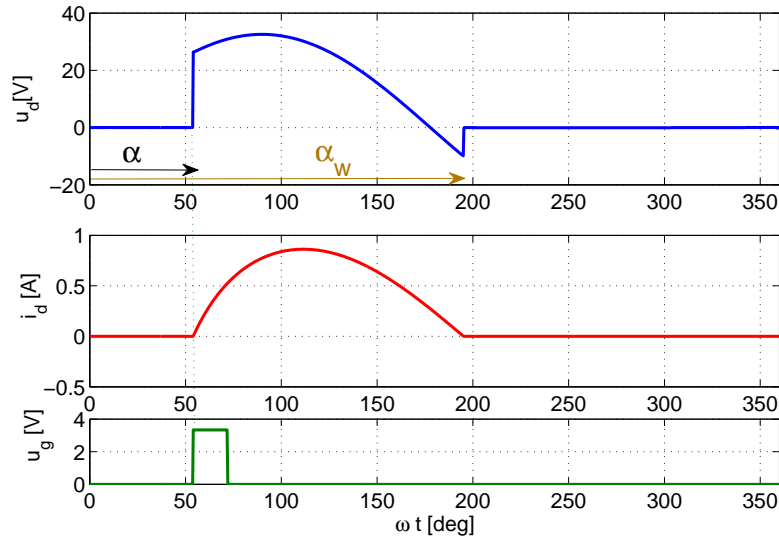
Wartość średnia napięcia wyprostowanego dla odbiornika o charakterze rezystancyjno-indukcyjnym (bez diody zwrotnej) wynosi:

$$U_{d(AV)} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha_w} \sqrt{2}U_z \sin \omega t \, d\omega t = \frac{1}{2\pi} \sqrt{2}U_z (\cos \alpha - \cos \alpha_w) \quad (2.25)$$

Przy takiej samej wartości kąta załączania α średnia wartość napięcia wyprostowanego $U_{d(AV)}$ dla obciążenia rezystancyjno-indukcyjnego jest mniejsza niż w przypadku obciążenia rezystancyjnego. Wraz ze wzrostem indukcyjności L następuje wydłużanie kąta przewodzenia ($\alpha_p = \alpha_w - \alpha$), zmniejszenie się stromości narastania i wartości szczytowej prądu oraz średniej wartości napięcia wyprostowanego.

* Patrz w rozdziale Działanie prostownika jednopulsowego z obciążeniem RLD.

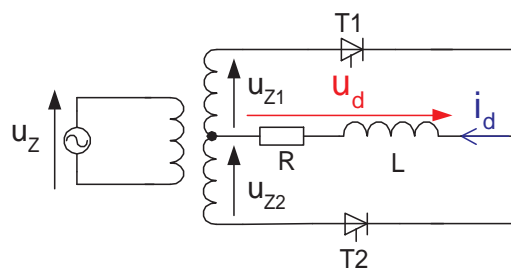
2.7. UKŁADY TYRYSTOROWE – JEDNOFAZOWE PROSTOWNIKI STEROWANE



Rys. 2.14 Przykładowe przebiegi napięcia u_d i prądu i_d w obwodzie głównym prostownika oraz napięcia bramkowego u_g dla odbiornika typu RL – przewodzenie impulsowe

2.7.2 Prostownik dwupulsowy

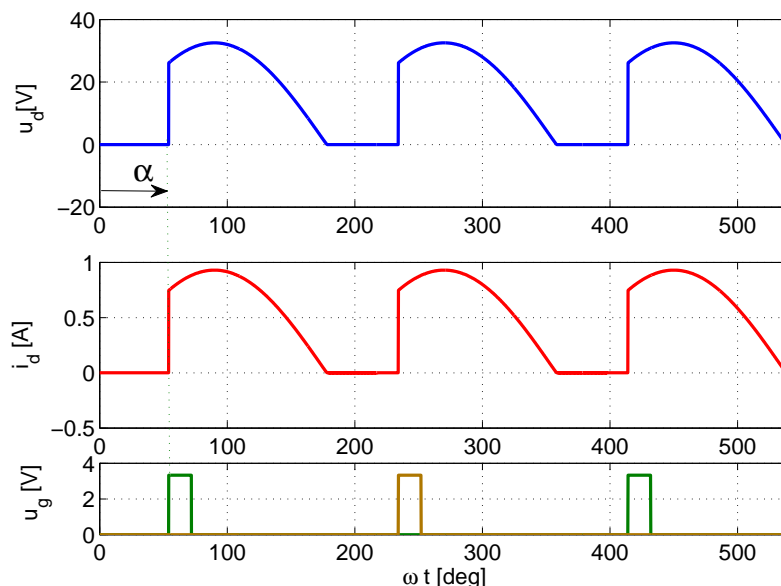
Przykładowy schemat prostownika sterowalnego dwupulsowego przedstawiono na rysunku 2.15. Układ ten jest złożeniem dwóch prostowników jednopulsowych połączonych z siecią zasilającą za pośrednictwem transformatora z dzielonym uzwojeniem wtórnym. Napięcia u_{z1} oraz u_{z2} mają takie same amplitudy i są przesunięte względem siebie o kąt 180° . Cechą tego układu jest to, że jeden z węzłów odbiornika jest podłączony na stałe z punktem neutralnym, drugi natomiast jest cyklicznie załączany za pośrednictwem tyrystorów do węzłów o potencjale u_{z1} i $-u_{z2}$. Jednofazowe prostowniki sterowalne mogą mieć układ mostkowy (układ Graetza), gdzie nie ma konieczności stosowania transformatora.



Rys. 2.15 Schemat sterowalnego prostownika dwupulsowego

Na rysunku 2.16 przedstawiono charakterystyczne przebiegi napięć i prądu sterowanego prostownika dwupulsowego obciążonego odbiornikiem rezystancyjnym. Tyrystor T_1 jest spolaryzowany w kierunku przewodzenia w przedziale $0 \leq \omega t \leq \pi$ i dlatego, po doprowadzeniu w tym

czasie impulsu bramkowego, przejdzie on w stan przewodzenia. Przy odbiorniku rezystancyjnym prąd tyrystora T_1 osiąga wartość zero dla kąta $\omega t = 180^\circ$. Tyrystor T_2 załączany jest natomiast w czasie trwania ujemnej półfali napięcia u_{z2} , tj. dla kątów w przedziale $180^\circ \leq \omega t \leq 360^\circ$. Gdy impulsy bramkowe tyrystorów są wzajemnie przesunięte o kąt 180° mamy do czynienia z tzw. *symetrycznym sterowaniem prostownika*.



Rys. 2.16 Przykładowe przebiegi napięcia u_d i prądu i_d w obwodzie głównym prostownika oraz napięcia bramkowego u_g prostownika dwupulsowego dla odbiornika o charakterze rezystancyjnym

Wartość średnia napięcia wyprostowanego U_d dla odbiornika rezystancyjnego ma dwa razy większą wartość niż w przypadku prostownika jednopulsowego (2.26).

$$U_{d(AV)} = \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_m \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{U_m}{\pi} (\cos \alpha + 1) = \frac{\sqrt{2}U_{Z(RMS)}}{\pi} (\cos \alpha + 1) \quad (2.26)$$

Wartość maksymalna (dla kąta $\alpha = 0$) wynosi:

$$U_{d0} = \frac{2\sqrt{2}U_{Z(RMS)}}{\pi} \cong 0.9U_{Z(RMS)} \quad (2.27)$$

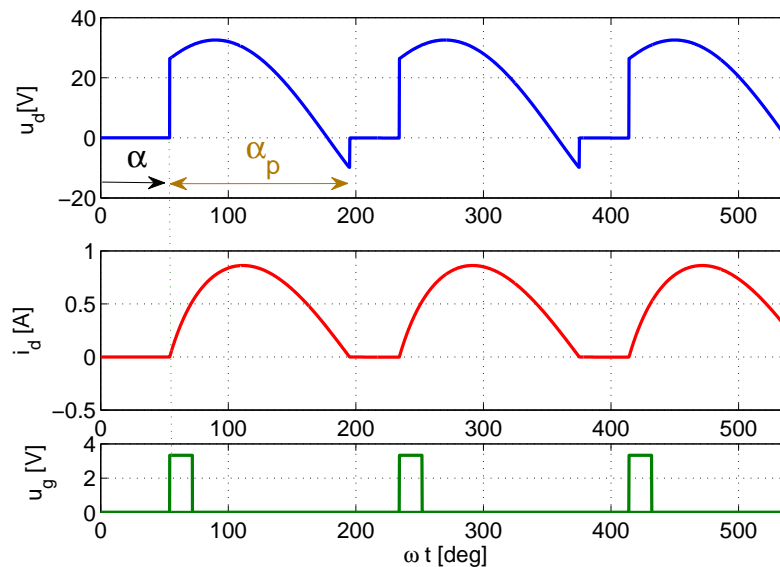
Prąd płynący przez odbiornik rezystancyjny (przy $\alpha > 0$ ma charakter impulsowy, a jego wartość średnia wynosi $I_{d(AV)} = U_{d(AV)}/R$).

Dla odbiornika rezystancyjno-indukcyjnego praca prostownika dwupulsowego przebiega podobnie jak dla prostownika jednopulsowego, jednakże w zależności od wartości R i L oraz wartości kąta załączania α można wyróżnić dwa tryby pracy: przewodzenie impulsowe oraz przewodzenie ciągłe. Przy przewodzeniu przerywanym (rys. 2.17) prąd odbiornika opisany jest równaniem 2.23,

2.7. UKŁADY TYRYSTOROWE – JEDNOFAZOWE PROSTOWNIKI STEROWANE

natomiast wartość średnia napięcia wyprostowanego wynosi:

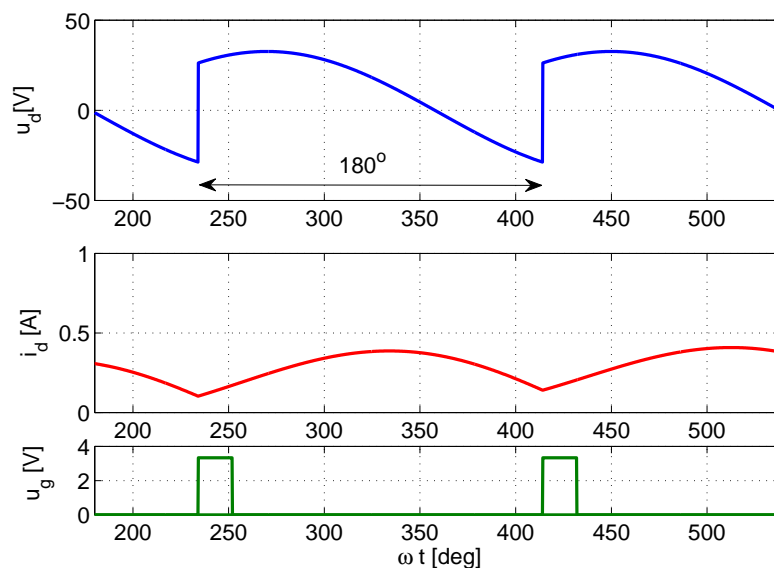
$$U_{d(AV)} = \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha_w} \sqrt{2}U_{z(RMS)} \sin\omega t \, d\omega t = \frac{1}{\pi} \sqrt{2}U_{z(RMS)} (\cos\alpha - \cos\alpha_w) \quad (2.28)$$



Rys. 2.17 Przykładowe przebiegi napięcia u_d i prądu i_d w obwodzie głównym prostownika oraz napięcia bramkowego u_g prostownika dwupulsowego dla odbiornika o charakterze rezystancyjno-indukcyjnym – przewodzenie impulsowe

Zmniejszenie kąta załączania α przy określonym dla odbiornika $tg\varphi$ powoduje wzrost czasu kąta przewodzenia α_p . Jeżeli kąt wyłączenia $\alpha_w = \alpha + \pi$, prostownik przejdzie w tryb pracy ciągłej. Wartość średnia napięcia wyprostowanego przy przewodzeniu ciągłym (rys. 2.18) – przy pominięciu zjawisk komutacyjnych – określona jest równaniem:

$$U_{d(AV)} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha_w}^{\pi+\alpha_w} \sqrt{2}U_{z(RMS)} \sin\omega t \, d\omega t = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_{z(RMS)} (\cos\alpha_w) \quad (2.29)$$



Rys. 2.18 Przykładowe przebiegi napięcia u_d i prądu i_d w obwodzie głównym prostownika oraz napięcia bramkowego u_g prostownika dwupulsowego dla odbiornika o charakterze rezystancyjno-indukcyjnym – przewodzenie ciągłe

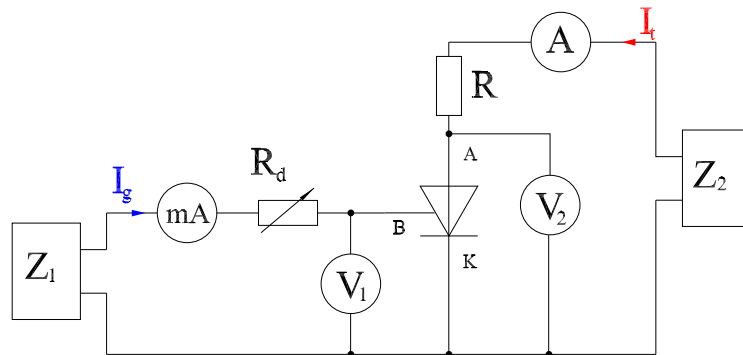
2.8 Instrukcja do ćwiczenia laboratoryjnego

2.8.1 Pomiar charakterystyk statycznych

Schemat układu pomiarowego przy pomiarach prądem stałym pokazano na rys. 2.19. Układ do pomiaru prądem stałym zawiera zasilacze stabilizowane, w tym jeden (Z_2) o prądzie wyjściowym nie mniejszym od 5A, rezystory (w tym jeden dekadowy - R_d), woltomierze (V_1 do pomiaru napięcia U_G oraz V_2 do pomiaru napięcia U_T) i amperomierze (amperomierz do pomiaru I_T oraz miliamperomierz do pomiaru I_G). Prąd główny może być także odczytywany z pomocą amperomierza zintegrowanym z zasilaczem Z_2 . Należy zwrócić szczególną uwagę na wartości dopuszczalne prądów i napięć na elementach w obwodzie głównym i dobrać je tak, aby nie uległy zniszczeniu.

1. Na podstawie kart katalogowych tyrystorów należy określić maksymalny prąd bramki tyrystora $I_{G(max)}$, a następnie ustawić prąd bramki na około $10\%I_{G(max)}$, regulując napięcie zasilaczem Z_1 . Regulując napięcie na zasilaczu Z_2 , tzw. napięcie obwodu anodowego tyrystora, zmierzyć charakterystykę $I_T = f(U_T)$. Po przejściu tyrystora w stan przewodzenia (objawia to się gwałtownym wzrostem prądu anodowego) należy pamiętać o ustawieniu odpowiedniego zakresu amperomierza. Zakres nastaw prądu nie większy od $I_{T(AV)max}$ badanego tyrystora. Pomiar powtórzyć dla prądów bramki $50\%I_{G(max)}$ oraz $90\%I_{G(max)}$.
2. Zmierzyć charakterystykę w kierunku blokowania. Mierzyć wartość prądu głównego tyrystora, zmieniając napięcie anoda-katoda tak, aby nie spowodować załączenia tyrystora. Pomiar przeprowadzić przy zerowym prądzie bramki (przerwa) oraz przy zerowym napięciu bramki (zwarcie bramka-katoda). Pomiar przeprowadzić dla dwu biegunowości napięcia głównego odpowiadających stanowi blokowania i stanowi zaworowemu.

2.8. INSTRUKCJA DO ĆWICZENIA LABORATORYJNEGO

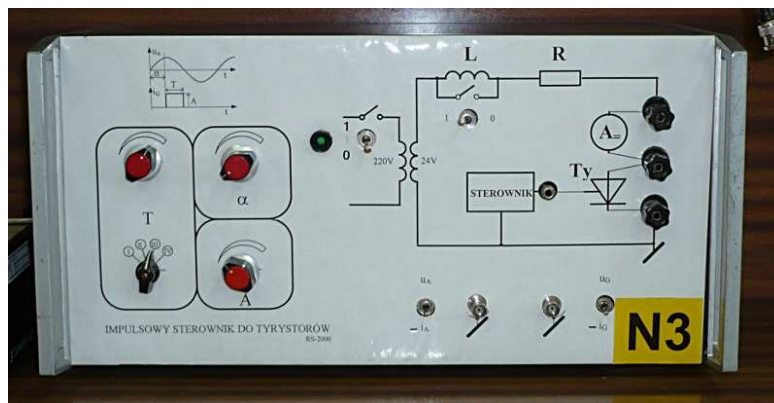


Rys. 2.19 Schemat układu do pomiaru charakterystyk statycznych

- Wstępnie oszacować wartość prądu bramki załączającego tyrystor I_{CT} i porównać go z wartością podaną w katalogu. Regulować wartość prądu bramki, mierzyc spadek napięcia bramka - katoda dla przypadków:
 - rozwartry obwód anodowy,
 - obwód anodowy połączony z zasilaczem, ale tyrystor początkowo nieprzewodzący.
- Pomiar prądu podtrzymania tyrystora I_H . Dla wybranego prądu bramki wprowadzić tyrystor w stan przewodzenia. Zmniejszając napięcie U_T do 0, aby wprowadzić tyrystor w stan przewodzenia (czynności powtórzyć kilkakrotnie, aby ustalić napięcie przełączania). Wartość prądu, w chwili w której tyrystor przechodzi w stan blokowania to prąd podtrzymania I_H .

2.8.2 Jednopulsowy prostownik sterowany

Widok pulpitu pomiarowego wraz ze schematem pomiarowym do badania dynamicznych sterowanego jednopulsowego prostownika na rys. 2.20.



Rys. 2.20 Widok pulpitu pomiarowego wraz ze schematem pomiarowym do badania właściwości sterowanego jednopulsowego prostownika

1. Pomiar parametrów impulsu bramkowego powodującego załączenie tyrystora przy obciążeniu o charakterze indukcyjnym. Wykonać następujące czynności:
 - (a) ustawić parametry impulsu, tj. czas T i amplitudę A zapewniające załączenie tyrystora z obciążeniem indukcyjnym przy $\alpha = 90^\circ$;
 - (b) zwiększyć kąt wysterowania α do wartości zbliżonej do 180° (wartość średnia prądu 20 - 50 mA);
 - (c) zmierzyć oscyloskopowo stromość narastania prądu głównego di_A/dt po załączeniu tyrystora,
 - (d) dla określonej amplitudy prądu impulsu bramkowego znaleźć minimalny czas impulsu T zapewniający załączenie tyrystora. Powtarzać pomiary dla różnych amplitud impulsu tak, aby wyznaczyć kilka – kilkanaście par wartości (amplituda; czas) zapewniających załączenie tyrystora przy określonej stromości prądu głównego,
 - (e) zmienić nastawę kąta wysterowania α do wartości zbliżonej do 90° . (wartość średnia prądu 150 -250 mA); wykonać czynności jak w punktach c) oraz d)
2. Zmierzyć charakterystykę $I_T = f(\alpha)$, odczytując kąt α z oscyloskopu rejestrować wskazania amperomierza dla odbiornika typu R.
3. Zmierzyć charakterystykę $I_T = f(\alpha)$, odczytując kąt α z oscyloskopu rejestrować wskazania amperomierza dla odbiornika typu R L. .

2.8.3 Opracowanie wyników

1. Narysować charakterystykę przewodzenia $I_T = f(U_T)$, wyznaczyć wartości U_{T0} i r_T , porównać z katalogowymi.
2. Obliczyć straty mocy w tyrystorze w stanie przewodzenia, blokowania i zaworowym.
3. Narysować charakterystyki bramkowe tyrystora, oznaczyć katalogowe parametry obwodu bramki.
4. Sporządzić wykres amplitudy impulsu prądowego A w zależności od czasu trwania impulsu. Oszacować obszary pewnych załączeń tyrystora dla określonej stromości prądu głównego.
5. Na jednym wykresie narysować charakterystyki sterowania $I_T = f(\alpha)$ jednopulsowego prostownika sterowanego dla odbiornika typy R i RL.

2.8.4 Pytania kontrolne

1. Narysować charakterystykę zewnętrzną tyrystora.
2. Podać warunki przejścia tyrystora ze stanu blokowania w stan przewodzenia.
3. Opisać metodę wyznaczania strat mocy na tyrystorze.
4. Narysować charakterystykę bramkową tyrystora, zaznaczając charakterystyczne wielkości obszary.
5. Wymienić i opisać parametry dynamiczne tyrystora.
6. Opisać wrażliwość prądową i napięciową tyrystora

2.8. INSTRUKCJA DO ĆWICZENIA LABORATORYJNEGO

7. Wymienić i opisać specjalne odmiany tyrystora.
8. Narysować schemat i charakterystyczne przebiegi dla sterowanego prostownika jednopulso-
wego przy obciążeniu typu R i RL. Podać zależność na wartość średnią napięcia wyprostowa-
wanego $U_{d(AV)}$.
9. Narysować schemat i charakterystyczne przebiegi dla sterowanego prostownika dwupulso-
wego przy obciążeniu typu R i RL. Podać zależność na wartość średnią napięcia wyprostowa-
wanego $U_{d(AV)}$.
10. Od czego zależy, czy sterowany prostownik dwupulsowy pracuje w trybie pracy ciągłej czy
impulsowej?

Literatura

- [1] Roman Barlik, Mieczysław Nowak. *Technika tyrystorowa*. WNT, Warszawa 1983.
- [2] Bimal K. Bose. *Modern power electronics and AC drives*. Prentice Hall 2002.
- [3] Mieczysław Nowak, Roman Barlik. *Poradnik inżyniera energoelektronika*. WNT, Warszawa 1998.
- [4] Jacek Żyborski, Tadeusz Lipski. *Zabezpieczenia diod i tyrystorów*. WNT, Warszawa 1979.

Beztransformatrowe przekształtniki DC-DC

3.1 Wprowadzenie

Przekształtniki DC-DC są układami impulsowymi, w których następuje konwersja energii prądu stałego (*direct current*) na energię tego samego rodzaju, ale o zmienionych parametrach napięcia (ew. prądu). Zmiana parametrów napięcia obejmuje zarówno zmianę jego wartości średniej, jak i poprawienie jakości napięcia wyjściowego jako napięcia stałego.

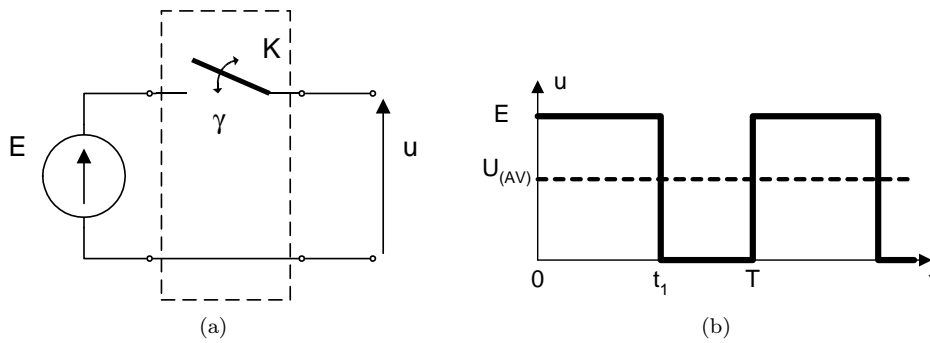
Najczęstszym zastosowaniem układów beztransformatrowych jest zasilanie odbiorników małej mocy (kilku do kilkunastu watów) wrażliwych na jakość napięcia zasilającego, jak podzespoły elektroniczne (sterowniki, mikroprocesory) albo drobne urządzenia elektroniczne (przenośne odtwarzacze, telefony). Tego rodzaju obciążenia mają niską tolerancję zarówno na odchylenie wartości poziomu napięcia, jak i na zmiany tego napięcia w czasie, czyli na tętnienia napięcia zasilającego. Przy tym wymagania odnośnie tętnień napięcia mogą dotyczyć wahań wartości (amplitudy tętnień), lecz także własności dynamicznych tętnień.

3.2 Układ obniżający napięcie (typu *buck*)

Konstrukcja najprostszego beztransformatrowego przekształtnika DC-DC – obniżającego napięcie – jest wyprowadzona z podstawowego układu impulsowego (schemat z rys. 3.1a). W takim teoretycznym układzie źródło napięcia E jest traktowane jako zasilanie, a napięcie u jest napięciem wyjściowym przekształtnika złożonego jedynie z pełnosterowanego łącznika energoelektronicznego (klucza) K . Przy pracy łącznika K takiej, że okres pracy wynosi T i przez czas t_1 łącznik jest zamknięty (przewodzi), czyli przy pracy ze współczynnikiem wypełnienia $\gamma = t_1/T$ napięcie u zmienia się jak na rys.3.1b i ma średnią wartość $U_{(AV)}$ określoną zależnością (3.30).

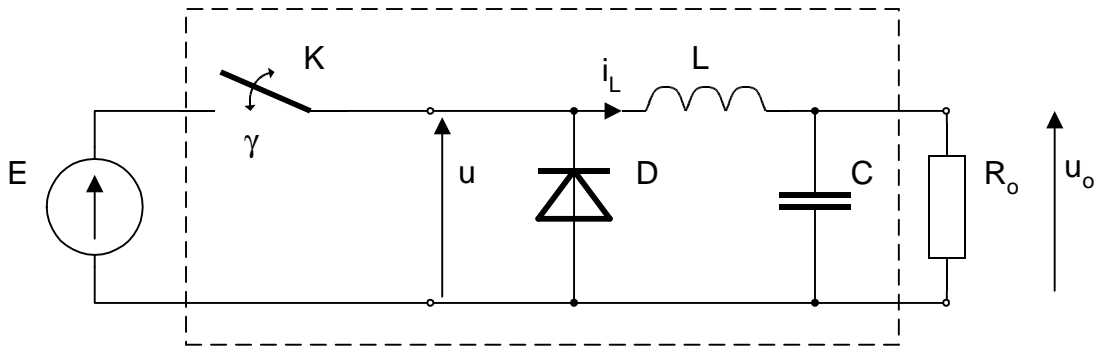
$$U_{(AV)} = \frac{1}{T} \int_0^T u(\tau) d\tau = \frac{1}{T} \left[\int_0^{t_1} E d\tau + 0 \right] = \frac{1}{T} (E \cdot t_1) = \gamma \cdot E \quad (3.30)$$

Napięcie u nie jest napięciem stałym i wymaga filtracji. Ponieważ bezpośrednie wstawienie pojemności pomiędzy łącznik K a obciążenie nie jest dopuszczalne, dlatego jako filtr dolnoprzepustowy stosuje się układ LC. Zapewnienie ciągłości prądu w indukcyjności L wymaga jeszcze



Rys. 3.1 Schemat układu podstawowego i przebieg napięcia wyjściowego

zastosowania diody D. W ten sposób uzyskuje się układ o schemacie jak na rys. 3.2, nazywany układem obniżającym napięcie lub układem typu *buck*.



Rys. 3.2 Schemat ideowy przekształtnika DC-DC obniżającego napięcie

3.2.1 Sposoby pracy układu

Jeżeli prąd płynący przez indukcyjność L nie spada do zera (zawsze przewodzi albo łącznik K albo dioda D), to filtr nie zmienia wartości średniej napięcia i wyjściowe napięcie średnie jest nadal $U_{o(AV)} = \gamma E$. Mówimy wtedy o pracy przy „ciągłym prądzie i_L ” (*continuous mode*). W przeciwnym przypadku, pomijając tętnienia napięcia u_o , przebiegi w układzie przybierają postać jak na rys.3.3 i mówimy wtedy o „impulsowym prądzie i_L ” (*discontinuous mode*). Oczywiście, w obu przypadkach przebieg prądu $i_L(t)$ w sensie matematycznym jest ciągły, jest jednokrotnie różniczkalny i jest klasy C^0 pod względem pochodnej po czasie.

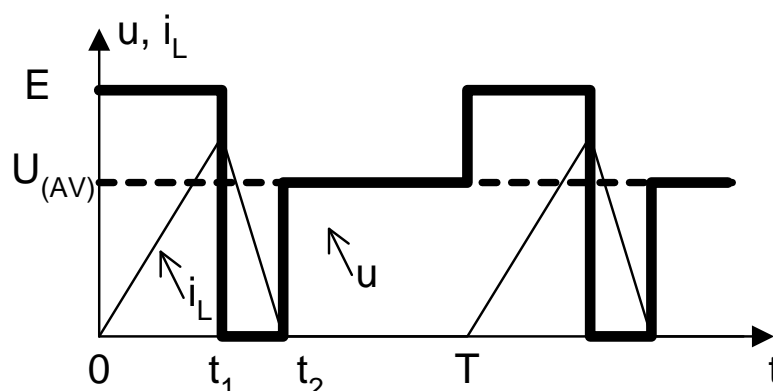
Ponieważ prąd i_L narasta z szybkością $(E-U_{o(AV)})/L$, a opada z szybkością $-U_{o(AV)}/L$, dlatego można określić zależność (3.31) na chwilę t_2 , w której prąd i_L osiąga wartość $i_L(0)$.

$$t_2 = \gamma \cdot T \cdot \frac{E}{U_{o(AV)}} \quad (3.31)$$

O tym, w jaki sposób pracuje układ typu *buck*, możemy orzec, dokonując bilansu średniego prądu płynącego przez indukcyjność L i średniego prądu obciążenia $U_{o(AV)}/R$. W stanie ustalonym obie wymienione wartości średnie muszą się sobie równać. W przypadku granicznym przebieg

*Patrz w Wyprowadzenia (str. 57).

3.2. UKŁAD OBNIŻAJĄCY NAPIĘCIE (TYPU BUCK)



Rys. 3.3 Przebiegi prądu i_L i napięcia u w układzie z rys. 3.2 przy pracy z impulsowym prądem i_L

prądu i_L jest taki jak na rys. 3.3, przy czym $t_2 = T$. Dla przypadku granicznego możemy zastosować podstawienie pod $U_{o(AV)}$ jak dla przypadku z ciągłym prądem i_L . Oznaczając maksymalną wartość prądu i_L jako I_{max} , możemy zapisać zagadnienie (3.32).

$$\begin{cases} \frac{U_{o(AV)}}{R_o} = \frac{I_{max}}{2} \\ U_{o(AV)} = \gamma_{gr} \cdot E \\ I_{max} = \gamma_{gr} \cdot T \cdot \frac{E - U_{o(AV)}}{L} \end{cases} \quad (3.32)$$

Rozwiązanie zagadnienia 3.32 ze względu na γ pozwala obliczyć parametry, dla których następuje praca układu na granicy impulsowego prądu i_L .

$$\gamma_{gr} = 1 - \frac{2 \cdot L}{R_o \cdot T} \quad (3.33)$$

Ze względu na postać wyrażenia 3.33 wygodnie jest posługiwać się charakterystyczną wielkością obciążenia o wartości $2 \cdot L / T$ [Ω]. Dla obciążeń większych (czyli rezystancji R_o mniejszych) niż charakterystyczna, układ będzie pracował przy ciągłym prądzie i_L w pełnym zakresie sterowania współczynnikiem wypełnienia γ .

Zależność (3.34) na średnią wartość napięcia wyjściowego przy impulsowym prądzie i_L , wprowadzana także z bilansu prądów średnich, jest silnie nieliniowa. Napięcie to zależy od współczynnika wypełnienia γ .

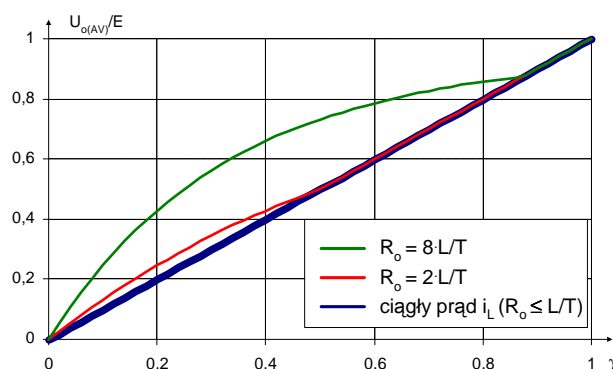
$$U_{o(AV)} = E \cdot \frac{\sqrt{1 + 4 \cdot V} - 1}{2 \cdot V}, \quad \text{gdzie} \quad V = \frac{2 \cdot L}{\gamma^2 \cdot R_o \cdot T} \cdot * \quad (3.34)$$

Ponieważ zwykle wielkością regulowaną współczynnikiem γ jest średnie napięcie wyjściowe, dlatego charakterystyka sterowania (rys. 3.4) stanowi cenną wskazówkę przy projektowaniu układu.

Reprezentatywne wizualizacje pracy układu *buck* są dostępne w serwisie iPES.

*Patrz w Wprowadzenia (str. 57).

3.2. UKŁAD OBNIŻAJĄCY NAPIĘCIE (TYPU BUCK)



Rys. 3.4 Charakterystyki sterowania $U_{o(AV)}/E = f(\gamma)$ układu obniżającego napięcie

3.2.2 Tętnienia napięcia wyjściowego

Współczynnikiem tętnień nazywamy stosunek wartości skutecznej napięcia tętnień do składowej stałej (wartości średniej) napięcia wyjściowego. Z kolei pod pojęciem napięcia tętnień rozumie się sumę wszystkich harmonicznych wyższych niż harmoniczna zerowa, czyli składowa stała. Fakt tętnienia napięcia wyjściowego w zasilaczach napięcia stałego jest cechą niepożądaną. Tętnienia możemy traktować jako obecność składowych zmiennych (harmonicznych) w napięciu przed filtrem LC, które przez ten filtr są tłumione w sposób ograniczony. Filtr LC z obciążeniem R ma transmitancję operatorową określoną zależnością (3.35) i charakterystyki częstotliwościowe określone zależnościami (3.37) i (3.38).

$$G(s) = \frac{U_o(s)}{U(s)} = \frac{1}{1 + sT_{RL} + s^2T_{LC}^2} \quad (3.35)$$

gdzie: $T_{LR} = \frac{L}{R}$, $T_{LC} = \sqrt{LC}$

$$K(\omega) = \left| \frac{U_o(j\omega)}{U(j\omega)} \right| = \left| \frac{-j}{\frac{\omega}{\omega_{LR}} + j \left(\left(\frac{\omega}{\omega_{LC}} \right)^2 - 1 \right)} \right| = \sqrt{\frac{1}{\left(\frac{\omega}{\omega_{LR}} \right)^2 + \left(\left(\frac{\omega}{\omega_{LC}} \right)^2 - 1 \right)^2}}, \quad * \quad (3.36)$$

gdzie: $\omega_{LR} = \frac{1}{T_{LR}}$, $\omega_{LC} = \frac{1}{T_{LC}}$

$$20 \log(K(f)) = -10 \log \left(\left(\frac{f}{f_{LR}} \right)^2 + \left(\left(\frac{f}{f_{LC}} \right)^2 - 1 \right)^2 \right) \quad (3.37)$$

$$\arg \left(\frac{U_o(j\omega)}{U(j\omega)} \right) = -\frac{\pi}{2} - \arctg \frac{\left(\frac{f}{f_{LC}} \right)^2 - 1}{\frac{f}{f_{LR}}} \quad (3.38)$$

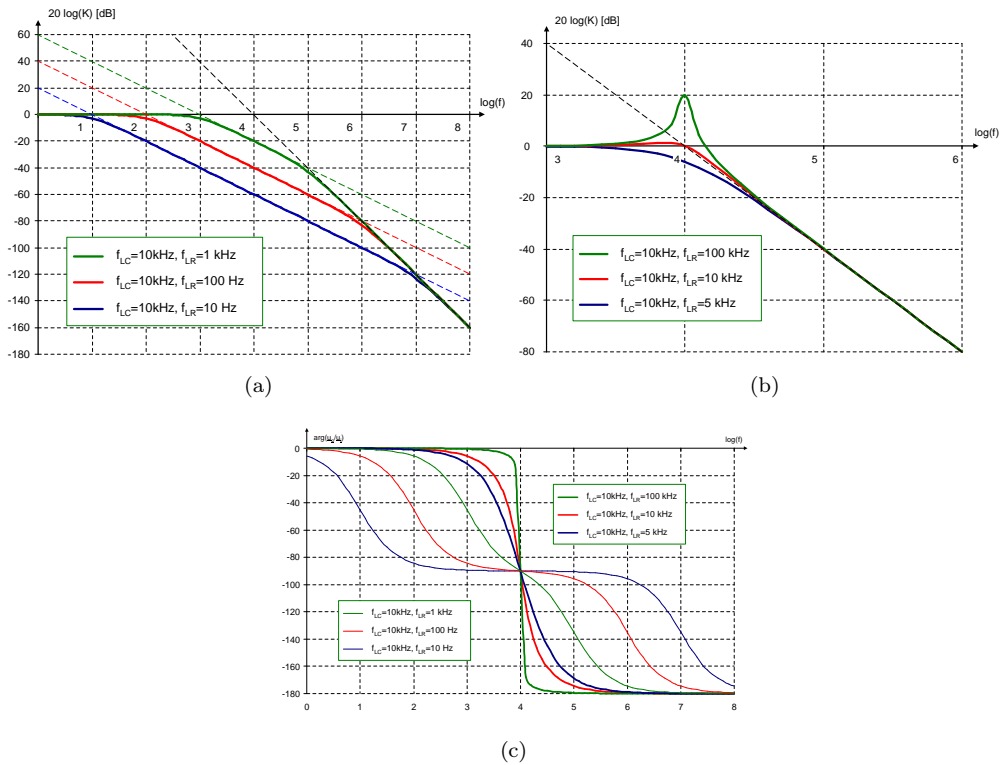
gdzie: $f_{LR} = \frac{1}{2\pi \cdot T_{LR}}$, $f_{LC} = \frac{1}{2\pi \cdot T_{LC}}$

*Patrz w Wprowadzenia (str. 57).

3.2. UKŁAD OBNIŻAJĄCY NAPIĘCIE (TYPU BUCK)

Dla hipotetycznego przypadku, gdy $f_{LR} \ll f_{LC}$ (formalnie – dla $(f_{LC}/f_{LR})^2 \gg 2$) można wyróżnić trzy przedziały częstotliwości, w których zależność (3.37) można przybliżyć zależnością (3.39). Dla tego przypadku przykładowe charakterystyki amplitudowe są przedstawione na rys. 3.5a.

$$20 \log(K(f)) = \begin{cases} 0 & \text{dla } f < f_{LR} \\ -20 \cdot \log(f) + 20 \cdot \log(f_{LR}) & \text{dla } f_{LR} < f < \frac{f_{LC}^2}{f_{LR}} \\ -40 \cdot \log(f) + 40 \cdot \log(f_{LC}) & \text{dla } f > \frac{f_{LC}^2}{f_{LR}} \end{cases} \quad (3.39)$$



Rys. 3.5 Charakterystyki amplitudowe (a, b) i fazowa (c) filtra LC z obciążeniem R:
 a) $f_{LR} \ll f_{LC}$, b) f_{LR} porównywalna lub znacznie większa niż f_{LC}

W realizacjach praktycznych częstotliwości f_{LR} i f_{LC} są tego samego rzędu i charakterystyka amplitudowa jest podobna do charakterystyki filtra LC z tym, że wzmocnienie (współczynnik tłumienia) dla częstotliwości rezonansowej f_{LC} jest ograniczone i wynosi (3.40). Przybliżenie zależności (3.37) przyjmuje postać (3.41). Przykładowe charakterystyki amplitudowe są przedstawione na rys. 3.5b, a odpowiadające im charakterystyki fazowe są przedstawione na rys. 3.5c.

$$K_{MAX} = R \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (3.40)$$

$$20 \log(K(f)) = \begin{cases} 0 & \text{dla } f < f_{LC} \\ -40 \cdot \log(f) + 40 \cdot \log(f_{LC}) & \text{dla } f > f_{LC} \end{cases} \quad (3.41)$$

3.2. UKŁAD OBNIŻAJĄCY NAPIĘCIE (TYPU BUCK)

Aby określić własności napięcia wyjściowego, korzystając z charakterystyk częstotliwościowych układu RLC, jest konieczne wyrażenie napięcia wejściowego jako funkcji częstotliwości.

Unikając uproszczeń, korzystając z rozwinięcia funkcji parzystej w szereg Fouriera (3.42), można uzyskać wyrażenie na amplitudy kolejnych harmonicznym napięcia $U_{(n)}$ (3.43) dla pracy z ciągłym prądem i_L .

$$\text{dla } u(t) = u(-t) \quad u(t) = U_{(AV)} + \sum_{n=1}^{\infty} U_{(n)} \cos(n\omega t), \quad (3.42)$$

$$\text{gdzie: } U_{(n)} = \frac{2}{T} \int_0^T u(\tau) \cdot \cos(n\omega\tau) d\tau, \quad \omega = \frac{2\pi}{T}.$$

$$U_{(n)} = (-1)^n \cdot \frac{2 \cdot E}{n\pi} \cdot \sin(n\pi\gamma) \quad * \quad (3.43)$$

Postać (3.43) jest przejrzysta, przy czym ujemny znak amplitudy oznacza przeciwną fazę harmoniczną. Pozostaje zatem obliczenie harmonicznym $u_{(n)}$ z wybranego zakresu n , obliczenie amplitudy i fazy harmonicznym za filtrem i ich zsumowanie. Założywszy, że częstotliwość łączeń $f = 1/T$ jest znacznie większa niż f_{LR} i f_{LC} , możemy przyjąć stałe przesunięcie fazowe filtra o $-\pi$. Na koniec pozostaje ocena amplitudy tętnień napięcia u_o . Uwzględniając, że harmoniczne są silnie tłumione przez filtr, ocenę tą można od razu uprościć, ograniczając analizę do pierwszej harmonicznym.

Innym sposobem uzyskania dokładnego rozwiązania jest rozwiązanie zagadnienia dynamicznego w dziedzinie czasu w stanie *quasi*-ustalonym lub z zastosowaniem transformacji Laplace'a. W układach impulsowych zwykle warto też rozważyć skorzystanie z zasady zachowania energii lub zasady zachowania ładunku. Rozważenie tych wariantów pozostawia się czytelnikom jako ćwiczenie technik obliczeniowych.

Warto jednak zastanowić się nad sensem tak dokładnej analizy. W rzeczywistym układzie przekształtnika, przy częstotliwości łączeń na poziomie dziesiątek kHz ujawnia się nieidealność każdego z elementów układu.

Gdyby jednak wykonać układ na wystarczająco wysokim poziomie technologicznym, to i tak przydatność dokładnej analizy podważa przyjęcie za obciążenie układu liniowego rezystora $R_o = U_{o(AV)}/I_{o(AV)}$. Tymczasem zazwyczaj obciążeniem układu jest kolejny układ (logiczny, cyfrowy, energoelektroniczny) pobierający prąd w sposób dowolnie nieregularny, w tym także o charakterze impulsowym.

Dlatego jest rozsądnie przyjąć przypadek „najgorszy”, wszystkie wyższe harmoniczne napięcia wyjściowego skupione są w umownej składowej $U_{(AC)}$ (3.45) o częstotliwości pierwszej harmonicznym, najmniej tłumionej przez filtr LCR). Wartość $U_{(AC)}$ można łatwo określić jako wektorową różnicę wartości skutecznej $U_{(RMS)}$ (3.44a) i jej składowej stałej (wartości średniej) $U_{(AV)}$ (3.30)

$$U_{(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (u(\tau))^2 d\tau} = \sqrt{\frac{1}{T} \left(\int_0^{\gamma T} E^2 d\tau + \int_{\gamma T}^T 0^2 d\tau \right)} = E\sqrt{\gamma} \quad (3.44a)$$

$$U_{(RMS)} = \sqrt{U_{o(AV)}^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{U_{(n)}}{\sqrt{2}} \right)^2} = \sqrt{U_{o(AV)}^2 + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} U_{(n)}^2} \quad (3.44b)$$

*Patrz w Wprowadzenia (str. 57).

3.2. UKŁAD OBNIŻAJĄCY NAPIĘCIE (TYPU BUCK)

$$U_{(AC)} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} U_{(n)}^2} \Rightarrow U_{(RMS)} = \sqrt{U_{o(AV)}^2 + \frac{1}{2}U_{(h)}^2} \quad (3.45)$$

W ten sposób oszacowana „od góry” wartość tętnień to amplituda (3.46) stłumiona zgodnie z (3.36 lub (3.41) albo z (3.39) dla $f=1/T$.

$$U_{(AC)} = 2 \cdot \sqrt{U_{(RMS)}^2 - U_{o(AV)}^2} = 2 \cdot \sqrt{E^2 \cdot \gamma - E^2 \cdot \gamma^2} = 2 \cdot E \cdot \sqrt{\gamma \cdot (1 - \gamma)} \quad (3.46)$$

Zarówno z zależności (3.43) jak i z (3.46) wynika, że przy zmianie współczynnika wypełnienia γ tętnienia względne $\Delta U_o/U_{o(AV)}$ (dla pracy z ciągłym prądem i_L) osiągają maksimum dla $\gamma = 0,5$ i zmniejszają się (nieznacznie) wraz ze wzrostem $|\gamma-0,5|$.

Przykład

Dla następujących parametrów układu: $f=20$ kHz, $E=20$ V, $\gamma=0,5$, $L=50$ μ H, $C=500$ μ F, $R_o=1$ Ω , przeprowadzono symulację układu i zaobserwowano tętnienia o wartości międzyszczytowej ok. 63 mV, czyli zaobserwowano składową zmienną o amplitudzie ok. 32 mV. Ponieważ $R_o < 2 \cdot L \cdot f = 2 \Omega$, dlatego dla dowolnych γ układ pracuje z ciągłym prądem i_L . Charakterystyczne częstotliwości wynoszą $f_{LR} = 3,18$ kHz, $f_{LC} = 1$ kHz, czyli można korzystać z przybliżenia charakterystyki tłumienia (3.41). Poniżej przedstawiono obliczenia amplitudy składowej tętniącej napięcia na obciążeniu $U_{O(AC)}$.

$$20 \log(K(f = 20 \text{ kHz})) = -52 \text{ dB} \Rightarrow \log\left(\frac{U_{o(AC)}}{U_{(AC)}}(f = 20 \text{ kHz})\right) = -2,6 \Rightarrow U_{o(AC)} = U_{(AC)} \cdot 10^{-2,6}$$

$$U_{(1)} = \frac{2 \cdot E}{\pi} = 12,73 \text{ V} \Rightarrow U_{o(1)} \cong 32 \text{ mV}$$

$$U_{(AC)} = 2 \cdot E \cdot \sqrt{\gamma \cdot (1 - \gamma)} = E = 20 \text{ V} \Rightarrow U_{o(AC)} \cong 50 \text{ mV}$$

Dla tego samego zagadnienia, lecz dla $\gamma=0,8$ i tętnień na poziomie 40 mV, czyli dla składowej zmiennej o amplitudzie ok. 20 mV, obliczenia prowadzą do poniżej przedstawionych rezultatów.

$$U_{(1)} = \frac{2 \cdot E}{\pi} \cdot \sin(0,8 \cdot \pi) = 7,48 \text{ V} \Rightarrow U_{o(1)} \cong 19 \text{ mV}$$

$$U_{(AC)} = 2 \cdot E \cdot \sqrt{\gamma \cdot (1 - \gamma)} = E \cdot 0,4 = 8 \text{ V} \Rightarrow U_{o(AC)} \cong 20 \text{ mV}$$

Można sformułować następujące dwa wnioski. Pierwszy – że metodą uproszczoną uzyskuje się mniej niż dwukrotne przeszacowanie wartości tętnień. Drugi – że dominujące znaczenie dla tętnień ma pierwsza harmoniczna napięcia u.

3.2.3 Uwagi

Zastosowania układów typu *buck* nie są ograniczone tylko do zasilaczy małej mocy. Korzystając z wysokich zdolności łączeniowych dostępnych łączników energoelektronicznych, układy te stosuje się w układach znacznych mocy, np. w torach DC układów AC-AC do stabilizacji napięcia zasilającego wyjściowe falowniki. Wariantem układu *buck* jest układ przerywacza prądu stałego (*chopper*) stosowany do zasilania obciążeń DC nie wymagających stałego napięcia zasilającego,

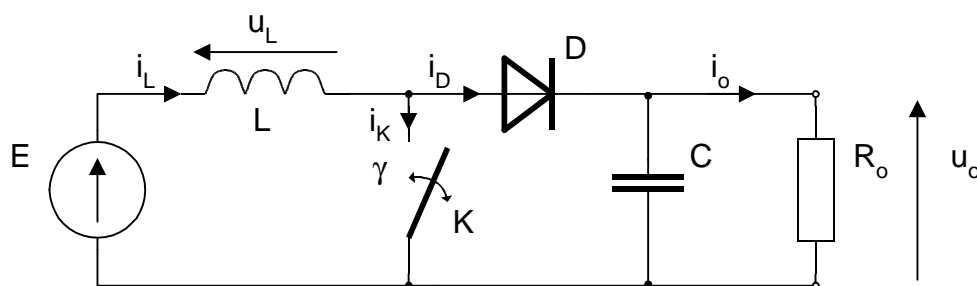
3.2. UKŁAD OBNIŻAJĄCY NAPIĘCIE (TYPU BUCK)

np. do zasilania silników prądu stałego. W układach przerywaczy nie jest potrzebny filtr LC, jednak, ze względu na indukcyjny charakter obciążenia pozostaje dioda D.

Układy typu *buck* zwykle pracują ze sprzężeniem napięciowym (od napięcia wyjściowego) i modulacją PWM. Uproszczenie obciążenia do rezystora R_o wynika z założenia, że przy stałym napięciu U_o układ obciąża się średnim prądem $I_{o(AV)}$. Indukcyjność L dobiera się tak, by układ pracował z ciągłym prądem i_L , czyli kierując się obciążeniem charakterystycznym $2 \cdot L/T$. Pojemność C ze względu na kryterium dopuszczalnego tętnienia napięcia wyjściowego dobiera się tak, by częstotliwość rezonansowa filtru LC była wystarczająco mniejsza od częstotliwości przełączania łącznika K.

3.3 Układ podwyższający napięcie (typu *boost*)

W układzie podwyższającym napięcie zasada transformacji energii elektrycznej jest realizowana w dwóch wyraźnych cyklach. W pierwszym cyklu kosztem zasilania następuje zgromadzenie energii w polu magnetycznym indukcyjności L . W drugim cyklu następuje przekazanie zgromadzonej energii do obciążenia. Ze względu na dążenie do zachowania niewielkich tętnień napięcia wyjściowego do obciążenia układu dołącza się filtr dolnoprzepustowy w postaci pojemności C , można więc mówić o „przenoszeniu” energii z pola magnetycznego do obciążenia za pośrednictwem pola elektrycznego. Schemat ideowy układu przedstawiono na rys. 3.6.



Rys. 3.6 Schemat przekształtnika DC-DC podwyższającego napięcie

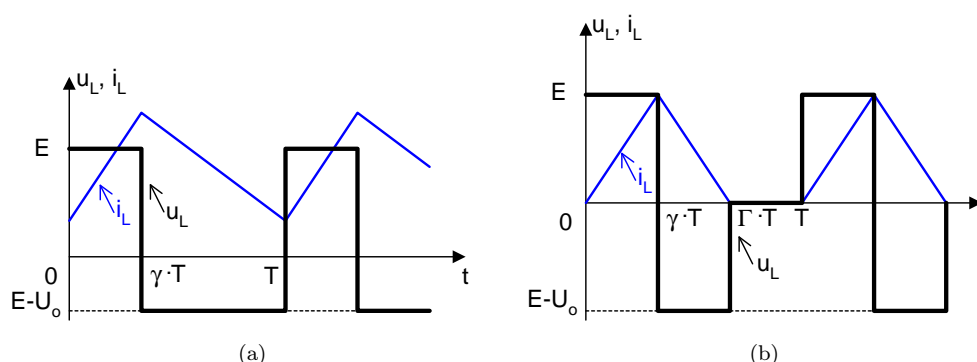
3.3.1 Działanie układu

Zakładając, że napięcie u_o ma średnią wartość $U_{o(AV)}$ wyższą od stałego napięcia zasilającego E , a tętnienia napięcia u_o są pomijalnie małe w porównaniu z $U_{o(AV)}$, z przebiegu napięcia i prądu indukcyjności L (rys. 3.7) można wywnioskować podstawowe zależności w układzie.

Gdy przewodzi idealny łącznik K, wtedy na indukcyjności L odkłada się napięcie zasilające, czyli $u_L = E$, a prąd indukcyjności i_L narasta z szybkością $di_L/dt = E/L$. Dioda D jest wtedy spolaryzowana wstecznie napięciem $E - U_o < 0$ i nie przewodzi. Gdy łącznik K przestaje przewodzić to prąd $i_L > 0$ i strumień magnetyczny w indukcyjności zachowuje ciągłość, indukując napięcie u_L takie, by był możliwy dalszy przepływ prądu i_L , czyli takie, że zaczyna przewodzić idealna dioda D. Wtedy z oczka $E, L, D, C || R_o$ wynika, że $u_L = U_{o(AV)} - E$. Wobec tego prąd i_L opada z szybkością $di_L/dt = (E - U_{o(AV)})/L$.

Jeśli i_L spadnie do zera, wtedy dioda D przestaje przewodzić i do chwili ponownego włączenia łącznika K prąd i_L i napięcie u_L są zerowe. Pojawia się zatem wątpliwość, czy w stanie ustalonym prąd i_L jest ciągły (rys. 3.7a) czy impulsowy (rys. 3.7b).

3.3. UKŁAD PODWYŻSZAJĄCY NAPIĘCIE (TYPU *BOOST*)



Rys. 3.7 Przebieg prądu i napięcia indukcyjności: a) przy pracy z ciągłym prądem i_L , b) przy pracy z impulsowym prądem i_L

W każdym wypadku energia jest przekazywana z indukcyjności do obciążenia tylko w trakcie przewodzenia diody D. W przypadku granicznym, z bilansu energii pobranej z zasilania $E \cdot I_{L(AV)} T$ oraz rozpraszanej przez obciążenie R_o wynika zależność (3.47). Usuwaając okres T , uzyskujemy bilans mocy. Zamiast bilansować energię, można bilansować ładunek elektryczny i w postaci równania (3.48) zapisać, że cały ładunek, który przepływa przez diodę D po wyłączeniu łącznika K, nie zmieniając napięcia na pojemności C, musi przepłynąć przez rezystor R_o . Usuwaając z równania (3.48) okres T , uzyskujemy równanie węzłowe w dziedzinie prądów średnich $I_{D(AV)} = I_{o(AV)}$.

$$\text{dla } I_L(t=0) = I_L(t=T) = 0$$

$$E \cdot \frac{I_{\max}}{2} \cdot T = \frac{U_{o(AV)}^2}{R_o} \cdot T \quad (3.47)$$

$$\text{dla } I_L(t=0) = I_L(t=T) = 0$$

$$\frac{1}{2} \cdot I_{\max} \cdot (1 - \gamma) \cdot T = \frac{U_{o(AV)}}{R_o} \cdot T, \quad (3.48)$$

gdzie $I_{\max} = \frac{E}{L} \cdot \gamma \cdot T$

Z faktu, że w stanie quasi-ustalonym średnie napięcie na indukcyjności jest równe 0, łatwo uzyskujemy wzór (3.49) na średnie napięcie wyjściowe przy pracy ciągłej, w tym także dla przypadku granicznego.

$$\begin{aligned} U_{L(AV)} &= \frac{1}{T} \int_0^T u_L(\tau) d\tau \Rightarrow \frac{1}{T} \left[\int_0^{\gamma T} E d\tau + \int_{\gamma T}^T (U_{o(AV)} - E) d\tau \right] = \\ &= E \cdot \gamma \cdot T + (E - U_{o(AV)}) \cdot T \cdot (1 - \gamma) \\ U_{L(AV)} = 0 &\Rightarrow U_{o(AV)} = E \cdot \frac{1}{1 - \gamma} \end{aligned} \quad (3.49)$$

3.3. UKŁAD PODWYŻSZAJĄCY NAPIĘCIE (TYPU BOOST)

Po wstawieniu (3.49) do (3.47) lub do (3.48) otrzymamy zależność na współczynnik wypełnienia γ na granicy pracy ciągłej i impulsowej (3.50)

$$\gamma \cdot (1 - \gamma)^2 - \beta = 0, \quad \text{gdzie } \beta = \frac{2 \cdot L}{T \cdot R} \quad (3.50)$$

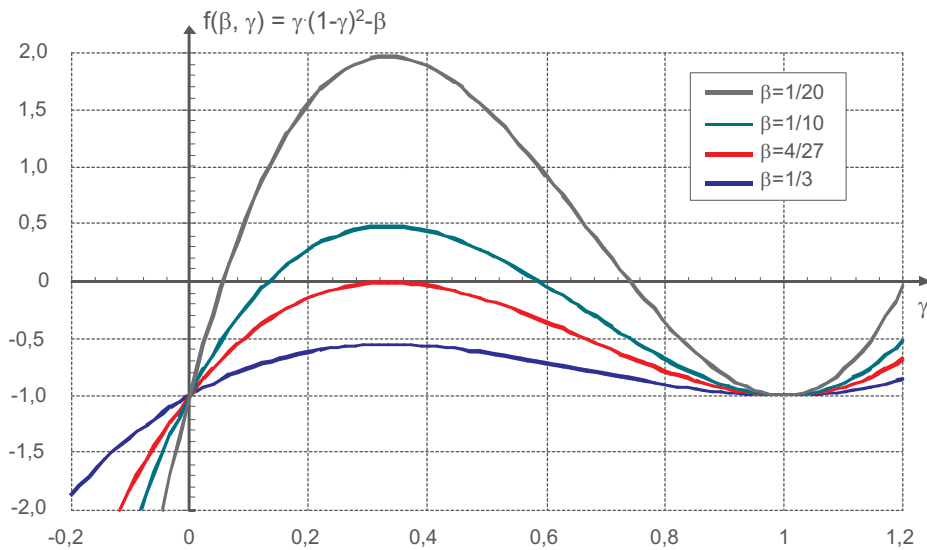
Szkic funkcji $f(\beta, \gamma)$ wyrażonej lewą stroną równania (3.50) przedstawiono na rys. 3.8. Układ dla danego β i γ będzie pracował w sposób impulsowy, jeżeli funkcja ta będzie dodatnia. Aby sprawdzić jej znak wystarczy sprawdzić, czy lewa strona równania (3.50) ma miejsca zerowe, a jeśli tak, to dla jakich parametrów β i γ . Z analizy pochodnej lewej strony równania (3.50) wynika, że lokalne ekstrema funkcji $f(\beta, \gamma)$ występują dla $\gamma = 1/3$ (maksimum) i $\gamma = 1$ (minimum). Szukając warunku, dla którego funkcja $f(\beta, \gamma)$ w maksimum (dla $\gamma = 1/3$) osiąga wartość zero znajdziemy, że układ przekształtnika będzie mógł pracować z ciągłym prądem i_L , jeżeli jest spełnione (3.51).

Szkic lewej strony równania (3.50) przedstawiono na rysunku 3.8.

Z analizy pochodnej lewej strony równania (3.50) wynika, że lokalne ekstrema funkcji $f(\beta, \gamma)$ występują dla $\gamma = 1/3$ i $\gamma = 1$. Dla $\gamma = 1/3$ znajdziemy, że układ przekształtnika będzie pracować z ciągłym prądem i_L , jeżeli jest spełnione (3.51)

$$\beta = \frac{2 \cdot L}{T \cdot R} > \frac{4}{27} \quad (3.51)$$

Dla pracy z impulsowym prądem i_L bilans (3.47) przybiera postać (3.52), a zależność (3.49) – postać (3.53), gdzie współczynnik Γ jest ilorazem czasu przepływu prądu przez indukcyjność L do okresu T pracy układu (rys.3.7b), czyli $\gamma < \Gamma < 1$



Rys. 3.8 Szkic przebiegu lewej strony równania (3.50)

$$E \cdot \frac{I_{\max}}{2} \cdot \Gamma \cdot T = \frac{U_{o(AV)}^2}{R} \cdot T \quad (3.52)$$

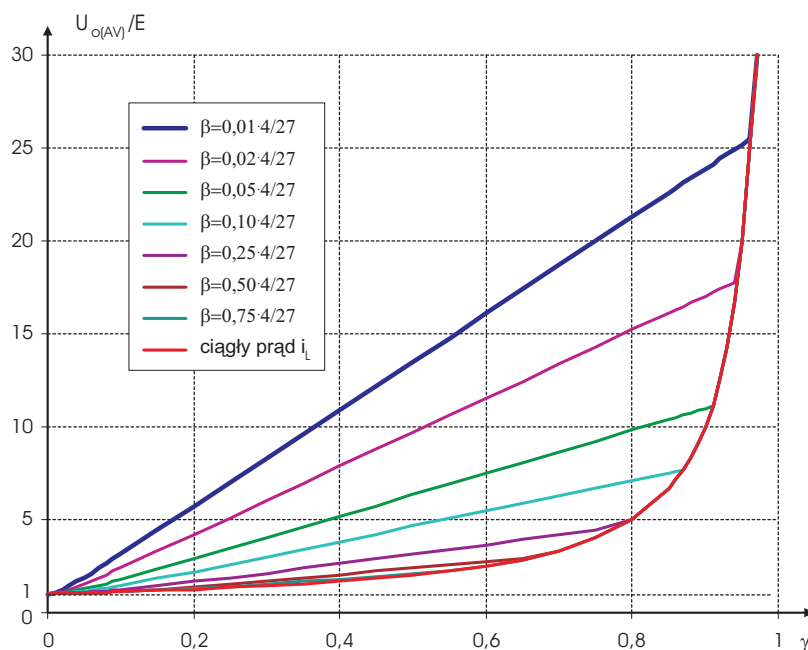
$$U_{o(AV)} = E \cdot \frac{\Gamma}{\Gamma - \gamma} \quad (3.53)$$

3.3. UKŁAD PODWYŻSZAJĄCY NAPIĘCIE (TYPU BOOST)

Z równań (3.52) i (3.53) uzyskuje się wzór (3.54) uzupełniający wyrażenie (3.53) na średnie napięcie wyjściowe przy impulsowym prądzie i_L , w tym także dla przypadku granicznego.

$$\Gamma = \frac{B + \sqrt{\Delta}}{2}, \quad \text{gdzie } B = 2 \cdot \gamma + \frac{\beta}{\gamma}, \quad \Delta = 4 \cdot \beta + \left(\frac{\beta}{\gamma}\right)^2 \quad (3.54)$$

Charakterystykę sterowania napięciem wyjściowym dla wybranych parametrów układu przedstawiono na rys. 3.9. Reprezentatywne wizualizacje pracy układu *boost* są dostępne w serwisie iPES.



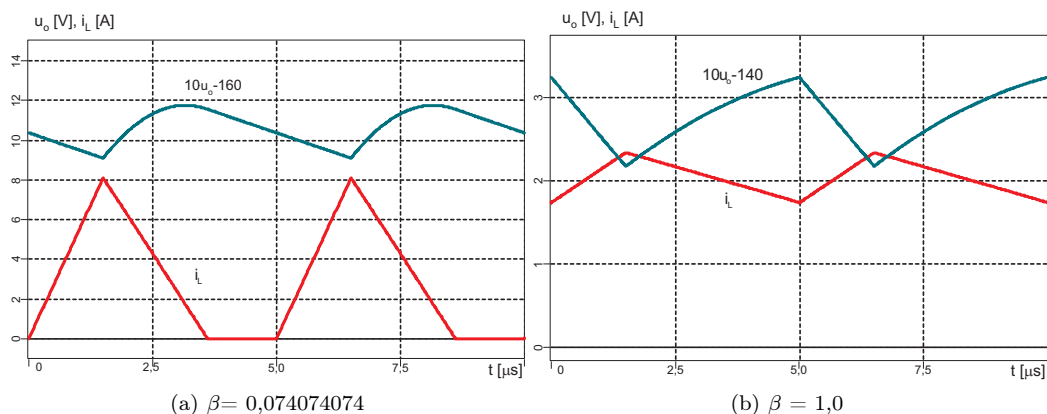
Rys. 3.9 Charakterystyka sterowania przekształtnika DC-DC podwyższającego napięcie

3.3.2 Tętnienia napięcia wyjściowego

Pomimo obecności elementów L i C , elementy te nie tworzą liniowego filtra dolnoprzepustowego. W trakcie przewodzenia diody D mamy do czynienia z układem LCR_o pobudzonym stałym napięciem przy niezerowym warunku początkowym prądu i_L i napięcia u_o . Przy blokującej diodzie D mamy natomiast do czynienia z rozładowywaniem pojemności przez rezystor, czyli z procesem o przejrzystym rozwiązaniu. Dlatego określając poziom tętnień napięcia wyjściowego omawianego przekształtnika, jest wygodnie rozpatrywać stan układu przy wyłączonej diodzie D . Na rys. 3.10 przedstawiono przebiegi uzyskane w rezultacie symulacji przekształtnika, ilustrujące tętnienie napięcia wyjściowego.

Jak widać na przebiegu napięcia u_o z rys. 3.10a, do rozładowywania pojemności dochodzi już przy niewielkich prądach diody D , czyli przy pracy impulsowej i w jej pobliżu już pod koniec przewodzenia diody D . Fakt ten możemy pominąć i, nie popełniając istotnego błędu, przyjąć, że dla pracy impulsowej rozładowywanie pojemności następuje w przedziale od $\Gamma \cdot T$ do T i dalej do $T + \gamma \cdot T$. Dla pracy ciągłej rozładowywanie następuje w przedziale od zera do $\gamma \cdot T$. Zakładając (z

3.3. UKŁAD PODWYŻSZAJĄCY NAPIĘCIE (TYPU BOOST)



Rys. 3.10 Przykładowe przebiegi napięcia na obciążeniu i prądu indukcyjności dla parametrów układu: $T = 5 \mu s$, $R_o = 10 \Omega$, $C = 20 \mu F$, $\gamma = 0$,

niewielkim błędem), że wartość średnia napięcia $U_{o(AV)}$ znajduje się dokładnie w środku pomiędzy maksimum a minimum przebiegu u_o , dla ułatwienia przesuniemy oś czasu i zapiszemy zależności (3.56) dla pracy impulsowej lub z warunkami (3.57) dla pracy ciągłej, a po przekształceniu uzyskamy wzory (3.56) (3.58) na wartość tętnień napięcia wyjściowego. Wzory te można uprościć przy założeniu, że napięcie wyjściowe zmienia się liniowo, czyli, że $R_o C \gg T$.

dla pracy impulsowej

$$\begin{cases} u_o(t) = U(0) \cdot e^{-\frac{t}{R_o C}} \\ u_o(t=0) = U_{o(AV)} + \Delta U_o \\ u_o(t=T + \gamma \cdot T - \Gamma \cdot T) = U_{o(AV)} - \Delta U_o \end{cases} \quad (3.55)$$

$$\Delta U_o = U_{o(AV)} \cdot \frac{1 - e^{-\frac{T(1+\gamma-\Gamma)}{R_o C}}}{1 + e^{-\frac{T(1+\gamma-\Gamma)}{R_o C}}} \quad T \ll R_o C \quad \frac{U_{o(AV)}}{2} \cdot \frac{T(1+\gamma-\Gamma)}{R_o \cdot C} \quad (3.56)$$

dla pracy ciągłej

$$\begin{cases} u_o(t) = U(0) \cdot e^{-\frac{t}{R_o C}} \\ u_o(t=0) = U_{o(AV)} + \Delta U_o \\ u_o(t=\gamma \cdot T) = U_{o(AV)} - \Delta U_o \end{cases} \quad (3.57)$$

$$\Delta U_o = U_{o(AV)} \cdot \frac{1 - e^{-\frac{\gamma T}{R_o C}}}{1 + e^{-\frac{\gamma T}{R_o C}}} \quad T \ll R_o C \quad \frac{U_{o(AV)}}{2} \cdot \frac{\gamma \cdot T}{R_o \cdot C} \quad (3.58)$$

Ze wzorów (3.56) i (3.58) widać, że tętnienia w układzie podwyższającym napięcie są odwrotnie proporcjonalnie do częstotliwości pracy układu, czyli dla tych samych parametrów R_o i C są znacznie większe niż w układzie obniżającym napięcie, w którym tętnienia zmniejszają się z kwadratem częstotliwości pracy (3.36). Tętnienia względne $\Delta U_o / U_{o(AV)}$ zależą proporcjonalnie od współczynnika wypełnienia γ .

3.3. UKŁAD PODWYŻSZAJĄCY NAPIĘCIE (TYPU BOOST)

3.3.3 Uwagi

W obu układach typu *boost* kluczową funkcję w przetwarzaniu energii pełni indukcyjność. By gromadzić w polu magnetycznym indukcyjności znaczną energię przy prądach ograniczonych parametrami łączników energoelektronicznych konieczna jest znaczna indukcyjność dławika.

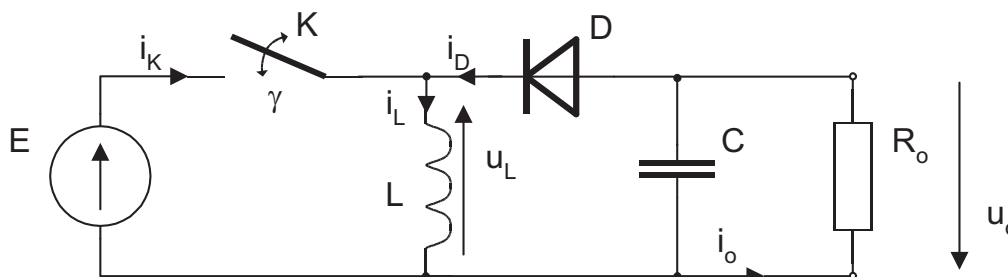
Wykonanie dławika powietrznego o znacznej indukcyjności (czyli o wielu zwojach) i dużym prądzie znamionowym (czyli o dużym przekroju drutu) jest kosztowne, a dławik osiągnie absurdalnie duże rozmiary. Zastosowanie dławika z rdzeniem ogranicza pod względem technicznym zjawisko nasycania rdzenia przy wymaganych znacznych natężeniach pola magnetycznego. Ponadto taki dławik przy pracy impulsowej jest źródłem silnych zaburzeń elektromagnetycznych o poziomie niedopuszczalnym ze względu na ograniczenia EMC. Z tego powodu zastosowania tego typu układów jako zasilaczy są ograniczone do małych mocy.

Zasada impulsowego dołączania indukcyjności, w których płynie prąd, do pojemności przejmujących energię z indukcyjności, jest z powodzeniem stosowana w przekształtnikach kontrolujących kształt pobieranego prądu średniej i dużej mocy (rzędu dziesiątek i setek kVA), np. w prostownikach PWM, w układach filtrów aktywnych oraz w układach UPS.

Z zasady gromadzenia energii przez dołączenie indukcyjności do zasilania, czyli bez względu na pobór prądu przez obciążenie, wynika charakter prądowy układu typu *boost* jako zasilacza. Brak zużywania zgromadzonej energii przez obciążenie oznacza przemieszczenie jej do pojemności jako wzrost kwadratu napięcia wyjściowego a za tym wzrost zużywanej mocy $U_{o(AV)}^2/R_o$ przy dużym R_o . Efekt szybko rosnącego napięcia wyjściowego przy malejącym obciążeniu widzimy w zależnościach na napięcie wyjściowe przy impulsowym prądzie indukcyjności.

3.4 Układ obniżająco-podwyższający napięcie

Układ podwyższający napięcie – typu *buck-boost* – jest podstawową, lecz nie jedyną realizacją idei zgromadzenia energii w polu magnetycznym i przekazania jej do obciążenia. Pozostając przy topologiach beztransformatorowych, inną realizacją tej idei jest układ obniżająco-podwyższający, którego schemat przedstawiono na rys. 3.11.



Rys. 3.11 Schemat przekształtnika DC-DC obniżająco-podwyższającego napięcie

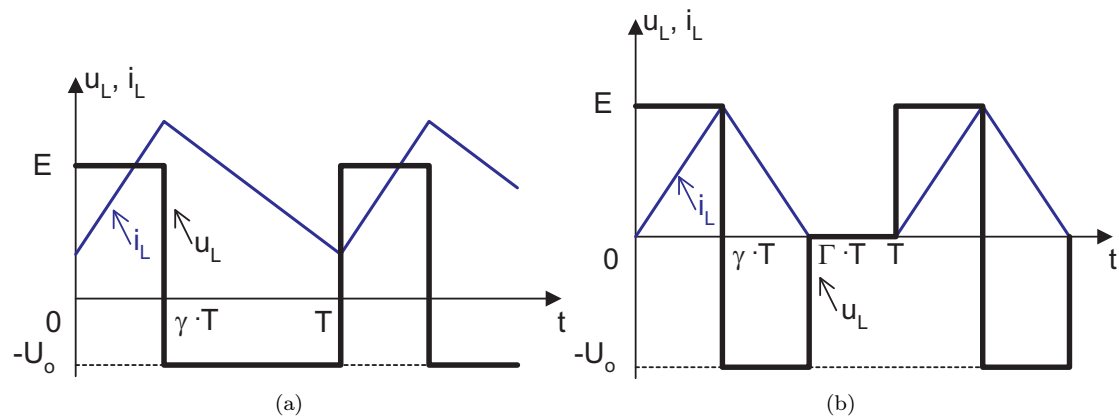
W układzie obniżająco-podwyższającym napięcie w czasie załączenia łącznika K prąd i_L płynie w obwodzie E, K, L i jest gromadzona energia w polu magnetycznym indukcyjności L. Po wyłączeniu (otwarciu) łącznika K strumień magnetyczny zachowuje ciągłość indukując takie napięcie, że dioda D zostaje spolaryzowana na przewodzenie i prąd i_L płynie w obwodzie L, $R_o||C$, D. Ponieważ prąd jest pobierany z zasilania tylko przy załączonym łączniku K, dlatego jeszcze wyraźniej niż w układzie podwyższającym cykl gromadzenia energii pobieranej z zasilania jest oddzielony od cyklu oddawania energii do obciążenia.

3.4. UKŁAD OBNIŻAJĄCO-PODWYŻSZAJĄCY NAPIĘCIE

Z zasady działania układu wynika istotna cecha układu, że wyższy potencjał napięcia wyjściowego występuje na niskim potencjale napięcia zasilania. Uniemożliwiając korzystanie ze „wspólnej masy układu”, cecha ta ogranicza przydatność układu obniżająco-podwyższającego.

3.4.1 Działanie układu

W trakcie przewodzenia łącznika K prąd i_L narasta z szybkością $di_L/dt = E/L$, na indukcyjności odkłada się napięcie $u_L = E$, a dioda D jest wtedy spolaryzowana ujemnym napięciem $-(E+U_o) < 0$ i nie przewodzi. W chwili, gdy łącznik K przestaje przewodzić to prąd $i_L > 0$ i strumień magnetyczny w indukcyjności zachowuje ciągłość, indukując napięcie u_L takie, by był możliwy dalszy przepływ prądu i_L , czyli takie, że zaczyna przewodzić idealna dioda D. Wtedy z oczka $L, C \parallel R_o, D$ wynika, że $u_L = -U_{o(AV)}$. Wobec tego prąd i_L opada z szybkością $di_L/dt = -U_{o(AV)}/L$. Przebiegi ilustrujące działanie układu są przedstawione na rys. 3.12.



Rys. 3.12 Przebieg prądu i napięcia indukcyjności:
a) przy pracy z ciągłym prądem i_L , b) przy pracy z impulsowym prądem i_L

Analizując pracę układu w sposób analogiczny jak układu podwyższającego napięcie, dla przypadku granicznego uzyskujemy zapis bilansu energetycznego (3.59) oraz bilansu ładunku (3.60).

$$\text{dla } I_L(t = 0) = I_L(t = T) = 0$$

$$E \cdot \frac{I_{\max}}{2} \cdot \gamma \cdot T = \frac{U_{o(AV)}^2}{R_0} \cdot T \quad (3.59)$$

$$\text{dla } I_L(t = 0) = I_L(t = T) = 0$$

$$\frac{1}{2} \cdot I_{\max} \cdot (1 - \gamma) \cdot T = \frac{U_{o(AV)}}{R_0} \cdot T \quad (3.60)$$

$$\text{gdzie } I_{\max} = \frac{E}{L} \cdot \gamma \cdot T$$

Dla pracy z ciągłym prądem i_L , w tym także dla przypadku granicznego, zależność na średnie napięcie wyjściowe przybiera postać (3.61)

3.4. UKŁAD OBNIŻAJĄCO-PODWYŻSZAJĄCY NAPIĘCIE

$$U_{L(AV)} = \frac{1}{T} \int_0^T u_L(\tau) d\tau \Rightarrow \frac{1}{T} \left[\int_0^{\gamma T} E d\tau + \int_{\gamma T}^T -U_{o(AV)} d\tau \right] = E \cdot \gamma \cdot T - U_{o(AV)} \cdot T \cdot (1 - \gamma)$$

$$U_{L(AV)} = 0 \Rightarrow U_{o(AV)} = E \cdot \frac{\gamma}{1 - \gamma} \quad (3.61)$$

Z zależności (3.59) lub (3.60) oraz (3.61) uzyskujemy wzór na graniczny współczynnik wypełnienia (3.62).

$$\gamma_{gr} = 1 - \sqrt{\beta} \quad (3.62)$$

gdzie: $\beta = \frac{2 \cdot L}{T \cdot R_o}$

Dla wartości γ większych niż γ_{gr} układ będzie pracował z ciągłym prądem i_L . Jeżeli iloraz β będzie większy niż jeden, wtedy bez względu na γ układ będzie pracował z ciągłym prądem i_L .

Przy pracy z impulsowym prądem i_L średnie napięcie wyjściowe wynosi (3.63), zatem współczynnik Γ czasu przepływu prądu i_L wyznaczony z (3.59) albo z (3.60) wynosi (3.64). W efekcie zależność na średnie napięcie wyjściowe przyjmuje postać (3.65).

$$U_{o(AV)} = E \cdot \frac{\gamma}{\Gamma - \gamma} \quad (3.63)$$

$$\Gamma = \gamma + \sqrt{\beta} \quad (3.64)$$

$$U_{o(AV)} = E \cdot \frac{\gamma}{\sqrt{\beta}} \quad (3.65)$$

Charakterystyka sterowania napięcia średniego dla wybranych parametrów układu jest przedstawiona na rys. 3.13. Reprezentatywne wizualizacje pracy układu *buck-boost* są dostępne w serwisie iPES.

3.4.2 Tętnienia napięcia wyjściowego

Analiza tętnień napięcia wyjściowego przebiega niemal identycznie jak w przypadku analizy tętnień napięcia wyjściowego układu podwyższającego napięcie.

W trakcie przewodzenia diody D mamy do czynienia z układem LCR_o przy niezerowym warunku początkowym prądu i_L i napięcia u_o . Przy blokującej diodzie D mamy natomiast do czynienia z rozładowywaniem pojemności C przez rezystor R_o.

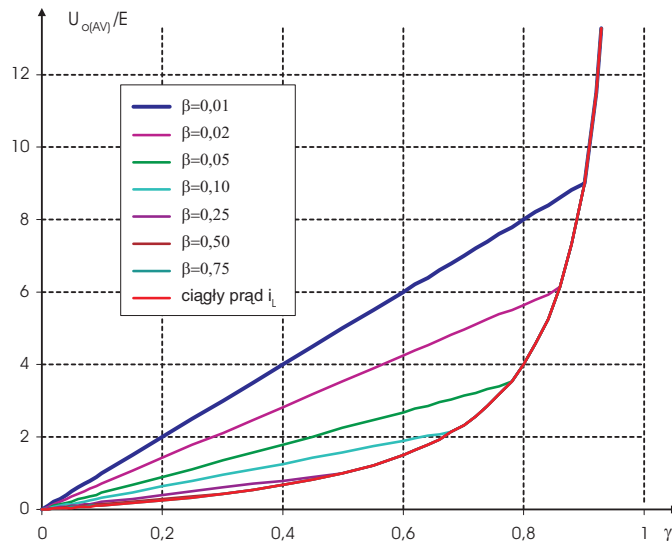
Przebiegi prądu i_L i napięcia u_o różnią się ilościowo, lecz co do kształtu są identyczne jak w układzie podwyższającym napięcie (rys. 3.10). Wobec tego dla układu obniżająco-podwyższającego napięcie, z uwzględnieniem zależności (3.64) na współczynnik Γ , zachowują aktualność wzory (3.56) i (3.58).

3.4.3 Uwagi

Konieczność izolowania zacisku ujemnego obciążenia od zacisku ujemnego zasilania ogranicza przydatność układu obniżająco-podwyższającego. Alternatywnym rozwiązaniem jest kaskadowe połączenie układu obniżającego i podwyższającego.

Przy przekształcaniu wyższych mocy stosuje się układy z transformatorem, jednak znajomość procesów zachodzących w układach *boost* i *buck-boost* ułatwia zrozumienie zasad działania bardziej złożonych przetwórczy.

3.4. UKŁAD OBNIŻAJĄCO-PODWYŻSZAJĄCY NAPIĘCIE



Rys. 3.13 Charakterystyka sterowania przekształtnika DC-DC obniżająco-podwyższającego napięcie

3.5 Sprawność beztransformatorowych przekształtników DC-DC

Sprawność opisanych układów, choć jest nieporównanie wyższa niż układów liniowych, pozostaje jednak ograniczona stratami w elementach układu, w tym głównie w tranzystorze oraz w dławiku.

Z definicji mocy czynnej (3.66), czyli jako wartość średnią mocy chwilowych, okreśmy moc P_i pobieraną przez układ (3.67).

$$P \stackrel{def}{=} \frac{1}{T} \int_0^T u(\tau) \cdot i(\tau) d\tau \quad (3.66)$$

$$P_i = \frac{1}{T} \int_0^T E \cdot i_i(\tau) d\tau = E \cdot \frac{1}{T} \int_0^T i_i(\tau) d\tau = E \cdot I_{i(AV)} \quad (3.67)$$

Z wyrażenia (3.67) wynika, że jeżeli napięcie na zaciskach wejściowych jest stałe, to do pomiaru pobieranej przez układ mocy wystarczy zmierzyć średni prąd i napięcie. Spostrzeżenia tego nie należy traktować jako zasady ogólnej, szczególnie w układach impulsowych należy pamiętać o definicji (3.66). Moc wyjściową P_o pobieraną przez obciążenie R_o , wobec pomijalnych tętnień napięcia wyjściowego, można znowu wyrazić jako iloczyn średniego napięcia wyjściowego i średniego prądu (3.68).

$$P_o = \frac{1}{T} \int_0^T u_o(\tau) \cdot i_o(\tau) d\tau \cong U_{o(AV)} \cdot I_{o(AV)} \quad (3.68)$$

W ten sposób wzór na sprawność układu dla ciągłego prądu i_L można sprowadzić do wyrażenia (3.69). We wzorze tym, ze względu na straty, nie można zastąpić wartości średniej napięcia wyjściowego którymkolwiek z wyrażen wynikających z analizy układu idealnego.

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} \cong \frac{U_{o(AV)} \cdot I_{o(AV)}}{E \cdot I_{i(AV)}} = \frac{U_{o(AV)}}{E} \cdot \frac{I_{o(AV)}}{I_{i(AV)}} \quad (3.69)$$

W podstawowym ujęciu straty w dławiku w przypadku dławików powietrznych są stratami na rezystancji drutu. Pozostając na takim poziomie analizy, nie należy jednak zapominać o istotnych zagadnieniach związanych z ewentualną obecnością rdzenia oraz ze zjawiskami pasożytniczymi następującymi w dławiku podłączanym z dużą częstotliwością do skokowo zmiennego napięcia.

Straty w łącznikach, w tym głównie w tranzystorze, następują w trakcie przewodzenia i przy włączaniu i wyłączaniu prądu indukcyjności. Nie analizując zagadnienia optymalnych warunków pracy, zaznaczyć należy, że straty w stanach dynamicznych tranzystora związane z włączaniem i wyłączaniem prądem zależą od komutowanego prądu w potędze o wykładniku większym od jeden. Z faktu tego wynika, że straty dynamiczne są wyższe przy włączeniu tranzystora w stanie bezprądowym i wyłączeniu prądu o wartości I_K (czyli np. $\Delta P \sim I_K^2$) niż przy włączeniu i wyłączeniu prądu o wartości $0,5 \cdot I_K$ (czyli np. $\Delta P \sim 2 (0,5 \cdot I_K)^2 = 0,5 I_K^2$). Dlatego opisane układy osiągają sprawność wyższą przy pracy z ciągłym prądem indukcyjności, co jednak wymaga zachowania dużej indukcyjności dławika lub dużej częstotliwości pracy układu. Z poszukiwania układów o wyższej sprawności wynikają konstrukcje przekształtników z miękką komutacją, czyli z przełączaniem tranzystorów w stanach bezprądowych bądź beznapięciowych

Posługiwanie się idealnymi modelami indukcyjności i pojemności umożliwia przejrzystą analizę opisanych układów. Skutecznym sposobem zmniejszenia kosztu układu DC-DC jest minimalizacja parametrów L i C . Jest to możliwe przy podwyższeniu częstotliwości pracy układu. Wobec znacznych częstotliwości pracy dużego znaczenia nabierają indukcyjności i pojemności połączeń, pojemności międzyzwojowe dławika oraz indukcyjność kondensatora. W efekcie, w układzie rzeczywistym (o ile układ taki nie jest bardzo małej mocy a zatem nie jest o bardzo małych gabarytach) mogą występować zjawiska rezonansowe nakładające się na procesy opisane w układzie idealnym. Ponieważ zjawiska te zakłócają pracę układu, dlatego powinna je uwzględniać technologia wykonania układów DC-DC pracujących z dużą częstotliwością.

3.6 Wyprowadzenia

Wyprowadzenie zależności (3.31)

$$\begin{cases} I_{MAX} = \frac{(E - U_{o(AV)})}{L} \cdot t_1 \\ I_{MAX} = \frac{U_{o(AV)}}{L} \cdot (t_2 - t_1) \end{cases} \Rightarrow t_1 \cdot (E - U_{o(AV)}) = (t_2 - t_1) \cdot U_{o(AV)} \Rightarrow t_2 = t_1 \frac{E}{U_{o(AV)}}$$

Wyprowadzenie zależności (3.34)

$$\begin{cases} I_{o(AV)} = \frac{1}{T} \frac{I_{max} \cdot t_2}{2} \\ I_{max} = \gamma \cdot T \cdot \frac{E - U_{o(AV)}}{L} \\ I_{o(AV)} = \frac{U_{o(AV)}}{R} \\ t_2 = \gamma \cdot T \cdot \frac{E}{U_{o(AV)}} \end{cases} \Rightarrow \frac{U_{o(AV)}}{R} = \gamma \cdot T \cdot \frac{E - U_{o(AV)}}{L} \cdot \gamma \cdot T \cdot \frac{E}{U_{o(AV)}} \cdot \frac{1}{2 \cdot T}$$

3.6. WYPROWADZENIA

po uporządkowaniu uzyskuje się

$$\frac{2 \cdot L}{\gamma^2 \cdot R_o \cdot T} \cdot \left(\frac{U_{o(AV)}}{E} \right)^2 + \frac{U_{o(AV)}}{E} - 1 = 0, \text{ a stąd}$$

$$U_{o(AV)} = E \cdot \frac{\sqrt{1 + 4 \cdot V} - 1}{2 \cdot V}, \text{ gdzie } V = \frac{2 \cdot L}{\gamma^2 \cdot R_o \cdot T}.$$

Wyprowadzenie zależności (3.36)

$$\begin{aligned} \frac{\underline{U}_o(j\omega)}{\underline{U}(j\omega)} &= \frac{R_o \parallel \frac{-j}{\omega C}}{j\omega L + R_o \parallel \frac{-j}{\omega C}} = \frac{\frac{-j \frac{R}{\omega C}}{R - j \frac{1}{\omega C}}}{\frac{j\omega L(R - j \frac{1}{\omega C}) - j \frac{R}{\omega C}}{R - j \frac{1}{\omega C}}} = \frac{-j \frac{R}{\omega C}}{j\omega LR + \frac{L}{C} - j \frac{R}{\omega C}} = \\ &= \frac{\frac{R}{\omega C}}{\frac{R}{\omega C}} \cdot \frac{-j}{\frac{\omega C}{R} L + j \frac{\omega C}{R} (\omega LR - \frac{R}{\omega C})} = \frac{-j}{\frac{\omega L}{R} + j(\omega^2 LC - 1)} \end{aligned}$$

Wyprowadzenie zależności (3.43)

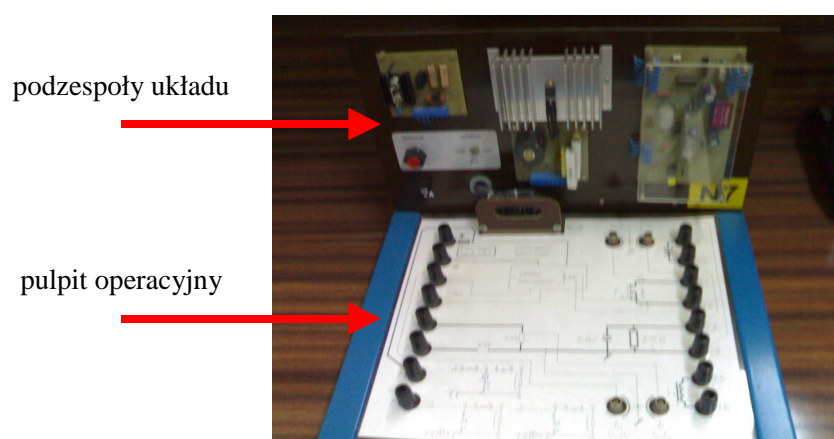
Przebieg $u(t)$ staje się parzysty po przesunięciu o $\frac{1}{2}T(1-\gamma)$. Czyli

$$u(t) = \begin{cases} 0 & \text{dla } t \in \langle 0, \frac{T}{2}(1-\gamma) \rangle \\ E & \text{dla } t \in \langle \frac{T}{2}(1-\gamma), \frac{T}{2}(1+\gamma) \rangle \\ 0 & \text{dla } t \in \langle \frac{T}{2}(1+\gamma), T \rangle \end{cases}$$

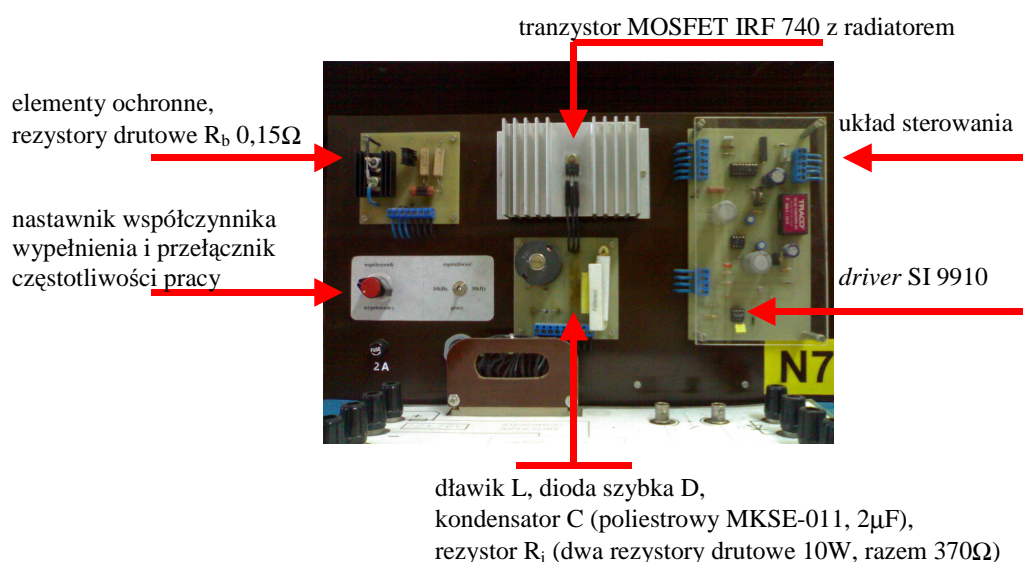
$$\begin{aligned} U_{(n)} &= \frac{2}{T} \int_0^T u(\tau) \cdot \cos(n\omega\tau) d\tau = \\ &= \frac{2}{T} \left[\int_0^{\frac{T}{2}(1-\gamma)} 0 \cdot \cos(n\omega\tau) d\tau + \int_{\frac{T}{2}(1-\gamma)}^{\frac{T}{2}(1+\gamma)} E \cdot \cos(n\omega\tau) d\tau + \int_{\frac{T}{2}(1+\gamma)}^T 0 \cdot \cos(n\omega\tau) d\tau \right] = \\ &= \frac{2}{T} \frac{E}{n\omega} (\sin(n\omega t)) \Big|_{\frac{T}{2}(1-\gamma)}^{\frac{T}{2}(1+\gamma)} = \frac{2}{T} \frac{E}{n \frac{2\pi}{T}} \left(\sin \left(n \frac{2\pi T}{T} \frac{(1+\gamma)}{2} \right) - \sin \left(n \frac{2\pi T}{T} \frac{(1-\gamma)}{2} \right) \right) \\ &= \frac{E}{n\pi} (\sin(n\pi(1+\gamma)) - \sin(n\pi(1-\gamma))) \end{aligned}$$

ponieważ $\sin \alpha - \sin \beta = 2 \cos \frac{\alpha+\beta}{2} \sin \frac{\alpha-\beta}{2}$, więc

$$\begin{aligned} U_{(n)} &= \frac{E}{n\pi} \cdot 2 \cos \frac{n\pi(1+\gamma+1-\gamma)}{2} \sin \frac{n\pi(1+\gamma-1+\gamma)}{2} = \\ &= \frac{2 \cdot E}{n\pi} \cdot \cos(n\pi) \sin(n\pi\gamma) = \frac{2 \cdot E}{n\pi} \cdot (-1)^n \sin(n\pi\gamma) \end{aligned}$$



Rys. 3.14 Widok ogólny zestawu pomiarowego



Rys. 3.15 Widok podzespołów układu pomiarowego

3.7 Instrukcja do ćwiczenia laboratoryjnego

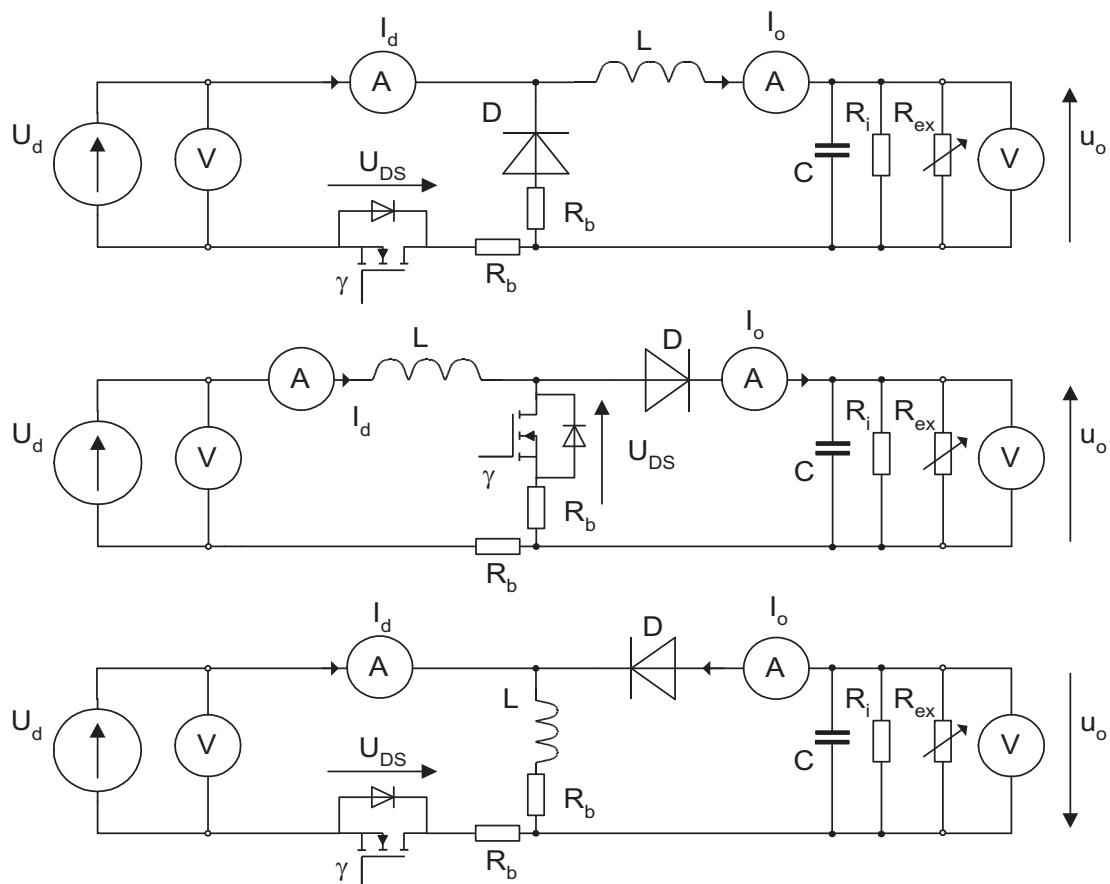
Zestaw pomiarowy (rys. 3.14) składa się z płyty z podzespołami układu (rys. 3.15) i pulpitu operacyjnego, połączonych złączem kasetowym.

Zestaw pomiarowy zawiera podzespoły pozwalające na zmontowanie każdego z trzech beztransfornatorowych sterowników napięcia stałego. Badane sterowniki są zasilane napięciem stałym z zasilacza i mogą być obciążone układem zewnętrznym. W ćwiczeniu jako obciążenie jest używany rezystor.

Korzystając z wyprowadzeń podzespołów do zacisków pulpitu operacyjnego, należy łączyć odpowiednie przyrządy pomiarowe. W skład zestawu, obok szybkiej diody zwrotnej, rezystora obciążenia z kondensatorem filtrującym i dławika wchodzi też unipolarny (MOSFET) tranzy-

3.7. INSTRUKCJA DO ĆWICZENIA LABORATORYJNEGO

stor mocy wraz z impulsowym układem sterowania. Tranzystor ten jest sterowany dwustanowo przez specjalizowany sterownik (*driver*) SI 9910 i pełni rolę klucza zamykającego i otwierającego odpowiedni obwód. Inaczej niż rysuje się na schematach ideowych, tranzystor ten podłącza się w każdym układzie tak, że bramka tranzystora ma potencjał niewiele wyższy niż potencjał ujemnego zacisku zasilania, czyli nie po stronie „plusa” zasilania – a po stronie „minusa”. Takie rozwiązanie upraszcza realizację układu sterowania, ponieważ jego „masa” może być „masą” zasilania.



Rys. 3.16 Schematy układów pomiarowych: a) układ obniżający napięcie, b) układ podwyższający napięcie, c) układ obniżająco-podwyższający napięcie

Częstotliwość podawania impulsów sterujących tranzystorem wynosi, zależnie od ustawienia przełącznika, ok. 10 kHz lub ok. 30 kHz. Współczynnik wypełnienia impulsu jest nastawiany przy pomocy potencjometru.

Ponieważ te same elementy L i C ($2\mu\text{F}$) są stosowane do trzech różnych układów, dlatego ich wartości nie są dobrane optymalnie. Do kondensatora C podłączono „na stałe” rezystor R_i 370Ω zabezpieczający układ przed wystąpieniem zbyt dużego napięcia na obciążeniu w układach *boost* i *buck-boost*. Obciążenie układu można dodatkowo zwiększyć, dołączając (pomiędzy zaciski 13 i 14) dodatkowy rezystor zewnętrzny R_{ex} . Dla sterowników podwyższających napięcie można dodatkowo dołączyć rezystancję 250 do 3000Ω , dla układu obniżającego napięcie - 15 do 50Ω .

Na pulpicie operacyjnym są zainstalowane zaciski łączeniowe i pomiarowe gniazda BNC. Narysowane w różnych kolorach schematy montażowe każdego z badanych układów ułatwiają dokonanie połączeń. W odpowiednich kolorach oznaczono także cztery gniazda BNC. Podłączając do tych gniazd oscyloskop, można obserwować odpowiednie przebiegi napięć lub – za pośrednictwem wbudowanych boczników w postaci rezystorów R_b $0,15\Omega$ – prądów. Wartość współczynnika wypełnienia impulsów γ należy określić na podstawie obserwacji wybranego przebiegu. Wykonującym ćwiczenie pozostawia się decyzję, który z dostępnych przebiegów jest do tego celu najbardziej przydatny.

Ze względu na to, że z zasilania układu energoelektronicznego korzysta także układ sterowania, napięcie zasilania zestawu powinno być ustawione w przedziale 12 do 16 V, przy czym do badania każdego z układów zaleca się nastawić zasilacz na napięcie ok. 14 V przy ograniczeniu prądu zasilacza do ok. 2,5 A. Ze względu na stany przejściowe w układzie, rozsądnie jest włączyć układ przy nastawie współczynnika wypełnienia na minimum (skrajne położenie potencjometru w prawo).

Przy sterowaniu układów podwyższających napięcie, należy tak ustawiać sterowanie, by napięcie wyjściowe nie przekraczało ok. 50 V.

Ze względu na zabezpieczenie bezpiecznikowe, zgodnie ze schematami narysowanymi na pulpicie operacyjnym, zasilanie układu należy podłączyć pomiędzy zaciski „1” i „2”.

Do przygotowania opracowania wyników pomiarów przygotowano arkusz kalkulacyjny dla programu Calc z pakietu OpenOffice.org 3.0. Użycie tego arkusza pozwala na bieżąco weryfikować wyniki pomiarów i odczyta wykonującego sprawozdanie od części czasochłonnych czynności nie stanowiących przedmiotu ćwiczenia. W części pomiarowej tego arkusza należy uzupełnić pola (komórki) zaznaczone na żółto.

3.7.1 Program ćwiczenia

1. Połączyć układ przekształtnika obniżającego napięcie (rys. 3.16 a, schemat w kolorze czerwonym), dołączyć dodatkowe obciążenie R_{ex} 15Ω do 50Ω . W układ włączyć mierniki do pomiaru średniego napięcia i średniego prądu pobieranego przez przekształtnik (pomijając mierniki wbudowane w zasilacz) oraz do pomiaru średniego napięcia i średniego prądu obciążenia (w tym także rezystora wbudowanego w układ).

Ustawić wartość częstotliwości generatora impulsowego na 10 kHz, sprawdzić poprawność przebiegów mierzonych oscyloskopem, ustawić taką rezystancję dodatkową, by przy współczynnika wypełnienia na poziomie 0,8 popłynął prąd obciążenia ok. 1,5 A., odczytać wskazania mierników i z oscyloskopu odczytać amplitudę tętnienia napięcia wyjściowego.

Nie korygując współczynnika wypełnienia ani obciążenia, zmienić wartość częstotliwości pracy na 30 kHz i powtórzyć pomiary.

Wykonać po pięć kompletów pomiarów dla obu częstotliwości pracy, ustawiając wartość współczynnika w zakresie 0,2 do 0,8. Dla współczynnika wypełnienia ok. 0,5 na podstawie obserwacji prądu tranzystora lub prądu dławika ocenić wartość indukcyjności dławika L oraz utrwalić (zapisać na *pendrive* lub sfotografować ekran) wyprowadzone na gniazda BNC przebiegi elektryczne.

2. Połączyć układ sterownika podwyższającego napięcie (rys. 3.16 b, schemat w kolorze niebieskim). W razie potrzeby wymienić rezystor obciążający na rezystor R_{ex} 250 do 3000 Ω . Wykonać pomiary analogicznie jak w punkcie 1 dla wartości średniej napięcia wyjściowego nie przekraczającego 50 V.
3. Połączyć układ sterownika obniżająco-podwyższającego napięcie (rys. 3.16 c, schemat w kolorze zielonym). Wykonać pomiary analogicznie jak w punkcie 2.

3.7.2 Opracowanie wyników pomiarów

Dla każdego sterownika udokumentować pomiary w poniżej podany sposób. Charakterystyki wykreślać w jednym układzie współrzędnych dla obu częstotliwości pracy układu. Zaleca się skorzystanie z arkusza kalkulacyjnego stanowiącego wyposażenie ćwiczenia.

1. Wykreślić zmierzone charakterystyki $U_o = f(\gamma)$ oraz charakterystykę teoretyczną.
2. Obliczyć względne tętnienia napięcia wyjściowego (stosunek zaobserwowanych tętnień tego napięcia do jego wartości średniej), wykreślić charakterystykę względnych tętnień od współczynnika wypełnienia.
3. Obliczyć moce pobierane z zasilania, moce oddawane do obciążenia i sprawności, wykreślić charakterystyki sprawności od współczynnika wypełnienia.
4. Przedstawić i opisać (poza fotografiami zaznaczyć skale, poziomy zerowe, jednostki itp.) zaobserwowane przebiegi, podać obliczone wartości indukcyjności dławika L. W przypadku wystąpienia rażącej niezgodności wyników obliczeń indukcyjności dławika w różnych pomiarach określić przyczynę tych niezgodności.
5. Skomentować przebieg charakterystyk rzeczywistych $U_o = f(\gamma)$.
6. Ocenić związek pomiędzy częstotliwością pracy układów a tętnieniami. W przypadku wystąpienia rażącej niezgodności pomiarów z obliczeniami wskazać przyczynę tych niezgodności.
7. Skomentować zależność sprawności od częstotliwości i od współczynnika wypełnienia.

3.7.3 Pytania i zadania kontrolne

1. Narysować schemat ideowy każdego z beztransformatorem przekształtników DC-DC.
2. Na czym polega praca każdego z beztransformatorem przekształtników DC-DC z ciągłym oraz impulsowym prądem indukcyjności?
3. Dla każdego z beztransformatorem przekształtników DC-DC wyprowadzić wzór i narysować charakterystykę sterowania $U_o=f(\gamma)$ przy ciągłym prądzie indukcyjności.
4. Wymienić rodzaje pełnosterowanych łączników energoelektronicznych, przydatnych do konstrukcji beztransformatorem przekształtników DC-DC.

3.7. INSTRUKCJA DO ĆWICZENIA LABORATORYJNEGO

5. Podać zależność i naszkicować charakterystykę amplitudową dolnoprzepustowego filtra LC.
6. Zwięźle omówić rolę indukcyjności w każdym z beztransfornatorowych przekształtników DC-DC.
7. Zwięźle omówić zagadnienie doboru indukcyjności do każdego z beztransfornatorowych przekształtników DC-DC.
8. Zwięźle omówić rolę pojemności w każdym z beztransfornatorowych przekształtników DC-DC.
9. Zwięźle omówić zagadnienie doboru pojemności do każdego z beztransfornatorowych przekształtników DC-DC.
10. Dla każdego z beztransfornatorowych przekształtników DC-DC narysować w jednym układzie współrzędnych przebieg prądu pobieranego z zasilania, przebieg prądu w indukcyjności i przebieg prądu w łączniku (tranzystorze) dla pracy z ciągłym i z impulsowym prądem indukcyjności.
11. Dla każdego z beztransfornatorowych przekształtników DC-DC narysować w jednym układzie współrzędnych przebieg napięcia na indukcyjności i napięcia na łączniku (tranzystorze) dla pracy z ciągłym i z impulsowym prądem indukcyjności.

Literatura

- [1] Antoni Dmowski. *Energoelektroniczne układy zasilania prądem stałym w telekomunikacji i energetyce*. WNT, Warszawa 1998.
- [2] Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins. *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*. John Wiley & Sons, 2003.
- [3] Mieczysław Nowak, Roman Barlik. *Poradnik inżyniera energoelektronika*. WNT, Warszawa 1998.

Wizualizacje

serwis iPES / < *iPES – Circuits* > / < *DC/DC – ConverterBasicTopologies* >
http://www.ipes.ethz.ch/ipes/e_index.html.

Transformatorowe przekształtniki DC-DC

4.1 Wprowadzenie

Przekształtniki DC-DC są układami impulsowymi, w których następuje konwersja energii prądu stałego (*direct current*) na energię tego samego rodzaju, ale o zmienionych parametrach napięcia (ew. prądu). Zmiana parametrów napięcia obejmuje zarówno zmianę jego wartości średniej, jak i poprawienie jakości napięcia wyjściowego jako napięcia stałego.

Układy wykorzystujące własności transformatora, zwane też układami z separacją galwaniczną, stanowią nie tylko szeroko stosowaną grupę układów zasilania podzespołów urządzeń elektronicznych, ale także są podstawowym (poza prostownikiem) elementem zasilaczy AC-DC. Układy DC-DC z transformatorami stosuje się w szerokim zakresie mocy już od kilkunastu VA.

Nowoczesne układy DC-DC, w których stosuje się technikę impulsową z zastosowaniem pełnosterowanych łączników energoelektronicznych, są w literaturze określane skrótem SMPS (*switched mode power supply*).

Ograniczając się do zwięzłego przedstawienia topologii wybranych układów, pominięto zagadnienie konstrukcji stosowanych w tych układach transformatorów. Zagadnienie to jest o tyle istotne, że wobec znacznych częstotliwości pracy opisywanych układów (rzędu kilkudziesięciu kHz dla układów o „twardej” komutacji oraz powyżej 100 kHz dla przekształtników rezonansowych) jest konieczne stosowanie specjalnych technologii.

4.2 Przegląd transformatorowych układów DC-DC

Konstrukcje układów DC-DC mogą być rozpatrywane jako realizacje koncepcji stosowanych w układach beztransformatorowych obniżających napięcie (typu *buck*) i obniżająco-podwyższających (typu *buck-boost*). Układy te zostały opisane w poprzednim rozdziale * i w niniejszym opracowaniu zakłada się, że działanie obu tych układów jest znane.

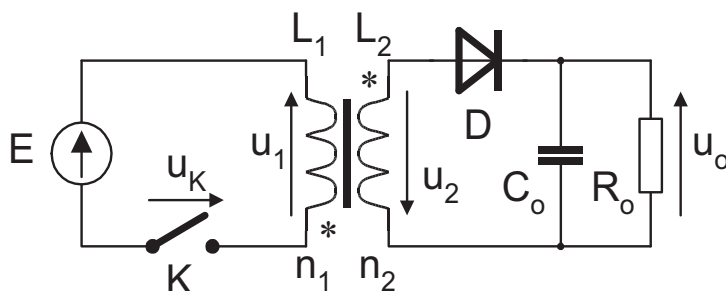
Przegląd transformatorowych przekształtników DC-DC jest ograniczony do układów o komutacji „twardej”. Czytelników zachęca się do rozszerzenia lektury o układy wykorzystujące efekt rezonansu występujący w obwodach LC umożliwiające zmniejszenie strat przełączania w stosowanych w tych układach łącznikach energoelektronicznych.

*Patrz Beztransformatorowe przekształtniki DC-DC.

4.2.1 Przekształtnik dwutaktowy (flyback converter)

Koncepcja przekształcania energii zastosowana w układzie *buck-boost*, polegająca na cyklicznym gromadzeniu energii w polu magnetycznym (w pierwszym takcie) i przekazywaniu jej do obciążenia (w drugim takcie) jest w podstawowym układzie dwutaktowym (rys. 4.1) zrealizowana dosłownie. Przyjęta w literaturze nazwa tego przekształtnika podkreśla fakt „przylatywania” energii do obciążenia bez połączenia galwanicznego z zasilaniem.

Z zastosowania transformatora w miejsce stosowanego w układzie *buck-boost* dławika wynikają dwie podstawowe zalety układu: (i) separacja galwaniczna usuwa podstawową wadę układu *buck-boost*, jaką jest odwracanie kierunku napięcia U_o na obciążeniu w stosunku do zasilania E , (ii) przekładnia zwojowa znakomicie powiększa możliwość manipulowania różnicą poziomu napięcia U_o na obciążeniu w stosunku do poziomu napięcia zasilania E .



Rys. 4.1 Podstawowy schemat przekształtnika dwutaktowego (*flyback*)

Podstawowa analiza układu przeprowadzana przy założeniu, że transformator jest idealny, po uwzględnieniu przekładni $n_{21} = n_2/n_1$, przebiega w sposób analogiczny jak analiza układu *buck-boost*. Graniczny współczynnik wypełnienia γ_{gr} włączenia łącznika K, dla którego układ pracuje na granicy przy ciągłym (*continuous mode*) i impulsowym (*discontinuous mode*) prądzie w transformatorze, jest opisany zależnością (4.70).

$$\gamma_{gr} = 1 - \sqrt{\beta}, \quad \text{gdzie} : \beta = \frac{2 \cdot L_2}{T \cdot R_o} = \frac{2 \cdot L_1 \cdot n_{21}^2}{T \cdot R_o} \quad (4.70)$$

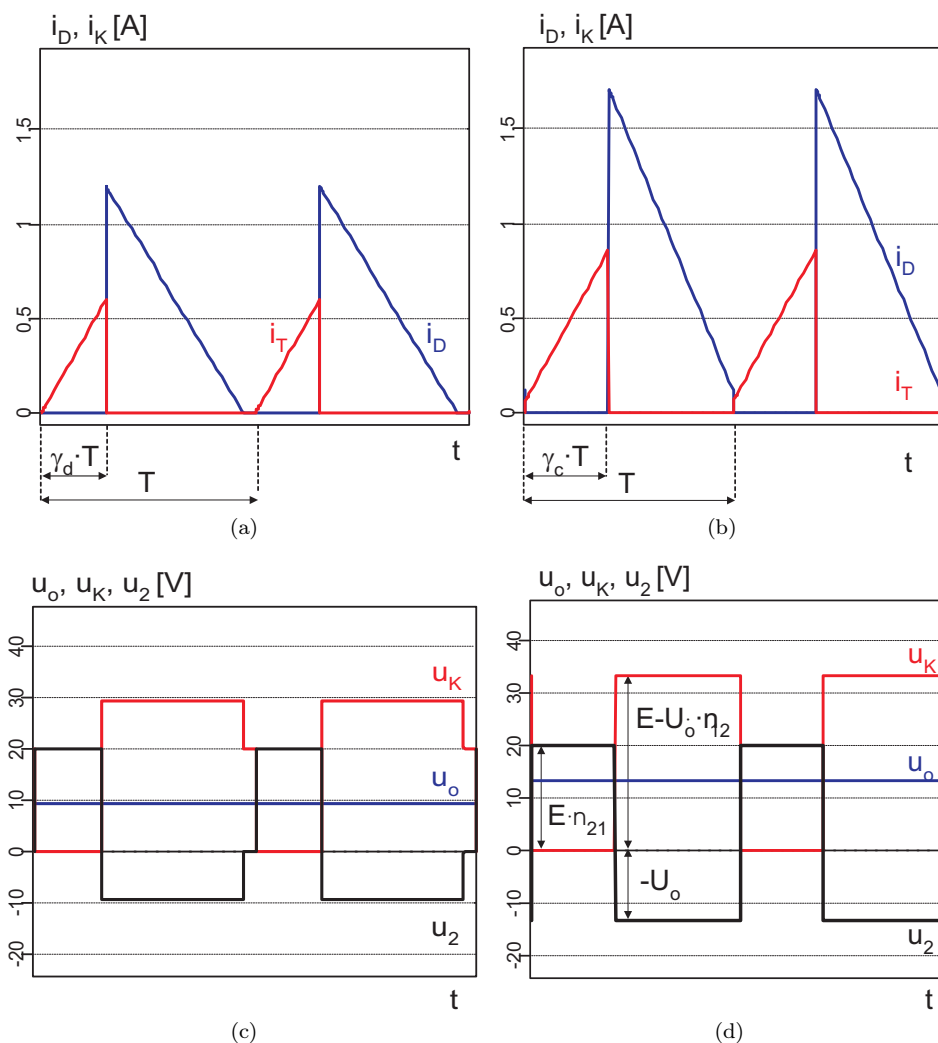
Napięcie wyjściowe w układzie idealnym jest opisane zależnością (4.71).

$$U_{o(AV)} = \begin{cases} E \cdot n_{21} \cdot \frac{\gamma}{\sqrt{\beta}} & \text{dla } \gamma \leq \gamma_{gr} \quad (\text{discontinuous mode}) \\ E \cdot n_{21} \cdot \frac{\gamma}{1 - \gamma} & \text{dla } \gamma \geq \gamma_{gr} \quad (\text{continuous mode}) \end{cases} \quad (4.71)$$

Przebiegi z przykładowej symulacji idealnego układu *flyback* przedstawiono na rys 4.2. Inaczej niż w układach beztransformatorowych z dławikami powietrznymi, w układach *flyback* zwykle unika się pracy przy prądzie ciągłym. Sprowadzenie prądu transformatora do zera w każdym cyklu pracy gwarantuje minimalizację skutków efektu nasycania się rdzenia transformatora i pozwala na ograniczenie kosztu prawidłowo zaprojektowanego transformatora.

Założona idealność transformatora wiąże się z poważnym uproszczeniem, jakim jest pominięcie indukcyjności rozproszenia transformatora. Nieunikniona obecność tej indukcyjności objawia się znacznymi przepięciami podczas wyłączania łącznika K, zmuszając bądź do stosowania obwodów tłumiących ze znacznymi pojemnościami, bądź wymagających dodatkowego uzwojenia transformatora. Na rys. 4.3 przedstawiono schemat układu z takim właśnie uzwojeniem i diodą

4.2. PRZEGLĄD TRANSFORMATOROWYCH UKŁADÓW DC-DC


 Rys. 4.2 Przebiegi w idealnym układzie *flyback*:

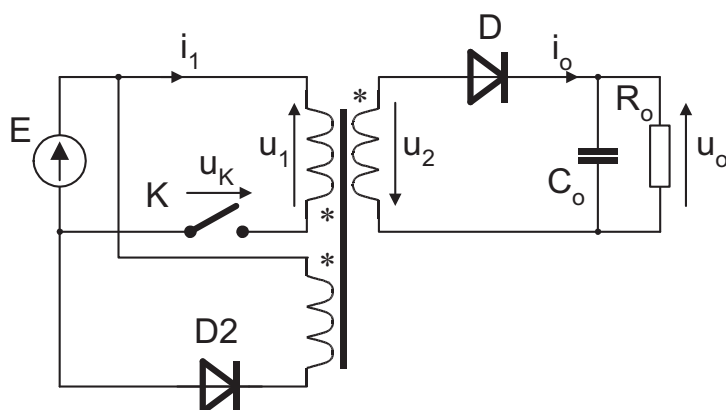
($E = 40\text{V}$, $n_{21} = 0,5$, $L2 = 250\mu\text{H}$, $C = 500\mu\text{F}$, $R_o = 25\Omega$, $f = 1/T = 20\text{kHz}$, $\beta = 0,4$)

a), c) $\gamma_d = 0,3 < \gamma_{gr}$, b), d) $\gamma_c = 0,4 > \gamma_{gr}$

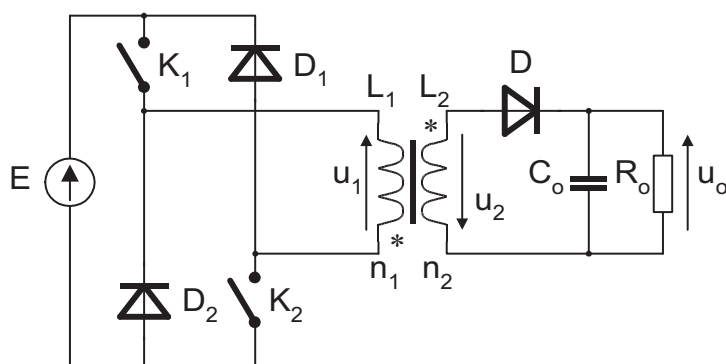
D_2 , dokładnie opisany w [3]. Zastosowanie obwodu tłumiącego powoduje zmniejszenie napięcia wyjściowego oraz ogranicza maksymalny współczynnik γ (np. do 0,5 przy $n_1 = n_3$).

W układzie dwutranzystorowym (rys. 4.4) z równocześnie przewodzącymi łącznikami K_1 i K_2 dla idealnego transformatora przebiegi są identyczne jak w układzie idealnym, natomiast przebiegi pochodzące od indukcyjności rozproszenia są ograniczone przez diody D_1 i D_2 do wartości napięcia zasilania E . Współczynnik wypełnienia γ w tym układzie jest ograniczony do 0,5. Krótkotrwałe niejednoczesności przewodzenia łączników K_1 i K_2 nie mają istotnego znaczenia. Nieznacznie dłuższe przewodzenie jednego z łączników powoduje jedynie zwarcie (w obwodzie wraz z jedną z diod) zacisków uzwojenia pierwotnego, skracając czas przekazywania energii do obciążenia, czyli powodując dodatkowe zwiększenie napięcia wyjściowego.

4.2. PRZEGLĄD TRANSFORMATOROWYCH UKŁADÓW DC-DC



Rys. 4.3 Schemat przekształtnika dwutaktowego z obwodem przeciwprzepięciowym



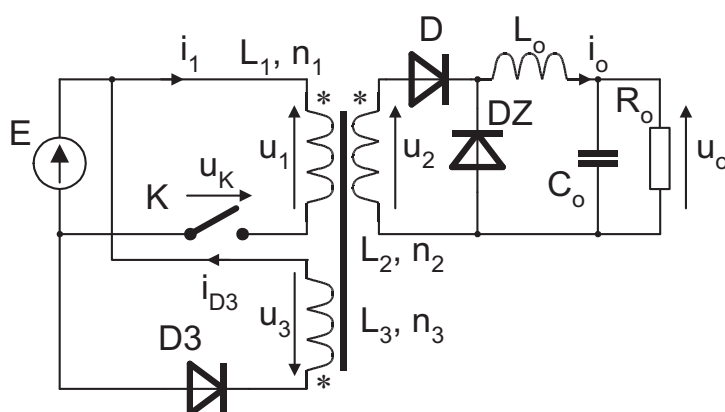
Rys. 4.4 Schemat dwutranzystorowego przekształtnika dwutaktowego

4.2.2 Przekształtnik jednotaktowy (forward converter)

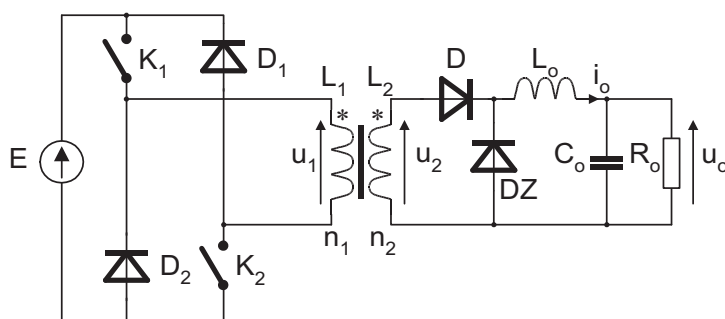
W beztransformatorowym układzie obniżającym napięcie (typu *buck*) zasilanie jest dołączane do obciążenia impulsowo, poprzez filtr LC z diodą zwrotną zapewniającą ciągłość prądu w dławiku filtra. Analogiczne układy z transformatorem, w którym impulsowo jest zasilane uzwojenie pierwotne, a z uzwojenia wtórnego, poprzez filtr LC z diodą zwrotną jest zasilane obciążenie, są nazywane przekształtnikami jednotaktowymi. Przekładnia transformatora umożliwia dostosowanie poziomu napięcia wtórnego tak, by układ mógł pracować w odpowiednim zakresie współczynników wypełnienia włączenia łączników γ . Ponieważ przekształcanie energii następuje w sposób jednokierunkowy, układy te noszą literaturową nazwę układów typu *forward*.

Impulsowe zasilanie uzwojenia pierwotnego transformatora wymaga nie tylko dołączenia zasilania lecz także, po upływie czasu $\gamma \cdot T$, jego odłączenia przy zachowaniu ciągłości strumienia magnetycznego transformatora. Realizacja tego zadania jest możliwa w układzie jednotranzystorowym (rys. 4.5) z transformatorem z dodatkowym uzwojeniem bądź w układzie dwutranzystorowym (rys. 4.6). Analogicznie jak w układach *flyback* rozwiązanie to ogranicza współczynnik wypełnienia γ do 0,5. O ile w układzie jednotranzystorowym transformator jest idealny, a przekładnia $n_{31} = n_3/n_1$ jest równa 1, to oba układy (jedno i dwutranzystorowy) są równoważne.

Podstawowa analiza układów jednotaktowych przeprowadzana przy założeniu, że transformator jest idealny, po uwzględnieniu przekładni $n_{21} = n_2/n_1$, przebiega w sposób analogiczny



Rys. 4.5 Schemat przekształtnika jednotaktowego z obwodem przeciwprzepięciowym



Rys. 4.6 Schemat dwutranzystorowego przekształtnika jednotaktowego

jak analiza układu *buck*. Graniczny współczynnik wypełnienia γ_{gr} włączenia łącznika K (lub K_1/K_2), dla którego układy te pracują na granicy ciągłego (*continuous mode*) i impulsowego (*discontinuous mode*) prądu w dławiku L_o , jest opisany zależnością (4.72).

$$\gamma_{gr} = 1 - \beta, \quad \text{gdzie} \quad \beta = \frac{2 \cdot L_o}{T \cdot R_o} \tag{4.72}$$

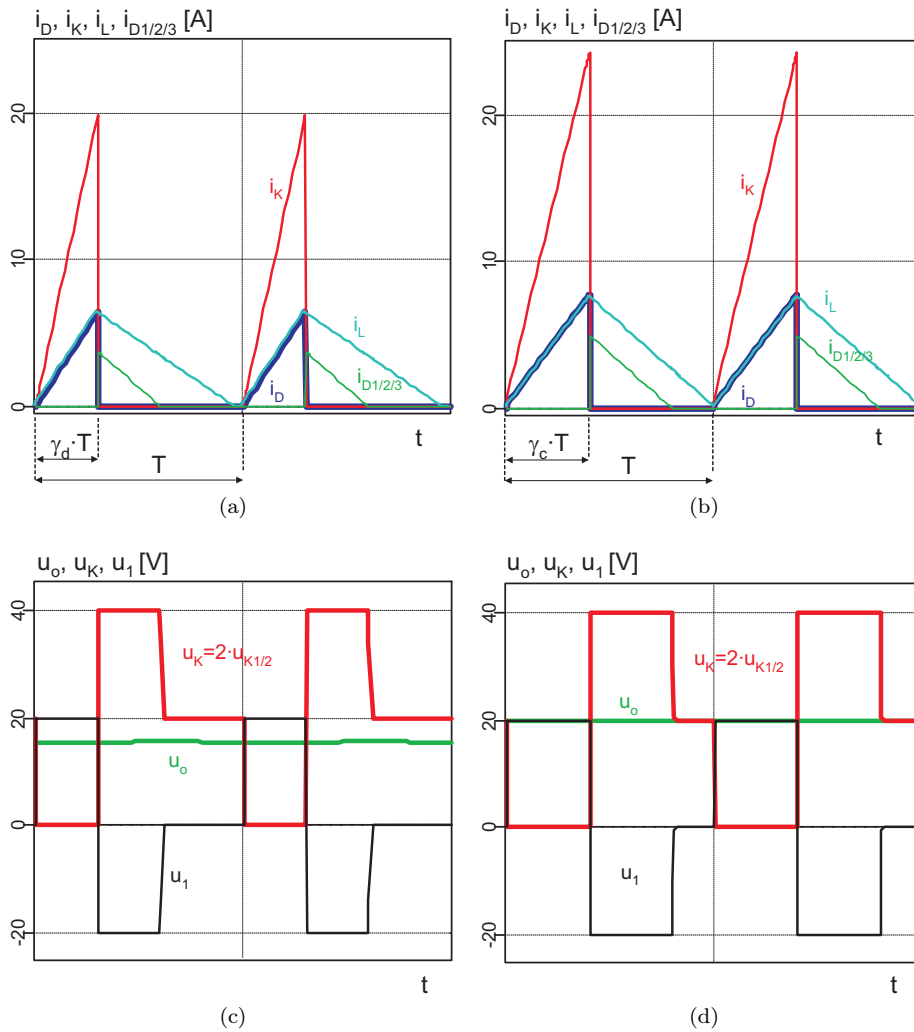
Napięcie wyjściowe w układzie idealnym jest opisane zależnością (4.73).

$$U_{o(AV)} = \begin{cases} E \cdot n_{21} \cdot \frac{\sqrt{1 + 4 \cdot \frac{\beta}{\gamma^2}} - 1}{2 \cdot \frac{\beta}{\gamma^2}} & \text{dla } \gamma \leq \gamma_{gr} \quad (\text{discontinuous mode}) \\ E \cdot n_{21} \cdot \gamma & \text{dla } \gamma \geq \gamma_{gr} \quad (\text{continuous mode}) \end{cases} \tag{4.73}$$

Na rys. 4.7 przedstawiono przebiegi z przykładowej symulacji idealnego układu *forward* dla parametrów: $E = 20 \text{ V}$, $n_{21} = 2,5$, $L_o = 80 \mu\text{H}$, $C_o = 500 \mu\text{F}$, $R_o = 5 \Omega$, $f = 1/T = 20 \text{ kHz}$, $\beta = 0,64$.

Wobec obecności indukcyjności rozproszenia w układzie jednotranzystorowym w obwodzie łącznika K jest konieczne stosowanie dodatkowego obwodu tłumiącego z pojemnością. W układzie dwutranzystorowym ciągłość strumienia rozproszenia (jak i magnesowania) zapewniają diody D_1 i D_2 .

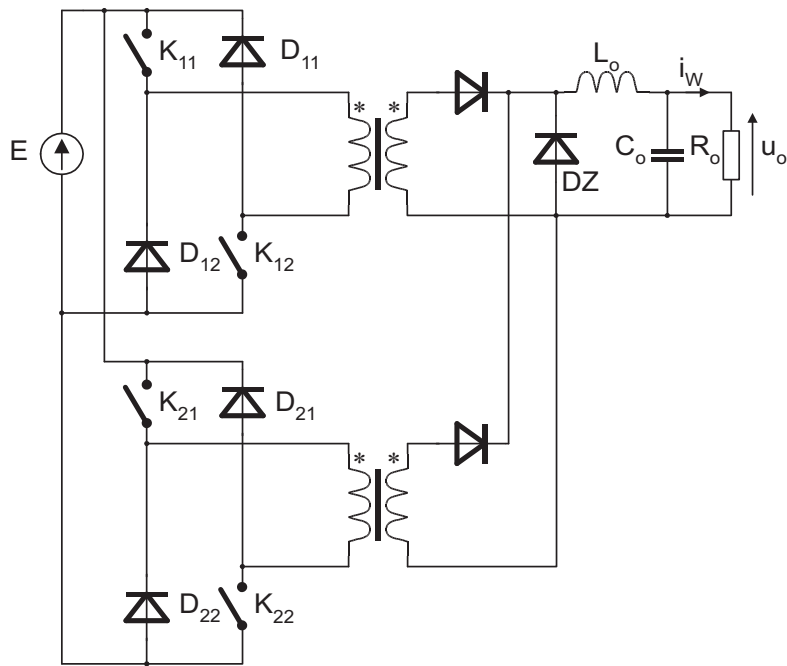
4.2. PRZEGLĄD TRANSFORMATOROWYCH UKŁADÓW DC-DC



Rys. 4.7 Przebiegi w idealnym układzie *forward*:
 a), c) $\gamma_d = 0,3 < \gamma_{gr}$, b), d) $\gamma_c = 0,4 > \gamma_{gr}$

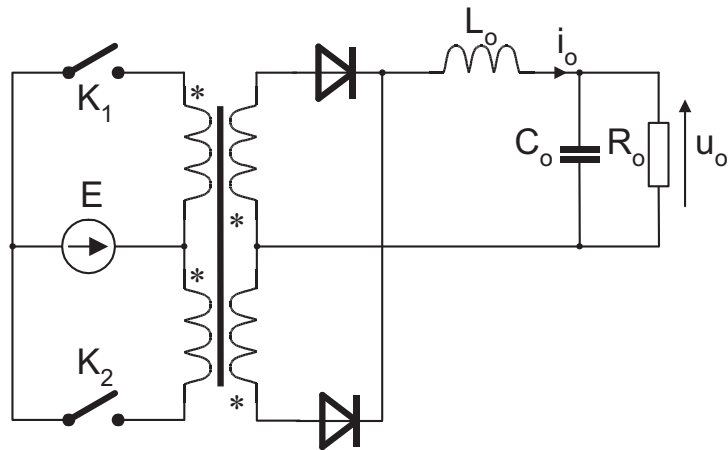
Równoległe połączenie (rys. 4.8) dwóch (lub więcej) dwutranzystorowych układów *forward*, w których łączniki są włączane z odpowiednim przesunięciem fazowym, po stronie obciążenia daje efekt zwielokrotnienia częstotliwości pracy przekształtnika. Oznacza to zmniejszenie tętnień napięcia na obciążeniu i/lub możliwość zmniejszenia parametrów filtra LC.

4.2. PRZEGLĄD TRANSFORMATOROWYCH UKŁADÓW DC-DC



Rys. 4.8 Schemat przekształtnika *forward* w układzie równoległym

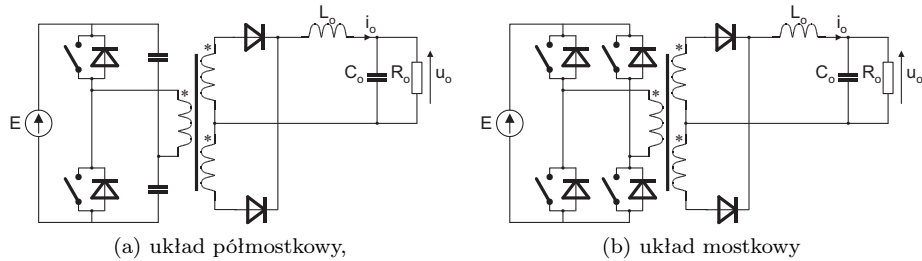
Układ równoległy przekształtników *forward* w wersji z transformatorem czterouzwojenio-
wym, znany jako układ przeciwsobny (*push-pull*, rys. 4.9), wymaga minimalnej liczby łączników
w korzystnej konfiguracji względem masy zasilania.



Rys. 4.9 Podstawowy schemat przekształtnika w układzie przeciwsobnym (*push-pull*)

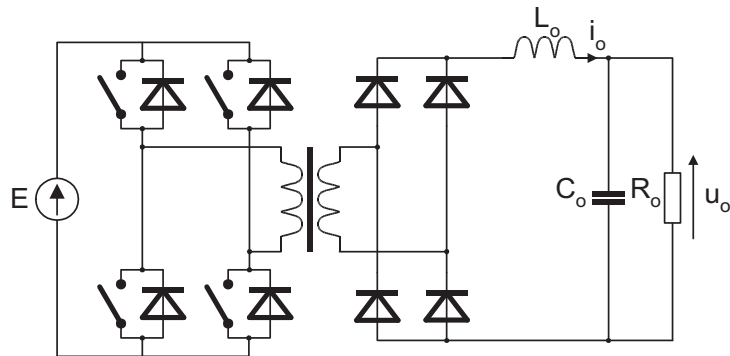
4.2. PRZEGLĄD TRANSFORMATOROWYCH UKŁADÓW DC-DC

Zamiast transformatora z dwoma uzwojeniami po stronie zasilania w podstawowym układzie *push-pull*, konstrukcję transformatora można uprościć, stosując układ półmostkowy (rys. 4.10a) lub mostkowy (rys. 4.10b).



Rys. 4.10 Schematy przekształtników jednotaktowych

Konsekwentnie zastępując połączenia dwóch uzwojeń i dwóch łączników układem mostka z jednym uzwojeniem, uzyskuje się układ przekształtnika dwumostkowego o schemacie przedstawionym na rys. 4.11.

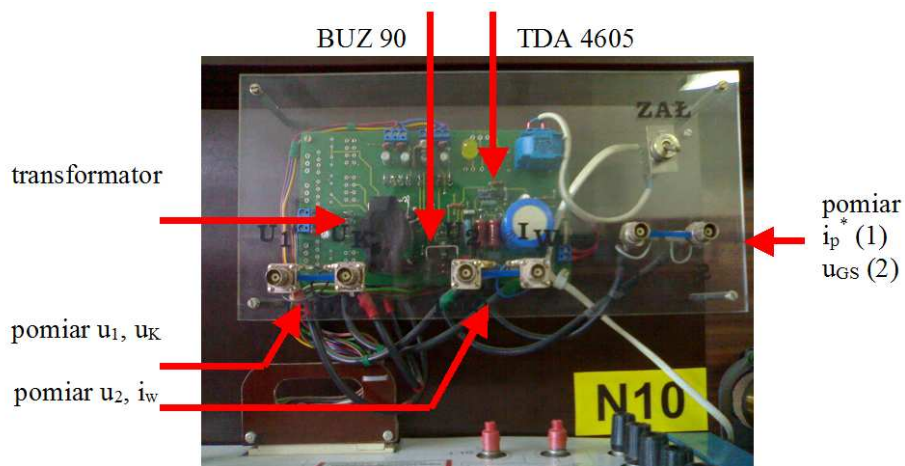


Rys. 4.11 Schemat przekształtnika dwumostkowego

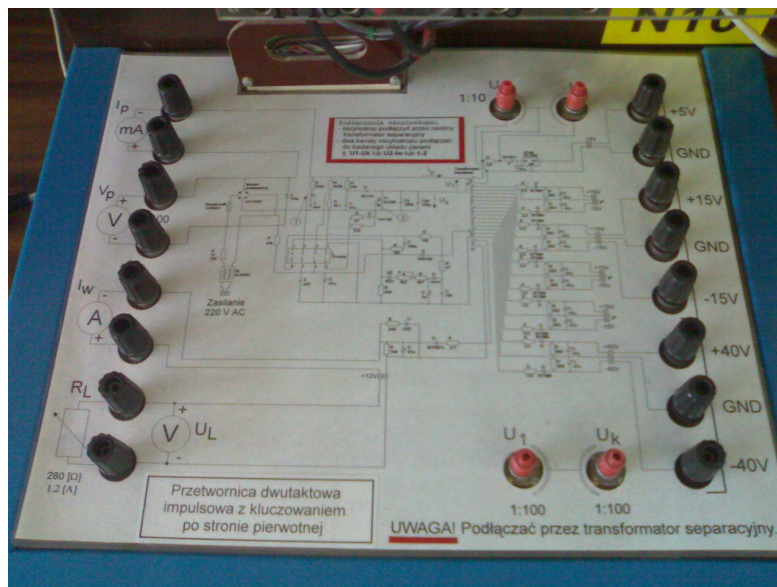
4.3 Instrukcja do ćwiczenia laboratoryjnego

Stanowisko pomiarowe zawiera następujące składniki:

- zestaw pomiarowy,
- oscyloskop dwukanałowy,
- dwa transformatory separacyjne,
- autotransformator laboratoryjny regulowany,
- rezystor suwakowy $I_n = 1,2 \text{ A}$, $R_{\max} = 280 \Omega$,
- mierniki do pomiaru średniego prądu 1,5 A i 300 mA, średniego napięcia 400 V i 30 V oraz skutecznego napięcia 300 V.



Rys. 4.12 Widok ogólny badanego przekształtnika

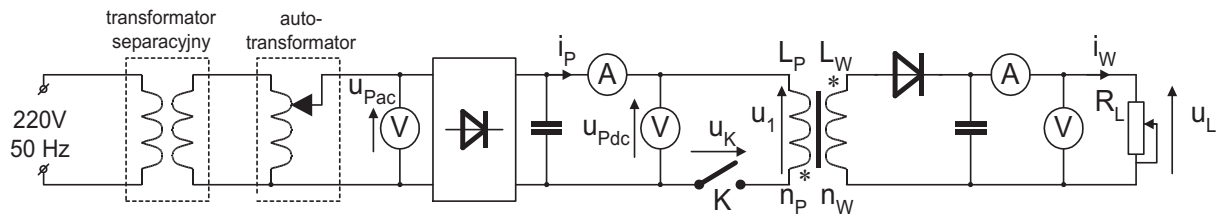


Rys. 4.13 Widok pulpitu operacyjnego

Układ przekształtnika jest skonstruowany w oparciu o dedykowany przekształtnikom dwutaktowym sterownik TDA4605.

Zestaw pomiarowy należy podłączyć do zasilania (wtyczkę z zestawu podłączyć do auto-transformatora) i uzupełnić o obciążenie i mierniki zgodnie ze schematem z rys. 4.14 i opisem pulpitu operacyjnego.

4.3. INSTRUKCJA DO ĆWICZENIA LABORATORYJNEGO



Rys. 4.14 Schemat układu pomiarowego

Na schemacie z rys. 4.3 i w dalszej części instrukcji przyjęto następujące oznaczenia:

- u_{Pac} – napięcie zasilające (przemienne),
- u_{Pdc} – napięcie zasilające wyprostowane,
- i_P – prąd zasilający,
- i_W – prąd obciążenia,
- u_L – napięcie wyjściowe,
- f – częstotliwość pracy tranzystora K,
- T – okres pracy tranzystora K,
- γ – współczynnik wypełnienia impulsów sterujących tranzystora.

Załączanie układu należy wykonywać przez włączenie przełącznika ZAŁ przy włączonym zasilaniu i autotransformatorze ustawionym na napięcie znamionowe (220 V).

Ze względu na konieczność zachowania „wspólnej masy” przy pomiarach oscyloskopem dwukanałowym, takie pomiary można wykonywać jedynie w następujących parach:

- napięcie na uzwojeniu pierwotnym transformatora u_1 i napięcie na tranzystorze u_K ,
- napięcie na uzwojeniu wtórnym u_2 oraz prąd w tym uzwojeniu i_2 ,
- sygnał świadczący o prądzie pierwotnym i_p^* (oznaczony jako „1”) oraz napięcie sterujące tranzystorem (oznaczone jako „2”).

Przełączanie przewodów oscyloskopowych wolno wykonywać tylko przy wyłączonym układzie, przy czym należy zachować ok. półminutową przerwę pomiędzy wyłączeniem układu a jego ponownym załączeniem.

Do przygotowania opracowania wyników pomiarów przygotowano arkusz kalkulacyjny dla programu Calc z ogólnodostępnego pakietu OpenOffice.org 3.0. Użycie tego arkusza pozwala bieżąco weryfikować wyniki pomiarów i odczytać wykonującego sprawozdanie od części czasochłonnej czynności nie stanowiących przedmiotu ćwiczenia. W części pomiarowej tego arkusza należy uzupełnić pola (komórki) zaznaczone na żółto.

4.3.1 Program ćwiczenia

Połączyć układ pomiarowy zgodnie ze schematem z rys. 4.3 .

1. W układzie bez obciążenia oraz przy $I_{W(AV)} = 0,5$ A przy pomocy oscyloskopu dokonać obserwacji (wraz z rejestracją) dostępnych przebiegów.
2. Przy stałym znamionowym zasilaniu $U_{Pac} = 220$ V i obciążeniu zmienianym od $I_{W \min} = 12$ V/ $R_{L \max}$ do $I_{W \max} = 1,2$ A do zmierzyć następujące wielkości: $U_{Pdc(AV)}$, $I_{P(AV)}$, $U_{L(AV)}$, f oraz γ .

4.3. INSTRUKCJA DO ĆWICZENIA LABORATORYJNEGO

3. Przy zasilaniu U_{pac} zmienianym w zakresie 150 V-250 V dla prądów obciążenia 0,5 A oraz 1,0 A zmierzyć następujące wielkości: $U_{Pdc(AV)}$, $I_{P(AV)}$, $U_{L(AV)}$, $I_{W(AV)}$, f oraz γ .
4. Sprawdzić działanie przekształtnika przy zwarciu zacisków wyjściowych.

4.3.2 Opracowanie wyników pomiarów

1. Przedstawić zarejestrowane przebiegi (wraz z opisem osi i skal) i zaznaczyć na przebiegach etapy pracy przekształtnika, czasy załączania i wyłączania tranzystora oraz charakterystyczne poziomy napięć.
2. Na podstawie pomiarów z pkt. 2 programu ćwiczenia w jednym układzie współrzędnych narysować charakterystyki $U_{L(AV)}$, T oraz γ w funkcji prądu $I_{W(AV)}$.
3. Na podstawie pomiarów z pkt. 2 programu ćwiczenia w jednym układzie współrzędnych narysować charakterystyki $U_{L(AV)}$, T oraz γ w funkcji napięcia U_{Pdc} .
4. Na podstawie pomiarów z pkt. 3 programu ćwiczenia w jednym układzie współrzędnych narysować charakterystyki U_{Pdc} , $U_{L(AV)}$, T oraz γ w funkcji napięcia U_{Pac} .
5. Na podstawie pomiarów z pkt. 3 programu ćwiczenia w jednym układzie współrzędnych narysować charakterystyki U_{Pdc} , $U_{L(AV)}$, T oraz γ w funkcji napięcia U_{Pac} .
6. Na podstawie pomiarów z pkt. 2 programu ćwiczenia w jednym układzie współrzędnych narysować charakterystykę mocy wyjściowej $P_L = U_{L(AV)} \cdot I_{W(AV)}$ oraz sprawności układu $\eta = P_L / (U_{Pdc(AV)} I_{P(AV)})$ w funkcji prądu $I_{W(AV)}$.
7. Na podstawie pomiarów z pkt. 3 programu ćwiczenia w jednym układzie współrzędnych narysować charakterystykę sprawności układu η w funkcji napięcia U_{Pac} dla obu utrzymywanych wartości prądu $I_{W(AV)}$.
8. Opisać zachowanie badanego przekształtnika przy próbie z pkt. 4 programu ćwiczenia.

4.3.3 Pytania i zadania kontrolne

1. Narysować schemat i opisać działanie przekształtnika jednotaktowego z transformatorem trójzwojowym.
2. Narysować schemat i opisać działanie przekształtnika jednotaktowego z transformatorem dwuzwojowym.
3. Narysować schemat i opisać działanie przekształtnika dwutaktowego jednotranzystorowego.
4. Narysować schemat i opisać działanie przekształtnika dwutaktowego dwutranzystorowego.
5. Narysować schemat i opisać działanie przekształtnika DC-DC w układzie przeciwsobnym.
6. Narysować schemat i opisać działanie przekształtnika DC-DC półmostkowego.
7. Narysować schemat i opisać działanie przekształtnika DC-DC mostkowego.
8. Wskazać, na czym polega specyfika transformatorów stosowanych w układach DC-DC.
9. Omówić wpływ rozproszenia transformatora na konstrukcje i działanie przekształtników DC-DC dwutaktowych.
10. Omówić związek pomiędzy właściwościami transformatora a częstotliwością pracy transformatorowych przekształtników DC-DC.

4.3. INSTRUKCJA DO ĆWICZENIA LABORATORYJNEGO

Literatura

- [1] Antoni Dmowski. *Energoelektroniczne układy zasilania prądem stałym w telekomunikacji i energetyce*. WNT, Warszawa 1998.
- [2] Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins. *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*. John Wiley & Sons, Inc, 2003.
- [3] Mieczysław Nowak, Roman Barlik. *Poradnik inżyniera energoelektronika*. WNT, Warszawa 1998.

Prostowniki diodowe jednofazowe

5.1 Wprowadzenie

Prostowniki diodowe są najprostszymi układami AC-DC. W procesie przekształcania energii stanowią zwykle układ wstępny, a ich zadaniem jest zapewnienie przepływu prądu do obciążenia (zwykle do dalszych układów) w jednym tylko kierunku. Działanie prostowników diodowych w sposób szczególny zależy od charakteru obciążenia. W oderwaniu od obciążenia nie jest możliwe precyzyjniejsze określenie cech prostowników.

Ze względu na niski koszt diod mocy, zastosowania prostowników są bardzo rozległe. Ponieważ jedyną ogólnodostępną formą energii elektrycznej jest energia o napięciu przemiennym, dlatego w każdym urządzeniu elektronicznym (o podzespołach wymagających zasilania napięciem stałym) korzysta się z zasilaczy, w których stosuje się prostowniki diodowe. W układach wyższych mocy prostowniki te (w układach trójfazowych) są stosowane jedynie do wstępnego przekształcania energii i ze względu na niesinusoidalny kształt pobieranego z zasilania prądu, ich stosowanie ogranicza się.

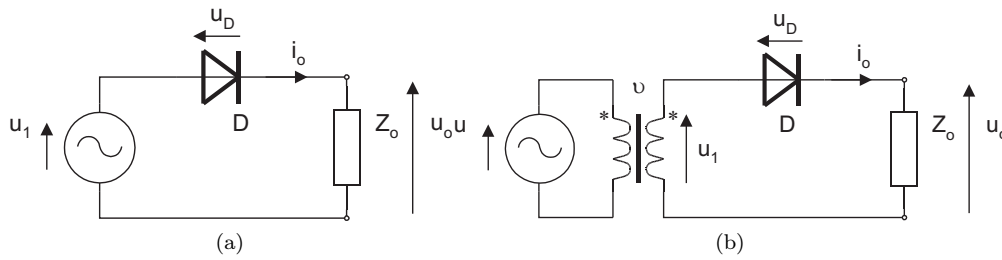
Ze względu na rozpowszechnienie w energoelektronice techniki tranzystorowej, przekształtniki tranzystorowe zasilane z tanich i prostych w konstrukcji prostowników diodowych zaczęły wypierać popularne pod koniec XX wieku prostowniki tyrystorowe.

Integralnym składnikiem prostowników diodowych jest transformator zasilający. Przyjęcie, że prostownik diodowy jest zasilany idealnym źródłem napięciowym (jednym lub wieloma) oznacza pominięcie szeregu procesów następujących w transformatorze oraz opisanego dalej procesu komutacji. Uproszczenie takie podwyższa jednak przejrzystość analizy.

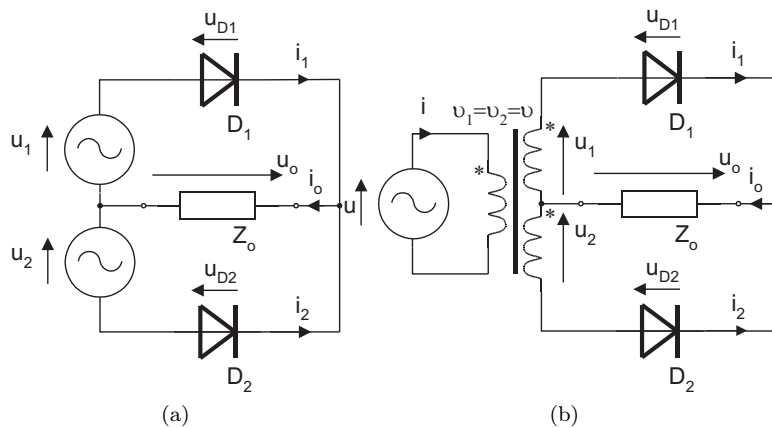
5.2 Rodzaje jednofazowych prostowników diodowych

Minimalnym układem prostowniczym jest przekształtnik złożony z pojedynczej diody, zasilany przemiennym źródłem napięciowym (rys. 5.1). Bardziej złożonym od układu jednopulsowego jest układ dwupulsowy, w którym zwielokrotniono liczbę diod (układ mostkowy) lub liczbę źródeł zasilania (układ z transformatorem trójzwojeniowym, rys. 5.2).

W literaturze [2], [1], pod względem charakteru obciążenia, rozważa się prostowniki z obciążeniem rezystancyjnym R (najprostszym do analizy, bez zastosowań energetycznych), z obciążeniem rezystancyjno-indukcyjnym RL (uproszczeniem obciążonego filtra indukcyjnego), z obciążeniem indukcyjno – napięciowym RLE (odpowiadającym klasycznemu silnikowi DC) oraz z obciąże-

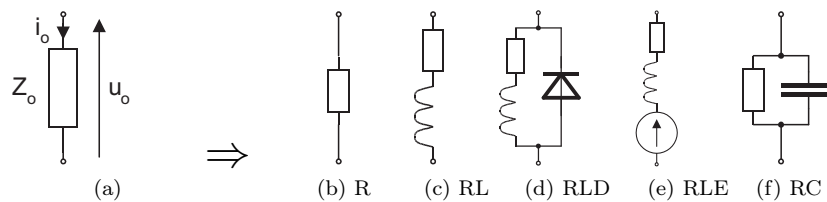


Rys. 5.1 Schematy jednopulsowego prostownika diodowego: a) uproszczony, b) uwzględniający transformator z odczepem środkowym



Rys. 5.2 Schematy dwupulsowego prostownika diodowego ze zdwojonym zasilaniem: a) uproszczony, b) uwzględniający obecność transformatora

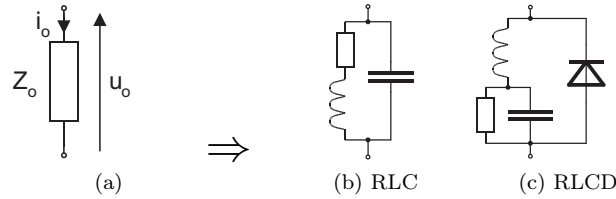
niem rezystancyjno-pojemnościowemu RC (uproszczeniem obciążonego filtra pojemnościowego). Ponadto obciążenia, na których może pojawiać się ujemne napięcie (zawierające indukcyjność) rozważa się także z dołączoną diodą przeciwrównoległą (zwrotną). Schematy tych obciążeń przedstawiono na rys. 5.3.



Rys. 5.3 Typowe obciążenia układów przekształtnikowych

Nieco bardziej złożonej analizie wymagają układy z obciążeniami bardziej praktycznymi, czyli z filtrami LC, tłumiącymi tętnienia napięcia i prądu, które w omawianych układach osiągną znaczne wartości. Przyjmując, że modelem obciążenia prądu stałego jest rezystancja $R_o = U_{o(AV)}/I_{o(AV)}$ uzyskujemy topologie RLC oraz RLCD (rys. 5.4).

5.2. RODZAJE JEDNOFAZOWYCH PROSTOWNIKÓW DIODOWYCH



Rys. 5.4 Schemat obciążeń z filtrem LC

5.3 Rola transformatorów w układach prostownikowych

Transformatory (tzw. sieciowe) zasilające układy prostownikowe pracują przy odkształconych od sinusoidalnego przebiegach prądu w uzwojeniach, a stosunek wartości skutecznych prądów w uzwojeniach nie jest równy przekładni zwojowej. Dlatego podstawowym parametrem transformatorów sieciowych jest moc typowa S_{Tr} , stanowiąca średnią arytmetyczną mocy pozornych uzwojenia pierwotnego (S_P) i wtórnego (S_S).

W układach prostownikowych obecność transformatora ujawnia się szczególnie poprzez indukcyjność rozproszenia L_s . Indukcyjność ta stanowi o szybkości zmian prądu w diodach w trakcie komutacji oraz ogranicza amplitudę i stromość narastania prądu zwarciego.

Zagadnienia związane z obecnością transformatorów w układach przekształtnikowych są opisane szczegółowo w [1].

5.4 Narażenia elementów półprzewodnikowych

W diodowych układach prostownikowych stosuje się diody krzemowe nazywane prostowniczymi. Technologia produkcji takich diod jest opanowana od wielu lat. Diody te są najtańszymi łącznikami energoelektronicznymi. Prawidłowy dobór diod prostowniczych wymaga prawidłowego określenia wymagań dla ich parametrów. Podstawowe parametry dopuszczalne diod to wytrzymałość napięciowa U_{RRM} , dopuszczalne średnie obciążenie $I_{F(AV)M}$ i chwilowy prąd maksymalny I_{FSM} . Jest też konieczne prawidłowe określenie warunków chłodzenia, czyli odprowadzania ciepła z obudowy diody. Ciepło wydzielane w diodach w układach prostownikowych wynika ze straty energii głównie w stanie przewodzenia. Straty przy przewodzeniu ΔP_F , przy liniowej aproksymacji charakterystyki zewnętrznej diody $I_F(U_F)$ o parametrach U_{F0} i r_d są określone wzorem (5.74), gdzie $I_{F(RMS)}$ jest wartością skuteczną prądu płynącego przez diodę.

$$\Delta P_F = U_{F0} \cdot I_{F(AV)} + r_d \cdot I_{F(RMS)}^2 \quad (5.74)$$

Zagadnienia związane ze stanami dynamicznymi diod, a w szczególności przy ich wyłączaniu, są szczegółowo opisane w literaturze [2] i [3], na podstawowym poziomie analizy są pomijane.

5.5 Podstawowa analiza wybranych układów prostownikowych

Podstawowa analiza układów idealnych, w których diody traktuje się jako zwarcia lub przerwy w obwodzie, a transformatory jako źródła napięciowe z ew. szeregową indukcyjnością, pozwala na określenie podstawowych właściwości układów oraz na dobór elementów układu, czyli transformatora, diod i ew. elementów filtra wyjściowego.

Właściwości prostownika jako obciążenia zasilania określa pobierana moc czynna i pozorna, współczynnik mocy, moc bierna podstawowej harmonicznej (moc bierna przesunięcia) i moc bierna wyższych harmonicznych (moc bierna deformacji).

Prostownik jako napięciowe źródło zasilania charakteryzuje średnie napięcie wyjściowe oraz jakość tego napięcia, czyli tętnienie napięcia wyjściowego.

Miarą sprawności prostownika jako urządzenia wytwórczego może być stosunek wyjściowej mocy użytecznej do mocy czynnej pobieranej z zasilania, przy czym wyjściowa moc użyteczna dla odbiorników prądu stałego (zużywających produktywnie ładunek elektryczny) jest mocą składowych stałych $P_d = U_{o(AV)} \cdot I_{o(AV)}$.

Prostownik idealny (przekształtnik AC/DC idealny) pobierałby prąd sinusoidalny w fazie z napięciem zasilającym, a napięcie wyjściowe miałyby stałe. Wtedy, przez brak zniekształceń prądu zasilającego, nie wprowadzałby żadnych zniekształceń do sieci zasilającej, $\cos \varphi$ miałby jednostkowy, a cała moc czynna pobierana z zasilania zamieniona zostałaby na moc użyteczną dla obciążeń prądu stałego.

Ze względu na wytrzymałość poszczególnych składników prostowników są istotne następujące parametry:

- dla transformatora: znamionowe, skuteczne napięcia i prądy poszczególnych uzwojeń oraz moc typowa,
- dla diod: średni, skuteczny i chwilowy dopuszczalny prąd przewodzenia, dopuszczalne napięcie wsteczne oraz powtarzalne i niepowtarzalne napięcie chwilowe.

Uzyskanie wiedzy o wymienionych wielkościach wymaga przeprowadzenia analizy czasowej, czyli obliczenia przebiegów prądów i napięć, poszczególnych prostowników z uwzględnieniem rodzaju obciążenia.

Analizę czasową każdego z układów przeprowadza się podobnie. Analizę rozpoczyna się od założenia, że żadna z diod nie przewodzi. Sprawdza się polaryzację wszystkich diod. Diody, które są spolaryzowane na przewodzenie (dla idealnej diody przyjmując $U_{F0}=0$) uznaje się za przewodzące i uznaje się za zwarcie. Następnie oblicza się rozptyw prądów i napięć, poszukując chwili, w której prąd przewodzących diod spada poniżej prądu podtrzymania (dla idealnej diody przyjmując $I_H=0$) lub napięcie polaryzujące nieprzewodzącej diody staje się większe od zera. Od tej chwili przyjmuje się, że odpowiednia dioda zmieniła swój stan i stanowi przerwę w obwodzie bądź przewodzi. Sprawdza się następnie polaryzację wszystkich diod i kontynuuje procedurę od początku.

W określonym stanie diod, obliczenia rozptywu prądów i napięć wykonuje się w dziedzinie czasu. Ze względu na dynamiczny charakter obciążenia, analiza wymaga obliczenia stanu quasi-ustalonego układu równań różniczkowych

Nie tylko w złożonych układach prostownikowych z rozbudowanymi obciążeniami procedura ta jest żmudna i zwykle mało efektywna. Analizę układów wspomaga się wtedy metodami numerycznymi poprzez symulację komputerową. Posługiwanie się programami symulacyjnymi wymaga jednak nie tylko oprogramowania, ale także specyficznych umiejętności, w tym zdolności prawidłowej oceny uzyskiwanych tą drogą rezultatów.

Przeprowadzanie klasycznej analizy podstawowych układów pozostaje jednak uznanym sposobem ćwiczenia umiejętności obliczania stanów przejściowych w układach przekształtnikowych. Gruntowne poznanie przebiegów w podstawowych obwodach [3] wykształca umiejętność intuicyjnego „odgadywania” przebiegów w bardziej złożonych układach oraz np. szybkiej i prawidłowej oceny rezultatów symulacji.

5.5. PODSTAWOWA ANALIZA WYBRANYCH UKŁADÓW PROSTOWNIKOWYCH

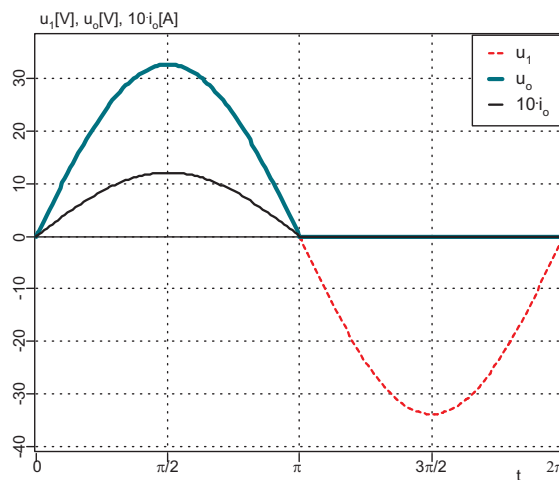
5.5.1 Działanie prostownika jednopulsowego z obciążeniem rezystancyjnym

W tym najprostszym z układów prostownikowych o schemacie z rys. 5.1a z obciążeniem z rys. 5.3b, przebiegi mają kształt jak na rys. 5.5.

Dla napięcia zasilania u_1 opisanego zależnością (5.75) przebieg prądu jest opisany zależnością (5.76), a napięcia u_o na obciążeniu zależnością (5.77).

$$u_1(\omega t) = U_m \cdot \sin(\omega t) \tag{5.75}$$

$$i_o(\omega t) = \begin{cases} \frac{u_1(\omega t)}{R} = \frac{U_m}{R} \cdot \sin(\omega t) & \text{dla } 0 < \omega t \leq \pi \\ 0 & \text{dla } \pi < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \tag{5.76}$$



Rys. 5.5 Przebiegi napięć i prądu w prostowniku jednopulsowym z obciążeniem R ($U_1=24 \text{ V}$, $R=27 \Omega$)

$$u_o(\omega t) = \begin{cases} u_1(\omega t) = U_m \cdot \sin(\omega t) & \text{dla } 0 < \omega t \leq \pi \\ 0 & \text{dla } \pi < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \tag{5.77}$$

Przyjmując, że $I_m = U_m/R$, wartość średnią i skuteczną prądu obliczymy z definicji, uzyskując wzory (5.78) i (5.79).

$$I_{o(AV)} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega\tau) d\omega\tau = \frac{I_m}{\pi} \tag{5.78}$$

$$I_{o(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i^2(\omega\tau) d\omega\tau} = \frac{I_m}{2} \tag{5.79}$$

*Patrz w Wyprowadzenia (str. 97).

5.5. PODSTAWOWA ANALIZA WYBRANYCH UKŁADÓW PROSTOWNIKOWYCH

Podobnie uzyskamy wzór (5.80) na średnie napięcie na obciążeniu (tzw. wyprostowane).

$$U_{o(AV)} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_o(\omega\tau) d\omega\tau = \frac{U_m}{\pi} \quad (5.80)$$

Ze względu na jakość energii pobieranej z zasilania, interesująca jest także charakterystyka częstotliwościowa prądu pobieranego z zasilania. Dla uproszczenia analizy założymy idealność transformatora i przyjmijmy, że transformator jest liniowy zarówno pod względem nasycania się strumienia magnetycznego, jak i pod względem charakterystyki częstotliwościowej. Teraz możemy uznać, że harmoniczne będą transformowane zgodnie z przekładnią zwojową.

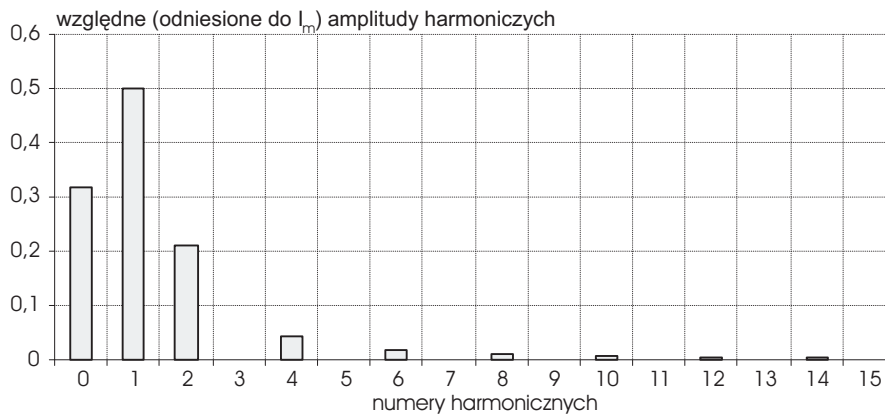
Rozwinięcie prądu opisanego przez (5.76) w szereg Fouriera prowadzi do opisu (5.81-5.83). Po dodatkowej analizie współczynników $a_{(n)}$ i $b_{(n)}$ dla $n = 1$, uzyskuje się, że $a_{(1)} = 0$, a $b_{(1)} = I_m/2$.

$$I_{m(n)} = \sqrt{a_{(n)}^2 + b_{(n)}^2} \quad (5.81)$$

$$a_n = \begin{cases} \frac{I_m}{\pi} \cdot \left(\frac{1}{1-n} + \frac{1}{1+n} \right) & \text{dla } n = 2 \cdot k, k \in N \\ 0 & \text{dla } n = 2 \cdot k + 1, k \in N \end{cases} \quad (*) \quad (5.82)$$

$$b_n = \begin{cases} 0 & \text{dla } n \geq 0, n \neq 1 \\ \frac{I_m}{2} & \text{dla } n = 1 \end{cases} \quad (*) \quad (5.83)$$

Amplitudy harmonicznych układają się jak na rys. 5.6.



Rys. 5.6 Fragment widma przebiegu półsinusoidalnego (amplitudy harmonicznych odniesiono do amplitudy przebiegu)

Wartość skuteczna podstawowej (pierwszej) harmonicznej prądu wynosi (5.84), jej przesunięcie fazowe wynosi $\pi/2$, a moc pozorna związana z pierwszą harmoniczną $S_{1(1)}$ wynosi (5.85).

$$I_{(1)(RMS)} = \frac{\sqrt{2}}{4} \cdot I_m \quad (5.84)$$

$$S_{(1)} = U_1 \cdot I_{(1)(RMS)} = \frac{U_m^2}{4 \cdot R} \quad (5.85)$$

Moc czynna pobierana z zasilania, zgodnie z definicją, jest wartością średnią z mocy chwilowych, czyli wynosi (5.86). W ten sposób uzyskuje się równość wartości $S_{1(1)}$ i P_1 .

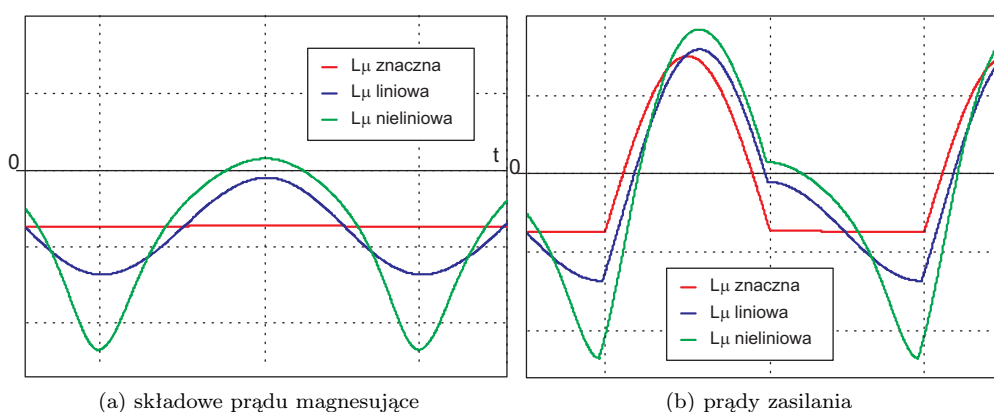
5.5. PODSTAWOWA ANALIZA WYBRANYCH UKŁADÓW PROSTOWNIKOWYCH

$$P_1 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} p(\omega\tau) d\omega\tau = \frac{U_m^2}{4 \cdot R} \quad (5.86)$$

Znacznym rozszerzeniem analizy jest uwzględnienie obecności transformatora zasilającego (rys. 5.1b). Upraszczając analizę do określenia wartości skutecznej pobieranego prądu, można stwierdzić, że przy założeniu liniowości charakterystyk transformatora, transformowane składowe przemienne, bez uwzględnienia przekładni transformatora, mają wartość skuteczną (5.87).

$$I_{1(RMS)}' = \sqrt{I_{o(RMS)}^2 - I_{o(AV)}^2} = I_m \cdot \frac{\sqrt{\pi^2 - 4}}{2 \cdot \pi} \approx 0,39 \cdot I_m \quad (5.87)$$

Układy jednopulsowe nie mają znaczenia energetycznego, warto jednak zauważyć, że w prądzie pobieranym przez transformator – oprócz składowej transformowanej – jest jeszcze składowa magnesująca. Dla transformatorów niewielkiej mocy składowa ta (prąd biegu jałowego) jest znaczna i silnie zniekształca przebieg prądu zasilającego układ prostownikowy. Opisany wpływ składowej magnesującej ilustruje rys. 5.7.



Rys. 5.7 Ilustracja wpływu transformatora na prąd pobierany przez układ jednopulsowy z obciążeniem rezystancyjnym

Znajomość przebiegów i uzyskane wzory pozwalają na określenie parametrów charakterystycznych, opisujących prostownik. Tętnienia prądu i napięcia określone jako połowa różnicy pomiędzy wartością maksymalną a minimalną są równe odpowiednio $\Delta i_o = I_m/2$ i $\Delta u_o = U_m/2$, moc składowych stałych przyjmuje wartość $P_d = U_m^2/(\pi^2 \cdot R)$, moc pozorna zasilania (po stronie wtórnej transformatora) jest równa $S_S = U_1 \cdot I_{1(RMS)} = U_1 \cdot I_{o(RMS)} = U_m^2/R \cdot \sqrt{2}/4$, a moc czynna pobierana z zasilania jest równa $P_1 = U_m^2/(4 \cdot R)$. Wartość tętnień i parametry energetyczne, np. $P_1/S_S = \sqrt{2}/2$ oraz $S_{(1)}/S_S = \sqrt{2}/2$ czy $P_d/P_1 = 4/\pi^2$ świadczą o bardzo złych cechach takiego prostownika, zarówno jako obciążenia sieci, jak i jako zasilacza odbiorników prądu stałego.

Kształt przebiegu prądu pobieranego z zasilania wymaga zbliżenia do sinusoidalnego, przy czym jego podstawowa harmoniczna powinna być w fazie z napięciem zasilającym. Kształt napięcia wyjściowego wymaga zmniejszenia tętnień, czyli wygładzenia.

*Patrz Wyprowadzenia (str. 97).

5.5. PODSTAWOWA ANALIZA WYBRANYCH UKŁADÓW PROSTOWNIKOWYCH

5.5.2 Działanie prostownika jednopulsowego z obciążeniem RL

Układ o schemacie z rys. 5.1a z obciążeniem z rys. 5.3c jest najprostszym układem prostownikowym z filtrem prądu obciążenia. Uwzględniana w obciążeniu indukcyjność L może również obejmować indukcyjność rozproszenia transformatora zasilającego bądź inne indukcyjności w układzie uwzględniane jako włączone szeregowo.

Gdy przewodzi dioda D , wtedy prąd w obwodzie w dziedzinie czasu jest opisany równaniami (5.88-5.89).

$$u_1(\omega t) = U_m \cdot \sin(\omega t) \quad (5.88)$$

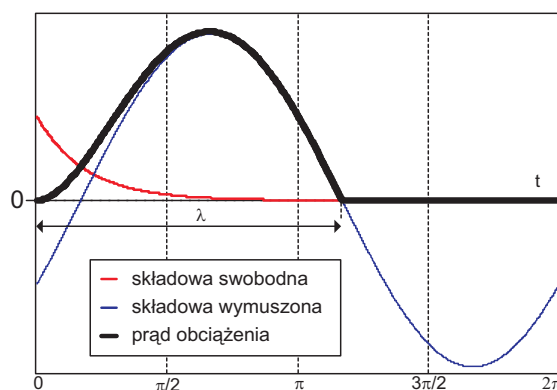
$$L \cdot \frac{di_o(\omega t)}{dt} + R \cdot i_o(\omega t) = u_1(\omega t), \quad i_o(0) = 0 \quad (5.89)$$

Przebieg prądu płynącego podczas przewodzenia diody D (5.90) zawiera sinusoidalną składową wymuszoną (5.91) opóźnioną względem napięcia zasilającego o kąt $\varphi = \arctg(\omega L/R)$ oraz eksponencjalną składową swobodną (5.92), zanikającą ze stałą czasową $L/R = tg \varphi/\omega$. Składowe przebiegu prądu zilustrowano na rys 5.8.

$$i_o(\omega t) = i_S(\omega t) + i_W(\omega t) \quad (5.90)$$

$$i_W(\omega t) = \frac{U_m}{\sqrt{(\omega L)^2 + R^2}} \cdot \sin(\omega t - \varphi) = \frac{U_m}{Z} \cdot \sin(\omega t - \varphi) \quad (5.91)$$

$$i_S(\omega t) = \frac{U_m}{Z} \cdot \sin \varphi \cdot e^{-\frac{\omega t}{tg \varphi} *} \quad (5.92)$$



Rys. 5.8 Składowe przebiegu prądu w układzie z obciążeniem RL

Dla napięcia zasilania u_1 opisanego zależnością (5.88) przebieg prądu jest opisany zależnością (5.93), a napięcia na obciążeniu u_o zależnością (5.94).

$$i_o(\omega t) = \begin{cases} \frac{U_m}{Z} \cdot \left[\sin(\omega t - \varphi) + e^{-\frac{\omega t}{tg \varphi}} \sin \varphi \right] & \text{dla } 0 < \omega t \leq \lambda \\ 0 & \text{dla } \lambda < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (5.93)$$

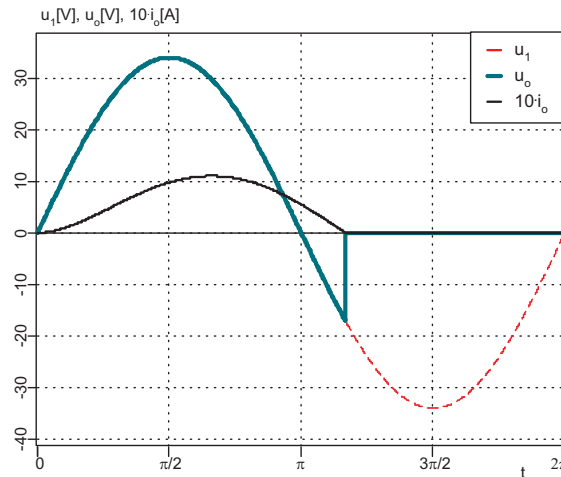
$$u_o(\omega t) = \begin{cases} u_1(\omega t) = U_m \cdot \sin(\omega t) & \text{dla } 0 < \omega t \leq \lambda \\ 0 & \text{dla } \lambda < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (5.94)$$

*Patrz Wyprowadzenia (str. 97).

Prąd i_o spada do zera przy kącie przewodzenia λ , czyli później niż napięcie zasilające u_1 . Wobec tego napięcie zasilające jest dołączone do obciążenia przez kąt przewodzenia $\lambda > \pi$, czyli napięcie to nie jest jednokierunkowe (rys 5.9).

Wartość kąta przewodzenia λ wynika z rozwiązania zagadnienia (5.95).

$$\begin{cases} i_o(\lambda) = 0 \\ \lambda \in \langle \pi, 2\pi \rangle \end{cases} \quad (5.95)$$



Rys. 5.9 Przebiegi napięć i prądu w prostowniku jednopulsowym z obciążeniem RL ($U_1=24$ V, $R=27$ Ω , $L=50$ mH)

Ze względu na złożoną postać wyrażenia opisującego przebieg prądu oraz brak znaczenia praktycznego tego układu, zwykle pomija się obliczanie charakterystycznych parametrów energetycznych. Nasilenie charakteru indukcyjnego obciążenia, czyli wzrost wartości $\text{tg } \varphi$ powoduje zwiększenie kąta λ , a za tym zmniejszenie wartości średniej napięcia na obciążeniu (5.96) oraz zmniejszenie wartości średniej prądu (5.97).

$$U_{o(AV)} = \frac{U_m}{2 \cdot \pi} \cdot (1 - \cos \lambda)^* \quad (5.96)$$

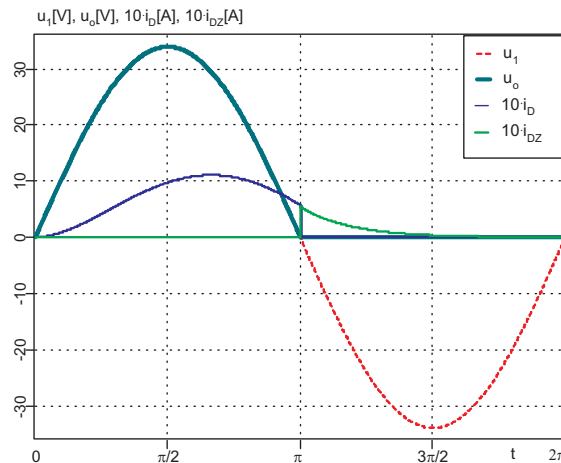
$$I_{o(AV)} = \frac{U_{o(AV)}}{R} = \frac{U_m}{2 \cdot \pi \cdot R} \cdot (1 - \cos \lambda) \quad (5.97)$$

5.5.3 Działanie prostownika jednopulsowego z obciążeniem RLD

Pojawianie się ujemnego napięcia na obciążeniu zwykle jest szkodliwe dla obciążenia prostownika i powoduje skrócenie czasu przepływu prądu przez obciążenie. Przeciwnie dołączanie do zacisków obciążenia diody zwrotnej DZ (rys. 5.3d) powoduje uniknięcie tego zjawiska (rys. 5.10). Dioda zwrotna jest polaryzowana odwrotnym napięciem na obciążeniu, czyli, gdy napięcie na obciążeniu staje się ujemne, wtedy dioda ta zaczyna przewodzić. Następuje komutacja prądu obciążenia $I_k = i_o(\omega t = \pi)$ z diody D na diodę zwrotną, czyli dioda D przestaje przewodzić, a przewodzenie prądu obciążenia przejmuje dioda DZ. W obwodzie RLD następuje eksponencjalne zanikanie prądu ze stałą czasową L/R .

*Patrz w Wyprowadzenia (str. 97).

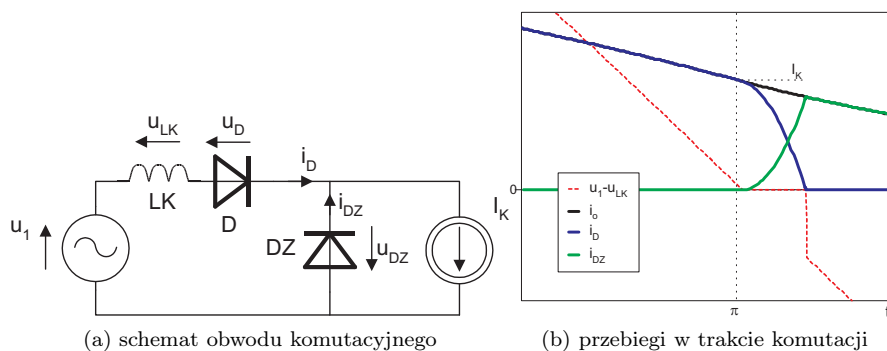
5.5. PODSTAWOWA ANALIZA WYBRANYCH UKŁADÓW PROSTOWNIKOWYCH



Rys. 5.10 Przebiegi w prostowniku jednopulsowym z obciążeniem RLD ($U_1=24$ V, $R=27$ Ω , $L=50$ mH)

Napięcie na obciążeniu jest półsinusoidalne. W stosunku do obciążenia RL maleje wartość skuteczna i średnia prądu pobieranego z zasilania i_D , a rośnie wartość średnia prądu i napięcia obciążenia.

Komutacja, która w opisanym idealnym przypadku jest natychmiastowa, następuje z szybkością ograniczoną w efekcie obecności dodatkowej indukcyjności LK w obwodzie zasilania, w tym indukcyjności rozproszenia transformatora (rys. 5.11a). Prąd diody D jest przejmowany przez diodę DZ z szybkością rosnącą wraz ze narastaniem ujemnego napięcia zasilającego, które w tym przypadku jest napięciem komutacyjnym. Przebieg prądów w trakcie komutacji możemy określić w ten sposób, że ponieważ w trakcie komutacji obie diody przewodzą, dlatego idealizując je, możemy przyjąć, że $u_D = u_{DZ} = 0$ a za tym, że $u_{LK} = L_{LK} \cdot di_D/dt = u_1$. Charakterystyczne przebiegi przedstawiono na rys. 5.11b.



Rys. 5.11 Schemat obwodu zastępczego i przebiegi podczas komutacji w układzie RLD

5.5. PODSTAWOWA ANALIZA WYBRANYCH UKŁADÓW PROSTOWNIKOWYCH

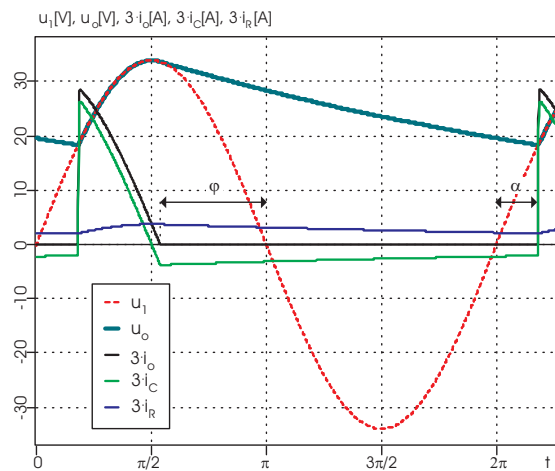
5.5.4 Działanie prostownika jednopulsowego z obciążeniem RC

Układ o schemacie z rys. 5.1a z obciążeniem z rys. 5.3f jest najprostszym, teoretycznym układem prostownikowym z filtrem napięcia obciążenia. Charakterystyczne przebiegi przedstawiono na rys. 5.12.

Gdy przewodzi dioda D, napięcie na obciążeniu u_o jest równe napięciu zasilającemu, a prąd diody równy prądowi obciążenia i_o jest równy sumie prądu i_C płynącego przez pojemność C i prądu i_R płynącego przez rezystor R. Prąd w obwodzie w dziedzinie kąta jest opisany równaniami (5.98 - 5.99).

$$u_1(\omega t) = U_m \cdot \sin(\omega t) \tag{5.98}$$

$$i_o(\omega t) = \frac{U_m}{R} \cdot \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2(\varphi)} \cdot \sin(\omega t + \varphi), \quad \varphi = \operatorname{arctg}(\omega RC) \tag{5.99}$$



Rys. 5.12 Przebiegi w prostowniku jednopulsowym z obciążeniem RLD ($U_1=24 \text{ V}$, $R=27 \text{ } \Omega$, $C=50 \text{ mF}$)

Jak wynika z równań (5.98-5.99), po włączeniu diody nie ma stanu przejściowego. Wyłączenie diody nastąpi, gdy prąd spadnie do zera (dla idealnej diody, przyjmując $I_H=0$), czyli dla $\omega t = \pi - \varphi$. Od tej chwili pojemność C będzie się rozładowywać przez rezystor R, napięcie na obciążeniu będzie spadać eksponencjalnie (5.100), aż przy kącie $2\pi + \alpha$ zrówna się z napięciem zasilającym, polaryzując diodę D na przewodzenie. Wtedy nastąpi ponowne włączenie diody.

$$\text{dla } \pi - \varphi \leq \omega t < \alpha \quad u_o(\omega t) = U_m \cdot \sin \varphi \cdot e^{-\frac{\omega t - (\pi - \varphi)}{\operatorname{tg} \varphi}} \tag{5.100}$$

Obliczenie kąta α wymaga rozwiązania zagadnienia (5.101).

$$\begin{cases} U_m \cdot \sin \varphi \cdot e^{-\frac{2\pi + \alpha - (\pi - \varphi)}{\operatorname{tg} \varphi}} = U_m \cdot \sin(2\pi + \alpha) \\ \alpha \in < 0, \frac{\pi}{2} > \end{cases} \tag{5.101}$$

Już ograniczona analiza wskazuje, że równoległe dołączenie pojemności owocuje wygładzeniem napięcia, natomiast kąt przepływu $\lambda = \pi - \varphi - \alpha$ maleje wraz ze wzrostem parametru

*Patrz w Wyprowadzenia (str. 97).

5.5. PODSTAWOWA ANALIZA WYBRANYCH UKŁADÓW PROSTOWNIKOWYCH

$\operatorname{tg}\varphi$, a dokładniej – stałej czasowej obciążenia RC. Ze wzrostem pojemności C rośnie udział prądu i_C w sumarycznym prądzie obciążenia, przy czym jego wartość szczytowa i może znacznie przewyższać prąd płynący przez rezystor R.

5.5.5 Podsumowanie działania podstawowych układów jednopulsowych.

Przedstawiona uproszczona analiza elementarnych układów prostownikowych stanowi przygotowanie do badań bardziej złożonych układów.

Najważniejsze wady elementarnych prostowników, czyli pobieranie niesinusoidalnego prądu zasilania oraz znaczne tętnienia napięcia wyjściowego, wynikają z działania jednopulsowego. Znaczne powiększenie liczby pulsów jest możliwe w układach zasilanych trójfazowo, bądź w formie klasycznych mostkowych prostowników sześciopulsowych, bądź w układach wielopulsowych konstruowanych przy użyciu specjalnie uzwojonych transformatorów lub z użyciem dodatkowych dławików. W układach jednofazowych stosuje się prostowniki dwupulsowe – mostkowe bądź (rzadziej) ze zdwojonym zasilaniem (rys. 5.2), czyli z transformatorem trójzwojeniowym.

Wobec ograniczenia prostowników jednofazowych do dwóch pulsów poprawienie parametrów napięcia wyjściowego prostownika wymaga stosowania filtrów.

5.5.6 Działanie prostownika dwupulsowego z obciążeniem rezystancyjnym

Układ z obciążeniem rezystancyjnym jest najprostszym do analizy układem dwupulsowym. Przyjmując układ z trójzwojeniowym transformatorem zakładamy identyczne napięcia wtórne u_1 i u_2 opisane zależnością (5.103) podłączone poprzez diody przeciwrównoległe do obciążenia (rys. 5.2). Gdyby żadna z diod nie przewodziła, wtedy na odciętym obciążeniu napięcie miałyby wartość zero, a każda z diod polaryzowana byłaby jednym z napięć zasilających. Poza chwilami, gdy $u_1 = u_2 = 0$, jedna z diod jest spolaryzowana na przewodzenie, czyli, idealizując jej model, stanowi zwarcie. Na drugiej pojawia się wtedy ujemne napięcie równe sumie napięć zasilających, polaryzujące tą diodę wstecznie. W układzie idealnym napięcie na obciążeniu jest zatem opisane zależnością (5.103), a prąd obciążenia - zależnością (5.104).

$$u_1(\omega t) = u_2(\omega t) = U_m \cdot \sin(\omega t) \quad (5.102)$$

$$u_o(\omega t) = U_m \cdot |\sin(\omega t)| \quad (5.103)$$

$$i_o(\omega t) = \frac{U_m}{R} \cdot |\sin(\omega t)| = I_m \cdot |\sin(\omega t)| \quad (5.104)$$

$I_m = \frac{U_m}{R}$

Poszczególne parametry prostownika łatwo obliczyć, uzyskując zależności (5.105 -5.108).

$$I_{o(AV)} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_o(\omega\tau) d\omega\tau = \frac{2}{\pi} \cdot I_m = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{U_m}{R} \quad (5.105)$$

$$U_{o(AV)} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_o(\omega\tau) d\omega\tau = \frac{2}{\pi} \cdot U_m \quad (5.106)$$

$$I_{o(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_o^2(\omega\tau) d\omega\tau} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} = \frac{U_m}{\sqrt{2} \cdot R} \quad (5.107)$$

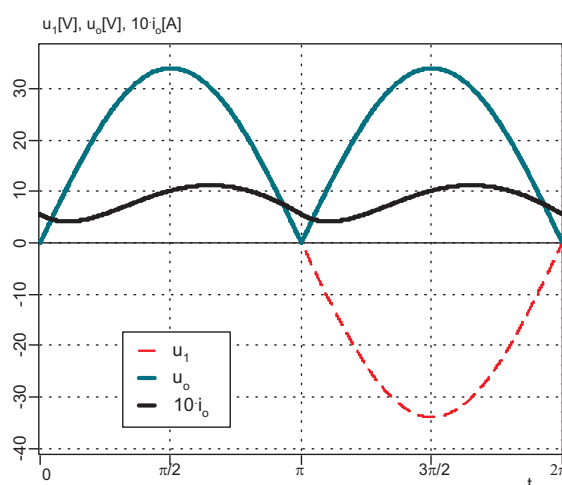
$$I_{D(RMS)} = \frac{I_{o(RMS)}}{\sqrt{2}} = \frac{I_m}{2} = \frac{U_m}{2 \cdot R} \quad (5.108)$$

Prąd z transformatora jest pobierany na przemian z każdego uzwojenia wtórnego jak w prostowniku jednopulsowym. Natomiast prąd pobierany z zasilania przez transformator wynika z sumy tych prądów, przekładni i prądu magnesującego. Sumaryczny prąd pobierany z uzwojeń wtórnych nie zawiera składowej stałej (jest przemienny), wobec tego, w warunkach prawidłowego dociążenia układu prąd magnesujący nie ma już tak dużego wpływu, jak w układach jednopulsowych. Dla obciążenia liniowego kształt prądu pobieranego z zasilania jest sinusoidalny, a przesunięcie fazowe wynika jedynie z biernej składowej magnesującej.

5.5.7 Działanie prostownika dwupulsowego z obciążeniem RL

Ze względu na indukcyjność doprowadzeń, a także częstą obecność filtra prądowego pomiędzy prostownikiem a obciążeniem, przypadek obciążenia rezystancyjno-indukcyjnego (schemat z rys. 5.2 z obciążeniem z rys. 5.3c) ma znaczenie praktyczne.

Przełączanie diod wraz z przejmowaniem przez nie przewodzenia prądu obciążenia, czyli komutacja, niezmiennie następuje wraz ze zmianą znaku napięć u_1 i u_2 , składowe prądu obciążenia są te same, jak w przypadku prostownika jednopulsowego, czyli w stanie quasi-ustalonym. Przebieg prądu (rys. 5.13) jest złożeniem dwóch pojedynczych pulsów prądu z uwzględnieniem, że $i_o(\omega t = k\pi)$ jest stałe i większe od zera.



Rys. 5.13 Przebiegi napięć i prądu w prostowniku dwupulsowym z obciążeniem RL ($U_1=24$ V, $R=27$ Ω , $L=50$ mH)

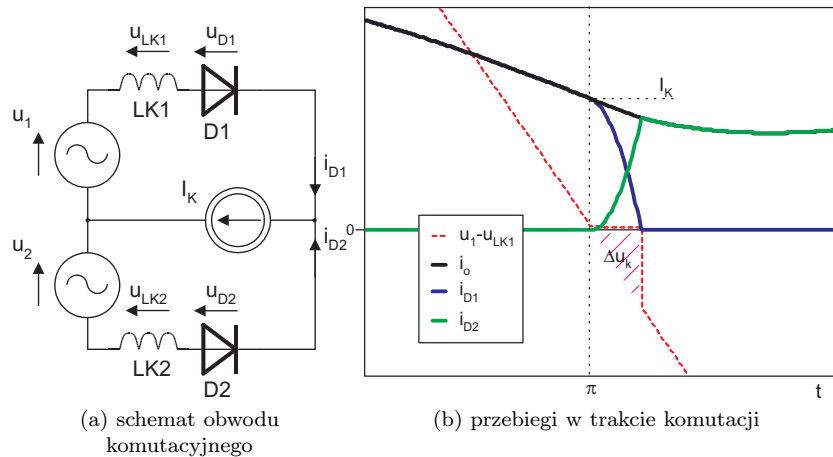
Proces komutacji w układzie rzeczywistym należy rozpatrywać z uwzględnieniem indukcyjności istniejących w obwodzie zasilania, w szczególności indukcyjności rozproszenia transformatora. Schemat zastępczy i przykładowe przebiegi przedstawiono na rys. 5.14.

W chwili $\omega t = k\pi$, gdy dotąd dołączone napięcie zasilające spada do zera, przez dołączającą je diodę płynie prąd $i_o(k\pi) = I_k > 0$ i dioda ta przewodzi. Jednak w tej chwili napięcie polaryzujące

5.5. PODSTAWOWA ANALIZA WYBRANYCH UKŁADÓW PROSTOWNIKOWYCH

nieprzewodzącą dotąd diodę przestaje być mniejsze od zera i dioda ta może zacząć przewodzić. W obwodzie komutacyjnym u_1 , LK1, LK2, u_2 przy $i_{D1} + i_{D2} = I_k$ następuje coraz szybsze zanikanie prądu dotąd przewodzącej diody i równoczesny wzrost drugiej diody aż do osiągnięcia wartości prądu obciążenia $i_o \approx I_k$ i wyłączenia pierwszej diody. Stromość zmian prądu wynosi $di/dt = (u_1 - u_2) / (LK1 + LK2)$. W czasie trwania komutacji napięcie na obciążeniu ma wartość zero. Wartość średnią niedoboru napięcia na obciążeniu w stosunku do przypadku komutacji natychmiastowej nazywa się komutacyjnym spadkiem napięcia ΔU_k .

Pomijając składową magnesującą, prąd pobierany przez transformator jest przemienny, w kształcie identyczny z prądem obciążenia z istotnym zastrzeżeniem, że kierunek tego prądu zależy od tego, które uzwojenie wtórne jest dołączone do obciążenia. W czasie komutacji następuje gwałtowna zmiana prądu zasilającego z wartości $+I_k$ na wartość $-I_k$ i odwrotnie.



Rys. 5.14 Schemat obwodu zastępczego i przebiegi podczas komutacji w układzie RL

Z nasilaniem indukcyjnego charakteru obciążenia tętnienia prądu obciążenia maleją (przy niezmiennych wartościach stałych) aż do umownego poziomu, gdy prąd obciążenia określa się jako „gładki” i tętnienia prądu się pomija. W literaturze jest przyjęte, że przebieg „gładki” rysuje się jako przebieg stały.

Zależność na wartość średnią napięcia na obciążeniu (5.106) jest taka sama, jak dla obciążenia rezystancyjnego. W stanie ustalonym średnie napięcie na indukcyjności ma wartość zero, dlatego zależność na prąd średni $I_{o(AV)} = U_{o(AV)}/R$ także jest taka sama (5.105) jak dla obciążenia rezystancyjnego. Obliczenia wartości skutecznych prądu diod (5.109) i w uzwojeniach wtórnych transformatora (5.110) stają się bardzo proste przy założeniu, że prąd obciążenia jest „gładki”.

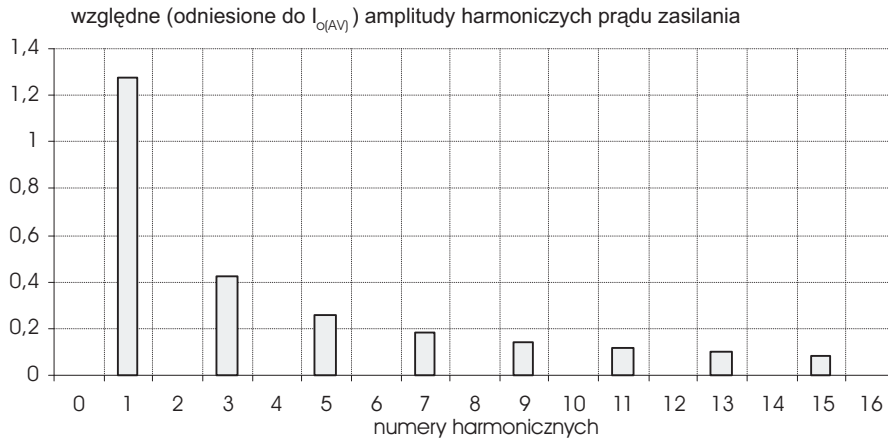
$$I_{D(RMS)} = \frac{I_{o(RMS)}}{\sqrt{2}} = \frac{I_{o(AV)}}{\sqrt{2}} = \frac{U_{o(AV)}}{\sqrt{2} \cdot R} = \frac{\sqrt{2} U_m}{\pi R} \quad (5.109)$$

$$I_{1(RMS)} = I_{D(RMS)} \quad (5.110)$$

Dla „gładkiego” prądu obciążenia, prąd pobierany przez transformator idealny o jednostkowej przekładni ma kształt prostokątny, przemienny, o wartości $\pm I_{o(AV)}$, czyli o wartości skutecznej $I_{o(AV)}$. Rozwinięcie tego przebiegu w szereg Fouriera ma postać (5.111) zilustrowaną na rys. 5.15.

5.5. PODSTAWOWA ANALIZA WYBRANYCH UKŁADÓW PROSTOWNIKOWYCH

$$i(\omega t) = \frac{2 \cdot I_{o(AV)}}{\pi} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(1 - (-1)^n)}{n} \cdot \sin(n\omega t)^* \quad (5.111)$$



Rys. 5.15 Fragment widma przebiegu prostokątnego (amplitudy harmoniczych odniesiono do amplitudy przebiegu)

Z rozwinięcia (5.111) wynika, że prąd ten ma tylko składowe nieparzyste o amplitudzie odwrotnie proporcjonalnej do numeru harmoniczej. Dla „gładkiego” prądu obciążenia charakterystyczne parametry energetyczne są opisane zależnościami (5.112-5.116), przy czym Q_p jest równe zero, ponieważ podstawowa harmoniczna prądu jest w fazie z napięciem.

$$S_P = U \cdot I_{(RMS)} = \frac{U_m}{\sqrt{2}} \cdot \frac{2 \cdot U_m}{\pi \cdot R} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{U_m^2}{R} \quad (5.112)$$

$$P_P = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U_m \sin(\omega\tau) \cdot I_{o(AV)} d(\omega\tau) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U_m \sin(\omega\tau) \cdot \frac{2 \cdot U_m}{\pi \cdot R} d(\omega\tau) = \frac{4}{\pi^2} \cdot \frac{U_m^2}{R} \quad (5.113)$$

$$\mu = \frac{P_P}{S_P} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \approx 0,9 \quad (5.114)$$

$$Q_P = 0 \quad (5.115)$$

$$D_P = \sqrt{S_P^2 - P_P^2 - Q_P^2} = \frac{\sqrt{2\pi^2 - 16}}{\pi^2} \cdot \frac{U_m^2}{R} \approx 0,2 \cdot \frac{U_m^2}{R} \quad (5.116)$$

Stosunek mocy zniekształceń do pobieranej mocy czynnej D_P/P_P jest bliski 0,5.

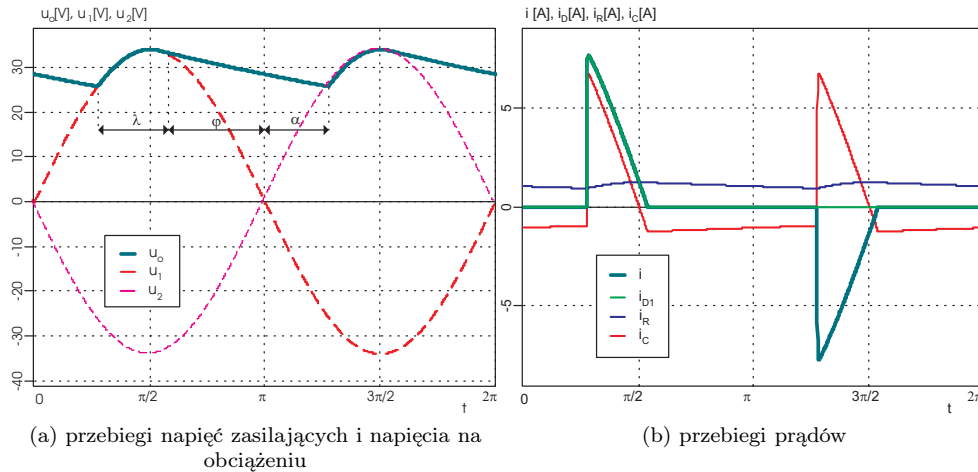
5.5.8 Działanie prostownika dwupulsowego z obciążeniem RC

Zmniejszenie tętnień napięcia wyjściowego przez zastosowanie filtra napięciowego w układzie jednopulsowym wymaga zastosowania znacznej pojemności filtra, co z kolei oznacza dużą składową pojemnościową w pobieranym z zasilania prądzie. W układzie dwupulsowym czas rozładowywania pojemności jest o połowę krótszy, czyli tętnienia napięcia są znacznie mniejsze, a prąd

*Patrz w Wyprowadzenia (str. 97).

5.5. PODSTAWOWA ANALIZA WYBRANYCH UKŁADÓW PROSTOWNIKOWYCH

pobierany z zasilania nie ma składowej stałej. Szkic przykładowych przebiegów przedstawiono na rys. 5.16.



Rys. 5.16 Przebiegi napięć i prądu w prostowniku dwupulsowym z obciążeniem RL ($U_1=24$ V, $R=27$ Ω , $C=1$ mF)

Działanie układu dwupulsowego jest bardzo podobne jak układu jednopulsowego. Po włączeniu odpowiedniej diody (np. D_1) następuje przepływ prądu (pierwszy puls) opisany zależnością (5.99). Przy zmniejszeniu się tego prądu do zera (do wartości prądu podtrzymania I_H) przy $\omega t = \pi - \varphi$ następuje wyłączenie dotąd przewodzącej diody, czyli odcięcie obciążenia od zasilania. Bez zasilania następuje rozładowywanie pojemności C przez rezystancję R zgodnie z zależnością (5.100), aż przy kącie $\pi + \alpha$ napięcie na obciążeniu zrówna się z drugim napięciem zasilającym, polaryzując odpowiednią diodę (np. D_2) na przewodzenie. Nastąpi włączenie diody i drugi puls przebiegać będzie analogicznie jak pierwszy. Obliczenie kąta α wymaga rozwiązania zagadnienia (5.117)

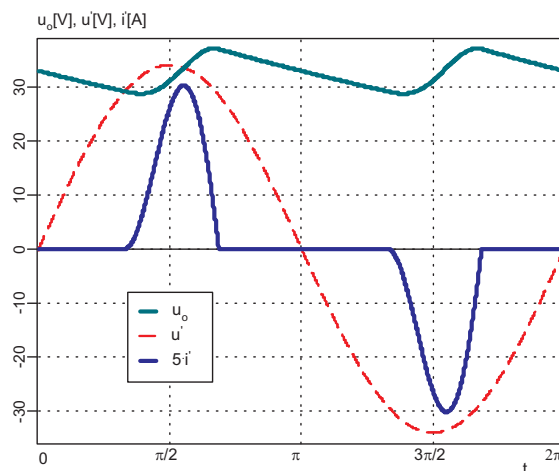
$$\begin{cases} U_m \cdot \sin \varphi \cdot e^{-\frac{\pi + \alpha - (\pi - \varphi)}{\tau g \varphi}} = U_m \cdot \sin(\pi + \alpha) \\ \alpha \in \langle 0, \frac{\pi}{2} \rangle \end{cases} \quad (5.117)$$

W układach rzeczywistych, ze względu na obecność dodatkowych indukcyjności w torze zasilania, w tym indukcyjności rozproszenia transformatora, przebieg prądu zasilania jest wyraźnie tłumiony, czyli nie występują gwałtowne zmiany prądu zasilania w chwili włączenia jednej z diod. W takich warunkach pracuje większość prostowników w jednofazowych zasilaczach małej mocy do użytku domowego czy biurowego. Przykładowe przebiegi przedstawiono na rys. 5.17.

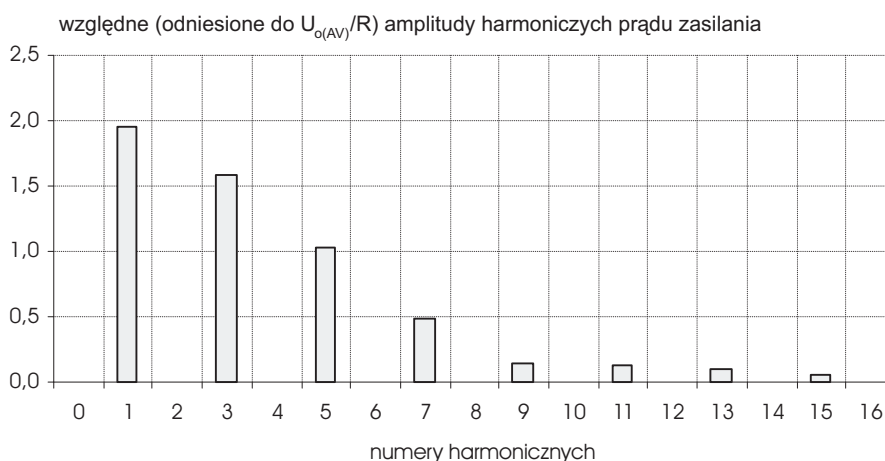
Fragment charakterystyki częstotliwościowej prądu pobieranego przez idealny transformator o jednostkowej przekładni przedstawiono na rys. 5.18. Charakterystyka ta ilustruje fakt, że filtr pojemnościowy, zmniejszając tętnienia napięcia wyjściowego, pobiera znaczny prąd, dramatycznie obniżający iloraz mocy składowych stałych P_d do mocy czynnej pobieranej przez prostownik P_P przy nadal znacznym udziale mocy zniekształceń (wyższych harmonicznych) wprowadzanych do sieci. Iloraz P_d/P_P może być traktowany jako miara efektywności układu, ponieważ moc składowych stałych może być traktowana jako moc użyteczna dla obciążenia prądu stałego, natomiast zużywana moc czynna jest bezpośrednim kosztem eksploatacji. Ponadto moc czynna,

5.5. PODSTAWOWA ANALIZA WYBRANYCH UKŁADÓW PROSTOWNIKOWYCH

która nie jest zużywana zgodnie z przeznaczeniem obciążenia, stanowi czynnik szkodliwy dla prostownika.



Rys. 5.17 Przebiegi napięcia i prądu zasilania oraz napięcia na obciążeniu w prostowniku dwupulsowym z obciążeniem RC z uwzględnieniem wpływu indukcyjności rozproszenia transformatora $L_r = 1 \text{ mH}$ ($U' = U_1 = 24 \text{ V}$, $R = 27 \Omega$, $C = 1 \text{ mF}$)



Rys. 5.18 Fragment widma prądu z rys. 5.17 (amplitudy harmoniczných odniesiono do $U_{o(AV)}/R$)

Znaczne poprawienie kształtu pobieranego prądu nastąpi po zwiększeniu indukcyjności w torze zasilania po stronie wtórnej transformatora. Taki przypadek zostanie przedstawiony obok układu z obciążeniem RLC.

5.5.9 Działanie prostownika dwupulsowego z obciążeniem RLC

Wstawienie pomiędzy układem diod a obciążeniem rezystancyjnym dolnoprzepustowego filtra drugiego rzędu LC tworzy układ prostownika z obciążeniem RLC (rys. 5.4b). Można ocze-

kiwać gładkich przebiegów zarówno pobieranego przez taki prostownik prądu, jak i napięcia na rezystancji.

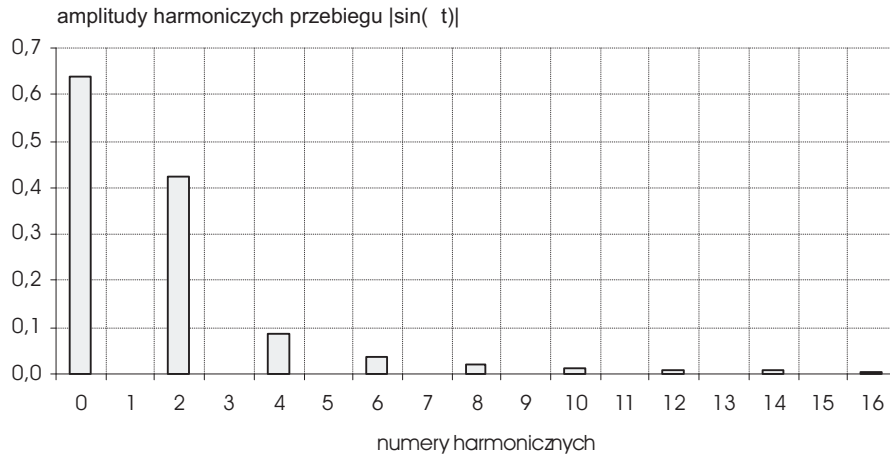
Dysponując charakterystykami filtru RLC*, w analizie pracy prostownika możemy posłużyć się analizą częstotliwościową. Pomijając indukcyjności w obwodzie zasilania, napięcie na zaciskach obciążenia jest opisane zależnością (5.118). Jest to tzw. przebieg sinusoidalny „wyprostowany dwupołkowo”. Szereg Fouriera opisujący ten przebieg ma postać (5.119).

$$u_o(\omega t) = U_m \cdot |\sin(\omega t)| \quad (5.118)$$

$$F(u_o(\omega t)) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cdot \sin(n\omega t) \quad (5.119)$$

$$a_n = \begin{cases} \frac{2 \cdot U_m}{\pi} \cdot \left(\frac{1}{1-n} + \frac{1}{1+n} \right) & \text{dla } n = 2 \cdot k, k \in N \\ 0 & \text{dla } n = 2 \cdot k + 1, k \in N \end{cases} \quad \dagger$$

Fragment charakterystyki częstotliwościowej napięcia na zaciskach obciążenia przedstawiono na rys. 5.19. Obok składowej stałej $U_{o(AV)}$ dominuje w niej druga harmoniczna (o pulsacji 2ω) o amplitudzie $U_{(2)} = 4/(3\pi) \cdot U_m$. W napięciu u_R na rezystorze R składowa ta jest tłumiona przez filtr ze skutecznością ((5.120)-(5.122) zależną od parametrów układu).



Rys. 5.19 Fragment widma przebiegu sinusoidalnego wyprostowanego dwupołkowo

$$K(\omega) = \left| \frac{U_R(j\omega)}{U(j\omega)} \right| = \left| \frac{-j}{\omega_{LR} + j \left(\left(\frac{\omega}{\omega_{LC}} \right)^2 - 1 \right)} \right| = \sqrt{\frac{1}{\left(\frac{\omega}{\omega_{LR}} \right)^2 + \left(\left(\frac{\omega}{\omega_{LC}} \right)^2 - 1 \right)^2}}, \quad (5.120)$$

gdzie: $T_{LR} = \frac{L}{R}$, $T_{LC} = \sqrt{LC}$, $\omega_{LR} = \frac{1}{T_{LR}}$, $\omega_{LC} = \frac{1}{T_{LC}}$

$$20 \log(K(\omega)) = -10 \log \left(\left(\frac{\omega}{\omega_{LR}} \right)^2 + \left(\left(\frac{\omega}{\omega_{LC}} \right)^2 - 1 \right)^2 \right) \quad (5.121)$$

*Opis filtru RLC jest zawarty w rozdziale Beztransformatorowe przekształtniki DC-DC

†Patrz w Wyprowadzenia (str. 97).

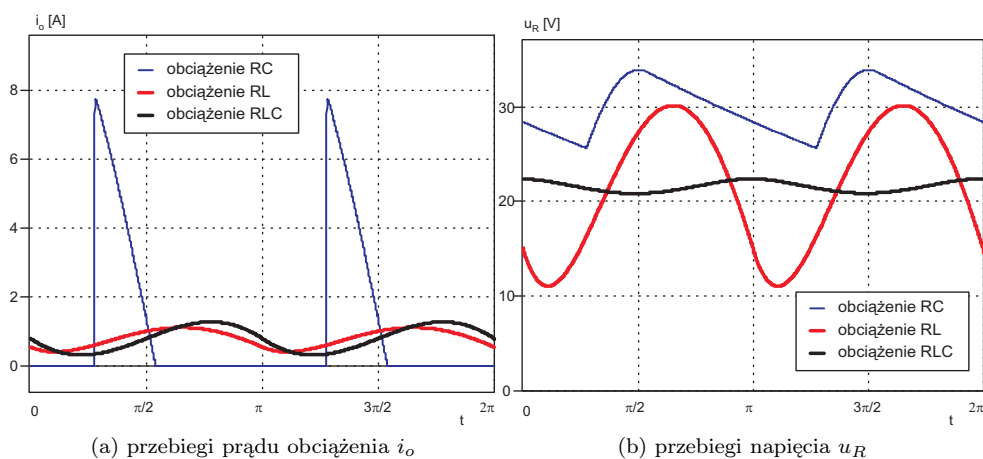
5.5. PODSTAWOWA ANALIZA WYBRANYCH UKŁADÓW PROSTOWNIKOWYCH

$$\arg\left(\frac{U_o(j\omega)}{U(j\omega)}\right) = -\frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg}\frac{\left(\frac{\omega}{\omega_{LC}}\right)^2 - 1}{\frac{\omega}{\omega_{LR}}} \quad (5.122)$$

Na przykład, dla parametrów $R=27 \Omega$, $L=50 \text{ mH}$, $C=1 \text{ mF}$, $f=50 \text{ Hz}$ uzyskamy wartości tłumienia $K(\omega = 2 \cdot 2\pi f) \approx 0,053$. Podstawienie pod $U(\omega) = U_{(2)} = 4/(3\pi) \cdot U_m$ daje dobrze przybliżoną wartość amplitudy tętnień napięcia na rezystorze $U_{R(2)} \approx 0,022 \cdot U_m$. Tętnienia prądu obciążenia, o tyle istotne, że z kształtu tego prądu wynika kształt prądu pobieranego z zasilania, możemy oszacować przez analizę w dziedzinie pulsacji obwodu RLC, np. jako (5.123).

$$I_{o(2)} = \frac{U_{R(2)}}{R} \cdot \sqrt{1 + (2 \cdot \omega \cdot R \cdot C)^2} \quad (5.123)$$

Po podstawieniu przykładowych wartości uzyskuje się wartość tętnień prądu obciążenia ok. $0,014 \cdot U_m$ [A] przy wartości średniej prądu ok. $0,023 \cdot U_m$ [A], czyli w stosunku ok. 0,6 wartości średniej prądu. Wpływ obciążenia na kształt prądu obciążenia i napięcia na rezystancji obciążenia przedstawiono na rys. 5.20. Przy minimalnie większych tętnieniach prądu obciążenia w stosunku do układu z obciążeniem RL uzyskuje się poprawę kształtu napięcia na rezystancji obciążenia nawet w stosunku do układu z obciążeniem RC. Ponieważ przy obciążeniu RC prąd obciążenia nie jest ciągły, dlatego napięcie średnie na obciążeniu RC jest inne (większe) niż w przypadkach z obciążeniem RL i RLC.

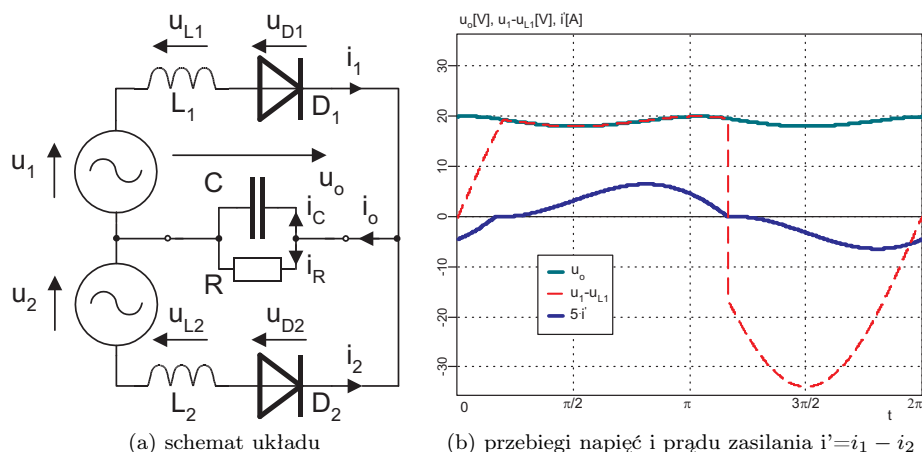


Rys. 5.20 Przebiegi napięć i prądu w prostowniku dwupulsowym z obciążeniem RC, RL i RLC ($U_1 = 24 \text{ V}$, $R = 27 \Omega$, $L = 50 \text{ mH}$, $C = 1 \text{ mF}$)

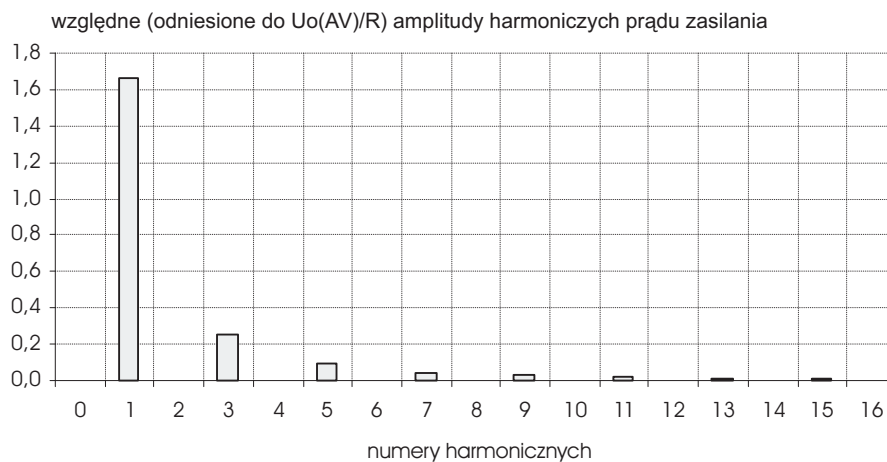
Za wariant układu z obciążeniem RLC można uznać układ, w którym indukcyjność (dławik) L jest umieszczony nie po stronie obciążenia, lecz jako indukcyjności L_1 i L_2 w torze zasilania (rys. 5.21a). Charakterystyczne przebiegi przedstawiono na rys. 5.21b.

W takim układzie w każdym pulsie zaznacza się tłumienie prądu i napięcia na obciążeniu charakterystyczne dla filtra RLC, przy czym, wskutek komutacji, prądy w gałęziach zasilających i_1 i i_2 są naprzemiennie zmniejszane do zera. Średnie napięcie na obciążeniu nieznacznie spada o komutacyjny spadek napięcia ΔU_k , za to przebieg prądu zasilania jest zbliżony do sinusoidalnego, przy dość dużym przesunięciu fazowym charakterystycznym dla układu z obciążeniem RC, dodatkowo powiększonym o kąt komutacji. Poprawę kształtu prądu zasilania ilustruje fragment charakterystyki częstotliwościowej prądu zasilania z rys. 5.22.

5.5. PODSTAWOWA ANALIZA WYBRANYCH UKŁADÓW PROSTOWNIKOWYCH



Rys. 5.21 Schemat i przebiegi napięć i prądu zasilania w prostowniku dwupulsowym z obciążeniem RC ze znacznymi indukcyjnościami w torze zasilania $L_1 = L_2 = 50 \text{ mH}$ ($U_1 = U_2 = 24 \text{ V}$, $R = 27 \Omega$, $C = 1 \text{ mF}$)



Rys. 5.22 Fragment widma prądu z rys. 5.21b (amplitudy harmonicznych odniesiono do $U_o(AV)/R$)

5.5.10 Uwagi

Prostowniki jednofazowe są stosowane przy mocach w zakresie do pojedynczych kVA, najczęściej w granicy 1kVA. Są to podzespoły np. zasilaczy sprzętu RTV, zasilacze komputerów, drukarek i kopiarek. Przy mocach rzędu dziesiątek lub pojedynczych watów prostowniki diodowe są obecne w zasilaczach urządzeń i aparatury przenośnej oraz sprzętu telekomunikacyjnego.

Przedstawione układy jednolimpowe nie mają znaczenia praktycznego.

W układach dwulimpowych zamiast transformatora trójzwojeniowego zwykle stosuje się tańszy transformator dwuzwojeniowy z mostkiem diodowym. Prostowniki mostkowe obserwowane od strony zasilania i obciążenia zachowują się bardzo podobnie jak prostowniki z dzielonym uzwojeniem wtórnym transformatora.

5.5. PODSTAWOWA ANALIZA WYBRANYCH UKŁADÓW PROSTOWNIKOWYCH

Spośród układów dwupulsowych najczęściej są stosowane układy z pojemnością wyjściową. W układach tych, ze względu na zależność kąta przepływu λ od parametru $\operatorname{tg}\varphi$, napięcie na obciążeniu silnie zależy od prądu obciążenia. Z tego powodu za prostownikiem diodowym, w miejscu rezystancji R stosuje się dodatkowe układy impulsowe pracujące jako stabilizatory napięcia.

Przy projektowaniu układów prostownikowych należy uwzględnić obecność stanów przejściowych przy włączaniu i wyłączaniu zasilania i obciążenia, w trakcie których może dochodzić do przepływu prądów oraz wystąpienia napięć znacznie większych niż w stanie ustalonym.

W diodowych prostownikach dwupulsowych o takim charakterze obciążenia, że napięcie na obciążeniu nie spada poniżej zera, stosowanie diody zwrotnej (dołączonej przeciwrównolegle do obciążenia) nie ma sensu – dioda taka nigdy nie byłaby spolaryzowana na przewodzenie.

W urządzeniach masowej produkcji układy małej mocy z dodatkowymi dławikami są oferowane wyjątkowo. Pomimo lepszej efektywności P_d/P_1 układów z dławikami, zastosowanie dławików podwyższa koszt produkcji i utrudnia miniaturyzację.

5.6 Wyprowadzenia

Wyprowadzenie zależności (5.78)

$$I_{o(AV)} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_o(\omega\tau) d\omega\tau = \frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{\pi} i_o(\omega\tau) d\omega\tau + \int_{\pi}^{2\pi} 0 d\omega\tau \right] = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_m \sin(\omega\tau) d\omega\tau = \frac{I_m}{\pi}$$

Wyprowadzenie zależności (5.79)

$$I_{o(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_o^2(\omega\tau) d\omega\tau} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{\pi} i_o^2(\omega\tau) d\omega\tau + \int_{\pi}^{2\pi} 0 d\omega\tau \right]} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_m^2 \sin^2(\omega\tau) d\omega\tau}$$

całkę z $\int \sin^2 \alpha d\alpha$ łatwo obliczymy, stosując wzór

$\sin^2 \alpha = \frac{1 - \cos 2\alpha}{2}$ lub przez części, uzyskując

$\int \sin^2 \alpha d\alpha = \frac{\alpha}{2} - \frac{\sin 2\alpha}{4} + C$, a po podstawieniu uzyskuje się:

$$I_{o(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} I_m^2 \frac{\pi}{2}} = \frac{I_m}{2}$$

Wyprowadzenie zależności (5.82)

$a_n = \frac{2}{2\pi} \int_0^{\pi} I_m \cdot \sin(\omega\tau) \cdot \cos(n\omega\tau) d\omega\tau$, korzystamy ze wzoru

$$\int \sin(px) \cdot \cos(qx) dx = -\frac{\cos((p-q) \cdot x)}{2 \cdot (p-q)} - \frac{\cos((p+q) \cdot x)}{2 \cdot (p+q)} + C$$

i uzyskujemy:

$$a_n = \frac{I_m}{\pi} \cdot \left(\frac{1 - \cos((1-n) \cdot \pi)}{2 \cdot (1-n)} + \frac{1 - \cos((1+n) \cdot \pi)}{2 \cdot (1+n)} \right), \text{ czyli}$$

$$a_n = \begin{cases} \frac{I_m}{\pi} \cdot \left(\frac{1}{1-n} + \frac{1}{1+n} \right) & \text{dla } n = 2 \cdot k, k \in N \\ 0 & \text{dla } n = 2 \cdot k + 1, k \in N \end{cases}$$

Wyprowadzenie zależności (5.83)

$b_n = \frac{2}{2\pi} \int_0^{\pi} I_m \cdot \sin(\omega\tau) \cdot \sin(n\omega\tau) d\omega\tau$, korzystamy ze wzoru

$$\int \sin(px) \cdot \sin(qx) dx = \frac{\sin((p-q) \cdot x)}{2 \cdot (p-q)} - \frac{\sin((p+q) \cdot x)}{2 \cdot (p+q)} + C$$

i uzyskujemy

$$b_n = \frac{I_m}{\pi} \cdot \left(\frac{\sin((1-n) \cdot \pi)}{2 \cdot (1-n)} + \frac{\sin((1+n) \cdot \pi)}{2 \cdot (1+n)} \right), \text{ czyli}$$

$$b_n = \begin{cases} 0 & \text{dla } n \geq 0, n \neq 1 \\ \frac{I_m}{2} & \text{dla } n = 1 \end{cases}$$

Wyprowadzenie zależności (5.86)

$$P_1 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} p(\omega\tau) d\omega\tau = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_1(\omega\tau) \cdot i_o(\omega\tau) d\omega\tau = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \frac{U_m^2}{R} \sin^2(\omega\tau) d\omega\tau = \frac{U_m^2}{4 \cdot R}$$

Wyprowadzenie zależności (5.92)

$$i_o(\omega t) = i_S(\omega t) + i_W(\omega t), \quad i_W(\omega t) = \frac{U_m}{Z} \cdot \sin(\omega t - \varphi),$$

$$i_S(\omega t) = I \cdot e^{-\frac{t}{L/R}} = I \cdot e^{-\frac{\omega t}{\omega L/R}} = I \cdot e^{-\frac{\omega t}{\omega L/R}} = I \cdot e^{-\text{tg}\varphi \omega t},$$

z warunku początkowego, że $i_o(0) = 0$ wynika, że

$$i_S(0) + i_W(0) = 0, \text{ czyli } I + \frac{U_m}{Z} \cdot \sin(-\varphi) = 0, \text{ a zatem } I = \frac{U_m}{Z} \cdot \sin \varphi$$

Wyprowadzenie zależności (5.96)

$$U_{o(AV)} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} U_o(\omega\tau) d\omega\tau = \frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{\lambda} i_o(\omega\tau) d\omega\tau + \int_{\lambda}^{2\pi} 0 d\omega\tau \right] = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\lambda} U_m \sin(\omega\tau) d\omega\tau = \frac{U_m}{2 \cdot \pi} (1 - \cos \lambda)$$

Wyprowadzenie zależności (5.99)

$$u_o(\omega t) = U_m \cdot \sin(\omega t)$$

$$i_o(\omega t) = i_R(\omega t) + i_C(\omega t), \text{ gdzie}$$

$$i_R(\omega t) = \frac{u_o(\omega t)}{R} = \frac{U_m}{R} \cdot \sin(\omega t) \text{ oraz } i_C(\omega t) = C \cdot \frac{d u_o(\omega t)}{dt} = \omega \cdot C \cdot U_m \cdot \cos(\omega t), \text{ stąd}$$

$$i_o(\omega t) = \frac{U_m}{R} \cdot \sin(\omega t) + \omega \cdot C \cdot U_m \cdot \cos(\omega t) = U_m \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{R}\right)^2 + (\omega C)^2} \sin(\omega t + \text{arctg}(\omega RC))$$

podstawiając, że $\varphi = \text{arctg}(\omega RC)$ uzyskuje się, że

$$i_o(\omega t) = \frac{U_m}{R} \cdot \sqrt{1 + \text{tg}^2(\varphi)} \cdot \sin(\omega t + \varphi)$$

Wyprowadzenie zależności (5.100)

$$\begin{cases} u_o(t = \frac{\pi - \varphi}{\omega}) = U_m \cdot \sin(\pi - \varphi) = U_m \cdot \sin \varphi \\ 0 = i_R(t) + i_C(t) = \frac{u_o(t)}{R} + C \cdot \frac{d u_o(t)}{dt} = u_o(t) + RC \cdot \frac{d u_o(t)}{dt} \\ u_o(t = \frac{\pi - \varphi}{\omega}) = U_m \cdot \sin \varphi \\ \frac{d u_o(t)}{dt} = -\frac{1}{RC} \cdot u_o(t) \end{cases}$$

$$\text{stąd } u_o(\omega t) = U_m \cdot \sin \varphi \cdot e^{-\frac{\omega t - (\pi - \varphi)}{\text{tg}\varphi}}$$

Wyprowadzenie zależności (5.111)

Funkcja okresowa $f(\omega t)$ jest zdefiniowana jako

$$f(\omega t) = \begin{cases} A & \text{dla } 0 \leq \omega t < \pi \\ -A & \text{dla } \pi \leq \omega t < 2\pi \end{cases}$$

Szereg Fouriera dla funkcji nieparzystej (takiej, że zachodzi $f(\omega t) = -f(-\omega t)$) ma postać

$$F(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(n\omega t), \text{ gdzie } b_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(\omega\tau) \cdot \sin(n\omega\tau) d\omega\tau$$

5.6. WYPROWADZENIA

obliczamy współczynniki b_n

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} A \cdot \sin(n\omega\tau) d\omega\tau = \frac{2 \cdot A}{n \cdot \pi} (-\cos(n\pi) + 1) = \frac{2 \cdot A}{n \cdot \pi} (1 - (-1)^n)$$

Wyprowadzenie zależności (5.119)

Funkcja okresowa $f(\omega t)$ jest zdefiniowany jako

$$f(\omega t) = \begin{cases} U_m \cdot \sin(\omega t) & \text{dla } 0 \leq \omega t < \pi \\ -U_m \cdot \sin(\omega t) & \text{dla } \pi \leq \omega t < 2\pi \end{cases}$$

Szereg Fouriera dla funkcji parzystej (takiej, że zachodzi $f(\omega t) = f(-\omega t)$) ma postać

$$F(\omega t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin(n\omega t), \text{ gdzie } a_n = \frac{2}{2 \cdot \pi} \int_0^{2\pi} f(\omega\tau) \cdot \cos(n\omega\tau) d\omega\tau$$

obliczamy współczynniki a_n analogicznie, jak w przypadku wyprowadzenia zależności (5.82)

$$a_n = \frac{2}{2 \cdot \pi} \left[\int_0^{\pi} U_m \sin(\omega\tau) \cdot \sin(n\omega\tau) d\omega\tau + \int_{\pi}^{2\pi} U_m \sin(\omega\tau) \cdot \sin(n\omega\tau) d\omega\tau \right]$$

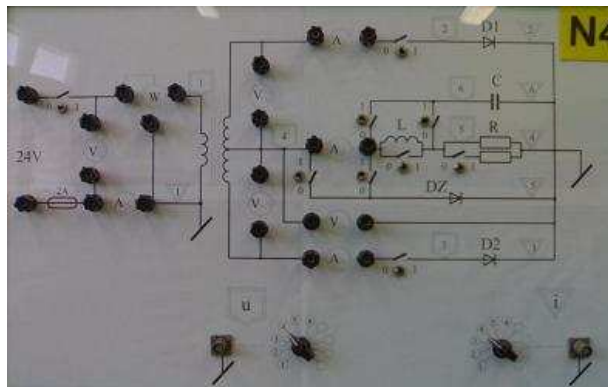
i uzyskujemy

$$a_n = \frac{2 \cdot U_m}{\pi} \cdot \left(\frac{1 - \cos((1-n) \cdot \pi)}{2 \cdot (1-n)} + \frac{1 - \cos((1+n) \cdot \pi)}{2 \cdot (1+n)} \right), \text{ czyli}$$

$$a_n = \begin{cases} \frac{2 \cdot U_m}{\pi} \cdot \left(\frac{1}{1-n} + \frac{1}{1+n} \right) & \text{dla } n = 2 \cdot k, k \in N \\ 0 & \text{dla } n = 2 \cdot k + 1, k \in N \end{cases}$$

5.7 Instrukcja do ćwiczenia laboratoryjnego

Zestaw pomiarowy jest zamontowany z tyłu płyty, na której froncie (rys. 5.23) są umieszczone zaciski do podłączania zasilania i mierników, przełączniki dwupozycyjne do konfigurowania układu pomiarowego oraz dwa złącza BNC wraz z przełącznikami wielopozycyjnymi do wykonywania obserwacji oscyloskopowych.

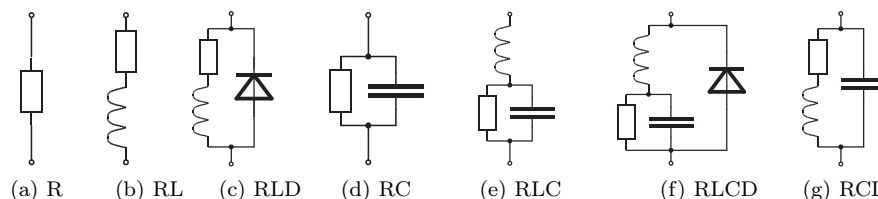


Rys. 5.23 Widok płyty czołowej układu pomiarowego

Przełączniki do konfigurowania układu umożliwiają zestawienie prostownika jednopulsowego i dwupulsowego z obciążeniami z rys. 5.24. Rozmieszczenie mierników w układzie pomiarowym przedstawiono na rys. 5.25.

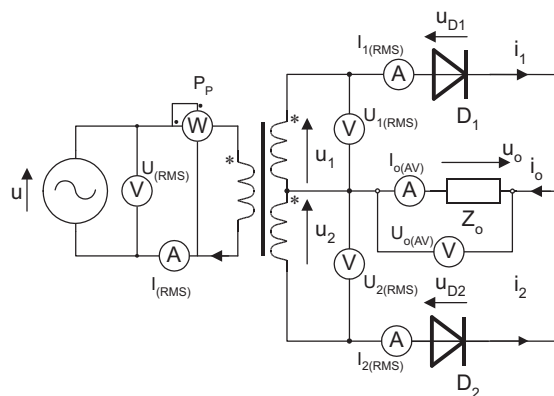
Gniazda BNC do podłączenia oscyloskopu współpracują z umieszczonymi obok nich przełącznikami wielopozycyjnym. Do gniazda oznaczonego literą "u" dołączane są napięcia występujące w punktach oznaczonych pięciokątem z numerem odpowiadającym ustawieniu przełącznika. Do

5.7. INSTRUKCJA DO ĆWICZENIA LABORATORYJNEGO



Rys. 5.24 Warianty obciążeń prostownika

gniazda oznaczonego literą "i" dołączane są napięcia z boczników o rezystancji $0,1 \Omega$ wmontowanych w układzie w miejscach oznaczonych trójkątami z numerem odpowiadającym ustawieniu przełącznika. Dla obserwowanych przebiegów potencjałem odniesienia jest punkt oznaczony symbolem masy elektrycznej, co narzuca biegunowość obserwowanych przebiegów. W razie potrzeby, przy obserwacji przebiegów należy korzystać z możliwości odwracania obrazu przebiegu, tak, by przebiegi były wyświetlane zgodnie z obowiązującą dla nich biegunowością, np. prąd diody – od anody do katody, napięcie na obciążeniu jako różnica potencjałów zacisków „+” i „-”, obciążenia.



Rys. 5.25 Rozmieszczenie mierników w układzie pomiarowym

W tablicy zainstalowano jako stałe obciążenie prostownika rezystor $27 \Omega \pm 5\%$, równoległe do niego można dołączyć rezystor $4,5 \Omega \pm 5\%$, kondensator ma pojemność $1\text{mF} [+20\%, -50\%]$, dławik ma indukcyjność $50 \text{mH} [+20\%, -50\%]$. Do wyposażenia stanowiska należy także transformator bezpieczeństwa $220\text{V}/24\text{V}; 100\text{VA}$ do zasilania tablicy.

Do odpowiednich zacisków tablicy należy podłączyć mierniki oscyloskop dwukanałowy. Ponieważ w układach dwupulsowych zakłada się symetrię obwodów, dlatego po stronie wtórnej transformatora prądy i napięcia są mierzone tylko w jednym obwodzie prostownika, a średni prąd diody można przyjąć jako równy połowie średniego prądu obciążenia.

Dokonując odpowiednich przełączeń w układach z diodą zwrotną, można tym samym miernikiem ($I_{o(AV)}$) mierzyć wartość średnią prądu obciążenia (rozumianego jako sumy $i_D + i_{DZ}$) albo tylko prądu diody i_D .

Do przygotowania opracowania wyników pomiarów przygotowano arkusz kalkulacyjny dla programu Calc z ogólnodostępnego pakietu OpenOffice.org 3.0. Użycie tego arkusza pozwala bieżąco weryfikować wyniki pomiarów i odciąża wykonującego sprawozdanie od części czasochłonnej czynności nie stanowiących przedmiotu ćwiczenia. W części pomiarowej tego arkusza należy uzupełnić pola (komórki) zaznaczone na żółto.

5.7. INSTRUKCJA DO ĆWICZENIA LABORATORYJNEGO

5.7.1 Program ćwiczenia

W trakcie ćwiczenia należy dokonać pomiarów i obserwacji wielkości elektrycznych we wskazanych przez prowadzącego układach prostownikowych, przy czym pomiary należy rozpocząć od zbadania stanu jałowego transformatora. Każdy układ bada się dla dwóch wartości rezystancji obciążenia. W badanym układzie należy zmierzyć następujące wielkości:

- wartość średnia napięcia wyprostowanego – $U_{o(AV)}$,
- wartość średnia prądu wyprostowanego – $I_{o(AV)}$,
- wartość skuteczna prądu diody i części uzwojenia wtórnego transformatora – $I_{1/2(RMS)}$,
- wartość skuteczna napięcia części uzwojenia wtórnego transformatora – $U_{1/2(RMS)}$,
- wartość skuteczna prądu uzwojenia pierwotnego transformatora – $I_{(RMS)}$,
- wartość skuteczna napięcia uzwojenia pierwotnego transformatora – $U_{(RMS)}$,
- moc czynna pobierana z zasilania – P_P .

Ponadto należy przeprowadzić obserwacje i utrwalić (zapisać na *pendrive* lub sfotografować ekran oscyloskopu) wybrane, reprezentatywne dla danego układu przebiegi (w tym prąd uzwojenia pierwotnego transformatora) oraz zmierzyć wartości ekstremalne (maksymalne i minimalne) prądów i napięć oraz czasy trwania występujących zjawisk. W szczególności należy zmierzyć:

- maksymalną i minimalną wartości chwilową napięcia i prądu wyprostowanego,
- wartość chwilową maksymalną prądu przewodzenia diody – i_{FM} ,
- wartość chwilową maksymalną napięcia wstecznego diody – u_{RM} .

5.7.2 Opracowanie wyników pomiarów

Wyniki pomiarów i obserwacji przebiegów w badanych układach należy zestawić w czterech tabelach.

Tabela 1 opisuje wyjście badanych prostowników (parametry dla obciążenia) i zawiera dane przedstawiające wartości średnie oraz tętnienia napięcia i prądu wyprostowanego, moc składowych stałych oraz nachylenie charakterystyki zewnętrznej (zmiana napięcia wyprostowanego przy zmianie prądu wyprostowanego).

Tabela 2 opisuje narażenie diod prostowniczych i zawiera dane przedstawiające wartości średnią i skuteczną prądu diod oraz chwilowe maksymalne wartości prądu i napięcia diody.

Tabela 3 opisuje transformator i zawiera dane przedstawiające wartości skuteczne napięcia i prądu, moce pozorne uzwojenia zasilanego (pierwotnego) i sumę mocy pozornych uzwojeń obciążonych (wtórnych) oraz moc typową.

Tabela 4 opisuje obciążenie sieci (transformatora bezpieczeństwa zasilającego transformator prostownikowy) i zawiera dane przedstawiające wartości skuteczne napięcia i prądu, moc pozorną, moc czynną i współczynnik mocy.

Zarejestrowane reprezentatywne przebiegi należy przedstawić wraz z opisem, w przejrzysty sposób informujący o skalach i położeniu poziomu zera napięcia i/lub prądu. W miarę możliwości, obok przebiegów zaznaczyć charakterystyczne kąty – kąta przewodzenia λ i kąta charakteryzującego obciążenie φ .

Na polecenie prowadzącego, w sprawozdaniu należy przedstawić analizę teoretyczną wskazanego układu.

5.7. INSTRUKCJA DO ĆWICZENIA LABORATORYJNEGO

5.7.3 Pytania i zadania kontrolne

1. Przedstawić działanie prostownika z wybranym obciążeniem.
2. Opisać zależność kąta przewodzenia λ od parametru $\text{tg } \varphi$ wybranego obciążenia.
3. Opisać zależność napięcia średniego $U_{o(AV)}$ na obciążeniu od parametru $\text{tg } \varphi$ wybranego obciążenia.
4. Narysować szkic przebiegu prądu obciążenia o wybranym charakterze wraz z ewentualnymi składowymi (np. pojemnościową, rezystancyjną, swobodną, wymuszoną).
5. Wymienić wielkości elektryczne charakteryzujące obciążenie prostownika.
6. Wymienić wielkości elektryczne charakteryzujące narażenie diod.
7. Wymienić wielkości elektryczne charakteryzujące obciążenie transformatora prostownikowego.
8. Wymienić wielkości elektryczne charakteryzujące obciążenie sieci zasilającej przez prostownik.
9. Opisać proces komutacji w jednopulsowym prostowniku z obciążeniem RLD.
10. Opisać proces komutacji w dwupulsowym prostowniku z obciążeniem RL.

Literatura

- [1] Andrzej Opolski. *Zadania z energoelektroniki, część I, Prostowniki*. Wyd. PG, Gdańsk 1994.
- [2] Henryk Tunia, Andrzej Smirnow. *Układy energoelektroniczne*. WNT, Warszawa 1982.
- [3] Jacek Żyborowski, Tadeusz Lipski, Józef Czucha. *Zabezpieczenia diod i tyrystorów*. WNT, Warszawa 1985.

Wizualizacje

serwis iPES < *iPES-Circuits* > / < *Single-PhaseLine-CommutatedDiodeBridgeRectifiers* >
http://www.ipes.ethz.ch/ipes/e_index.html.

Jednofazowe falowniki napięcia

Przekształtniki DC-AC, nazywane falownikami, stanowią grupę układów energoelektronicznych służących do przekształcania energii napięcia lub prądu stałego (*direct current*) w energię napięcia lub prądu przemiennego (*alternating current*).

Podstawowe metody sterowania falowników napięcia umożliwiają regulację częstotliwości i amplitudy przemiennego napięcia lub prądu wyjściowego.

W zależności od budowy i sposobu sterowania wśród przekształtników DC-AC można wyróżnić podstawowe układy falowników:

- falowniki zależne i falowniki niezależne,
- falowniki napięcia i falowniki prądu,
- falowniki jednofazowe i falowniki wielofazowe,
- falowniki z prostokątną falą napięcia lub prądu wyjściowego oraz falowniki z modulacją szerokości impulsów.

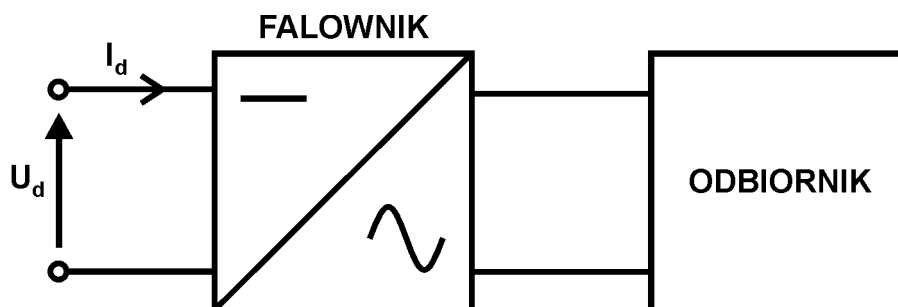
Falowniki stanowią element składowy wielu przetwornic impulsowych, w których służą do wytworzenia napięcia przemiennego o wysokiej częstotliwości zasilającego transformator impulsowy. Bardzo popularnym zastosowaniem falowników są układy napędowe maszyn prądu zmiennego o regulowanej prędkości. Zakres mocy falowników jest bardzo szeroki. Spotyka się falowniki mocy ułamkowej np. w napędach optycznych komputerów osobistych, jak i falowniki o mocach rzędu MW np. w napędach elektrowni.

Falowniki zależne budowane są z wykorzystaniem łączników półsterowanych - tyrystorów. W tego rodzaju falownikach sterowanie przełączeniami elementów półprzewodnikowych jest uzależnione od przebiegów napięcia sieciowego. Z tego powodu falowniki takie nazywane są również falownikami o komutacji sieciowej. W falownikach o komutacji sieciowej wykorzystywane są elementy półprzewodnikowe półsterowane – tyrystory. Momenty załączenia tych elementów są określane przez układ sterowania, natomiast ich wyłączenie jest wymuszane przez przebiegi napięcia sieci elektroenergetycznej. Falownikiem zależnym jest np. prostownik tyrystorowy sterowany pracujący w zakresie pracy falowniczej, tj. np. przetwarzający energię prądu stałego baterii akumulatorów na energię prądu przemiennego przekazywaną do sieci elektroenergetycznej.

Falowniki niezależne budowane są z wykorzystaniem łączników półprzewodnikowych w pełni sterowanych. W odróżnieniu od falowników o komutacji sieciowej, działanie falowników niezależnych jest w pełni kontrolowane. Chwile przełączeń elementów półprzewodnikowych są uzależnione

jedynie od sygnałów generowanych przez układ sterowania falownika niezależnego. W obecnie spotykanych falownikach jako łączniki stosowane są powszechnie tranzystory IGBT. W falownikach małych mocy spotykane są tranzystory MOSFET natomiast w falownikach bardzo dużych mocy stosuje się tyrystory wyłączalne GTO.

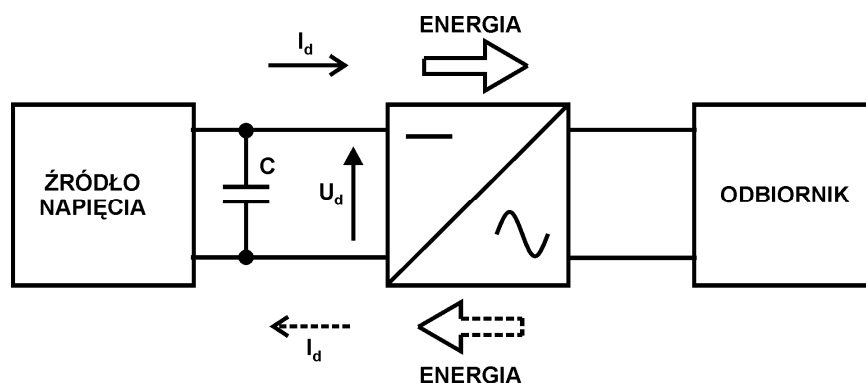
Falownik zasilany ze źródła napięciowego jest to falownik napięcia, natomiast zasilany ze źródła prądu to falownik prądu. W niniejszym ćwiczeniu badany jest układ niezależnego jednofazowego falownika napięcia z prostokątną falą napięcia wyjściowego – rys. 6.1.



Rys. 6.1 Symbol falownika niezależnego

6.1 Jednofazowy falownik napięcia

Falownik napięcia zasilany jest ze źródła napięcia jednokierunkowego umożliwiającego jednocześnie dwukierunkowy przepływ prądu. Struktura jednofazowego falownika napięcia przedstawiona została na rys. 6.2.



Rys. 6.2 Struktura jednofazowego falownika napięcia

Charakterystycznym elementem w układzie falownika napięcia jest kondensator podłączony do zacisków wejściowych. Jest to najczęściej pojedynczy kondensator lub bateria kondensatorów elektrolitycznych o znacznej pojemności. Kondensator na wejściu falownika wygładza tętnienia napięcia u_d będące rezultatem rzeczywistych właściwości praktycznie stosowanych źródeł napięcia.

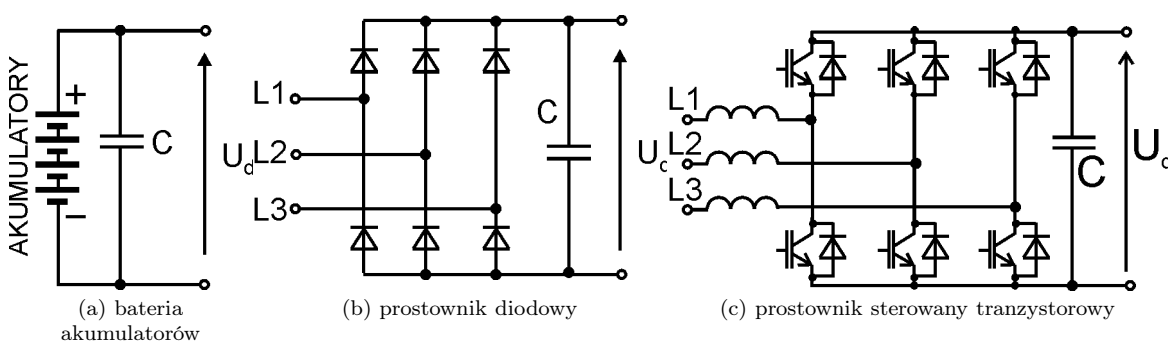
W falowniku napięcia kierunek przepływu prądu wejściowego może być dodatni lub ujemny. Przy prądzie $I_d > 0$ energia elektryczna E_e przekazywana jest ze źródła napięciowego do odbiornika. Przy prądzie $I_d < 0$ energia przekazywana jest w kierunku odwrotnym do źródła napięcia

6.1. JEDNOFAZOWY FALOWNIK NAPIĘCIA

pod warunkiem, że źródło napięcia ma budowę umożliwiającą przyjmowanie takiego prądu. Jeśli źródło napięcia nie umożliwia przepływu ujemnego prądu I_d , to przy przekazywaniu energii E_e z odbiornika do falownika następuje wzrost napięcia U_d w wyniku ładowania kondensatora prądem I_d zgodnie z zależnością (6.124).

$$U_d = \sqrt{\frac{2 \cdot E_e}{C}} \quad (6.124)$$

Źródło napięcia może być zrealizowane jako bateria akumulatorów, prostownik diodowy lub prostownik sterowany tranzystorowy – rys. 6.3.



Rys. 6.3 Realizacja źródła napięciowego falownika

Większość falowników stanowi element złożonego układu przekształtnikowego, który zasilany jest z jedno lub trójfazowej ogólnodostępnej sieci elektrycznej. W takich układach źródło napięcia najczęściej realizowane jest tak jak przedstawiono to na rys. 6.3b.

Najczęściej spotykane struktury falowników napięcia to układy: mostkowy, półmostkowy i układ przeciwsobny – rys. 6.4.

Falownik w układzie przeciwsobnym wymaga transformatora z dzielonym uzwojeniem pierwotnym. Układ taki jest często stosowany w przetwornicach UPS – patrz rozdział „Jednofazowe układy UPS”.

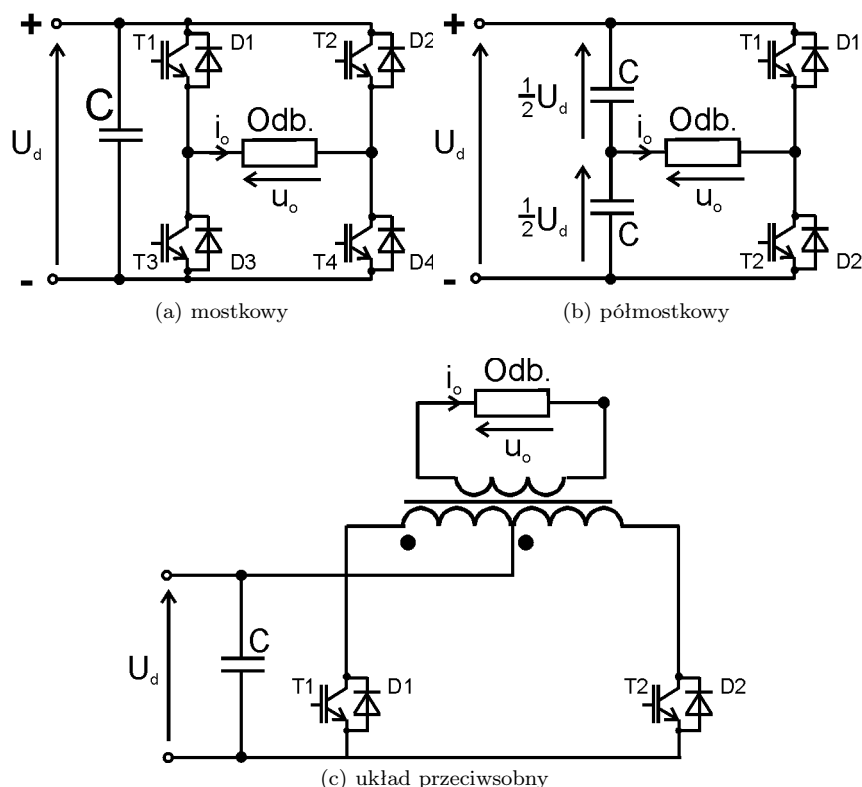
Falownik w układzie półmostkowym wymaga podwójnego źródła zasilania realizowanego najczęściej za pomocą dwóch kondensatorów łączonych szeregowo. Pojemność kondensatorów musi być odpowiednio duża, aby zapewnić stabilność napięć $1/2U_d$. Konieczność stosowania dzielonego układu dużych kondensatorów stanowi wadę układu półmostkowego.

Spośród układów jednofazowych falowników napięcia najbardziej rozpowszechniona jest struktura falownika mostkowego – rys. 6.4a, która jest przedmiotem niniejszego ćwiczenia.

6.1.1 Sterowanie pracą układu

Aby wygenerować napięcie przemiennie na wyjściu falownika mostkowego o strukturze z rys. 6.4a, pary tranzystorów T1-T4 oraz T2-T3 muszą być sterowane naprzemiennie. Przykładowe przebiegi dla obciążenia rezystancyjnego oraz rezystancyjno-indukcyjnego przedstawiono na rys 6.5.

Przy sterowaniu naprzemiennym każdy z tranzystorów pozostaje załączony przez połowę okresu napięcia wyjściowego falownika. Przy takim sterowaniu w falowniku regulowana jest je-



Rys. 6.4 Struktury jednofazowych falowników napięcia

dynie częstotliwość napięcia wyjściowego. Wartość napięcia wyjściowego uzależniona jest jedynie od wartości napięcia zasilania, a jej wartość skuteczna jest określona zależnością (6.125).

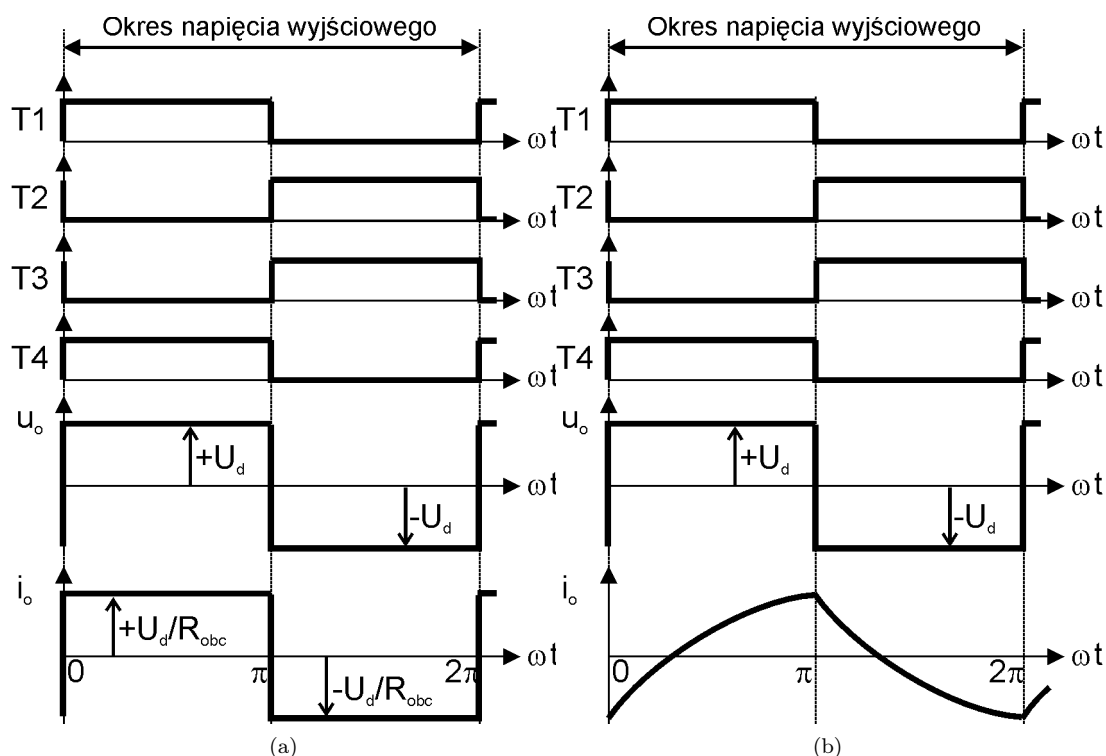
$$U_o (RMS) = U_d^* \quad (6.125)$$

Kształt napięcia wyjściowego falownika jest prostokątny i nie zależy od rodzaju odbiornika. Prąd wyjściowy falownika napięcia jest przemienny, a jego kształt uzależniony jest od rodzaju obciążenia. Przy obciążeniu RL prąd narasta i maleje według krzywej eksponencjalnej.

Diody D1..D4 występujące w falowniku są niezbędne do jego prawidłowego działania. Prąd odbiornika płynie przez diody w od chwili przełączenia tranzystorów do momentu, kiedy prąd zmieni kierunek. Potem prąd przejmowany jest przez odpowiednie tranzystory – (rys. 6.6). Brak diod, przy odbiorniku zawierającym indukcyjność, prowadzi do powstania przepięć niszczących tranzystory. Dlatego w strukturze falownika napięcia zawsze występuje równoległe-przeciwsobne połączenie tranzystora i diody. Z uwagi na funkcję, którą pełnią, diody D1..D4 są nazywane diodami zwrotnymi.

*Patrz w Wprowadzenia (str. 114).

6.1. JEDNOFAZOWY FALOWNIK NAPIĘCIA



Rys. 6.5 Przebiegi przy sterowaniu naprzemiennym tranzystorów falownika mostkowego dla obciążenia: a) rezystancyjnego b) rezystancyjno-indukcyjnego

Przebieg prostokątnego napięcia wyjściowego falownika zawierającego użyteczną harmoniczną podstawową oraz wyższe harmoniczne można opisać za pomocą szeregu (6.126).

$$u_o = \frac{4}{\pi} U_d \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} \sin(k\omega_o t) \quad (6.126)$$

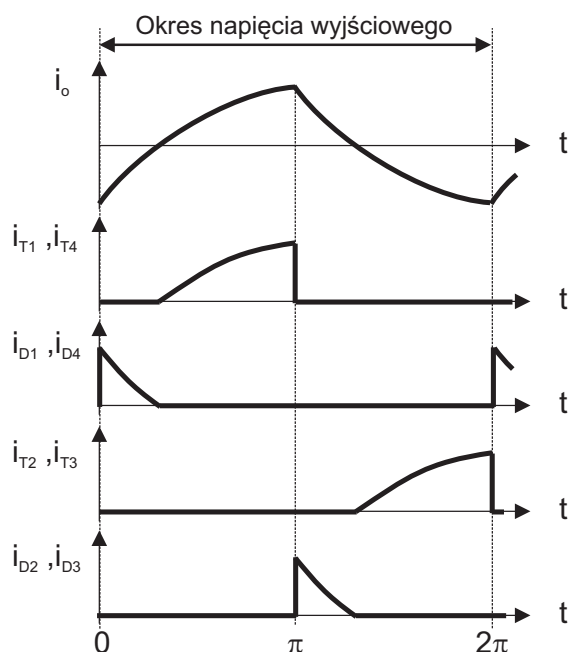
gdzie: $k=1, 3, 5, 7, \dots$ oznacza numer harmonicznej, natomiast ω_o jest pulsacją napięcia wyjściowego falownika określoną (6.127) w zależności od okresu napięcia wyjściowego T_o .

$$\omega_o = \frac{2\pi}{T_o} \quad (6.127)$$

6.1.2 Regulacja napięcia wyjściowego falownika jednofazowego

Przy odpowiednim sterowaniu tranzystorów, napięcie wyjściowe falownika $u_o(t)$ może być regulowane zarówno co do częstotliwości, jak i amplitudy. Najbardziej oczywistym sposobem regulacji amplitudy napięcia wyjściowego falownika jest zmiana napięcia zasilania U_d . Realizacja takiej regulacji wymaga jednak zewnętrznego regulowanego źródła zasilania np. prostownika sterowanego lub przekształtnika impulsowego DC-DC. Istnieją jednak inne metody regulacji napięcia wyjściowego falownika polegające jedynie na odpowiednim sterowaniu tranzystorów. Zmiana napięcia wyjściowego falownika przez sterowanie tranzystorów T1..T4 może być osiągnięta przez

6.1. JEDNOFAZOWY FALOWNIK NAPIĘCIA



Rys. 6.6 Przebiegi przy sterowaniu naprzemiennym tranzystorów falownika mostkowego dla obciążenia RL

wprowadzenie zmiany kąta przesunięcia fazowego β . Kąt β stanowi kąt pomiędzy sygnałami sterującymi pary tranzystorów T2, T4 w stosunku do sygnałów sterujących pary tranzystorów T1, T3. Przykładowe przebiegi przy obciążeniu RL przedstawiono na rys. 6.7.

Przy sterowaniu przez zmianę kąta β czasy przewodzenia poszczególnych tranzystorów są równe π i nie ulegają zmianie. Taki typ sterowania określany jest jako sterowanie symetryczne. Wadą regulacji napięcia przez zmianę kąta β i sterowaniu symetrycznym tranzystorów jest nierówne obciążenie prądowe tranzystorów i diod. Ten niekorzystny efekt można wyeliminować, stosując bardziej złożoną regulację kąta β polegającą na niesymetrycznym sterowaniu tranzystorów – rys. 6.8.

Przyjmując kąt β jako wielkość sterującą, skuteczne napięcie wyjściowe falownika można określić zależnością (6.128).

$$U_{o(RMS)} = U_d \sqrt{1 - \frac{\beta}{\pi}} \quad (6.128)$$

Napięcie wyjściowe falownika można opisać w sposób przybliżony za pomocą szeregu (6.129) będącego sumą przebiegów sinusoidalnych o amplitudzie U_{ok} oraz pulsacji $k\omega_o$.

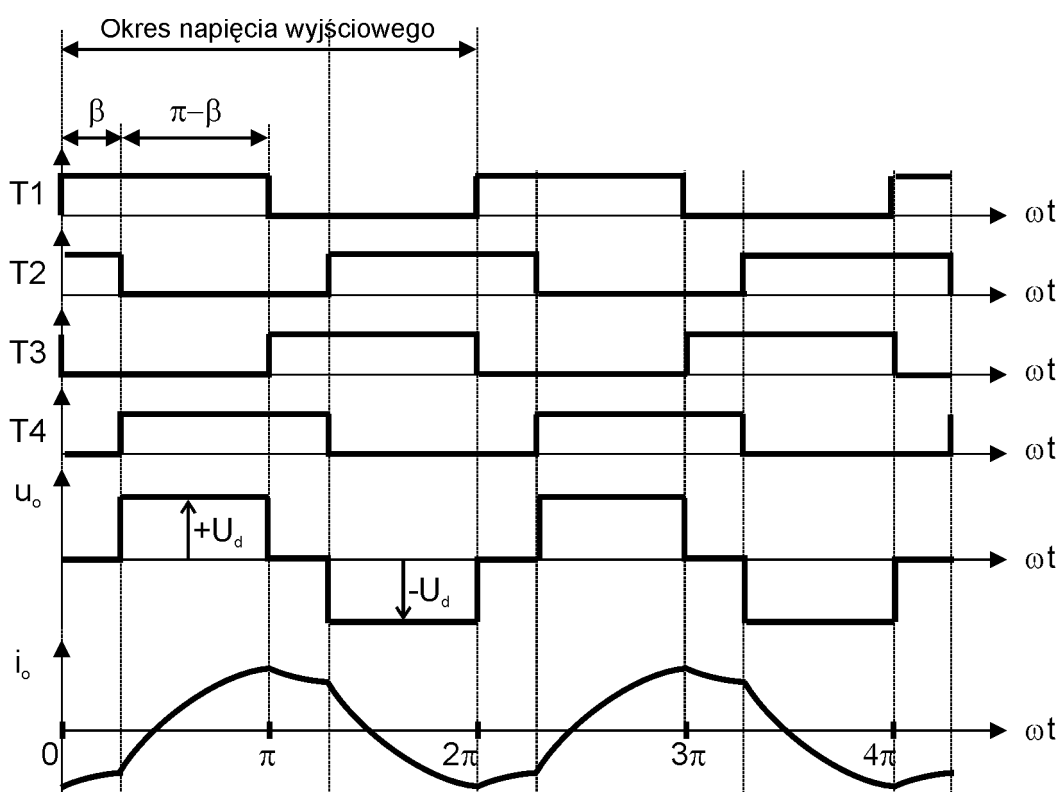
$$u_o = \sum_{k=1}^{\infty} U_{ok} \sin(k\omega_o t) \quad (6.129)$$

Amplitudy U_{ok} poszczególnych harmonicznych można wyznaczyć z zależności (6.130).

$$U_{ok} = \frac{4 U_d}{\pi k} \cos \frac{k\beta}{2} \quad (6.130)$$

*Patrz w Wyprowadzenia (str. 114).

6.1. JEDNOFAZOWY FALOWNIK NAPIĘCIA



Rys. 6.7 Przebiegi w falowniku napięcia z obciążeniem RL przy regulacji napięcia wyjściowego przez zmianę kąta przesunięcia fazowego β i sterowaniu symetrycznym tranzystorów

Charakterystyki wartości względnej amplitud harmonicznych w funkcji kąta sterowania β przedstawiono na rys. 6.9.

Przy opisie zasady regulacji napięcia wyjściowego falownika wprowadza się często jako wielkość sterującą współczynnik wypełnienia γ , który zastępuje w takim wypadku kąt sterowania β . Współczynnik wypełnienia γ definiuje się jako stosunek czasu trwania wysokiego t_w lub niskiego t_N poziomu napięcia na wyjściu odniesiony do połowy okresu napięcia wyjściowego falownika $1/2T_O$ (6.131).

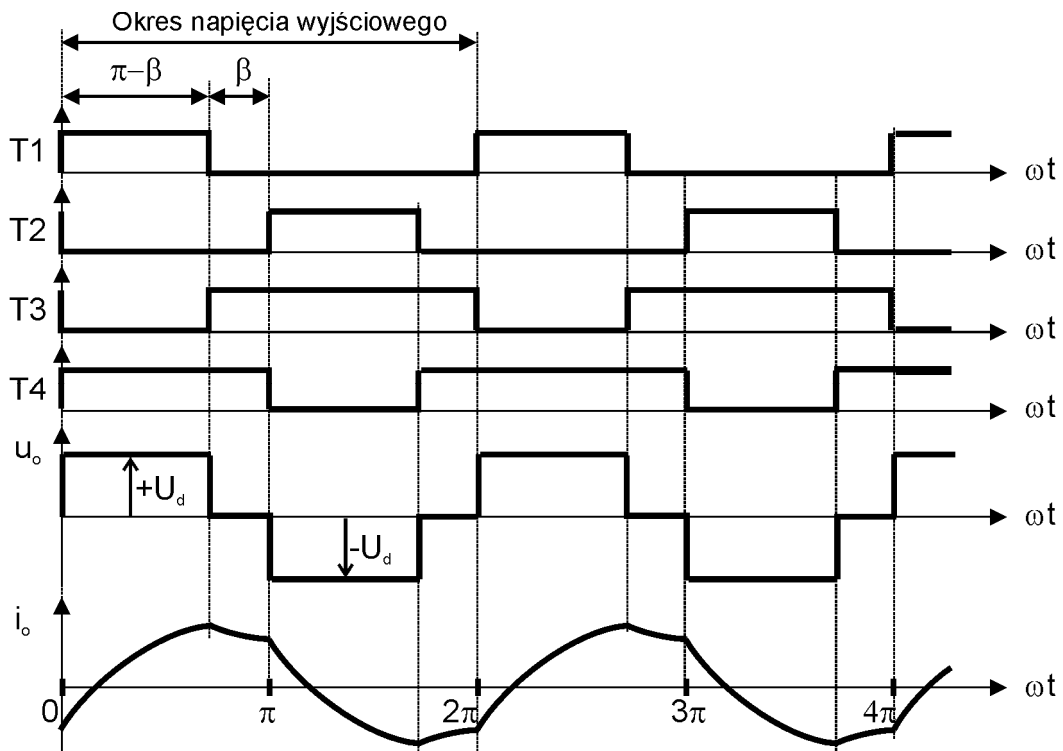
$$\gamma = \frac{t_w}{\frac{1}{2}T_o} = \frac{t_w}{\frac{1}{2}T_w} \quad (6.131)$$

Na rys. 6.10 przedstawiono przykładowy przebieg napięcia na wyjściu falownika z zaznaczeniem wielkości pozwalających na określenie współczynnika wypełnienia impulsów.

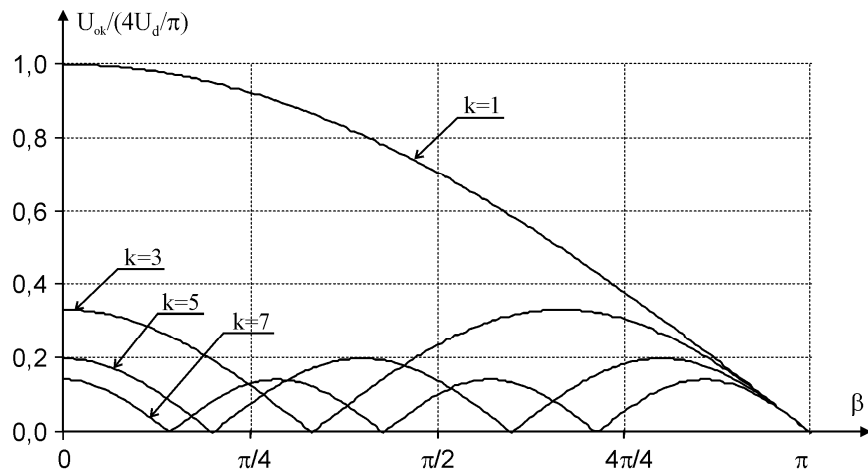
Związek pomiędzy kątem sterowania β a współczynnikiem wypełnienia γ jest określony przez zależność (6.132)

$$\beta = (1 - \gamma) \pi \quad (6.132)$$

6.1. JEDNOFAZOWY FALOWNIK NAPIĘCIA

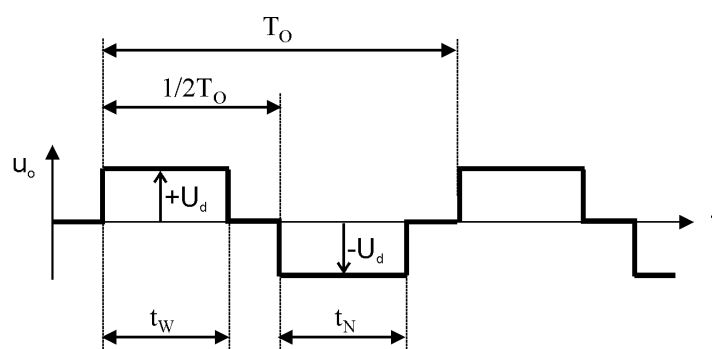


Rys. 6.8 Przebiegi w falowniku napięcia z obciążeniem RL przy regulacja napięcia wyjściowego przez zmianę kąta przesunięcia fazowego β i sterowaniu niesymetrycznym tranzystorów



Rys. 6.9 Charakterystyka amplitud harmonicznych napięcia wyjściowego falownika w funkcji kąta sterowania β

6.1. JEDNOFAZOWY FALOWNIK NAPIĘCIA



Rys. 6.10 Przebieg napięcia na wyjściu falownika przy współczynniku wypełnienia $\gamma < 1$

6.1.3 Czas martwy w falowniku

W falownikach napięcia w układzie mostkowym lub półmostkowym konieczne jest wprowadzenie czasu martwego. Wynika to z zasady działania falownika, która polega na naprzemiennym przełączaniu pary tranzystorów znajdujących się w jednej gałęzi falownika. Przedstawione to zostało na rys. 6.5, na którym zmiany sygnałów sterujących tranzystory znajdujące się w tych samych gałęziach tj. pary T1 i T3 oraz T2 i T4 występują w tych samych momentach. Przy takim sterowaniu opóźnienie wyłączenia prądu rzeczywistych tranzystorów stosowanych do budowy falownika napięcia, może prowadzić do krótkotrwałego jednoczesnego przewodzenia obu łączników, gdyż tranzystor może się załączyć w czasie krótszym niż czas wyłączenia tranzystora tej samej gałęzi falownika. Równoczesne przewodzenie pary tranzystorów T1 i T3 lub T2 i T4 jest jednoznaczne z krótkotrwałym zwarcie źródła napięciowego zasilania falownika.

Eliminację powyższego zjawiska uzyskuje się przez wprowadzenie w układzie sterowania tranzystorów czasu martwego* t_d polegające na opóźnieniu sygnałów bramkowych załączających tranzystory. Odpowiednie przebiegi przykładowych sygnałów sterujących tranzystory jednej gałęzi falownika przy sterowaniu bez oraz z czasem martwym przedstawiono na rys. 6.11.

Czas martwy zaznaczony został na przebiegach rys. 6.11.

Wartość czasu martwego uzależniona jest od szybkości przełączania tranzystorów oraz właściwości zastosowanych wzmacniaczy bramkowych. W rozwiązaniach praktycznych wartość tego czasu zmienia się od ułamków mikrosekund dla falowników małej mocy z tranzystorami polowymi MOSFET do dziesiątek mikrosekund dla falowników dużych mocy z tranzystorami typu IGBT.

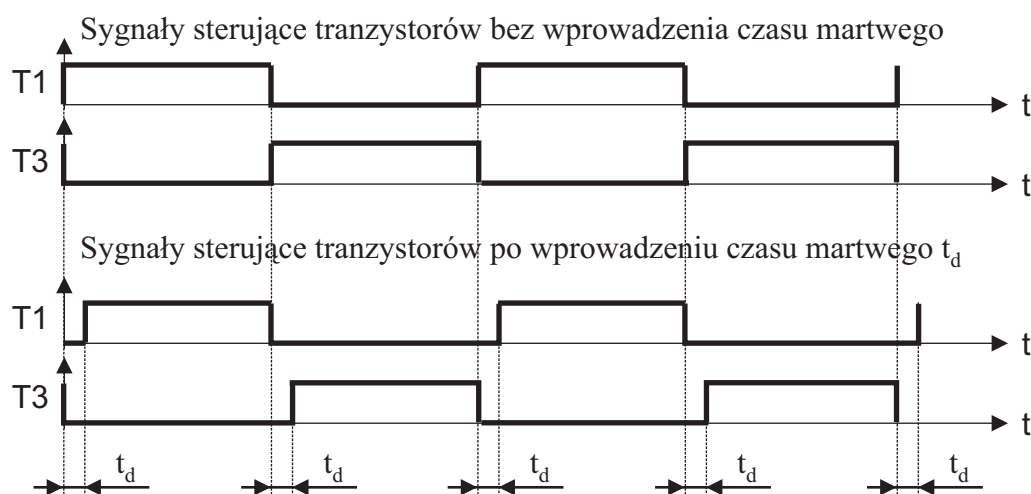
6.1.4 Filtry wyjściowe falowników napięcia

Prostokątne napięcie wyjściowe może być nieodpowiednie dla niektórych odbiorników energii elektrycznej. Dlatego niekiedy stosuje się poprawę kształtu napięcia wyjściowego falowników napięcia.

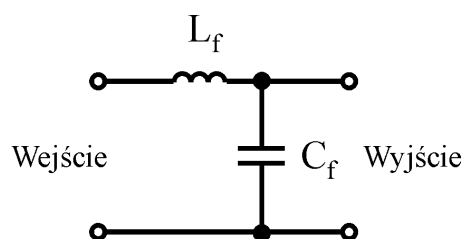
Zawartość wyższych harmonicznych w napięciu wyjściowym falownika może być ograniczona przez zastosowanie na wyjściu falownika filtra biernego, którym najczęściej jest układ LC przedstawiony na rys. 6.12.

Zastosowanie filtra LC o parametrach dobranych w zależności od częstotliwości pracy falownika oraz parametrów obciążenia umożliwia poprawę kształtu napięcia wyjściowego falownika.

*Czas martwy w języku angielskim to *dead time*.



Rys. 6.11 Przebiegi impulsów sterujących tranzystory jednej gałęzi falownika przy wprowadzeniu czasu martwego



Rys. 6.12 Schemat ideowy dolnoprzepustowego filtra LC

Przy odpowiedni dobranych wartościach L i C można uzyskać przebiegi napięcia i prądu odbiornika zbliżone do przebiegów sinusoidalnych.

6.1.5 Uwagi

Wartość pojemność kondensatora wejściowego falownika z prostokątną falą napięcia wyjściowego wyznaczyć można na podstawie zależności (6.133).

$$C = \frac{I_{om}}{4f_d \Delta U_{C_{max}}} \quad (6.133)$$

gdzie: I_{om} jest maksymalną wartością prądu odbiornika w stanie ustalonym, $\Delta U_{C_{max}}$ to założone tętnienia napięcia wejściowego falownika, natomiast f_d oznacza częstotliwość tętnień prądu wejściowego falownika, która dla falownika jednofazowego wynosi (6.134).

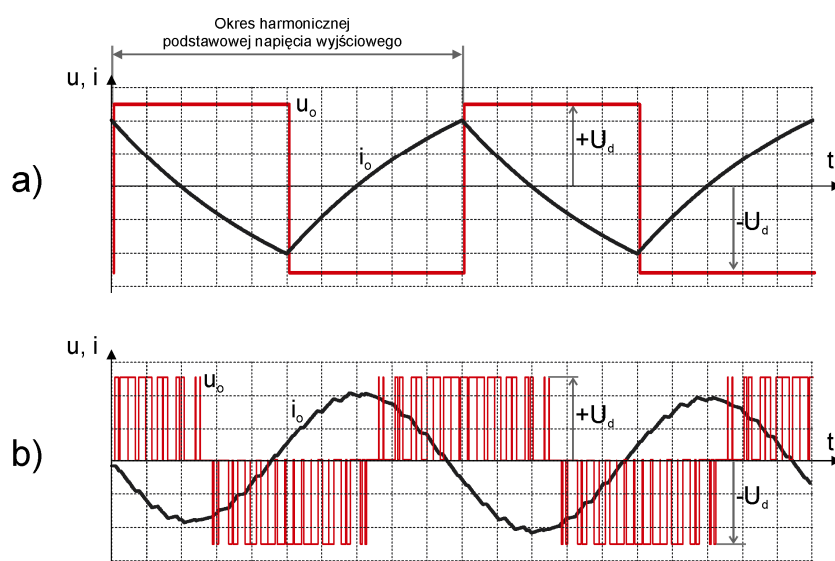
$$f_d = \frac{\omega_o}{\pi} \quad (6.134)$$

Oprócz falowników z prostokątną falą napięcia wyjściowego szeroko stosowane są również falowniki napięcia, w których napięcie wyjściowe kształtowane jest za pomocą metod modula-

6.1. JEDNOFAZOWY FALOWNIK NAPIĘCIA

cji szerokości impulsów MSI*. W takich falownikach w każdym półokresie napięcia wyjściowego występuje szereg impulsów o modulowanej szerokości. Częstotliwość modulacji tranzystorów jest wysoka – rzędu kHz dla najczęściej spotykanych falowników. W takich falownikach z modulacją szerokości impulsów, dzięki zastosowanej metodzie sterowania, eliminowana jest praktycznie większość wyższych harmonicznych napięcia i prądu odbiornika. W porównaniu z falownikiem z prostokątną falą napięcia wyjściowego pojawia się natomiast znacząca harmoniczna o częstotliwości równej częstotliwości przełączeń tranzystorów. Z uwagi na to, że częstotliwość ta rzędu kHz jest znacząco większa od częstotliwości składowej podstawowej napięcia wyjściowego falownika, w większości przypadków nie ma to praktycznego wpływu na działanie odbiornika.

Porównanie przebiegów napięć i prądu wyjściowego falownika z prostokątną falą napięcia wyjściowego oraz falownika z modulacją szerokości impulsów przedstawiono na rys. 6.13.



Rys. 6.13 Porównanie przebiegów napięcia i prądu odbiornika dla falownika: a) z prostokątną falą napięcia wyjściowego b) falownika z modulacją szerokości impulsów

Jak można zauważyć na rys. 6.13 w przypadku falownika z modulacją szerokości impulsów prąd odbiornika ma kształt znacznie bardziej zbliżony do przebiegu sinusoidalnego w porównaniu z odkształconym prądem i_o na wyjściu falownika z prostokątną falą napięcia wyjściowego. Jednak układ sterowania falownika z modulacją szerokości impulsów jest znacznie bardziej złożony niż falownika z prostokątną falą napięcia wyjściowego.

*Stosuje się również oznaczenie PWM – ang. *pulse width modulation*.

6.1. JEDNOFAZOWY FALOWNIK NAPIĘCIA

6.2 Wyprowadzenia

Wyprowadzenie zależności (6.125)

$$\begin{aligned}
 U_o (RMS) &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{2\pi} (u_o(t))^2 d\omega t} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\int_0^{\pi} (U_d)^2 d\omega t + \int_{\pi}^{2\pi} (-U_d)^2 d\omega t \right)} = \\
 &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\int_0^{\pi} U_d^2 d\omega t + \int_{\pi}^{2\pi} U_d^2 d\omega t \right)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} U_d^2 d\omega t} = \sqrt{\frac{U_d^2}{2\pi} \int_0^{2\pi} d\omega t} = U_d \sqrt{\frac{1}{2\pi} [t]_0^{2\pi}} = \\
 &= U_d \sqrt{\frac{1}{2\pi} 2\pi} = U_d
 \end{aligned}$$

Wyprowadzenie zależności (6.128)

$$\begin{aligned}
 U_o (RMS) &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{2\pi} (u_o(t))^2 d\omega t} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\int_0^{\beta} 0 d\omega t + \int_{\beta}^{\pi} U_d^2 d\omega t + \int_{\pi}^{\pi+\beta} 0 d\omega t + \int_{\pi+\beta}^{2\pi} (-U_d)^2 d\omega t \right)} = \\
 &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\int_{\beta}^{\pi} U_d^2 d\omega t + \int_{\pi+\beta}^{2\pi} U_d^2 d\omega t \right)} = \sqrt{\frac{U_d^2}{2\pi} \left(\int_{\beta}^{\pi} d\omega t + \int_{\pi+\beta}^{2\pi} d\omega t \right)} = U_d \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left([t]_{\beta}^{\pi} + [t]_{\pi+\beta}^{2\pi} \right)} = \\
 &= U_d \sqrt{\frac{1}{2\pi} (\pi - \beta + 2\pi - \pi - \beta)} = U_d \sqrt{\frac{1}{2\pi} (2\pi - 2\beta)} = U_d \sqrt{\frac{2\pi - 2\beta}{2\pi}} = U_d \sqrt{1 - \frac{\beta}{\pi}}
 \end{aligned}$$

6.3 Instrukcja do ćwiczenia laboratoryjnego

Widoki ogólne zestawu pomiarowy przedstawiono na rys. 6.14 i rys. 6.15

Część energoelektroniczna mocy jednofazowego falownika napięcia znajduje się wewnątrz metalowej obudowy. Do budowy falownika wykorzystano mostek tranzystorowy typu IPM15RSH120 firmy Mitsubishi. Mostek IPM15RSH120 jest trójfazowym modułem inteligentnym mocy*. W mostku zastosowano tranzystory bipolarne z izolowaną bramką – IGBT. Wybrane dane układu PM15RSH120 przedstawiono w tab. 6.6.

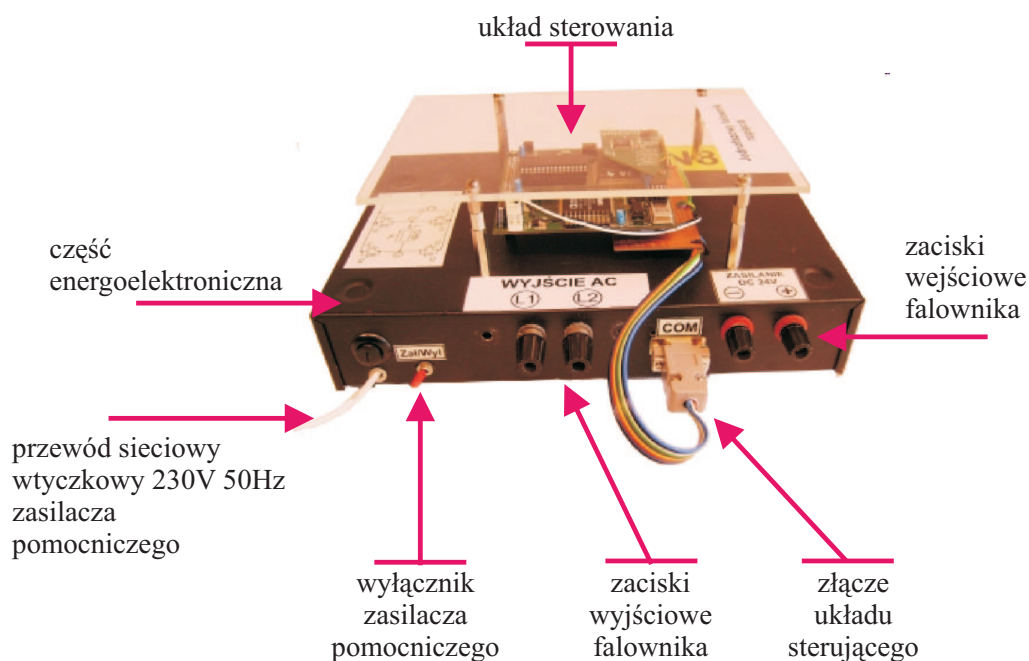
W zestawie pomiarowym wykorzystywanym w ćwiczeniu wykorzystano jedynie część układu IMP15RSH120 zaznaczoną na rys. 6.16.

Wewnątrz obudowy zestawu pomiarowego, oprócz układu IPM15RSH120 znajduje się zasilacz pomocniczy do zasilania wzmacniaczy bramkowych tranzystorów, układów pomiarowych oraz sterownika mikroprocesorowego. Zasilacz pomocniczy zasilany jest napięciem przemiennym jednofazowym 230 V 50 Hz za pomocą typowego wtyczkowego przewodu zasilania sieciowego. Wyłącznik zasilacza pomocniczego umieszczony został na bocznej ścianie zestawu pomiarowego. Położenie wyłącznika zasilania zaznaczono na rys. 6.15.

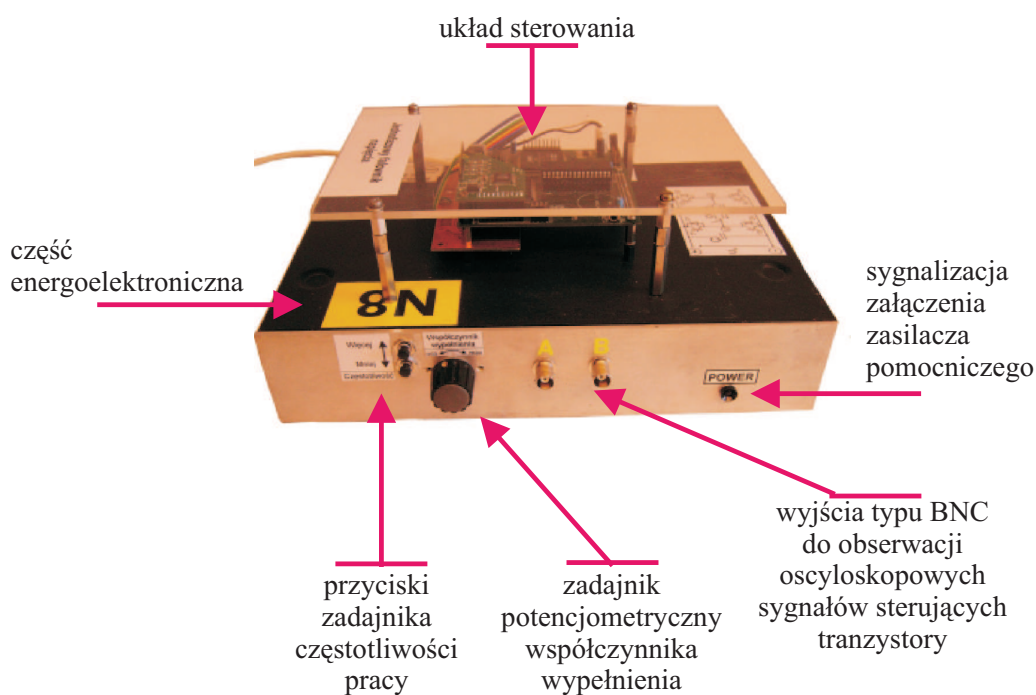
Do sterowania falownikiem zastosowano, oznaczony na rys. 6.14 i rys. 6.15 system mikroprocesorowy typu SH65L. System SH65L składa się m.in. ze zmiennoprzecinkowego procesora sygnałowego ADSP21065L, układu logiki programowalnej FPGA[†], układów pamięci, generatorów kwarcowych oraz sygnalizacyjnych diod LED. Program sterujący falownika, opracowany

*IPM – ang. *Intelligent Power Module* – zintegrowany układ półprzewodnikowy zawierający tranzystory mocy wraz ze wzmacniaczami bramkowymi oraz układami zabezpieczeń np. zwarciovych, temperaturowych.

[†]FPGA – ang. *Field Programmable Gate Array* – specjalizowany układ cyfrowy o wewnętrznej strukturze programowalnej.



Rys. 6.14 Widok ogólny zestawu pomiarowego – strona zacisków wejściowych i wyjściowych

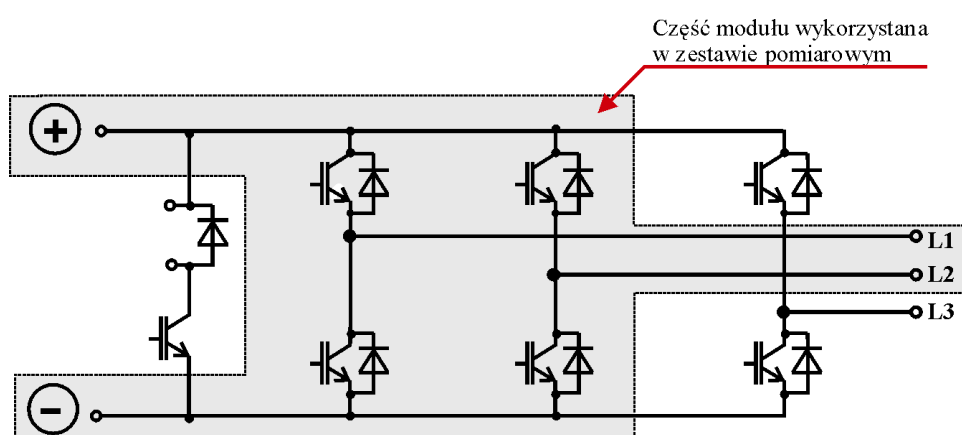


Rys. 6.15 Widok ogólny zestawu pomiarowego – strona zadajników

6.3. INSTRUKCJA DO ĆWICZENIA LABORATORYJNEGO

Parametr	Wartość	Opis
V_{CES}	1200 V	Maksymalne napięcie kolektor-emiter tranzystora IGBT
I_C	15 A	Maksymalna wartość ciągłego prądu kolektora tranzystora IGBT
P_C	83 W	Maksymalna rozpraszana moc tranzystora IGBT
T_j	150 °C	Maksymalna temperatura złącza półprzewodnikowego modułu
$V_{CE(sat)}$	2,3 V	Typowa wartość napięcia tranzystora IGBT
t_{on}	0,7 μ s	Typowa wartość czasu załączenia tranzystora IGBT
t_{off}	1,7 μ s	Typowa wartość czasu wyłączenia tranzystora IGBT
V_{EC}	2,5 V	Typowa wartość spadku napięcia na diodzie zwrotnej
I_F	10 A	Maksymalna wartość ciągłego prądu diody zwrotnej
t_{dead}	4,5 μ s	Minimalna, dopuszczalna wartość czasu martwego
f_{PWM}	20 kHz	Maksymalna częstotliwość przełączeń tranzystorów

Tabela 6.6 Dane mostka tranzystorowego PM15RSH120



Rys. 6.16 Schemat zintegrowanego układu IPM15RSH120 z zaznaczeniem części wykorzystywanej w zestawie pomiarowym

w języku C, zapisany jest w pamięci typu Flash i ładowany do pamięci procesora ADSP21065L każdorazowo po załączeniu zasilania pomocniczego zestawu pomiarowego.

System SH65L steruje pracą falownika tak, że zarówno częstotliwość, jak i wartość skuteczna napięcia wyjściowego mogą być ustawiane za pomocą zadajników zaznaczonych na rys. 6.15. Zmiana napięcia wyjściowego falownika odbywa się przez zmianę kąta fazowego β przy symetrycznym sterowaniu tranzystorów, tak jak przedstawiono to na rys. 6.7.

Bezpośrednio po załączeniu zasilania pomocniczego zestawu pomiarowego w falowniku generowana jest sekwencja sterowania tranzystorów wytwarzająca na wyjściu napięcie o częstotliwości 50 Hz. Początkowa wartość współczynnika wypełnienia impulsów sterujących tranzystory jest określona przez aktualne położenie obrotowego zadajnika potencjometrycznego – rys. 6.15 Za pomocą tego zadajnika można zmieniać współczynnik wypełnienia impulsów sterujących tranzystory w zakresie $\gamma=0\dots0,99$. Zakres zmian γ odpowiada skrajnym położeniom zadajnika obrotowego: $\gamma=0$ – gałka w skrajnym lewym położeniu, $\gamma=0,99$ – gałka w skrajnym prawym położeniu.

Częstotliwość napięcia wyjściowego falownika zmieniana jest przyciskami w zakresie od 1 Hz do 10 kHz. Przy dużych częstotliwościach maleje rozdzielczość z jaką zmieniany jest współczynnik wypełnienia γ .

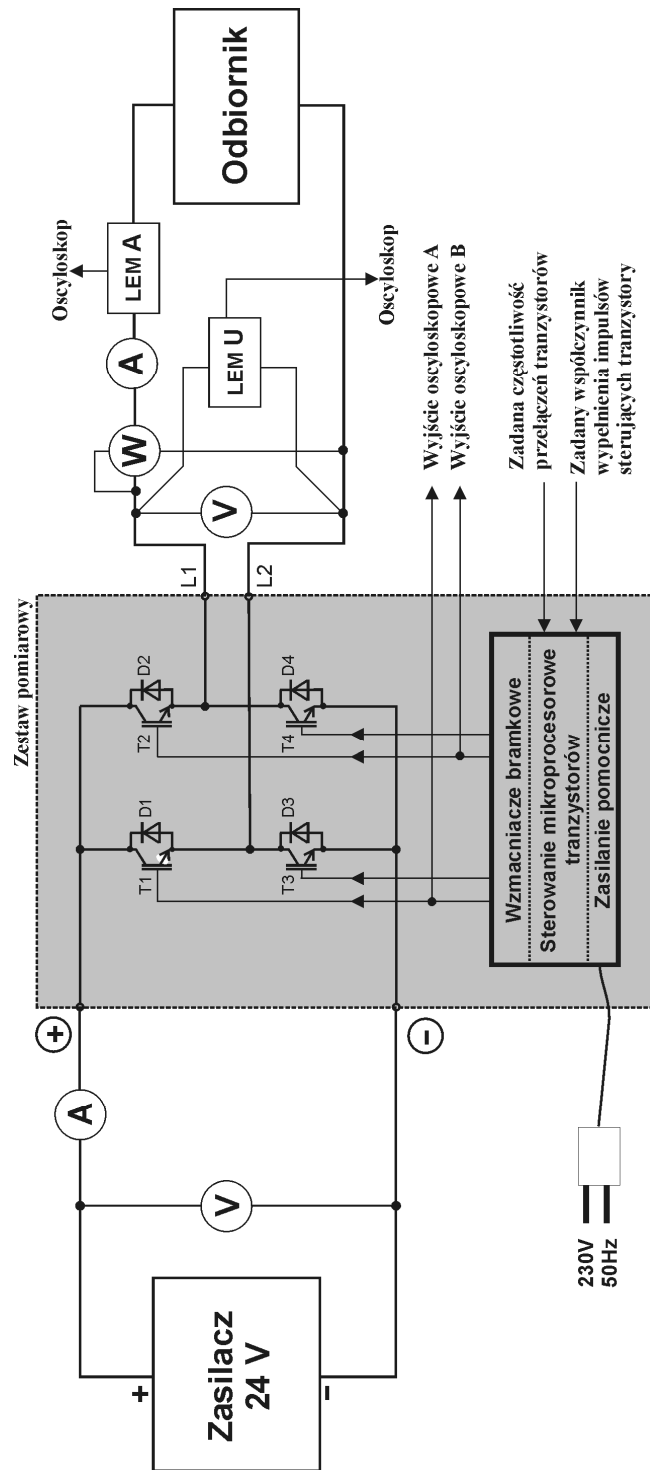
6.3. INSTRUKCJA DO ĆWICZENIA LABORATORYJNEGO

Na obudowie zestawu pomiarowego umieszczono dwa gniazda typu BNC do podłączenia sond pomiarowych do oscyloskopu. Gniazda oznaczone zostały literowo jako A oraz B. Na gniazdo A wyprowadzony jest sygnał sterujący tranzystora T1, natomiast na gniazdo B sygnał sterujący tranzystora T2. Sygnały na złączach A i B są odseparowane galwanicznie od pozostałej części układu pomiarowego. Masa pomiarowa sygnałów A i B jest wspólna.

Schemat układu pomiarowego przedstawiono na rys. 6.17.

W układzie pomiarowym należy zastosować:

- amperomierz analogowy magnetoelektryczny do pomiaru prądu wejściowego falownika,
- woltomierz cyfrowy lub analogowy magnetoelektryczny do pomiaru napięcia wejściowego falownika,
- mierniki analogowe elektromagnetyczne do pomiaru napięcia, prądu i mocy wyjściowej falownika,
- hallotronowe czujniki pomiarowych napięcia (LEM U) oraz prądu (LEM A) do obserwacji oscyloskopowych napięcia i prądu wyjściowego falownika.



Rys. 6.17 Schemat układu pomiarowego

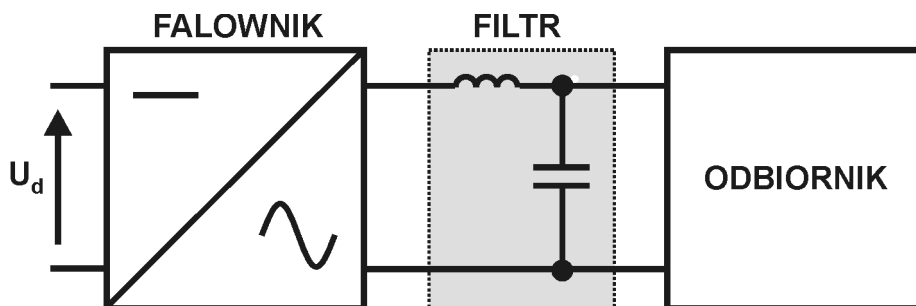
6.3. INSTRUKCJA DO ĆWICZENIA LABORATORYJNEGO

Falownik należy zasilać z laboratoryjnego zasilacza napięcia stałego. Napięcie zasilania falownika ustawić na 24V. Prąd ograniczenia zasilacza nie może być ustawiony na więcej niż 5A.

6.3.1 Program ćwiczenia

1. Dla częstotliwości pracy falownika ustawionej na 50 Hz wyznaczyć zależność pomiędzy współczynnikiem wypełnienia impulsów a napięciem wyjściowym falownika. Pomiary przeprowadzić dla układu bez obciążenia.
2. Dla falownika z obciążeniem rezystancyjnym, częstotliwości pracy 75 Hz oraz współczynników wypełnienia $\gamma=0,99$ oraz $\gamma=0,5$ wyznaczyć charakterystyki zewnętrzne falownika jako zależność pomiędzy napięciem a prądem wyjściowym.
3. Przy obciążeniu rezystancyjnym falownika przeprowadzić obserwacje oscyloskopowe prądu i napięcia wyjściowego falownika przy zmianach częstotliwości i współczynnika wypełnienia. Określić:
 - zakres częstotliwości wyjściowych falownika,
 - zakres zmiany współczynnika wypełnienia.
4. Przeprowadzić obserwacje przebiegów z punktu 1 przy obciążeniu rezystancyjno-indukcyjnym dla różnych wartości indukcyjności.
5. W sprawozdaniu porównać przebiegi uzyskane w punkcie 1 z przebiegami z punktu 2. Wyjaśnić i uzasadnić różnice. Na podstawie zarejestrowanych przebiegów obliczyć stałe czasowe odbiornika.
6. Przy obciążeniu RL, współczynnika wypełnienia $\gamma=0,5$ oraz częstotliwości 100 Hz zarejestrować:
 - a) przebiegi prądu i napięcia odbiornika,
 - b) przebiegi sygnałów sterujących tranzystory T1 oraz T2.W sprawozdaniu, na podstawie analizy zarejestrowanych przebiegów oraz znajomości metody sterowania falownika, dodatkowo przedstawić przebiegi:
 - c) przebiegi sygnałów sterujących tranzystory T3 oraz T4,
 - d) napięcia na tranzystorze T1 oraz prądu kolektora tranzystora T1,
 - e) prądu diody zwrotnej D1,
 - f) prądu pobieranego ze źródła zasilania.W sprawozdaniu przebiegi z punktów a, b, c, d, e oraz f naszkicować na wspólnym rysunku.
7. Przy obciążeniu RL i stałym współczynnika wypełnienia zmierzyć zależność wartości skutecznej napięcia wyjściowego falownika od częstotliwości pracy falownika.
8. Przy obciążeniu RL i stałej częstotliwości zmierzyć zależność wartości skutecznej napięcia wyjściowego od współczynnika wypełnienia impulsu.
9. Na podstawie obserwacji oscyloskopowych wyznaczyć wartość czasu martwego w badanym falowniku. W sprawozdaniu opisać i uzasadnić sposób pomiaru czasu martwego.

10. Zmierzyć sprawność falownika przez pomiar mocy pobieranej ze źródła zasilania oraz mocy dostarczonej do odbiornika. Pomiary przeprowadzić dla różnych częstotliwości oraz różnych wartości współczynnika wypełnienia. Przy pomiarach sprawności, z uwagi na dokładność wskazań zastosowanych magnetoelektrycznych mierników analogowych, nie należy przekraczać częstotliwości 200 Hz.
11. Do wyjścia falownika dołączyć filtr dolnoprzepustowy LC w sposób przedstawiony na rys. 6.18 Wyjście filtru obciążyć rezystancyjnie.



Rys. 6.18 Schemat układu pomiarowego z filtrem LC

Dobrac częstotliwość pracy falownika, tak aby przebieg napięcia na wyjściu filtru był jak najbardziej zbliżony do sinusoidalnego. Dla tak wybranej częstotliwości f_w zarejestrować prądy i napięcia na wejściu i wyjściu filtru.

Zarejestrować prądy i napięcia na wejściu i wyjściu filtru częstotliwości pracy falownika ustawionej na $1/2f_w$ oraz $2f_w$. Przy zmianach częstotliwości regulować obciążenie, tak aby moc pobierana przez odbiornik była stała.

12. Do wyjścia falownika podłączyć transformator z rdzeniem ferromagnetycznym. Wyjście transformatora obciążyć rezystorem dekadowym. Określić zakres mocy i częstotliwości przenoszonych przez transformator.
13. Do wyjścia falownika podłączyć transformator z rdzeniem ferrytowym. Wyjście transformatora obciążyć rezystorem dekadowym. Określić zakres mocy i częstotliwości przenoszonych przez transformator.

6.3.2 Opracowanie wyników pomiarów

Wykonać polecenia podane w poszczególnych punktach z programu ćwiczenia, a ponadto:

- wykorzystując przebiegi zarejestrowane w ćwiczeniu, wyjaśnić jaki jest wpływ różnych spadków napięcia na tranzystorach i diodach falownika na przebieg napięcia wyjściowego falownika z obciążeniem rezystancyjno indukcyjnym,
- uzasadnić w jakim celu wprowadzany jest czas martwy w falowniku napięcia,
- uzasadnić cel stosowania filtru dolnoprzepustowego LC w falowniku napięcia,
- wyjaśnić różnice w działaniu układu z transformatorem z rdzeniem ferromagnetycznym oraz rdzeniem ferrytowym.

6.3. INSTRUKCJA DO ĆWICZENIA LABORATORYJNEGO

6.3.3 Pytania i zadania kontrolne

1. Narysować schemat ideowy jednofazowego falownika napięcia w układzie mostkowym.
2. Narysować schemat ideowy jednofazowego falownika napięcia w układzie półmostkowym.
3. Narysować schemat ideowy jednofazowego falownika napięcia w układzie przeciwsobnym.
4. Opisać działanie jednofazowego falownika napięcia w układzie mostkowym.
5. Wyjaśnić, w jaki sposób, przez sterowanie tranzystorów, można zmieniać napięcie na wyjściu jednofazowego falownika napięcia w układzie mostkowym.
6. Wyjaśnić różnice występujące przy regulacji napięcia wyjściowego falownika mostkowego przez zmianę kąta przesunięcia fazowego β oraz symetrycznym i niesymetrycznym sterowaniu tranzystorów.
7. Wyjaśnić, co to jest czas martwy w falowniku napięcia i w jakim celu jest wprowadzany.
8. Wyjaśnić, w jakim celu stosowane są diody podłączone równolegle do tranzystorów falownika napięcia.
9. W jaki sposób realizowane jest źródło zasilania falownika napięcia?
10. Narysować i omówić charakterystykę amplitud harmonicznych napięcia wyjściowego jednofazowego falownika z prostokątną falą napięcia wyjściowego w funkcji kąta sterowania β .
11. Naszkicować przebiegi: sygnałów sterujących tranzystory oraz napięcia i prądu na wyjściu jednofazowego mostkowego falownika napięcia z obciążeniem RL.
12. Narysować sposób włączenia dolnoprzepustowego filtra LC do układu z falownikiem napięcia i wyjaśnić cel stosowania takiego filtra.
13. W jaki sposób obliczyć pojemność kondensatora włączanego na wejściu falownika napięcia pracującego z prostokątną falą napięcia wyjściowego? Uzasadnić cel stosowania takiego kondensatora.
14. Porównać właściwości falownika z prostokątną falą napięcia wyjściowego oraz falownika z modulacją szerokości impulsów.

Literatura

- [1] Tadeusz Citko. *Analiza układów energoelektroniki*. Wydawnictwo Politechniki Białostockiej, Białystok, 1992. Wersja elektroniczna dostępna w Pomorskiej Bibliotece cyfrowej: <http://pbc.biaman.pl/dlibra>.
- [2] Mieczysław Nowak, Roman Barlik. *Poradnik inżyniera energoelektronika*. WNT, Warszawa 1998.
- [3] Henryk Tunia, Bolesław Winiarski. *Podstawy energoelektroniki*. WNT, Warszawa 1995.

Układy zasilania bezprzerwowego (UPS)

7.1 Wprowadzenie

Zapewnienie właściwej jakości zasilania energią elektryczną eksploatowanych urządzeń elektrycznych jest jednym z ważniejszych aktualnych problemów technicznych związanych z konstrukcją układów zasilania oraz utrzymaniem odpowiedniego poziomu jakości energii w sieci zasilającej. Niedotrzymanie odpowiednich warunków zasilania urządzeń skutkuje co najmniej pogorszeniem jakości ich funkcjonowania, a nawet ich uszkodzeniami, co prowadzi do przerw w pracy oraz do wymiernych skutków ekonomicznych.

Przyczyn degradacji jakości energii w sieci elektroenergetycznej jest wiele. Są nimi np. niedoskonałości regulacyjne systemu elektroenergetycznego, odbiorniki niespokojne o znacznych mocach i szybkozmiennych obciążeniach, stany nieustalone związane z procesami łączeniowymi, rozruchem silników, transformatorami. Obecnie jednak najbardziej istotnym zagrożeniem dla jakości energii są przede wszystkim odbiorniki nieliniowe dużych mocy coraz powszechniej stosowane, w szczególności w środowiskach przemysłowych. Związane jest to z intensywnym rozwojem różnorodnych przekształtników energoelektronicznych, których moce znamionowe osiągają często znaczne wartości w porównaniu z mocami zwarciovymi sieci elektroenergetycznej występującymi w miejscach ich zasilania. Wpływ odbiorników nieliniowych jest szczególnie istotny w sieciach lokalnych oraz w sieciach elektroenergetycznych z dużym udziałem źródeł rozproszonych.

Problem zapewnienia odpowiedniej jakości zasilania dla urządzeń elektrycznych nie jest nowy, jednak obecnie obserwuje się wzrastające potrzeby w zakresie zapewnienia odpowiedniej jakości oraz ciągłości zasilania urządzeń oraz systemów w szczególności ze względu na realizowane przez nie bardzo odpowiedzialne funkcje. Łatwo jest obecnie wyobrazić sobie rozmiary strat, które mogą wystąpić na skutek niewłaściwego zasilania, jak np. utrata danych w komputerowych systemach przetwarzania informacji, niekontrolowana przerwa w pracy serwerów komunikacyjnych, bankowych albo nagłe zatrzymanie procesu technologicznego linii produkcyjnej jakiegoś złożonego produktu. Dostawcy energii elektrycznej zobowiązani są do zapewniania odpowiedniego poziomu jakości energii elektrycznej określonego poprzez przepisy normalizacyjne, jednak dla wielu współcześnie eksploatowanych urządzeń poziomy ten nie mogą być zaakceptowane. Zatem konieczne jest stosowanie dodatkowych układów zasilających poprawiających jakość zasilania.

Parametry jakościowe energii elektrycznej można podzielić na trzy zasadnicze grupy związane z:

- parametrami napięcia przemiennego – zakres dopuszczalnych zmian wartości skutecznej, częstotliwości, odchyień, wahań, przepięć, asymetrii,
- niezawodnością zasilania – zapady napięcia, wzrosty napięcia, krótkie i długie przerwy w zasilaniu, przepięcia,
- kształtem krzywej napięcia – dopuszczalne granice odkształcenia od przebiegu sinusoidalnego, dopuszczalne amplitudy składowych harmonicznych.

Różnorodność zjawisk związanych z jakością energii powoduje konieczność stosowania różnych środków technicznych umożliwiających poprawę określonych parametrów jakości energii, jak np. zasilacze bezprzerwowe, przetwornice napięcia, agregaty prądotwórcze, ograniczniki przepięć, stabilizatory napięcia przemiennego. Najczęściej stosowane są układy z akumulatorowymi zasobnikami energii nazywane powszechnie układami bezprzerwowego zasilania **UPS** (z ang. *Uninterruptible Power Supply*). Podstawowym zadaniem tych układów, zgodnie z ich nazwą, jest zapewnienie ciągłości zasilania w czasie występowania krótkotrwałych przerw w zasilaniu w oparciu o energię zgromadzoną w baterii akumulatorów. Ponadto układy UPS, w zależności od ich konstrukcji, spełniają zazwyczaj wiele dodatkowych funkcji związanych z poprawą jakości zasilania, jak np. ograniczanie wahań wartości skutecznej napięcia, ograniczenie przepięć, ograniczanie zniekształceń harmonicznych napięcia, filtracja zaburzeń przewodzonych.

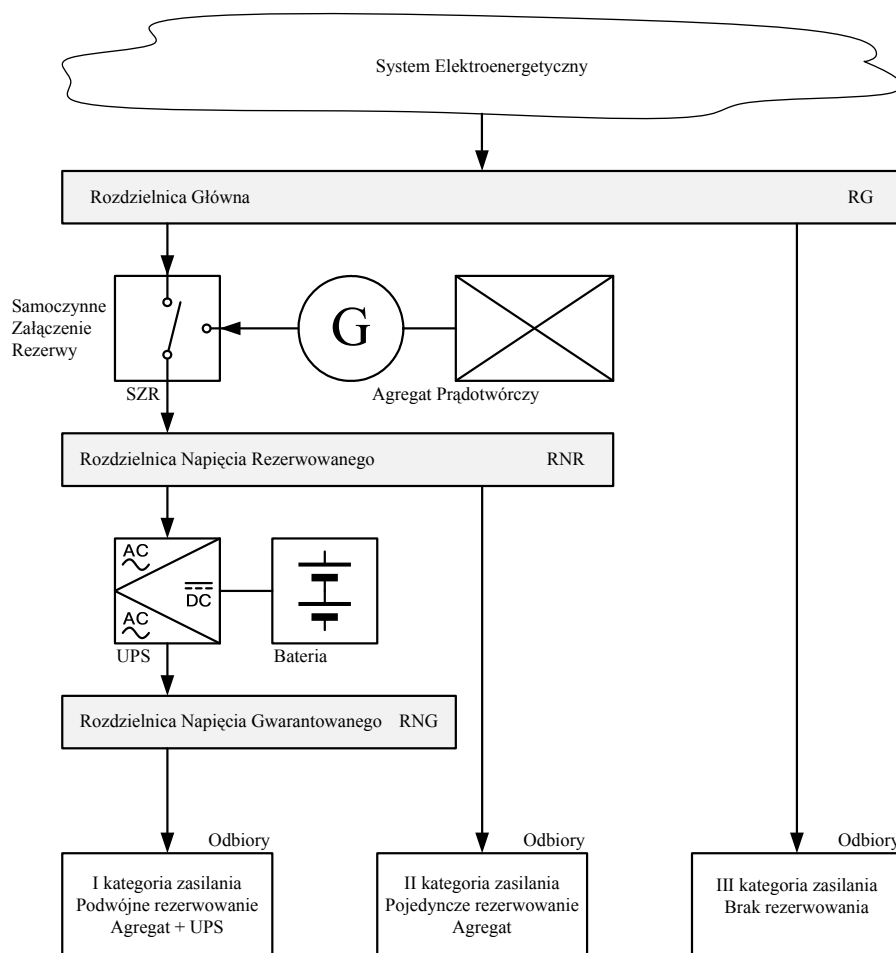
Układy UPS obecnie są produkowane w wykonaniach jednofazowych o mocach znamionowych do kilkudziesięciu kVA oraz w wykonaniach trójfazowych o mocach od 10 kVA do kilku tysięcy kVA. Układy UPS powszechnie kojarzone są jako urządzenia zabezpieczające zasilanie urządzeń komputerowych, jednak obecnie obszar ich zastosowań znacznie się rozszerza i obejmuje różne aplikacje w rozbudowanych systemach informatycznych i przemysłowych, w których ciągłość funkcjonowania jest podstawowym wymaganiami przede wszystkim ze względów ekonomicznych oraz bezpieczeństwa. Zgodnie z definicją określoną przez normę PN-EN 62040-3, UPS jest zestawem przekształtników, łączników i urządzeń magazynujących energię (np. akumulatorów) tworzący źródło energii utrzymujące ciągłość zasilania obciążenia w przypadku uszkodzenia zasilania na wejściu.

Ze względu na ograniczone możliwości gromadzenia energii w bateriach akumulatorów, układy UPS często współpracują z innymi źródłami energii, np. agregatami prądotwórczymi, tworząc bardziej rozbudowane tzw. systemy gwarantowanego zasilania, w których rolą układu UPS jedynie jest zapewnienie ciągłości zasilania na czas znacznie dłuższy, niezbędny do załączenia innych źródeł zasilania lub usunięcia przyczyny awarii. Takie systemy zasilania nazywane bezpiecznymi **systemami zasilania gwarantowanego** złożone są zazwyczaj z kilku rezerwowych źródeł energii odpowiednio współpracujących w ramach zaprojektowanej instalacji o ściśle ustalonym algorytmie działania w przypadku wystąpienia awarii zasilania podstawowego. Przykładową konfigurację systemu zasilania gwarantowanego złożonego z UPS oraz agregatu prądotwórczego przedstawiono na rysunku 7.1.

7.2 Wymagania jakości zasilania urządzeń

Podstawowe parametry jakości napięcia zasilającego w sieciach publicznych określa norma PN-EN 50160, która definiuje zakresy wymagań obowiązujące dostawców energii elektrycznej. Przykładowo, zgodnie z wymaganiami tej normy, dopuszczalne zmiany napięcia zasilającego w sieci elektroenergetycznej mierzone jako średnia wartość skuteczna napięcia uśredniana w czasie 10 minutowych przedziałów czasowych w normalnych warunkach pracy powinna zawierać się

7.2. WYMAGANIA JAKOŚCI ZASILANIA URZĄDZEŃ



Rys. 7.1 Przykładowa konfiguracja systemu zasilania gwarantowanego

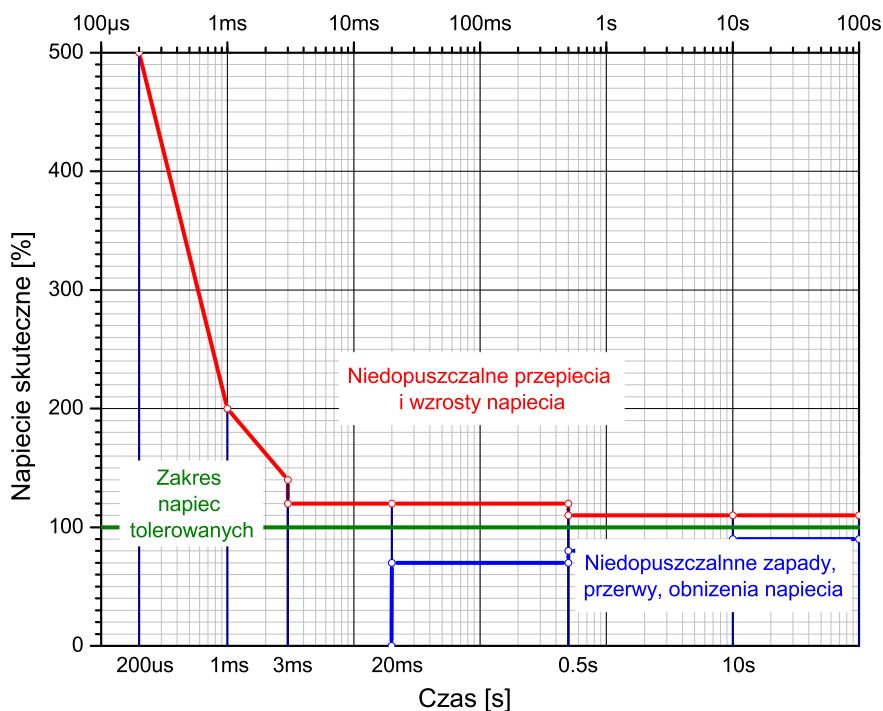
w przedziale $\pm 10\%$ napięcia znamionowego przez 95% tygodnia. Z punktu widzenia zasilania ważnych urządzeń, jak np. systemy komputerowe, informatyczne, układy sterowania i automatyki warunki zasilania zapewniane w ramach publicznej sieci zasilającej są niewystarczające. Dlatego powszechnie stosowaną zasadą staje się stosowanie dodatkowych układów poprawiających jakość zasilania w aplikacjach, dla których pewność zasilania sieciowego jest niewystarczająca ze względu na realizowane funkcje.

Wymagane poziomy odporności urządzeń na zmiany zasilania określone są w normie PN-EN 61000-4-11, która wprowadza dwa podstawowe wymagania odporności urządzeń na zapady napięcia, krótkie przerwy i zmiany napięcia. Urządzenia spełniające wymagania tej normy powinny bez żadnych negatywnych skutków dla ich funkcjonowania tolerować:

- całkowity zanik napięcia zasilającego (0% wartości napięcia znamionowego) przez czas 1 okresu napięcia sieciowego (20 ms) oraz
- zapad napięcia zasilania do 70% wartości napięcia znamionowego o czasie trwania do 25 okresów napięcia sieciowego (0,5 s).

7.2. WYMAGANIA JAKOŚCI ZASILANIA URZĄDZEŃ

Spełnienie tych wymagań przez urządzenie zasilane nie gwarantuje jednak poprawnej pracy we wszystkich warunkach zasilania, które mogą występować w sieci zasilającej, dlatego w odniesieniu do urządzeń informatycznych najczęściej stosuje się wymagania opracowane przez stowarzyszenie producentów sprzętu informatycznego ITIC (*Information Technology Industry Council*). Charakterystyki odporności urządzeń informatycznych na zmiany napięcia zasilania opracowane przez ITIC (rys. 7.2) określają dopuszczalne zakresy napięć zasilających oraz maksymalne czasy ich występowania bez negatywnego wpływu na poprawność funkcjonowania zasilanych urządzeń.



Rys. 7.2 Charakterystyka odporności urządzeń informatycznych na zmiany napięcia zasilania – krzywa ITIC

Większość obecnie stosowanych układów zasilających urządzenia informatyczne jest zasilaczami prądu stałego zasilanymi z sieci napięcia przemiennego. W zasilaczach tych napięcie przemiennie na samym początku procesu przetwarzania jest prostowane i zamieniane na napięcie stałe, które jest filtrowane najczęściej poprzez filtry pojemnościowe, aby zmniejszyć tętnienia napięcia stałego po wyprostowaniu. Taka konstrukcja w większości układów zasilających pozwala w naturalny sposób na znaczne zwiększenie odporności zasilanych układów na chwilowe, tzn. trwające nie więcej niż połowę okresu napięcia zasilającego obniżenie napięcia zasilania. Przy odpowiednim doborze pojemności układu zasilającego można uzyskać efekt podtrzymania napięcia zasilającego w czasie nawet kilku okresów napięcia zasilającego, co znacznie zmniejsza wymagania dla UPS pod względem czasu przełączenia z trybu pracy normalnej do akumulatorowej.

7.2. WYMAGANIA JAKOŚCI ZASILANIA URZĄDZEŃ

7.3 Podstawowe funkcje i właściwości UPS

Podstawową funkcją układów UPS w systemach zasilania jest zapewnienie ciągłości zasilania urządzeń w sytuacji wystąpienia nieakceptowanych poziomów napięcia sieciowego poprzez załączenie w odpowiednio krótkim czasie zasilania rezerwowego pochodzącego najczęściej z przetwornicy napięcia zasilanej z baterii akumulatorów. Dla tak określonego układu zasilania możemy wyróżnić trzy podstawowe rodzaje pracy: praca normalna, praca z wykorzystaniem energii zmagazynowanej, praca z włączonym obwodem obejściowym (*bypass*).

Praca normalna to stabilna praca UPS zasilającego obciążenie w warunkach, gdy dostępna jest w deklarowanym zakresie tolerancji energia pierwotna, bateria akumulatorów jest ładowana lub rozładowywana we właściwym czasie, obciążenie jest utrzymywane w wymaganych granicach, a napięcie wyjściowe zawiera się w wymaganym zakresie tolerancji. Przekazywanie energii pobieranej z sieci zasilającej do obwodów obciążenia najczęściej następuje przy jedynie nieznacznie zmodyfikowanym napięciu poprzez działanie układów filtracji przepięć oraz regulacji wartości skutecznej.

Praca z wykorzystaniem energii zmagazynowanej to praca UPS w stanie, gdy energia pierwotna jest odłączona lub jej parametry przekroczyły założone tolerancje i do utrzymania napięcia wyjściowego w określonych granicach jest zużywana energia zmagazynowana. W tym trybie pracy UPS energia zgromadzona w baterii akumulatorów jest przetwarzana na napięcie przemienne, którego wartość i kształt są całkowicie niezależne od sieci zasilającej.

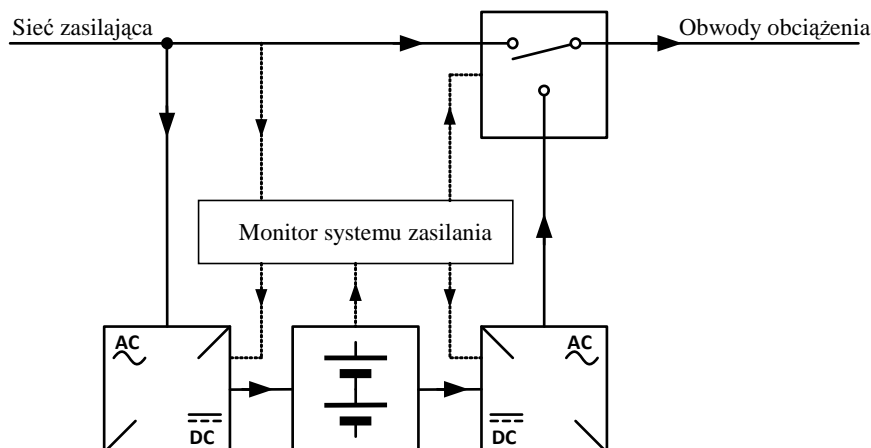
Praca z obwodem obejściowym – stan, w którym UPS pracuje, zasilając obciążenie tylko poprzez załączony obwód obejściowy.

Dodatkowymi, również istotnymi z punktu widzenia jakości zasilania urządzeń, stanami pracy UPS są dynamiczne stany przejściowe występujące podczas zmian trybów, w szczególności przy przejściu z pracy normalnej do pracy z wykorzystaniem energii zmagazynowanej.

Realizacja układów zasilania gwarantowanego UPS wymaga stosowania różnych podzespołów realizujących poszczególne funkcje oraz ściśle współpracujących pomiędzy sobą. Do najważniejszych modułów funkcjonalnych typowych układów UPS (rys. 7.3) zaliczyć możemy:

- układ monitorowania napięcia sieci zasilającej oraz oceny poprawności warunków zasilania zasilanych odbiorów,
- układ ładowania i kondycjonowania w stanie gotowości baterii akumulatorów działający w czasie występowania poprawnych warunków zasilania sieciowego,
- układ przetwornicy napięcia DC/AC zapewniającej dostarczenie odpowiedniego napięcia wyjściowego w czasie pracy ze źródła energii zmagazynowanej,
- układ sprzęgający pomiędzy siecią zasilającą oraz przetwornicą napięcia zasilaną z akumulatora, a obwodami obciążenia umożliwiający przełączanie źródła energii w odpowiednio krótkim czasie

Najbardziej istotnymi cechami układów UPS decydującymi w znacznym stopniu o ich przydatności do zapewniania odpowiedniej jakości zasilania chronionych urządzeń jest sposób realizacji procesu przejścia od pracy normalnej do akumulatorowej, który decyduje o czasie trwania procesu przełączania oraz poziomie jakości napięcia wyjściowego podczas pracy akumulatorowej, a w szczególności jego kształcie.



Rys. 7.3 Podstawowe moduły funkcjonalne układu zasilania bezprzerwowego

7.4 Parametry znamionowe UPS

Podstawowe parametry znamionowe UPS określone przez producenta w dokumentacji wyrobu oraz na oznakowaniu urządzenia zawierają informacje niezbędne do wstępnego ich doboru do zasilanych urządzeń oraz do projektowania instalacji. Można wyróżnić kilka podstawowych grup parametrów znamionowych typowych UPS związanych z:

- warunkami zasilania sieciowego – napięcie, częstotliwość, (najczęściej jak w sieci publicznej – zmiany napięcia wejściowego $\pm 10\%$ znamionowej wartości skutecznej, zmiany częstotliwości na wejściu $\pm 2\%$ wartości znamionowej, w przypadku zasilania trójfazowego stosunek składowych symetrycznych kolejności przeciwnej do zgodnej nie powinien przekraczać 5%), moc, współczynnik mocy, poziom zniekształceń harmonicznym prądu,
- specyfikacją parametrów jakości napięcia wyjściowego – wartość skuteczna, częstotliwość znamionowa, kształt lub poziom zniekształceń harmonicznym przy obciążeniu liniowym i nieliniowym,
- specyfikacją obciążenia – znamionowy prąd wyjściowy [A] lub znamionowa moc wyjściowa [VA] lub znamionowa moc czynna w [W], znamionowy współczynnik mocy na wyjściu, jeżeli jest mniejszy od jedności.
- baterią akumulatorów – rodzaj akumulatorów (Pb, Ni-Cd, itp.), liczba akumulatorów lub liczba ogniw, nominalne napięcie pojedynczego ogniwa lub całej baterii, nominalna pojemność baterii,
- eksploatacją – czas podtrzymania przy obciążeniu znamionowym, sprawność, wymagane chłodzenie, czas ładowania baterii, czas samorozładowania baterii.

7.5 Klasyfikacja topologii układów UPS

Nazewnictwo różnych rozwiązań konstrukcyjnych układów UPS stosowane przez różnych producentów nie jest jednoznaczne i może stwarzać pewne trudności związane z doбором odpowiednich technologii do rozwiązywania określonych problemów związanych z zasilaniem urządzeń.

7.4. PARAMETRY ZNAMIONOWE UPS

Ogólnie zasilacze UPS można podzielić na dwie grupy różniące się zasadniczo rodzajem gotowości do zapewnienia zasilania rezerwowego: biernej gotowości typu „standby UPS” oraz aktywnej gotowości typu „online UPS”. Podział ten nie jest jednak wystarczająco precyzyjny, wiele obecnie stosowanych rozwiązań technicznych można zaliczyć do rozwiązań tzw. mieszanych, które dążą do wykorzystania zalet obu grup. Szczegółowa klasyfikacja najczęściej stosowanych rozwiązań może być bardzo przydatna przy wyborze odpowiedniej konfiguracji do spełnienia konkretnych wymagań zasilanych układów.

7.5.1 Klasyfikacja UPS pod względem jakości napięcia wyjściowego

Zadaniem klasyfikacji UPS jest dostarczenie jednolitych kryteriów oceny danych technicznych UPS produkowanych przez różnych producentów, którzy w wyniku przeprowadzanych wymaganych pomiarów laboratoryjnych w ramach badań typu określają parametry techniczne swoich wyrobów. Norma [1] określa literowo-cyfrowy system oznaczania układów bezprzerwowego zasilania. Przyjęty kod oznaczenia składa się z trzech części oddzielonych myślnikiem: 3 litery, 2 litery oraz 3 cyfry ($L_1, L_2, L_3 - L_4, L_5 - C_1, C_2, C_3$ przykładowo VFI-SS-123).

Pierwsze trzy cyfry L_1, L_2, L_3 określają jakość napięcia wyjściowego podczas pracy normalnej. Stosowane są trzy oznaczenia, które charakteryzują właściwości napięcia wyjściowego w odniesieniu do napięcia zasilania, co jest istotnie związane z zastosowaną topologią UPS:

- **VFI** (*Voltage Frequency Independent*) – napięcie wyjściowe UPS jest niezależne od zmian wartości napięcia zasilającego i częstotliwości,
- **VFD** (*Voltage Frequency Dependent*) – wyjście UPS jest zależne od zmian wartości napięcia zasilającego i częstotliwości,
- **VI** (*Voltage Independent*) – wyjście UPS jest zależne od zmian częstotliwości napięcia zasilającego, lecz zmiany wartości napięcia zasilającego są kondycjonowane przez energoelektronicznie bierne urządzenie regulujące napięcie w granicach przyjętych w pracy normalnej (np. przełącznik zakresów uzwojenia transformatora sprzęgającego)

Kolejne dwie litery L_4 i L_5 określają kształt przebiegu napięcia wyjściowego w różnych warunkach pracy UPS: pierwsza L_4 w warunkach pracy normalnej wraz z włączonym obwodem obejściowym, druga L_5 w warunkach pracy ze źródła energii zmagazynowanej. Stosowane są następujące oznaczenia:

- **S** wytwarzane napięcie jest sinusoidalne, całkowity poziom zniekształceń harmonicznymi mniejszy niż 8% oraz rozkład widmowy harmonicznymi zgodny z normą PN-EN 61000-2-2 w warunkach obciążenia liniowego i wzorcowego nieliniowego,
- **X** wytwarzane napięcie jest sinusoidalne, tak jak w przypadku oznaczenia S, ale tylko w warunkach obciążenia liniowego, przy obciążeniu wzorcowym nieliniowym całkowity współczynnik zniekształceń harmonicznymi przekracza 8%, jeżeli obciążenie nieliniowe wzorcowe przekroczy wartości graniczne podane przez producenta,
- **Y** wytwarzane napięcie nie jest sinusoidalne i przekracza wartości graniczne zawarte w wymaganiach normy PN-EN 61000-2-2, parametry kształtu napięcia wyjściowego deklaruje producent.

Ostatnie trzy cyfry C_1, C_2 i C_3 określają największe dopuszczalne wartości graniczne zmian napięcia wyjściowego w warunkach dynamicznych UPS:

7.5. KLASYFIKACJA TOPOLOGII UKŁADÓW UPS

- **C1** – w czasie zmian trybów pracy (normalny / ze źródła energii zmagazynowanej / obejściowy),
- **C2** – przy skokowych zmianach obciążenia liniowego,
- **C3** – przy skokowych zmianach obciążenia nieliniowego.

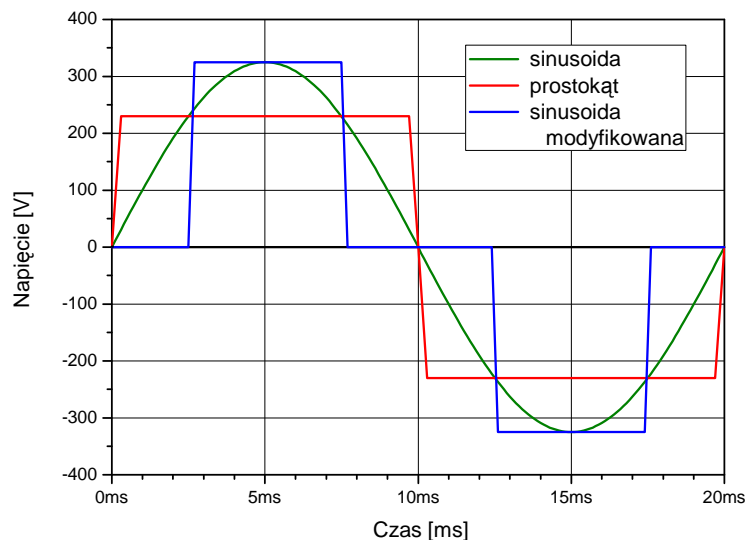
Wymagane wartości graniczne zmian napięcia wyjściowego w warunkach dynamicznych są zależne od klasy wymagań. Wyróżnia się trzy klasy właściwości dynamicznych napięcia wyjściowego oznaczone jako 1, 2 i 3, oznaczenie 4 oznacza specyfikację określaną wyłącznie przez producenta. Szczegółowe parametry dynamiczne dla poszczególnych klas przedstawiono na rysunkach 7.16, 7.17 i 7.1, a ich najważniejsze różnice, dotyczące dopuszczalnych przerw zasilania występujących podczas zmian trybów pracy, są następujące:

- **Klasa 1** – przełączenie następuje bezprzerwowo lub przy napięciu zerowym,
- **Klasa 2** – zerowe napięcie na wyjściu może utrzymywać się nie dłużej niż 1 ms,
- **Klasa 3** – zerowe napięcie na wyjściu może utrzymywać się nie dłużej niż 10 ms,
- **Liczba 4** – oznacza inne właściwości określane jedynie przez producentów.

Jednym z ważniejszych parametrów napięcia wyjściowego wpływających w istotnym stopniu na warunki pracy zasilanych odbiorników jest jego kształt. Najbardziej pożądanym kształtem napięcia wyjściowego jest kształt sinusoidalny, który jest w pełni tolerowany przez wszystkie odbiorniki. Jest to jednak najwyższy poziom jakości, którego uzyskanie wymaga stosowania najbardziej złożonych przekształtników DC/AC. Przekształtniki takie, w porównaniu z rozwiązaniami o bardziej uproszczonych przebiegach wyjściowych, charakteryzują się niestety znacznie niższą sprawnością oraz są znacznie droższe. Znaczna ilość odbiorników zasilanych z UPS, a w szczególności większość zasilaczy impulsowych stosowanych w urządzeniach informatycznych, nie wymaga aż tak wysokiej jakości napięcia. W zasilaczach impulsowych najczęściej wejściowe napięcie przemiennie najpierw jest prostowane, a dopiero po wyprostowaniu odpowiednio przetwarzane, w związku z tym kształt przebiegu napięcia zasilania nie jest aż tak istotny, chociaż mogą zdarzać się wyjątkowe przypadki.

Najbardziej uproszczonym kształtem przebiegu napięcia wyjściowego stosowanym z powodzeniem w najtańszych rozwiązaniach i tolerowanym przez znaczną część zasilanych urządzeń jest przebieg prostokątny. Niektóre urządzenia nie są jednak w stanie poprawnie funkcjonować przy zasilaniu napięciem, którego wartość skuteczna jest równa wartości maksymalnej. Nawet dla zasilaczy komputerowych taki rodzaj przebiegu napięcia zasilania nie jest zalecany przy długotrwałej pracy ponieważ powoduje znacznie większe narażenia wewnętrznych podzespołów elektronicznych. Ponadto odbiorniki ze znacznym udziałem mocy biernej (pojemnościowe i indukcyjne) nie powinny być zasilane takim napięciem, ze względu na zwiększone narażenia napięciowo-prądowe ich samych, a także układów UPS. Ze względu na wymienione ograniczenia przebiegów prostokątnych wiele rozwiązań UPS wytwarza przebiegi o kształcie pośrednim pomiędzy przebiegiem sinusoidalnym a prostokątnym, które nazywane są w różny sposób przez różnych producentów, jak np. modyfikowana sinusoida, schodkowa aproksymacja sinusoidy, sinusoida aproksymowana, quasi sinusoidalny itp. (rys. 7.4). Stromości narastania napięcia quasi sinusoidalnego nie powinny być mniejsze niż $10 \text{ V}/\mu\text{s}$. Przebiegi quasi sinusoidalne są stosunkowo łatwe do wytwarzania w wielu układach UPS bez znaczącego zwiększenia kosztów oraz znacznie poprawniej odzwierciedlają warunki zasilania urządzeń występujące przy zasilaniu w sieci. Dodatkowe narażenia związane z takim kształtem napięcia są znacznie łagodniejsze dla zasilaczy impulsowych urządzeń informatycznych niż w przypadku przebiegu prostokątnego.

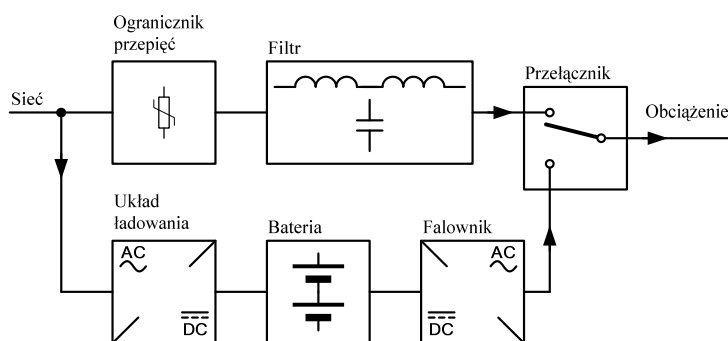
7.5. KLASYFIKACJA TOPOLOGII UKŁADÓW UPS



Rys. 7.4 Rodzaje przebiegów napięć wyjściowych UPS

7.5.2 Układy o gotowości biernej typu „standby” (VFD)

Układy UPS o gotowości biernej typu „standby” są najczęściej stosowane do poprawy warunków zasilania pojedynczych komputerów osobistych albo niewielkich systemów informatycznych o mocach najczęściej mniejszych niż 1 kVA i umiarkowanych wymaganiach poziomu ochrony zasilania. Zasadniczym elementem funkcjonalnym układów typu „standby” (rys. 7.5) jest łącznik przekaźnikowy lub energoelektroniczny, którego zadaniem jest wystarczająco szybka zmiana konfiguracji toru zasilania w sytuacji wystąpienia zaniku napięcia sieciowego. Układy tego typu najczęściej zawierają dodatkowe elementy filtracji w postaci ochronników przepięciowych oraz elementów filtrów przeciwzakłóceń, których zadaniem jest zmniejszenie narażeń zasilanych urządzeń na przepięcia oraz inne stany zakłóceń występujące w sieci elektroenergetycznej. W chwili wystąpienia zaniku napięcia sieciowego następuje przełączenie obwodów wyjściowych zasilacza UPS do wyjścia przetwornicy napięcia zasilanej z wewnętrznej baterii akumulatorów oraz uruchomienie tej przetwornicy ponieważ w warunkach zasilania sieciowego jest ona jedynie w stanie gotowości do pracy – stąd nazwa „standby”. Dodatkowym modulem funkcjonalnym występującym we wszystkich rodzajach zasilaczy UPS jest układ ładowania baterii akumulatorów, którego zadaniem jest utrzymanie właściwego poziomu naładowania baterii podczas pracy przy zasilaniu sieciowym tak, aby zapewnić możliwość odpowiednio długiej pracy zasilacza podczas przerw w zasilaniu sieciowym. Układy UPS typu „standby” charakteryzują się przede wszystkim prostą konstrukcją, wysoką sprawnością ze względu na wyłączenie przetwornicy DC/AC przy pracy normalnej oraz stosunkowo niskim kosztem. Wadą tych rozwiązań jest stosunkowo długa przerwa podczas zmiany trybu pracy.



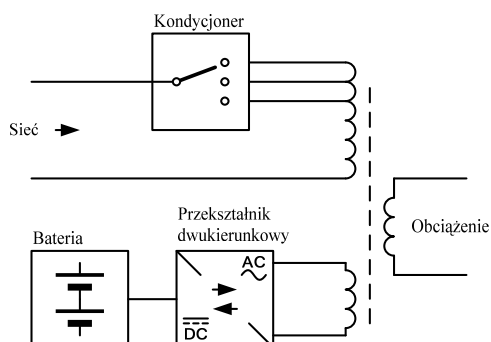
Rys. 7.5 Topologia UPS o gotowości biernej typu „standby”

7.5.3 Układy interaktywne o gotowości aktywnej typu „line interactive”(VI)

Układy typu „line interactive” są powszechnie stosowane do zasilania systemów informatycznych małych firm oraz lokalnych serwerów. W układach interaktywnych przekształtnik energoelektroniczny (rys. 7.6) zapewnia dwukierunkowe przetwarzanie energii: (a) podczas zasilania sieciowego ładowanie baterii akumulatorów w trybie pracy AC/DC, pobierając energię z sieci zasilającej oraz (b) zasilanie obwodów obciążenia w trybie pracy DC/AC, pobierając energię z baterii akumulatorów. Przekształtnik ten jest cały czas załączony, co pozwala na utrzymanie baterii akumulatorów w stanie gotowości w czasie zasilania sieciowego oraz płynne przejście do zasilania obwodów wejściowych w chwili zaniku napięcia sieciowego poprzez zmianę jedynie kierunku przepływu energii. Topologia „line interactive” pozwala na znacznie łagodniejsze w porównaniu z układami typu „standby” przechodzenie od stanu pracy przy zasilaniu sieciowym do pracy akumulatorowej, co znacznie ogranicza narażenia zasilanych obwodów na stany przepięciowe występujące podczas zmiany trybu pracy. Dodatkowo rozwiązania typu „line interactive” zawierają zazwyczaj transformator z przełącznikiem odczepów uzwojeń zapewniający separację galwaniczną pomiędzy siecią zasilającą a obwodami wyjściowymi. Możliwość zmiany przekładni transformatora poprzez odczepy pozwala na skokową regulację napięcia wyjściowego w czasie pracy przy zasilaniu sieciowym, co znacznie rozszerza zakres dopuszczalnych napięć zasilania sieciowego. Ponadto regulacja przekładni napięciowej pozwala na ograniczenie ilości przełączeń w tryb pracy bateryjnej, co znacznie zmniejsza zużycie eksploatacyjne akumulatorów. Topologia „line interactive” pozwala również na zasilanie obciążenia podczas awarii przekształtnika co znacznie zwiększa poziom niezawodności (np. umożliwia wymianę baterii akumulatorów). Układy UPS typu „line interactive” charakteryzują się przede wszystkim dużą sprawnością, umiarkowanym kosztem, wysoką niezawodnością oraz rozszerzonym zakresem dopuszczalnych napięć wejściowych i są najczęściej wykonywane w zakresie mocy do 5 kVA jako układy jednofazowe.

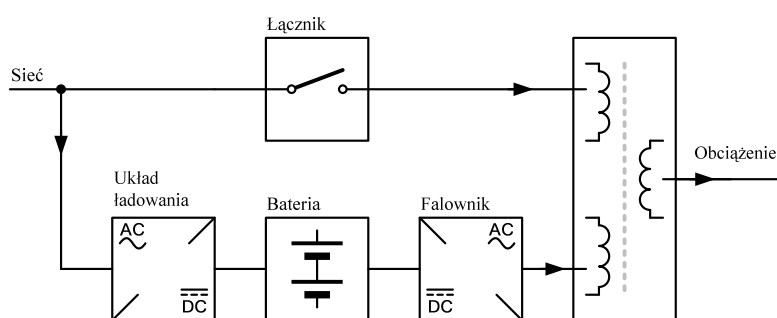
7.5.4 Układ typu „standby-ferro” ze sprzężeniem magnetycznym (VI)

Topologia typu „standby-ferro” z sprzężeniem magnetycznym (rys. 7.7) stosowana w układach o mocach znamionowych do kilkunastu kVA. Jej istotnym elementem konstrukcyjnym jest transformator trójuzwojeniowy przystosowany do pracy w stanie nasycania, co pozwala na ograniczoną regulację wartości napięcia oraz kształtowanie krzywej napięcia wyjściowego. Zaletą tej konfiguracji, oprócz separacji galwanicznej, jest również możliwość bardzo skutecznej filtracji przepięć oraz zaburzeń impulsowych występujących w sieci zasilającej. Niestety, zastosowana



Rys. 7.6 Topologia UPS o gotowości aktywnej typu „line interactive”

metoda regulacji wprowadza znaczące zniekształcenia harmoniczne napięcia. Ponadto, zastosowanie transformatora powoduje zwiększenie masy oraz kosztu, a także obniża znacząco sprawność. Układy „standby-ferro” bywają klasyfikowane jako „online”, jednak przetwornica DC/AC uruchamiana jest dopiero w przypadku wystąpienia zakłócenia zasilania po rozłączeniu łącznika obejściowego, czyli jak w klasie „off line”, co wymaga określonego czasu na zmianę trybu pracy UPS. Obecnie układy „standby-ferro” są coraz rzadziej stosowane, ponieważ źle współpracują z nowoczesnymi zasilaczami prądu stałego zawierającymi układy poprawy współczynnika mocy (PFC). Wzajemne oddziaływanie układów PFC z ujemną (w niektórych sytuacjach) impedancją układów ferro regulacyjnych może powodować, przy określonych obciążeniach, znaczne oscylacje napięcia wyjściowego zagrażające zasilanym urządzeniom.



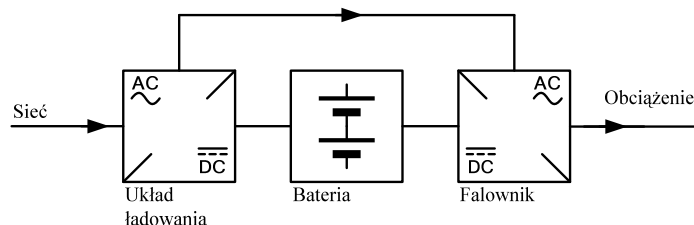
Rys. 7.7 Topologia UPS o konfiguracji mieszanej „standby-ferro”

7.5.5 Układy typu Delta o gotowości „on line” (VI)

Układy UPS typu DELTA są stosunkowo nowym rozwiązaniem, które zostało wprowadzone w celu wyeliminowania niektórych wad topologii z podwójnym przetwarzaniem, które zostały omówione w kolejnym rozdziale. Podobnie jak w układach z podwójnym przetwarzaniem, przetwornik jest cały czas włączony i dostarcza moc do obwodów obciążenia, jednak jest to tylko część mocy niezbędna do uzyskania właściwych parametrów napięcia wyjściowego, tzw. moc regulacji. Pozostała moc, znacznie większa od mocy regulacji, w czasie normalnej pracy jest przekazywana bezpośrednio z sieci zasilającej bez konieczności przetwarzania AC/DC/AC (rys. 7.8). Właściwość ta jest podstawową zaletą przetwarzania typu DELTA, która pozwala na uzyskiwanie znacznie większych sprawności w czasie normalnej pracy. Wadą natomiast jest, w stosunku

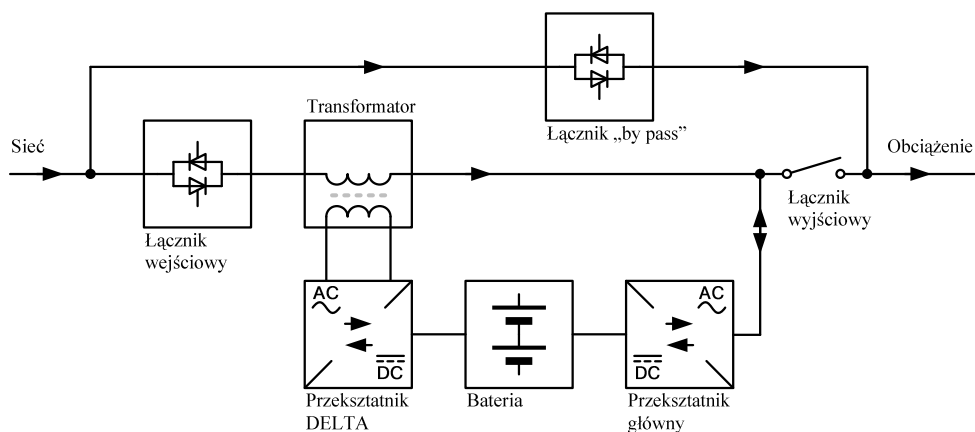
7.5. KLASYFIKACJA TOPOLOGII UKŁADÓW UPS

do układów o podwójnym przetwarzaniu, brak możliwości regulacji częstotliwości. Konfiguracja DELTA umożliwia również bardzo efektywne ograniczanie zniekształceń harmoniczných prądów pobieranych z sieci zasilającej, co pozwala na uzyskiwanie przebiegów zbliżonych do sinusoidalnych oraz współczynnika mocy zbliżonego do 1. Rozwiązania typu DELTA są obecnie coraz powszechniej stosowane w bardzo szerokim zakresie mocy znamionowych od kilku kVA do kilku MVA.



Rys. 7.8 Schemat ogólny topologii UPS o przetwarzaniu typu DELTA

Przykładowy sposób realizacji UPS typu DELTA z transformatorem sprzęgającym przedstawiono na rys. 7.9. Przekształtnik główny o mocy równej mocy znamionowej UPS oraz przekształtnik DELTA o mocy zazwyczaj około 30% mocy znamionowej współpracują z baterią akumulatorów, umożliwiając dwukierunkowy przepływ energii.

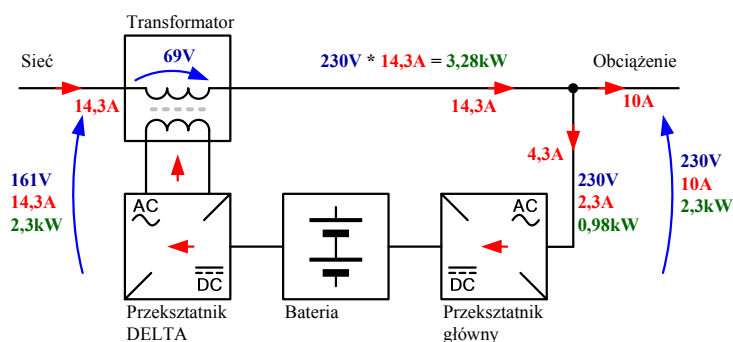


Rys. 7.9 Przykładowy uproszczony sposób realizacji UPS o strukturze DELTA

7.5. KLASYFIKACJA TOPOLOGII UKŁADÓW UPS

Przekształtnik DELTA jest podłączony do uzwojenia pierwotnego transformatora, którego uzwojenie wtórne jest włączone szeregowo w obwodzie zasilania sieciowego. Układ regulacji poprzez przekształtnik główny utrzymuje na wyjściu zadaną amplitudę i kształt napięcia, zatem napięcie na uzwojeniu szeregowym transformatora powinno być równe różnicy napięcia chwilowego pomiędzy napięciem zasilania a wyjściowym. Zadaniem przekształtnika DELTA jest więc wytworzenie takiego prądu w zasilanym pierwotnym uzwojeniu transformatora, aby uzyskać wymaganą różnicę napięć. Dodatkową rolą przekształtnika DELTA jest również takie oddziaływanie poprzez transformator sprzęgający, aby uzyskać pożądaną kompensację zniekształceń harmonicznych oraz współczynnika mocy prądu pobieranego z sieci zasilającej, czyli uzyskanie sinusoidalnego kształtu prądu będącego w fazie z napięciem. Podstawowe tryby pracy UPS o topologii DELTA to:

- Normalny – napięcie zasilania sieciowego jest równe napięciu zadanemu – różnica napięć na transformatorze jest równa zero, oba przekształtniki są włączone ale nie obciążone, 100% energii pobieranej przez obciążenie pochodzi bezpośrednio z sieci, w przypadku obciążenia odbiornikami nieliniowymi lub pobierającymi moc bierną przekształtniki korygują jedynie zniekształcenia harmoniczne oraz kompensują moc bierną.
- Normalny – napięcie zasilania jest niższe od napięcia wyjściowego – przekształtnik główny obciąża sieć zasilającą dodatkową mocą, która poprzez przekształtnik DELTA jest zużywana na wytworzenie dodatkowego napięcia na uzwojeniu szeregowym transformatora aby skompensować obniżenie napięcia sieciowego utrzymując na wyjściu napięcie zadane, zatem zwiększony prąd pobierany z sieci przy obniżonym napięciu pozwala na dostarczanie 100% mocy na wyjście przy zadanym napięciu (rys. 7.10).

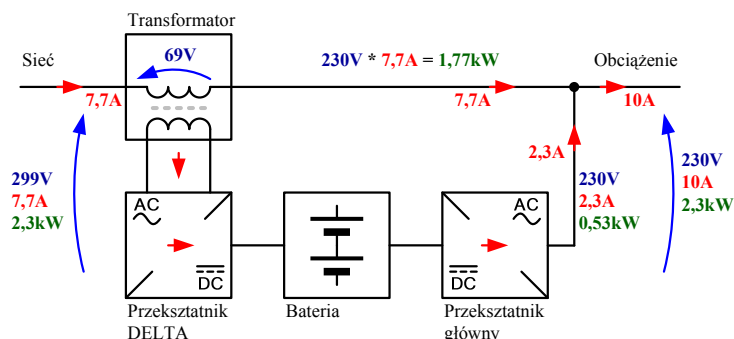


Rys. 7.10 Rozpływ mocy w UPS o topologii DELTA przy obniżonym napięciu wejściowym (70% napięcia znamionowego przy założeniu sprawności 100% i braku ładowania baterii)

- Normalny – napięcie zasilania jest wyższe od napięcia wyjściowego – napięcie na uzwojeniu szeregowym transformatora powinno mieć polaryzację odwrotną niż w poprzednim przypadku, zatem moc wynikająca z różnicy napięć jest pobierana z sieci przez przekształtnik DELTA i po przetworzeniu przez przekształtnik główny dostarczana dodatkowo do wyjścia tak, aby uzyskać wartość zadaną napięcia wyjściowego (rys. 7.11).
- Praca ze źródła energii zmagazynowanej – całkowita moc wyjściowa jest dostarczana z baterii akumulatorów, po przetworzeniu przez przekształtnik główny.
- Ładowanie baterii akumulatorów – we wszystkich stanach pracy w trybie normalnym przy zasilaniu sieciowym, bateria akumulatorów jest utrzymywana w stanie pełnej gotowości,

7.5. KLASYFIKACJA TOPOLOGII UKŁADÓW UPS

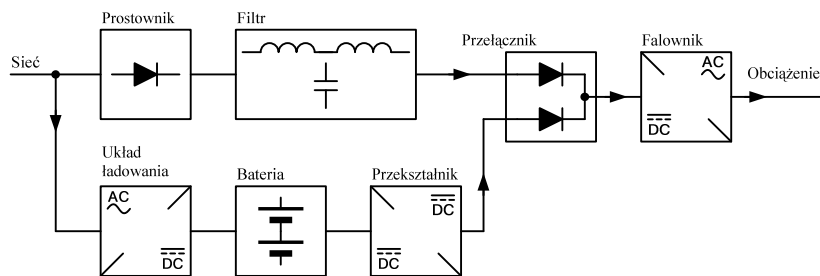
a w przypadku potrzeby doładowywania, w szczególności po wystąpieniu okresu pracy w trybie zasilania rezerwowego.



Rys. 7.11 Rozprawy mocy w UPS o topologii DELTA przy zwiększonym napięciu wejściowym (130% napięcia znamionowego przy założeniu sprawności 100% i braku ładowania baterii)

7.5.6 Układy o gotowości aktywno-biernej typu „standby – on line” (VFI)

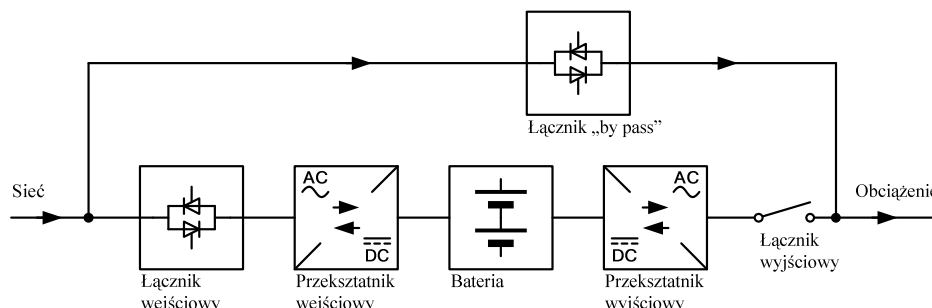
Układy o topologii mieszanej (rys. 7.12) są stosowane w UPS o mocach znamionowych do 10 kVA, które są często nazywane jako „online” pomimo, że przekształtnik DC/DC przetwarzający napięcie z baterii akumulatorów do poziomu napięcia wyprostowanego sieci zasilającej pracuje ewidentnie w trybie „standby”. Zastosowanie natomiast diodowego układu przełączania źródła energii sieć/akumulator pozwala na odpowiednio wczesne wykrycie zaniku zasilania sieciowego oraz całkowicie bezprzerwowe przejście w tryb zasilania akumulatorowego. Można zatem zgodzić się z zaliczeniem tego rozwiązania do klasy „online” w sensie funkcjonalnym, pomimo że układ w rzeczywistości pracuje w trybie „standby”. Jest to jedno z dość często stosowanych rozwiązań, w którym powszechnie przyjęta klasyfikacja może prowadzić do nieporozumień. Zaletą takiego rozwiązania jest uzyskany końcowy efekt funkcjonalny jak dla klasy „online”, gdzie możliwe jest bezprzerwowe przejście z trybu zasilania sieciowego do akumulatorowego przy jednoczesnym zwiększeniu sprawności całego układu na skutek zastosowania trybu pracy „standby” przekształtnika DC/DC.



Rys. 7.12 Topologia UPS o konfiguracji mieszanej „standby-online”

7.5.7 Układy z podwójnym przetwarzaniem „true on line” (VFI)

Układy z podwójnym przetwarzaniem są najczęściej stosowanymi układami w zakresie mocy znamionowych powyżej 10 kVA, typową topologię przedstawiono na rys. 7.13).



Rys. 7.13 Topologia UPS o podwójnej konwersji

Najistotniejszą cechą odróżniającą układy z podwójnym przetwarzaniem od pozostałych topologii jest wytwarzanie całkowitej mocy wyjściowej poprzez przekształtnik wyjściowy we wszystkich stanach pracy, co ma zarówno pozytywne, jak i negatywne skutki. Napięcie wyjściowe jest całkowicie niezależne od stanów przejściowych występujących przy zmianach trybu pracy, ponieważ nie występują żadne procesy komutacyjne obwodów wyjściowych, cały czas napięcie wyjściowe jest wytwarzane przez ten sam układ przekształtnikowy. Niestety, ciągła praca przekształtnika, w szczególności w trybie normalnym, powoduje znaczące zmniejszenie sprawności przetwarzania oraz zwiększoną zawodność ze względu na eksploatacyjne zużycie elementów. W tabeli 7.7 przedstawiono porównanie charakterystycznych właściwości eksploatacyjnych poszczególnych rozwiązań topologicznych UPS.

7.6 Źródła energii stosowane w UPS

Dobór źródeł energii do układów bezprzerwowego zasilania uwarunkowany jest przede wszystkim długością spodziewanych przerw w zasilaniu, w czasie których ma być zagwarantowane zasilanie chronionych obwodów. Jednym z ważniejszych parametrów dobieranego źródła energii jest więc możliwa do zmagazynowania ilość energii niezbędna do podtrzymania zasilania w wystarczająco długim czasie. Wieloletnie badania statystyczne, jakości energii wykazują, że zdecydowana większość (ponad 95%) występujących przerw w zasilaniu nie przekracza 3 sekund, co jest związane z funkcjonowaniem w systemie elektroenergetycznym układów samoczynnego powtórnego załączenia (SPZ) działających w czasie od 0.3 do 3 sekund. System ten umożliwia stosunkowo szybkie przywrócenie zasilania w większości przypadków spotykanych zakłóceń, jak np. wyładowania atmosferyczne. Dłuższe przerwy w zasilaniu są znacznie rzadsze (mniej niż 5% wszystkich stanów zakłóceń) i trwają zdecydowanie dłużej (od pojedynczych minut do wielu godzin). Oba rodzaje występujących zakłóceń zasilania wymagają odrębnych rozwiązań. W przypadku krótkich przerw wystarczają zasobniki energii o stosunkowo niewielkiej pojemności energetycznej i najczęściej stosowane są baterie akumulatorów, chociaż w ostatnim czasie pojawiają się coraz częściej także inne rozwiązania, jak np. superkondensatory, koła zamachowe, nadprzewodnikowe magnetyczne zasobniki energii.

Dla zapewnienia zasilania w czasie długich przerw niezbędne są zasobniki energii o znacznie większej pojemności co jest obecnie przedmiotem wielu poszukiwań technologicznych, np. ogniwa

Tabela 7.7 Porównanie najważniejszych cech różnych rozwiązań topologicznych UPS

	Offline		Offline/Online		Online	
	VFD	VI	VI	VI	VI	VFI
	Standby	Standby Ferro	Line Interactive	Standby-online hybrid	Double Conversion Online	Delta Conversion Online
Typowy zakres mocy [kVA]	< 0,5	3-15	< 5	< 5	3 - 5000	10 - 5000
Sprawność	b. wysoka	Niska	b. wysoka	Niska	Niska	wysoka
Koszt	Niski	Wysoki	Średni	Wysoki	Średni	Średni
Zalety	Prosta konstrukcja	Precyzyjne kondycjonowanie napięcia, wysoka niezawodność	Szeroki zakres kondycjonowania napięcia, wysoka niezawodność	Precyzyjne kondycjonowanie napięcia,	Doskonałe kondycjonowanie napięcia, możliwość pracy równoległej	Doskonałe kondycjonowanie napięcia
Wady	Małe moce	Wrażliwość na zmiany charakteru obciążenia	Ograniczenie mocy do ~ 5 kVA	Ograniczenie mocy do ~ 5 kVA niska niezawodność	Wysoki koszt przy małych mocach	Wysoka zawodność
Zastosowania	Komputery osobiste	Ograniczone z powodu niestabilności	Małe sieci i serwery	Ograniczone	Duże systemy zasilania	Duże systemy zasilania

paliwowe. Obecnie w układach bezprzerwowego zasilania w takich sytuacjach najczęściej są stosowane agregaty prądotwórcze na paliwa ciekłe i gazowe. Zasadniczą niedogodnością stosowania agregatów jest jednak stosunkowo długi czas (rzędu minut) niezbędny do ich uruchomienia, co powoduje konieczność stosowania ich we współpracy ze źródłami akumulatorowymi zapewniającymi zasilanie na czas rozruchu. Niezależnie od przyjmowanych rozwiązań układów UPS zawsze pożądane jest, aby stosowane źródła energii charakteryzowały się przede wszystkim:

- dużą pojemnością,
- możliwością szybkiego ponownego zmagazynowania energii,
- możliwością szybkiego oddawania energii (wysoka dynamika obciążenia),
- dużą sprawnością przetwarzania energii,
- niskim stopniem samorozładowania,
- umiarkowanymi wymaganiami w zakresie eksploatacyjnym.

W obecnie stosowanych układach bezprzerwowego zasilania nie wymagających używania dodatkowych agregatów prądotwórczych najczęściej wykorzystywanym źródłem energii są baterie akumulatorów różnych typów o różnych napięciach znamionowych. Podstawowe parametry oraz właściwości eksploatacyjno-użytkowe najczęściej stosowanych akumulatorów przedstawiono w tabeli 7.8.

7.6. ŹRÓDŁA ENERGII STOSOWANE W UPS

Tabela 7.8 Podstawowe szacunkowe właściwości akumulatorów najczęściej stosowanych w UPS

Rodzaj akumulatora	Pb	Ni-Cd	Ni-MH	Li-ion	Li-ion
Właściwość	ołowiowo kwasowe	niklowo kadmowe	niklowo metalowo wodorkowe	litowo jonowe	polimer litowo jonowe
Napięcie pojedynczego ogniwa [V]	2,27	1,25	1,25	3,6	3,7
Gęstość energii [Wh/kg]	30-40	60-60	30-80	100-160	130-200
Prąd ładowania	mały	bardzo duży	średni	duży	
Sprawność ładowanie - rozładowanie [%]	75	70-90	60	> 95	> 95
Czas ładowania [godz.]	10 - 15	1,5	2 - 3	3 - 6	
Liczba cykli ładowania	200 - 2000	1500 - 2000	500 - 3000	1000 - 2500	> 1000
Czas utrzymania gotowości [mies.]	6	1	3	bardzo długi	
Poziom samorozładowania [% / miesiąc]	10	10	30i	5-10	5
Zagrożenie ekologiczne	wielkie	wielkie	małe	wielkie	
Koszt	niski	średni	wysoki	bar. wysoki	bar. wysoki

Właściwości baterii akumulatorów stosowanych w układach UPS, jako źródła energii zgmagazynowanej, mają kluczowe znaczenie dla zapewnienia podtrzymania zasilania o określonej jakości w zakładanym czasie. Baterie akumulatorów stanowią najbardziej uciążliwy pod względem eksploatacyjnym element układów UPS i wymagają ciągłego nadzoru ich przydatności do użycia poprzez przeprowadzanie odpowiednich testów umożliwiających wczesne ostrzeżenie użytkownika o możliwych nieprawidłowościach. Żywotność baterii jest również bardzo ograniczona, w stosunku do pozostałych elementów UPS, poprzez gwarantowaną ilość cykli ładowania, a także maksymalny czas eksploatacji, który zazwyczaj nie przekracza kilku lat. Ponadto czas efektywnej eksploatacji baterii jest bardzo uzależniony od warunków eksploatacyjnych – temperatury, przebiegu procesu ładowania. Mając na uwadze wszystkie niedoskonałości baterii, aby zapobiec niespodziewanym awariom, stosuje się bardzo zaawansowane układy automatycznego nadzoru baterii zapewniające jak najdogodniejsze warunki eksploatacji w celu przedłużenia ich żywotności oraz cykliczną diagnostykę pozwalającą na odpowiednio wcześniejsze zaplanowanie wymiany. Do najważniejszych funkcji inteligentnych układów nadzoru baterii akumulatorów w UPS możemy zaliczyć:

- zapewnienie zalecanej charakterystyki ładowania uwzględniającej wpływ stopnia rozładowania, temperatury, tętnień prądu, zmiennej w czasie eksploatacji pojemności,
- zabezpieczenie przed przeladowywaniem oraz samorozładowywaniem,

7.6. ŹRÓDŁA ENERGII STOSOWANE W UPS

- bieżące szacowanie i uwzględnianie zmieniającej się pojemności baterii w czasie okresu eksploatacji oraz w funkcji temperatury,
- cykliczne testy sprawdzające i ostrzegające o niekorzystnych zmianach parametrów eksploatacyjnych,
- minimalizowanie ilości cykli ładowania w celu wydłużenia żywotności.

7.7 Podstawowe zasady doboru UPS

Podstawowym i oczywistym kryterium doboru UPS jest zapewnienie właściwych zakresów zmienności parametrów napięcia zasilającego i wyjściowego, co nie stanowi zazwyczaj problemu technicznego. Znacznie bardziej problematyczny jest dobór właściwej topologii UPS ze względu na rodzaj zasilanych urządzeń oraz rodzaje spodziewanych zakłóceń zasilania, które mogą pojawiać się w sieci zasilającej, a nie są tolerowane przez zasilane odbiorniki. Porównanie podstawowych rodzajów UPS pod względem ich zdolności do eliminowania poszczególnych stanów zakłóceńowych występujących w sieciach zasilających przedstawiono w tabeli 7.9. Natomiast dobór UPS do rodzaju zasilanych urządzeń jest ściśle związany z kształtem wytwarzanych napięć wyjściowych, w szczególności w trybie pracy ze zmagazynowanej energii i powinien uwzględniać przede wszystkim wymagania techniczne wynikające z dokumentacji urządzenia.

Tabela 7.9 Klasyfikacja układów UPS ze względu na ochronę przez stanami zakłóceńowymi

Rodzaj zakłócenia	Rodzaj UPS	VFD	VI	VFI
Przerwy w zasilaniu > 10 ms		✓	✓	✓
Szybkie zmiany napięcia < 20 ms		✓	✓	✓
Krótkotrwałe przepięcia < 20 ms		✓	✓	✓
Zapady napięcia		–	✓	✓
Długotrwałe wzrosty napięcia		–	✓	✓
Przepięcia pochodzenia atmosferycznego		–	–	✓
Przepięcia krótkotrwałe < 4 ms		–	–	✓
Wahania częstotliwości		–	–	✓
Chwilowe odkształcenia krzywej napięcia		–	–	✓
Zniekształcenia harmoniczne napięcia		–	–	✓

Kolejnym istotnym etapem doboru UPS jest określenie mocy znamionowej oraz minimalnego czasu zapewnienia zasilania w trybie pracy ze zmagazynowanej energii, co nie jest trudne w przypadku odbiorników rezystancyjnych. Zazwyczaj zasilane poprzez UPS odbiorniki są odbiornikami o współczynniku mocy mniejszym od 1 oraz zawierają znaczny udział obciążeń nieliniowych, głównie układów prostownikowych z filtracją pojemnościową. Określenie mocy UPS dla takich obciążeń wymaga uwzględnienia mocy czynnej, biernej oraz mocy zniekształceń nieliniowych, która może być dość trudna do oszacowania dla wielu odbiorników ze względu na często niewystarczająco dokładne specyfikacje techniczne urządzeń w zakresie zniekształceń harmonicznych pobieranych prądów. Zależność (7.135) przedstawia zasadę obliczania wypadkowej mocy znamionowej UPS S'_{UPS} w oparciu o sumaryczną moc czynną, bierną oraz moc zniekształceń zasilanych urządzeń, którą można również przedstawić w postaci graficznej (rys. 7.14).

$$S'_{UPS} = \sqrt{P_{UPS}^2 + Q_{UPS}^2 + V_{UPS}^2} \quad (7.135)$$

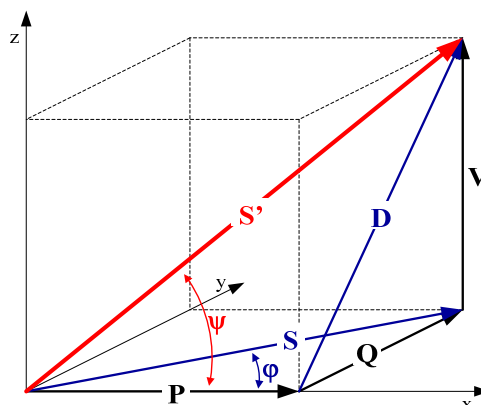
7.7. PODSTAWOWE ZASADY DOBORU UPS

Określenie mocy czynnej i biernej odbiorników liniowych można przeprowadzić zgodnie z zależnościami (7.136) i (7.137). Natomiast wypadkowy współczynnik mocy $\cos\psi$ odbiorników nieliniowych uwzględniający wpływ zniekształceń harmonicznych definiuje się zgodnie z zależnością (7.138), gdzie I_n są harmonicznymi pobieranego prądu.

$$P_{UPS} = \sum_{i=1}^n P_i \tag{7.136}$$

$$Q_{UPS} = \sum_{i=1}^n P_i \cdot \operatorname{tg}\varphi_i = \sum_{i=1}^n P_i \cdot \sqrt{\frac{1}{\cos^2 \varphi_i} - 1} \tag{7.137}$$

$$\cos \psi = \frac{P}{\sqrt{3} \cdot U \sqrt{\sum_{n=0}^{\infty} I_n^2}} \tag{7.138}$$



Rys. 7.14 Czworościan mocy dla obciążeń nieliniowych: P – moc czynna, Q – moc bierna, S – moc pozorna części liniowej obciążenia, V – moc deformacji, D – moc dystorsji, S' – moc pozorna obwodu nieliniowego

7.8 Badania właściwości układów UPS

Ze względu na różnorodność stosowanych rozwiązań konstrukcyjnych UPS oraz zasilanych odbiorników zasady określania parametrów UPS zostały ujednoczone poprzez wymagania normy PN-EN 62040, co znacznie ułatwia porównywanie parametrów UPS wytwarzanych przez różnych producentów. Norma ta określa przede wszystkim:

- zestaw podstawowych parametrów technicznych zalecanych do specyfikacji oznaczeń znamionowych UPS,
- ujednoczone metody wyznaczania parametrów znamionowych,
- metody badania właściwości UPS w warunkach obciążeń statycznych i dynamicznych,
- znormalizowane obciążenia zalecane do stosowania przy wyznaczaniu parametrów.

Obciążenie normalne UPS to zgodnie z normą tryb pracy odpowiadający najcięższej pracy w warunkach normalnych, przy obciążeniu znamionowym zgodnym z instrukcją producenta oraz uwzględnieniu możliwości jednoczesnego ładowania baterii akumulatorów.

Obciążenia liniowe to takie obciążenie, któremu odpowiada prąd pobierany ze źródła zasilania zgodnie z zależnością $I = U/Z$, gdzie I – pobierany prąd, U – napięcie zasilania, Z – impedancja obciążenia oraz przy zasilaniu napięciem sinusoidalnym, pobiera prąd także sinusoidalny. Podstawowe rodzaje takich obciążeń to: rezystancyjne, indukcyjno rezystancyjne, pojemnościowo rezystancyjne.

Obciążenie nieliniowe to obciążenie, przy którym impedancja obciążenia Z nie jest stała i zależy np. od wartości chwilowej napięcia lub czasu, co powoduje, że prąd pobierany przez obciążenie nieliniowe przy sinusoidalnym zasilaniu nie jest sinusoidalny. Typowe przykłady obciążeń nieliniowych to: prostowniki z wyjściowym filtrem pojemnościowym, obciążenia regulowane ze sterownikami tyrystorowymi. Najpowszechniej obecnie stosowane obciążenie nieliniowe w zakresie mocy znamionowych do 3 kVA to układy prostownikowe mostkowe z obciążeniem pojemnościowym.

Podstawowe parametry obciążenia UPS to: S – wyjściowa moc pozorna [VA], P – wyjściowa moc czynna [W], $\cos\varphi = P/S$ – współczynnik mocy [–], U – napięcie wyjściowe [V] oraz f – częstotliwość [Hz].

7.8.1 Znormalizowane obciążenia liniowe

Parametry wzorcowych obciążeń liniowych stosowanych do badań właściwości UPS są wyznaczane z zależności przedstawionych w tabeli 7.10.

Tabela 7.10 Zasady określania parametrów wzorcowych obciążeń liniowych UPS

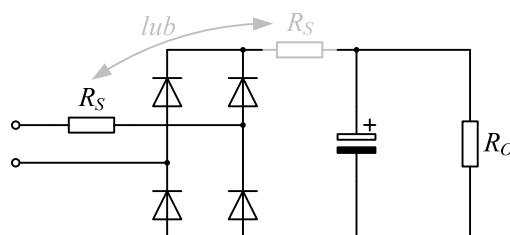
Parametry Rodzaj obciążenia	Rezystancja R [Ω]	Indukcyjność L [H]	Pojemność C [F]
Rezystancyjne	$R = \frac{U^2}{P}$	–	–
Indukcyjno-rezystancyjne szeregowe	$R = \lambda \frac{U^2}{S}$	$L = \frac{\sqrt{1 - \lambda^2} U^2}{2\pi f S}$	–
Indukcyjno-rezystancyjne równoległe	$R = \frac{U^2}{\lambda \cdot S}$	$L = \frac{U^2}{2\pi f \cdot S \sqrt{1 - \lambda^2}}$	–
Pojemnościowo-rezystancyjne szeregowe	$R = \frac{U^2 \lambda}{S}$	–	$C = \frac{S}{2\pi f \cdot U^2 \sqrt{1 - \lambda^2}}$
Pojemnościowo-rezystancyjne równoległe	$R = \frac{U^2}{\lambda \cdot S}$	–	$C = \frac{S \sqrt{1 - \lambda^2}}{2\pi f U^2}$

7.8.2 Znormalizowane obciążenia nieliniowe

Do symulacji jednofazowego obciążenia nieliniowego UPS stosowane powinny być układy prostownikowe z mostkami diodowymi, na wyjściu których dołączane są równoległe połączone baterie kondensatorów oraz rezystory obciążające. Na rysunku 7.15 przedstawiono schemat układu obciążenia gdzie: U_C jest średnią wartością napięcia wyprostowanego przy założeniu współczynnika mocy obciążenia $\lambda = 0.7$ co oznacza, że 70% mocy pozornej będzie się wydzielac na rezystorach

7.8. BADANIA WŁAŚCIWOŚCI UKŁADÓW UPS

R_O i R_S . Zadaniem rezystora R_S jest odzwierciedlanie impedancji sieci zasilającej i może być on umieszczony po stronie AC lub DC mostka prostowniczego. Rezystor obciążenia R_O jest tak dobrany, aby 66% z całkowitej mocy pozornej S wydzielano się na nim jako moc czynna, natomiast na rezystorze szeregowym R_S pozostałe 4% mocy czynnej, co odpowiada dopuszczalnemu spadkowi napięcia 4% w sieciach zasilających. Proponowana konfiguracja układu obciążającego dla znamionowej częstotliwości wyjściowej 50 Hz uwzględnia także możliwość występowania odkształceń napięcia wyjściowego UPS nie większych niż 8%, czyli takich, które mogą występować w publicznej sieci zasilającej. Wartość międzyszczytowa tętnień napięcia wyjściowego U_C na kondensatorze powinna wynosić 5%, co odpowiada stałej czasowej $RC=0.15$ s .



Rys. 7.15 Wzorcowe obciążenie nieliniowe stosowane do badań UPS

Uwzględniając współczynniki: napięcia szczytowego - $\sqrt{2}$, zniekształcenia harmoniczne napięcia sieci - 8%, dopuszczalny spadek napięcia na kablach zasilających - 4% oraz tętnienia napięcia wyprostowanego - 5%, można określić zależność na wartość średnią napięcia wyprostowanego (7.139), co pozwala na określenie parametrów obwodu nieliniowego obciążenia znormalizowanego R_S , R_O i C (7.140).

$$U_C = \sqrt{2} \times (0.92 \times 0.96 \times 0.975) \times U \quad (7.139)$$

$$R_S = 0,04 \frac{U^2}{S}, \quad R_O = \frac{U_C^2}{0,66 \times S}, \quad C = \frac{0,15s}{R_O} \quad (7.140)$$

7.8.3 Statyczne parametry znamionowe

Parametry strony wyjściowej UPS:

- znamionowa wartość napięcia wyjściowego oraz znamionowa tolerancja zmian częstotliwości, (najczęściej jak w sieci publicznej – zmiany napięcia wyjściowego $\pm 10\%$ znamionowej wartości skutecznej, zmiany częstotliwości na wejściu $\pm 2\%$ wartości znamionowej, w przypadku zasilania trójfazowego stosunek składowych symetrycznych kolejności przeciwnej do zgodnej nie powinien przekraczać 5%),
- wartość znamionowa prądu wyjściowego I_{RMS} ,
- maksymalny wejściowy prąd ciągły (w przypadku najgorszych warunków pracy UPS, tzn. obciążenie mocą znamionową wyjścia, włączone ładowanie baterii, przy podstawowej tolerancji napięcia zasilającego i dozwolonym przeciążeniu),
- całkowite zniekształcenia harmoniczne prądu wyjściowego THD,
- współczynnik mocy na wejściu,

7.8. BADANIA WŁAŚCIWOŚCI UKŁADÓW UPS

- wymagania dotyczące punktu neutralnego sieci na wejściu oraz systemu zasilania (TN, TN-C, TN-C-S, TT, IT),
- wymagania dotyczące maksymalnego prądu załączania,
- wymagania dotyczące prądu upływowego doziemnego (jeżeli przekracza 3,5 mA).

Parametry strony wyjściowej UPS:

- wyjściowe napięcie znamionowe oraz znamionowa tolerancja zmian,
- znamionowy współczynnik mocy obciążenia jeżeli jest mniejszy od jedności oraz dopuszczalny zakres zmian współczynnika mocy obciążenia.
- znamionowy prąd wyjściowy w A lub znamionowa moc pozorna w VA lub znamionowa moc czynna w W określana przy konkretnym współczynniku mocy, zarówno dla obciążenia liniowego jak i nieliniowego,
- częstotliwość znamionową oraz dopuszczalny zakres jej zmian,
- maksymalny współczynnik zawartości składowych harmonicznych odkształceń napięcia wyjściowego przy znamionowym obciążeniu zarówno liniowym, jak i nieliniowym,
- odchyłki wartości skutecznej napięcia wyjściowego w stanach przejściowych, wartości RMS, całkowity czas występowania oraz czas powrotu do wartości ustalonej po skokowej zmianie prądu obciążenia dla obciążenia liniowego i nieliniowego.
- sprawność UPS przy obciążeniu znamionowym,
- zdolność przeciążeniowa podawana jako stosunek prądu przeciążeniowego do znamionowego prądu wyjściowego, który może być pobierany przez określony czas z UPS bez przekroczenia dopuszczalnych granic przyjętych w warunkach pracy określanych przez producenta.

7.8.4 Znormalizowane właściwości dynamiczne

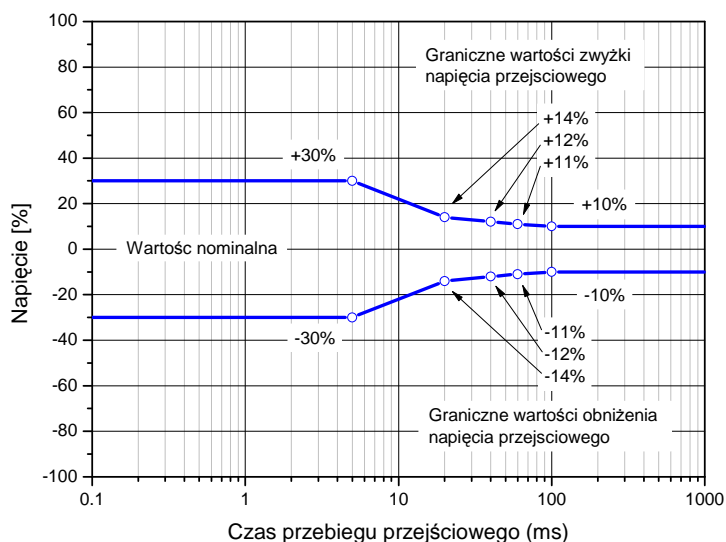
Norma PN-EN 62040 określa trzy klasy dynamicznych charakterystyk wyjściowych UPS, których szczegółowe charakterystyki napięciowo-czasowe przedstawiono na rys. 16, 17 i 18. Wartości skuteczne napięć wyjściowych powinny mieścić się w granicach określonych charakterystykami dla poszczególnych klas 1,2 i 3 w następujących warunkach pracy:

- podczas wszystkich możliwych zmian rodzaju pracy pomiędzy pracą normalną, z energii zmagazynowanej oraz z obwodami obejściowymi,
- podczas skokowego wzrostu lub zmniejszenia obciążenia liniowego oraz nieliniowego,
- dla przebiegów niestabilnych o czasie trwania poniżej połowy cyklu, procentowa odchyłka stanu przejściowego wynikająca z charakterystyk odnosi się do szczytowej wartości w tym pół-cyklu, w którym pojawił się stan przejściowy.

Wartości graniczne napięć wyjściowych w warunkach dynamicznych dla UPS o deklarowanym napięciu sinusoidalnym nie powinny przekraczać poziomów podanych dla klas 1,2 i 3, także podczas pracy normalnej oraz pracy ze źródła energii zmagazynowanej. Natomiast dla UPS o deklarowanym napięciu wyjściowym niesinusoidalnym, gdy urządzenie zasilane będzie tolerowało taki przebieg, wymagane są następujące ograniczenia: czas narastania dU/dt mierzony od 0,1

7.8. BADANIA WŁAŚCIWOŚCI UKŁADÓW UPS

U_p do $0,9 U_p$ nie większy niż $10V/\mu s$ oraz wartość szczytowa U_p nie większa niż $\sqrt{2} \times$ (znamionowa wartość skuteczna napięcia wyjściowego). Charakterystyki wyjściowe dynamiczne UPS klasy 1 i 2 są odpowiednie dla większości rodzajów spotykanych w praktyce zasilanych urządzeń, natomiast w przypadku, gdy charakterystyki te są przekroczone, ale akceptowalne przez zasilane odbiorniki, maksymalne zalecane odchyłki określa klasa 3.

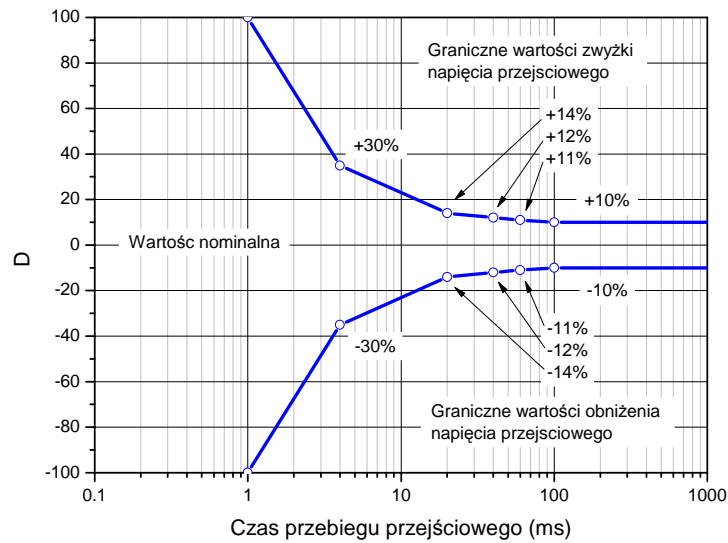


Rys. 7.16 Wartości graniczne zmian napięcia wyjściowego w warunkach dynamicznych – wymagania dla klasy 1

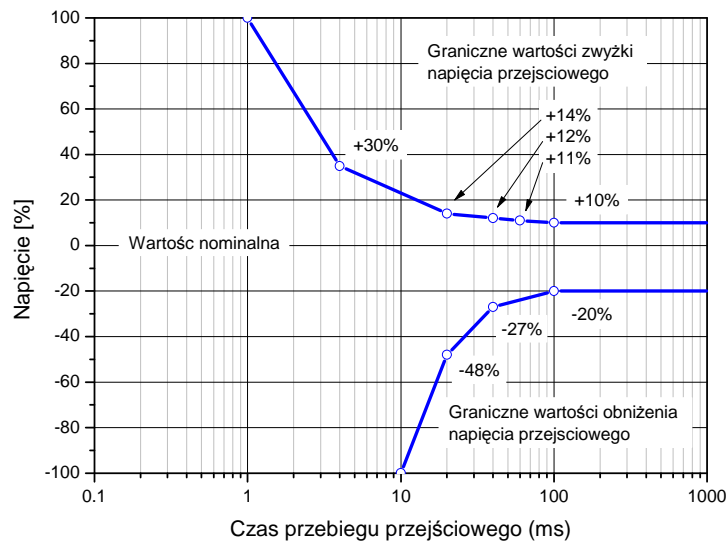
7.9 Metody badań UPS

7.9.1 Zasady stosowania nieliniowego obciążenia wzorcowego

- Obwód nieliniowego obciążenia wzorcowego należy najpierw dołączyć do wejściowego napięcia przemiennego o wartości równej znamionowemu napięciu wyjściowemu badanego UPS.
- W przypadku zasilania obciążenia wzorcowego impedancja źródła nie powinna powodować odkształceń przebiegu napięcia wejściowego AC większych niż 8%.
- Rezystancję obciążenia R należy najpierw wyregulować tak, aby uzyskać znamionową wyjściową moc pozorną określoną dla badanego UPS, a następnie bez dodatkowych regulacji dołączać do wejścia badanego UPS,
- Podczas wszystkich badań należy stosować to samo obciążenie wzorcowe bez dodatkowych regulacji, dobrane w taki sposób, aby uzyskać parametry wymagane przy obciążeniu nieliniowym.



Rys. 7.17 Wartości graniczne zmian napięcia wyjściowego w warunkach dynamicznych – wymagania dla klasy 2



Rys. 7.18 Wartości graniczne zmian napięcia wyjściowego w warunkach dynamicznych – wymagania dla klasy 3

- W przypadku jednofazowych UPS o mocy do 33 kVA należy stosować nieliniowe obciążenie wzorcowe o mocy pozornej równej znamionowej mocy pozornej UPS.
- W przypadku jednofazowych UPS większych mocy należy stosować obciążenie nieliniowe o mocy S równej 33 kVA oraz dodatkowe obciążenie liniowe uzupełniające do wartości mocy znamionowej czynnej i pozornej UPS.
- W przypadku trójfazowych UPS o mocy znamionowej pozornej do 100 kVA przeznaczonych do zasilania odbiorników jednofazowych, jednofazowe obciążenia nieliniowe należy dołączać w układzie faza – przewód neutralny albo faza – faza w zależności od konfiguracji sieci energetycznej

7.9.2 Zmiana trybu pracy

Przejście z pracy normalnej do pracy ze źródła energii zmagazynowanej:

- należy przerwać zasilanie na wejściu przynajmniej na 1 sekundę i rozpocząć pracę, gdy napięcie wejściowe przechodzi przez zero oraz gdy amplituda napięcia wejściowego ma wartość maksymalną,
- dla upewniania się co do powtarzalności wykonanych badań, próby dla obu przypadków powtarza się trzykrotnie,
- należy rejestrować oscyloskopowo przebiegi napięcia wejściowego i wyjściowego, co pozwala na oszacowanie odchylenia przejściowego kształtu napięcia wyjściowego przy każdym przełączeniu z pracy normalnej do pracy ze źródła energii zmagazynowanej.

Przejście z pracy ze źródła energii zmagazynowanej do pracy normalnej lub/oraz z pracy normalnej do pracy z obwodem obejściowym (jeśli ma zastosowanie) – obciążenie liniowe (rezystancyjne) –

- Badania przeprowadzamy analogicznie jak poprzednio, przeprowadzając trzy próby bez uwzględniania chwili włączenia w odniesieniu do okresu napięcia zasilania.

7.9.3 Badania charakterystyk dynamicznych przy obciążeniu liniowym

Badania dynamicznych charakterystyk wyjściowych UPS przy skokowych zmianach obciążenia liniowego przeprowadza się metodą rejestracji oscyloskopowych wykonywanych zgodnie z następującą procedurą:

- najpierw do pracującego UPS dołącza się wcześniej wyregulowane obciążenie rezystancyjne odpowiadające 100% znamionowej mocy czynnej wyjściowej składające się z dwóch części 20% i 80%,
- szacuje się maksymalne odchylenia zarejestrowanych przebiegów napięcia po dołączeniu obciążenia oraz gdy przebieg wyjściowy osiąga wartość szczytową,
- następnie wykonuje się skokowe obniżenie obciążenia do wartości 20% obciążenia znamionowego poprzez odłączenie jednej z części obciążenia oraz ocenia się odchylenia dynamiczne na podstawie zarejestrowanych przebiegów (analogicznie jak poprzednio).

7.9.4 Badania charakterystyk wyjściowych przy nieliniowym obciążeniu wzorcowym

Badanie odkształceń napięcia na wyjściu przy nieliniowym obciążeniu wzorcowym w trybie pracy normalnej:

- do pracującego w warunkach UPS dołącza się nieliniowe obciążenie wzorcowe, uzyskując obciążenie badanego UPS znamionową mocą pozorną,
- w warunkach ustalonych mierzy się przebieg napięcia wyjściowego, składową podstawową i harmoniczne, zmierzone wartości nie powinny przekraczać wartości deklarowanych przez producenta,
- dodatkowo należy zmierzyć napięcie stałe na kondensatorze nieliniowego obciążenia wzorcowego, tętnienia tego napięcia nie powinny przekraczać $5\% U_c = 1,22U_{RMS}$.

Badanie odkształceń napięcia na wyjściu przy nieliniowym obciążeniu wzorcowym w trybie pracy ze źródła energii zmagazynowanej:

- przy 100% obciążeniu nieliniowym w warunkach ustalonych przerywa się zasilanie wejścia, wymuszając przejście do pracy ze źródła energii zmagazynowanej,
- przeprowadza się rejestrację przebiegów napięć wyjściowych,
- odkształcenia napięć nie powinny przekraczać deklarowanych przez producenta.

Skokowa zmiana nieliniowego obciążenia wzorcowego (dla UPS o mocy znamionowej ≤ 4 kVA) podczas pracy normalnej oraz ze źródła energii zmagazynowanej przy obciążeniu mocą znamionową:

- najpierw dołączamy obciążenie nieliniowe 25% mocy pozornej, następnie dołączamy kolejne 75% w chwili osiągnięcia przez napięcie wyjściowe wartości szczytowej,
- rejestrujemy oscyloskopowo odchylenia kształtu przebiegu napięcia wyjściowego w chwili dołączenia dodatkowego obciążenia,
- następnie, w warunkach ustalonych w chwili osiągnięcia przez napięcie wyjściowe wartości szczytowej, odłączane jest obciążenie nieliniowe 75% i powtarzamy rejestrację odchyżeń przebiegów napięcia wyjściowego w chwili odłączenia tego obciążenia,
- dla UPS mocy znamionowej > 4 kVA badania przeprowadzamy analogicznie, dołączając i odłączając w chwili osiągnięcia przez napięcie wyjściowe wartości szczytowej do obciążenia podstawowego wynoszącego 33% kolejne 33%, a następnie do obciążenia podstawowego 66% kolejne 33% (obciążenie nieliniowe 3 stopniowe $3 \times 33\%$).

7.9.5 Badanie zdolności magazynowania energii

Badanie czasu oddawania energii:

- przed rozpoczęciem badania UPS pracuje w trybie pracy normalnej, bez obciążenia, z normalnym napięciem wejściowym przez czas nie krótszy niż określony przez producenta jako czas odnawiania energii zmagazynowanej,
- następnie do wyjścia dołączamy obciążenie liniowe o znamionowej mocy czynnej i przerywamy zasilanie wejścia,

- należy wykonać pomiar wartości skutecznej napięcia wyjściowego na początku i na końcu pracy ze źródła energii zmagazynowanej, pomiar czasu pracy z energii zmagazynowanej wykonuje się aż do zakończenia pracy UPS, nie powinien on być krótszy od deklarowanego przez producenta w temperaturze otoczenia 25 °C,
- należy wziąć pod uwagę formowanie w przypadku badania nowych akumulatorów.

Badanie czasu odnawiania energii zmagazynowanej do 90% pojemności:

- po zakończeniu badania oddawania należy ponownie doprowadzić napięcie wejściowe, co spowoduje przejście UPS w tryb pracy normalnej przy znamionowym napięciu wejściowym oraz znamionowej mocy czynnej i pozornej na wyjściu,
- mierzymy maksymalny prąd wejściowy UPS w chwili rozpoczęcia odnawiania energii,
- po upływie określonego przez producenta czasu odnawiania energii mierzy się na wejściu i wyjściu napięcie, prąd i moc czynną, osiągnięcie i utrzymywanie się prądu wejściowego na niskim ustalonym poziomie wskazuje na zakończenie procesu odnawiania energii,
- można dodatkowo przeprowadzić próbę oddawania, aby określić czy baterie zostały całkowicie naładowane w czasie deklarowanym przez producenta.

7.9.6 Badanie sprawności i współczynnika mocy wejściowej

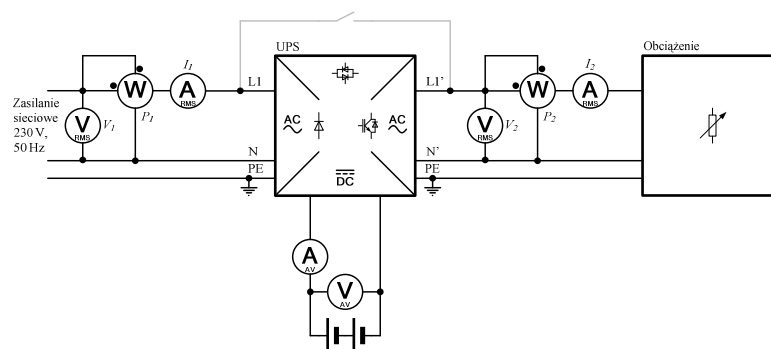
- Po osiągnięciu stabilnych warunków na wejściu, należy zmierzyć prądy, napięcia i moce czynne wejściowe i wyjściowe przy 100% obciążeniu mocą czynną i pozorną obciążenia liniowego oraz 100% obciążeniu nieliniowym.
- Wyznaczone sprawności powinny mieścić się w zakresie deklarowanym przez producenta.
- Badania można powtórzyć dla pracy normalnej po czasie odnawiania i bezpośrednio na początku odnawiania.

7.10 Badania laboratoryjne UPS

7.10.1 Badania sprawności w różnych trybach pracy

Badania sprawności UPS należy przeprowadzić z wykorzystaniem dwóch układów do pomiaru mocy prądu przemiennego oraz jednego układu do pomiaru mocy w obwodzie prądu stałego baterii akumulatorów (rys. 7.19) w następujących trybach pracy:

- praca normalna przy znamionowym obciążeniu liniowym i nieliniowym,
- praca ze źródła energii zmagazynowanej przy znamionowym obciążeniu liniowym i nieliniowym,
- podczas ładowania baterii akumulatorów przy znamionowym obciążeniu liniowym,
- podczas ładowania baterii akumulatorów bez obciążenia.

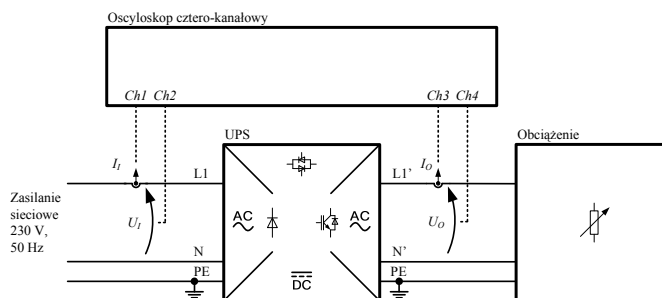


Rys. 7.19 Schemat układu pomiarowego do badania sprawności UPS

7.10.2 Badania oscyloskopowe przebiegów wyjściowych w stanach statycznych i dynamicznych

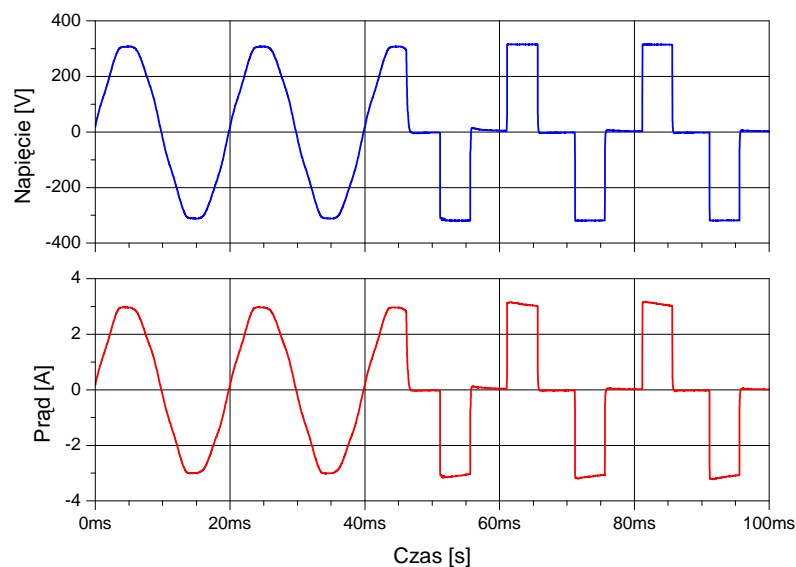
Należy zarejestrować oscyloskopowo przebiegi napięć i prądów wyjściowych UPS w układzie pomiarowym przedstawionym na rys. 7.20 w następujących stanach statycznych:

- w czasie ustalonej pracy w trybie normalnym przy znamionowym obciążeniu liniowym i nieliniowym,
- w czasie ustalonej pracy w trybie ze źródła energii zmagazynowanej przy znamionowym obciążeniu liniowym i nieliniowym,
- w czasie pracy normalnej przy znamionowym obciążeniu liniowym i jednoczesnym ładowaniu baterii,
- na początku procesu ładowania baterii bez obciążenia wyjściowego oraz dynamicznych:
- podczas przejścia z trybu pracy normalnej do trybu ze źródła energii zmagazynowanej przy znamionowym obciążeniu liniowym rezystancyjnym, rezystancyjno – pojemnościowym, rezystancyjno – indukcyjnym oraz znormalizowanym nieliniowym,
- podczas znormalizowanych skoków obciążenia liniowego i nieliniowego.

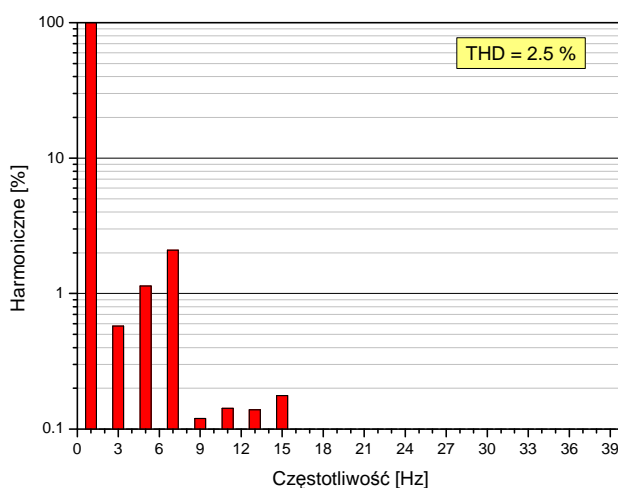


Rys. 7.20 Schemat układu pomiarowego do badań oscyloskopowych napięć i prądów wyjściowych UPS

Przykłady zarejestrowanych przebiegów przejściowych napięcia i prądu wyjściowego UPS oraz wyznaczonych charakterystyk widmowych zniekształceń harmonicznycy przedstawiono na rysunkach 7.21, 7.22 i 7.23.

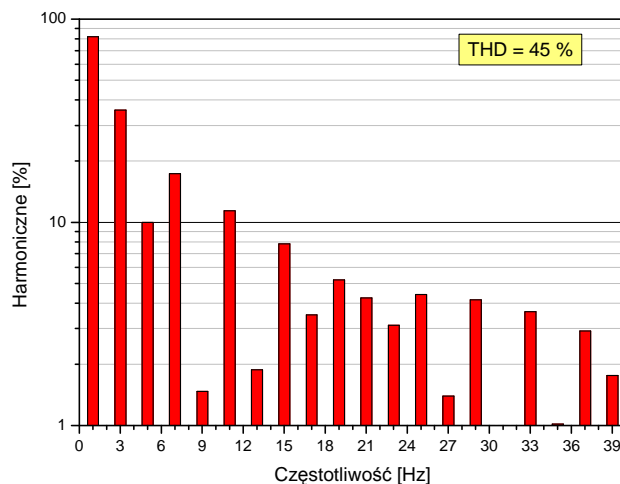


Rys. 7.21 Przebiegi napięcia i prądu wyjściowego UPS podczas przejścia z trybu pracy normalnej do trybu ze źródła energii zmagazynowanej



Rys. 7.22 Składowe harmoniczne napięcia wyjściowego UPS w trybie pracy normalnej

7.10. BADANIA LABORATORYJNE UPS



Rys. 7.23 Składowe harmoniczne napięcia wyjściowego UPS w trybie pracy ze źródła energii zmagazynowanej

7.11 Opracowanie wyników

1. Narysować przebiegi napięcia wyjściowego oraz wyznaczyć i narysować charakterystykę widmową składowych harmonicznym napięcia wyjściowego do rzędu 50 w trybie pracy normalnej i ze źródła energii zmagazynowanej przy znamionowym obciążeniu liniowym i znormalizowanym nieliniowym.
2. Narysować przebiegi prądu wejściowego oraz wyznaczyć i narysować charakterystykę widmową składowych harmonicznym prądu wejściowego do rzędu 50 w trybie pracy normalnej w czasie ładowania baterii akumulatorów.
3. Określić sprawność badanego UPS w trybie pracy normalnej i ze źródła energii zmagazynowanej.
4. Zweryfikować zgodność badanych parametrów wejściowych i wyjściowych badanego UPS z wartościami deklarowanymi przez producenta.

7.12 Pytania kontrolne

1. Opisać podstawowe różnice właściwości UPS typu *online* i *offline*.
2. Wyjaśnić różnice funkcjonalne układów UPS klasy VFD, VFI oraz VI.
3. Opisać najczęściej występujące stany zakłóceniami w sieci elektroenergetycznej.
4. Scharakteryzować podstawowe wymagania jakości napięcia w sieciach publicznych.
5. Wymienić i opisać najważniejsze wymagania w zakresie jakości zasilania urządzeń informatycznych.

7.11. OPRACOWANIE WYNIKÓW

6. Naszkicować znormalizowane krzywe odporności urządzeń na zmiany napięcia zasilania.
7. Wymienić i opisać najważniejsze parametry UPS.
8. Wyjaśnić zasady doboru UPS do obciążeń liniowych i nieliniowych.
9. Opisać znormalizowane obciążenie nieliniowe stosowane do badania UPS.
10. Opisać podstawowe badania laboratoryjne UPS zalecane przez normy.
11. Opisać podstawowe parametry oraz zasady eksploatacji baterii akumulatorów.

Literatura

- [1] PN-EN 61000-2-2 poziomy kompatybilności zaburzeń przewodzonych małej częstotliwości i sygnałów przesyłanych w publicznych sieciach zasilających niskiego napięcia.
- [2] PN-EN 62040-3 systemy bezprzerwowego zasilania (UPS) - część 3: Metody określania właściwości i wymagania dotyczące badań.
- [3] Antoni Dmowski. *Energoelektroniczne układy zasilania prądem stałym w telekomunikacji i energetyce*. WNT, Warszawa 1998.
- [4] Ali Emadi, Abdolhosein Nasiri, Stoyan B. Bekiarov. *Uninterruptible Power Supplies*. CRC Press, 2004.
- [5] Alexander King, William Knight. *Uninterruptible Power Supplies*. MCGRAW HILL BOOK CO, 2002.
- [6] Tadeusz Sutkowski. *Rezerwowe i bezprzerwowe zasilanie w energię elektryczną - urządzenia i układy*. 2009.
- [7] Julian Wiatr, Mirosław Miegoń. *Zasilacze UPS oraz baterie akumulatorów w układzie zasilania gwarantowanego*. DW MEDIUM, 2008.

Sterownik prądu przemiennego

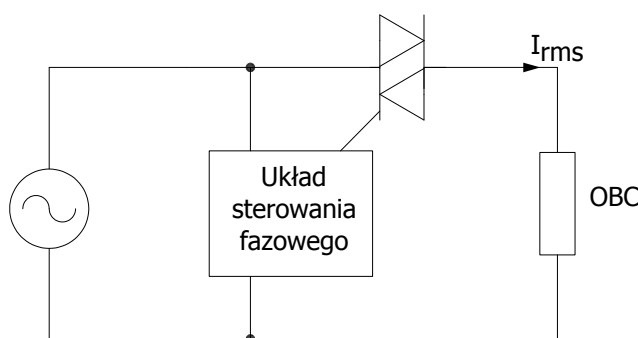
8.1 Wprowadzenie

Półprzewodnikowymi sterownikami napięcia nazywamy urządzenia, które wykorzystywane są do przekształcenia napięcia sinusoidalnego na napięcie przemiennie o takiej samej częstotliwości, ale regulowanej wartości skutecznej, podobnie jak ma to miejsce przy regulacji wartości średniej napięcia w prostownikach sterowanych. Możliwe są trzy typy sterowania napięciem: fazowe, grupowe lub impulsowe. W dalszej części przedstawiono pierwszy z typów, gdzie stopniową regulację napięcia wyjściowego można uzyskać poprzez symetryczne sterowanie fazowe załączenia tyrystorów (triaka). Ze względu na to, że napięcie na wyjściu jest silnie odkształcone oraz wprowadzane jest przesunięcie fazowe pomiędzy prądem i napięciem zasilania ($\cos \varphi < 1$), układy te mają ograniczone zastosowanie w grzejnictwie elektrycznym i elektronarzędziach lub niektórych urządzeniach domowego użytku, np. regulatorach natężenia światła lamp żarowych. Takie rozwiązania często są spotykane w układach do regulacji natężenia oświetlenia, jednak w nowoczesnych zastosowaniach odradza się użycie tego typu regulacji ze względu na odkształcenia napięcia i prądu oraz pobór mocy biernej. Często także spotyka się sterowniki prądu przemiennego jako układy pomocnicze do wykonywania tzw „miękkiego startu” w napędach silników indukcyjnych dużych mocy.

8.2 Budowa jednofazowego sterownika przemiennego

Podstawowym elementem w sterowniku napięcia przemiennego przedstawionego w ćwiczeniu jest triak (tyrystor dwukierunkowy), który jest przeciwstawnym równoległym połączeniem dwóch tyrystorów w jednej strukturze. Pozwala to na przewodzenie prądu w obu kierunkach. Załączenie triaka następuje w skutek pojawienia się impulsu bramkowego, natomiast wyłącznie, gdy wartość przepływającego przez niego prądu zmaleje poniżej pewnej charakterystycznej wartości prądu podtrzymania I_H .

Na rysunku 8.1 przedstawiono schemat sterownika prądu przemiennego, gdzie obciążenie jest podłączone do źródła napięcia przemiennego za pośrednictwem triaka. Impulsy bramkowe generowane są w układzie symetrycznego sterowania fazowego, tak aby były one opóźnione względem przejścia napięcia zasilania przez zero i przesunięte względem siebie o kąt 180° . Regulacja opóźnienia załączenia (przy kącie α_z) umożliwi sterowanie wartością skuteczną prądu $I_{(RMS)}$ przy stałej wartości skutecznej napięcia zasilającego. Łącznik energoelektroniczny przewodzi prąd od



Rys. 8.1 Schemat sterownika jednofazowego

momentu pojawienia się impulsu bramkowego (w chwili $\omega t = \alpha_z$) do momentu, kiedy wartość prądu będzie mniejsza niż prąd podtrzymania (kąt wyłączenia α_w) dla każdego półokresu napięcia sinusoidalnego. Kąt załączania liczony jest od chwili, w której napięcie zasilające zmienia kierunek.

8.3 Sterownik jednofazowy z obciążeniem rezystancyjnym

Przy obciążeniu rezystancyjnym triak (tyrystor) załączony zostaje impulsem bramkowym w chwili $\omega t = \alpha_z$, natomiast wyłączenie następuje w chwili, gdy przebieg napięcia zasilającego przetnie oś zero, tak jak jest to pokazane na rysunku nr 8.2. W chwili, gdy triak jest w stanie przewodzenia, prąd i_o płynący w obwodzie przyjmuje kształt sinusoidalny, a jego wartość zależy (zgodnie z prawem Ohma) od wartości chwilowej napięcia oraz wartości rezystancji R. W okresie, gdy triak jest w stanie zaporowym, prąd nie płynie.

Wartość skuteczną napięcia na odbiorniku R określa zależność:

$$U_{o(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha_z}^{\pi} (U_m \sin(\omega t))^2 d\omega t} = U_{i(RMS)} \sqrt{1 - \frac{\alpha_z}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha_z}{2\pi}} \quad (8.141)$$

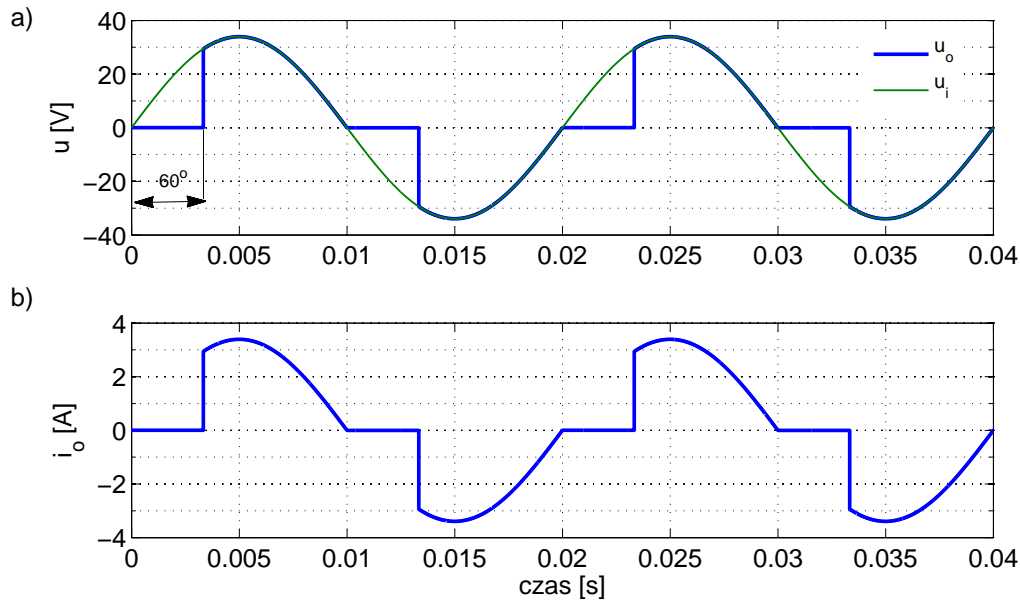
gdzie: U_m - amplituda napięcia zasilającego, $U_{i(RMS)}$ - wartość skuteczna napięcia zasilającego. Wyprowadzenie tej zależności pozostawia się czytelnikowi jako ćwiczenie z technik obliczeniowych.

Największą wartość napięcie skuteczne osiąga dla $\alpha_z = 0$, gdy triak jest w stanie przewodzenia w czasie całego okresu, a energia jest doprowadzana do odbiornika w sposób ciągły.

$$U_{o(RMS)(\max)} = U_{i(RMS)} = \frac{U_m}{\sqrt{2}} \quad (8.142)$$

Zależność względnej wartości skutecznej od kąta załączania przedstawiono na rysunku 8.3. Wartość średnia za półokres napięcia zasilającego wynosi:

$$U_{o(AV)} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha_z}^{\pi} U_m \sin \omega t d\omega t = \frac{U_m}{\pi} (1 + \cos \alpha_z) \quad (8.143)$$



Rys. 8.2 Przykładowe przebiegi napięcia wejściowego u_i i wyjściowego u_o (a) oraz prądu i_o (b) jednofazowego sterownika prądu przemiennego przy obciążeniu rezystancyjnym dla kąta załączania $\alpha_z = 60^\circ$

I osiąga wartość maksymalną dla $\alpha_z = 0$

$$U_{o(AV)(\max)} = \frac{2U_m}{\pi} \quad (8.144)$$

Moc czynna w obwodzie odbiornika rezystancyjnego wynosi

$$P_o = U_{o(RMS)} I_{o(RMS)} = R I_{o(RMS)}^2 = U_{o(RMS)}^2 / R \quad (8.145)$$

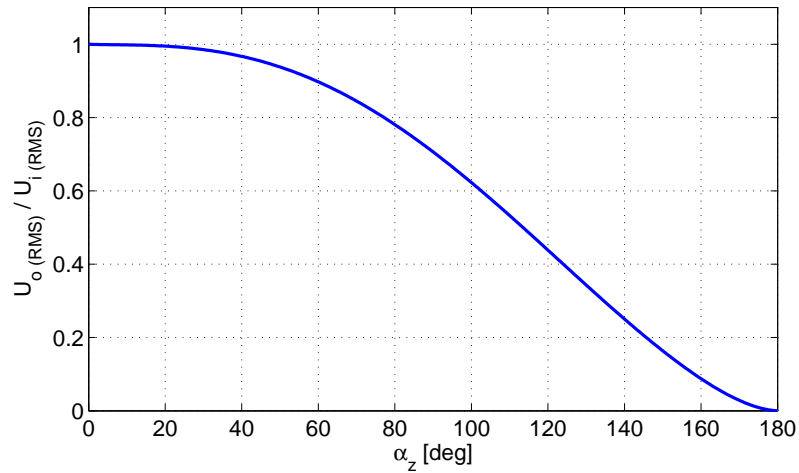
gdzie: $I_{o(RMS)} = U_{o(RMS)} / R$ to wartość skuteczna prądu odbiornika. Względna wartość mocy czynnej dostarczonej do odbiornika w zależności od mocy czynnej przy całkowitym wysterowaniu P_{max} można wyznaczyć z zależności:

$$\frac{P_o}{P_{max}} = 1 - \frac{\alpha_z}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha_z}{2\pi} \quad (8.146)$$

Wadą tego typu sterowników jest to, że nawet przy odbiorniku czysto rezystancyjnym pobierana jest ze źródła moc bierna, a współczynnik mocy tego typu odbiornika $\gamma < 1$ dla każdego $\alpha_z > 0$:

$$\gamma = \frac{P_o}{U_{i(RMS)} I_{o(RMS)}} = \sqrt{1 - \frac{\alpha_z}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha_z}{2\pi}} \quad (8.147)$$

8.3. STEROWNIK JEDNOFAZOWY Z OBCIĄŻENIEM REZYSTANCYJNYM



Rys. 8.3 Charakterystyka sterowania - względna wartość skuteczna napięcia wyjściowego dla obciążenia rezystancyjnego w funkcji kąta załączania

Napięcie na odbiorniku, a co za tym idzie także prąd, nie mają przebiegów sinusoidalnych. Stopień zniekształcenia można określić, obserwując zawartość wyższych harmonicznych, która zależy głównie od kąta załączania α_z . Amplitudy poszczególnych harmonicznych można wyznaczyć z zależności (8.148) dla pierwszej harmonicznej oraz dla wyższych harmonicznych. Jak widać na rysunku 8.4, są to harmoniczne nieparzyste.

n=1

$$a_1 = -U_m/\pi * (1 - \cos(2 * \alpha))/2$$

$$b_1 = U_m/\pi * (\pi - \alpha + \sin(2 * \alpha))/2$$

$$U_{h1} = \sqrt{(a_1^2 + b_1^2)}$$

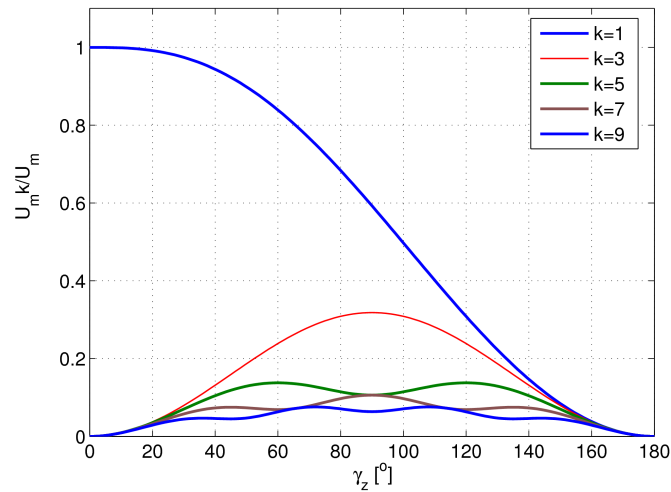
n=2k+1, k ∈ N

$$a_n = U_m/\pi * ((1 - \cos((n - 1) * \alpha))/(n - 1) - (1 - \cos((n + 1) * \alpha))/(n + 1))$$

$$b_n = -U_m/\pi * ((\sin((k - 1) * \alpha))/(n - 1) - (\sin((n + 1) * \alpha))/(n + 1))$$

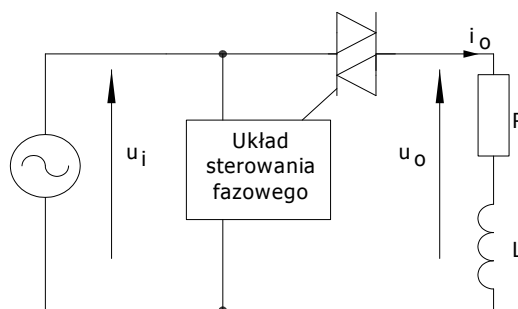
$$U_{hn} = \sqrt{(a_n^2 + b_n^2)};$$

(8.148)



Rys. 8.4 Zawartość względnych amplitud wyższych harmonicznych napięcia u_o na wyjściu jednofazowego sterownika prądu przemiennego dla obciążenia R

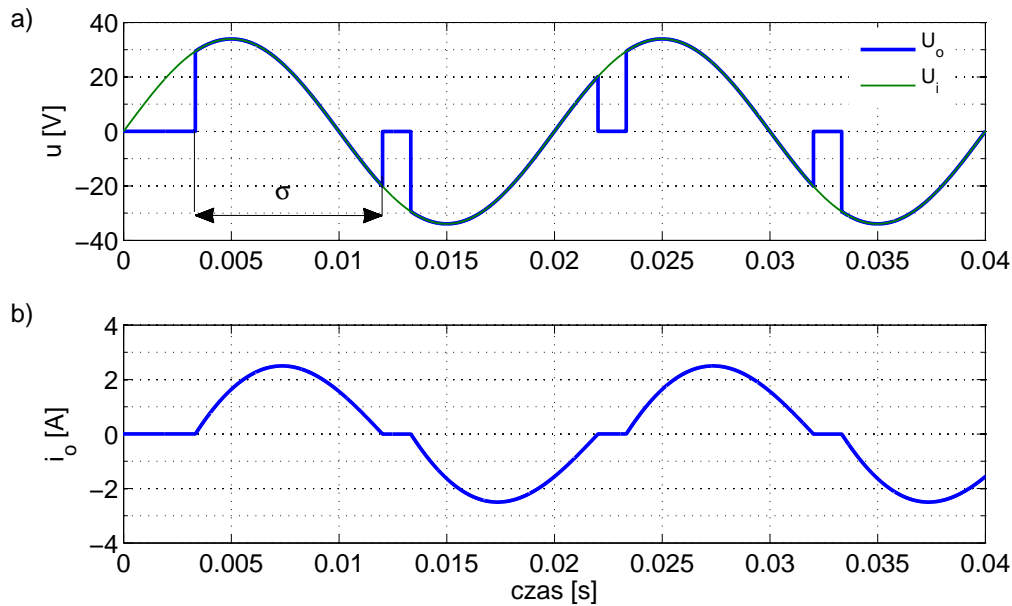
8.4 Sterownik jednofazowy z obciążeniem o charakterze rezystancyjno-indukcyjnym



Rys. 8.5 Sterownik jednofazowy prądu przemiennego zasilający odbiornik o charakterze rezystancyjno-indukcyjnym

W układzie jednofazowego sterownika prądu przemiennego obciążonego odbiornikiem rezystancyjno-indukcyjnym (rys. 8.5) przepływ prądu rozpoczyna się – podobnie jak przy odbiorniku rezystancyjnym - w chwili, gdy do bramki doprowadzony zostanie impuls (dla kąta $\omega t = \alpha_z$). Ponieważ w obwodzie znajduje się indukcyjność, prąd i_o nie może zmienić się w sposób gwałtowny. Dla kąta $\omega t \geq 180^\circ$ prąd wciąż płynie, podczas, gdy napięcie zasilające zmienia swój kierunek. W czasie przewodzenia tyrystora spełniona jest zależność:

$$U_m \sin \omega t = Ri_o + L \frac{di_o}{dt} \quad (8.149)$$



Rys. 8.6 Przykładowe przebiegi napięcia wejściowego u_i i wyjściowego u_o (a) oraz prądu i_o (b) jednofazowego sterownika prądu przemiennego przy obciążeniu rezystancyjno-indukcyjnym

Tyrystor (triak) jest w stanie przewodzenia do chwili rozładowania się energii zgromadzonej w polu magnetycznym cewki L . Wartość kąta wyłączenia α_w jest zatem zależna od stałej czasowej obwodu L/R . Czas, przez jaki w obwodzie płynie prąd i_o , można określić kątem $\sigma = \alpha_w - \alpha_z$. Konieczne jest, aby tyrystor przestał przewodzić, zanim pojawi się impuls bramkowy dla kolejnego półokresu, w przeciwnym wypadku układ straci właściwości sterujące, a zatem kąt wyłączenia powinien spełniać warunek $\alpha_w \leq 180^\circ + \alpha_z$. Graniczną wartość kąta załączania, przy którym sterownik nie traci właściwości sterujących, określa kąt krytyczny α_k . Wartość skuteczna napięcia na odbiorniku wynosi:

$$U_{o(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha_z}^{\alpha_w} (U_m \sin \omega t)^2 d\omega t} = \frac{U_m}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\alpha_w - \alpha_z}{\pi} - \frac{\sin 2\alpha_w - \sin 2\alpha_z}{2\pi}} \quad (8.150)$$

Wartość chwilowa prądu dla $\varphi < \alpha_z < \pi$ wynosi:

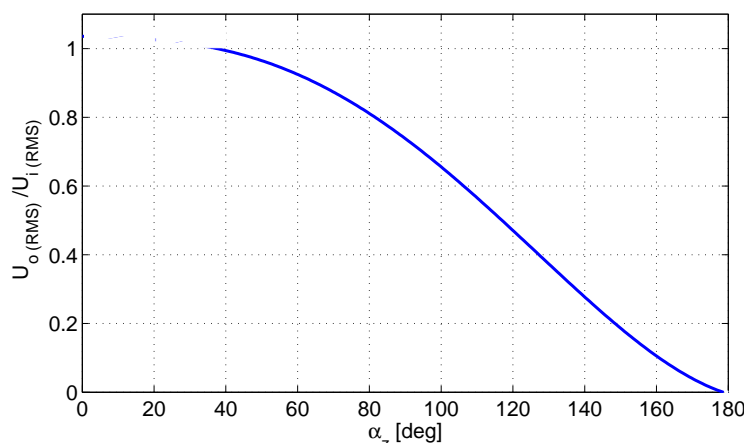
$$i_o(\omega t) = \frac{U_m}{Z} (\sin(\omega t - \varphi) - \sin(\alpha_z - \varphi) e^{-\frac{\alpha_z - \omega t}{\tau}}) \quad (8.151)$$

gdzie: $Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$ to impedancja obwodu wyjściowego, a $\varphi = \arctg \frac{\omega L}{R}$ to kąt fazowy odbiornika.

Wartość skuteczną prądu i_o można obliczyć z zależności:

$$I_{o(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha_z}^{\alpha_w} i_o^2(\omega t) d\omega t} \quad (8.152)$$

8.4. STEROWNIK JEDNOFAZOWY Z OBCIĄŻENIEM O CHARAKTERZE REZYSTANCYJNO-INDUKCYJNYM



Rys. 8.7 Charakterystyka sterowania – względna wartość skuteczna napięcia wyjściowego dla obciążenia rezystancyjno-indukcyjnego $tg\varphi = 1.3$ w funkcji kąta załączania α_z

Kąt wyłączenia można wyznaczyć z równania dla $i_o(\omega t)$, podstawiając do (8.151) $i_o = 0$ i $\omega t = \alpha_w$:

$$\sin(\alpha_w - \varphi)e^{\frac{\alpha_w}{tg\varphi}} - \sin(\alpha_z - \varphi)e^{\frac{\alpha_z}{tg\varphi}} = 0 \quad (8.153)$$

Równanie to jest równaniem przestępnym, które można rozwiązać z zastosowaniem iteracyjnych metod numerycznych. Wiadomo, że poszukiwany kąt znajduje się w przedziale $\alpha_w \in \langle \pi, 3\pi/2 \rangle$, a funkcja $f(\alpha_w)$ jest monotonicznie malejąca.

8.5 Sterownik jednofazowy z obciążeniem indukcyjnym

Na rysunku 8.8 przedstawiono schemat sterownika jednofazowego prądu przemiennego z odbiornikiem indukcyjnym, gdzie rezystancja ma na tyle małą wartość, że można ją pominąć ($tg\varphi \rightarrow \infty$). W tym przypadku (podobnie jak dla odbiornika RL) wyłączenie nie następuje w chwili, gdy napięcie zasilania osiągnie wartość zero, lecz przy kącie $\alpha_w = 360^\circ - \alpha_z$. Ponieważ impuls bramkowy może się pojawić dopiero, gdy triak przestanie przewodzić (i_o osiągnie wartość zero), kąt załączania powinien spełniać zależność:

$$\frac{\pi}{2} \leq \alpha_z \leq \pi \quad (8.154)$$

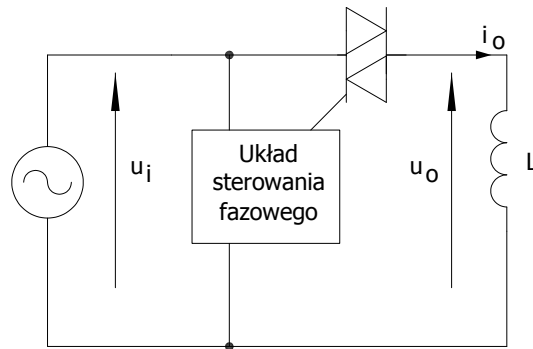
Wartość skuteczna napięcia na odbiorniku indukcyjnym wynosi:

$$U_{o(RMS)} = \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_{\alpha_z}^{\pi} (U_m \sin \omega t)^2 d\omega t} = U_m \sqrt{1 - \frac{\alpha_z}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha_z}{2\pi}} \quad (8.155)$$

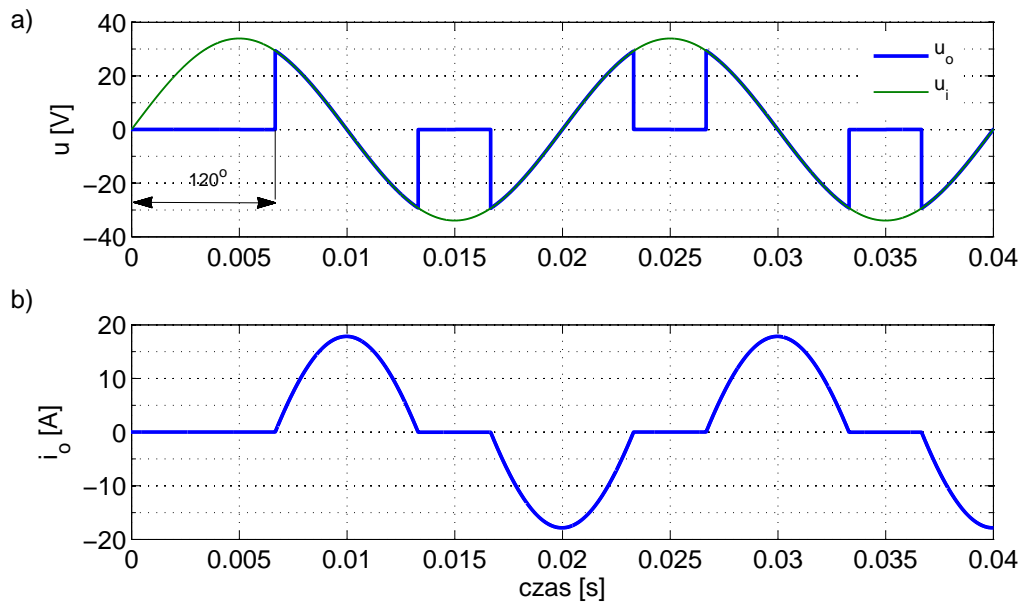
Dla kątów α_z spoza tego zakresu, sterownik traci możliwość kontroli napięcia i prądu, a do odbiornika płynie ciągły prąd sinusoidalnie przemienny o wartości skutecznej równej:

$$I_{o(RMS)} = \frac{U_{i(RMS)}}{\omega L} \quad (8.156)$$

8.5. STEROWNIK JEDNOFAZOWY Z OBCIĄŻENIEM INDUKCYJNYM

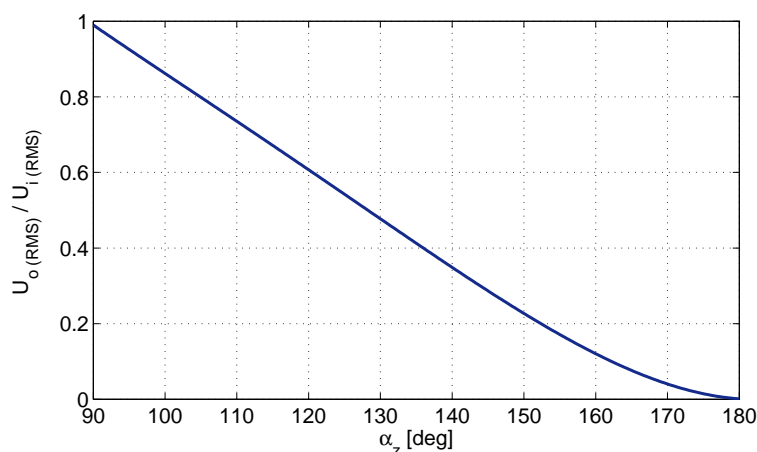


Rys. 8.8 Schemat sterownika jednofazowego prądu przemiennego zasilającego odbiornik indukcyjny



Rys. 8.9 Przykładowe przebiegi napięcia wejściowego u_i i wyjściowego u_o (a) oraz prądu i_o (b) jednofazowego sterownika prądu przemiennego przy obciążeniu indukcyjnym ($\alpha_z = 120^\circ$)

8.5. STEROWNIK JEDNOFAZOWY Z OBCIĄŻENIEM INDUKCYJNYM



Rys. 8.10 Charakterystyka sterowania - względna wartość skuteczna w zależności od kąta załączania dla obciążenia indukcyjnego

8.6 Podsumowanie

Jednofazowy sterownik prądu przemiennego umożliwia regulację wartości skutecznej napięcia i prądu na odbiorniku. Regulacja ta jest realizowana poprzez zmianę kąta załączania łącznika energoelektronicznego (triaka). Wartość napięcia i prądu zależą także od właściwości odbiornika. Obecnie układ ten stosuje się głównie w trójfazowych układach tzw. miękkiego startu układów napędowych (o regulowanej wartości napięcia), a ponadto może go jedynie znaleźć w specjalnych zastosowaniach, ponieważ prąd pobierany z zasilania jest niesinusoidalny, a współczynnik mocy jest mniejszy od 1.

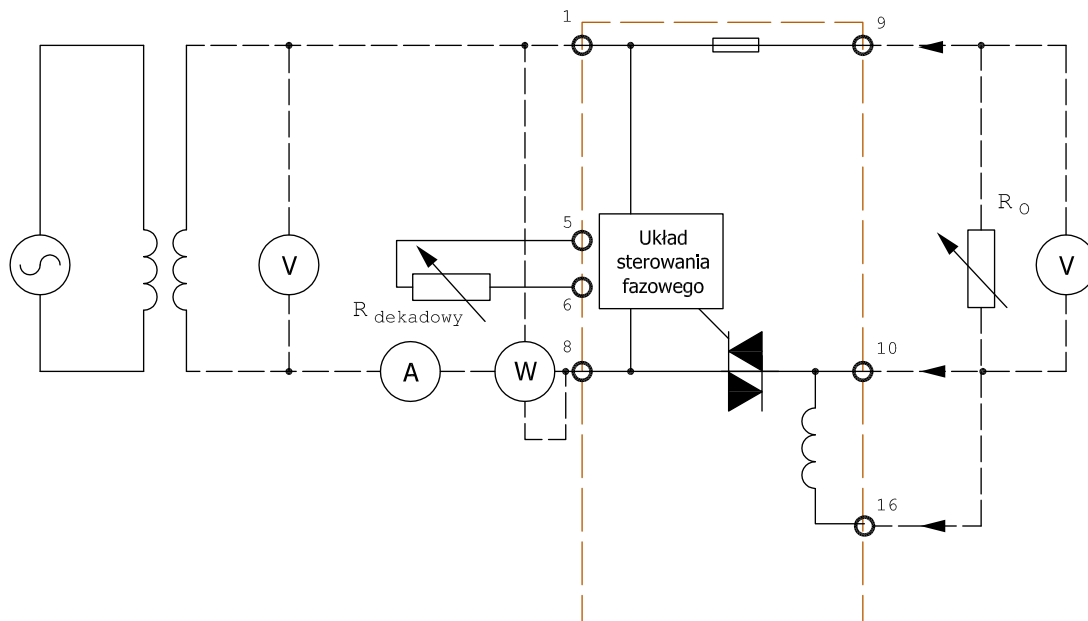
8.7 Instrukcja do ćwiczenia laboratoryjnego:

W skład układu pomiarowego wchodzi:

- płyta ze zmontowanym triakiem, układem sterowania i dławikiem jako część obciążenia, umieszczona w skrzynce łączeniowej;
- zewnętrzne elementy obciążenia – opornik suwakowy i żarówka;
- sieciowy transformator bezpieczeństwa 220/24 V;
- rezystor dekadowy do układu sterowania fazowego;
- woltomierze (x2), amperomierz i watomierz;
- oscyloskop dwukanałowy.

Zestaw pomiarowy pozwala na zmontowanie układu dla czterech rodzajów obciążenia (R, RL, L, odbiornik nieliniowy). Układ jest przystosowany do pracy przy napięciu zasilania $U_i(RMS)=24$ V, dlatego konieczne jest podłączenie go do linii zasilającej za pośrednictwem transformatora obniżającego napięcie. Schemat układu przedstawiono na rysunku 8.11.

8.6. PODSUMOWANIE



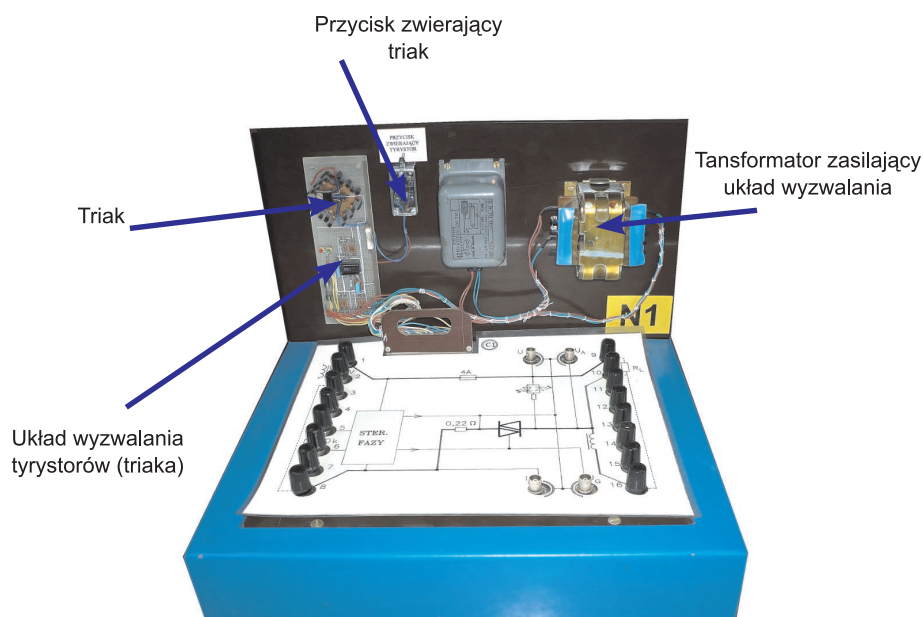
Rys. 8.11 Schemat układu pomiarowego

Oscyloskop podłącza się do właściwych gniazd pulpitu stosownie do zadania pomiarowego. Obserwację napięcia na obciążeniu przeprowadza się, ustawiając oscyloskop do pracy różnicowej przy włączeniu do jednego kanału napięcia zasilającego, a do drugiego kanału napięcia na tyristorze.

8.7.1 Program ćwiczenia

- Po dołączeniu obciążenia do zacisków 9-10, należy ustawić maksymalną wartość rezystancji oraz wstępnie dokonać pomiarów prądu, napięcia i mocy w układzie bez sterownika (zwarty przycisk zwierający tyristor), aby określić wartości P_o , U_o , I_o . Przy załączonym przycisku zwierającym tyristor należy nastawić rezystor suwakowy tak, aby wartość skuteczna prądu była nie większa niż ok. 2A. Po usunięciu zwarcia tyristor należy sterować fazowo w możliwie szerokim zakresie. Notować wskazania wszystkich przyrządów pomiarowych (prąd, dwa napięcia, moc, kąt wysterowania), a także obserwować kształty napięć i prądu dla wybranych wartości kąta wysterowania.
- Powtórzyć pomiary wg punktu 1, stosując jako obciążenie dławik wbudowany do układu.
- Powtórzyć pomiary wg punktu 1, stosując jako obciążenie rezystor suwakowy połączony szeregowo z dławikiem wbudowanym do układu.
- Powtórzyć pomiary wg punktu 1, stosując jako obciążenie odbiornik nieliniowy – żarówkę.
- Zmierzyć charakterystykę zewnętrzną $U_{O(RMS)} = f(I_{O(RMS)})$, stosując jako obciążenie rezystor suwakowy dla dwóch wybranych wartości kąta wysterowania. Pomiary przeprowadzać od stanu biegu jałowego do uzyskania prądu o wartości skutecznej nie większej niż ok. 2 A. Notować wskazania wszystkich przyrządów pomiarowych, obserwować kształty napięć i prądu dla wybranych wartości prądu.

8.7. INSTRUKCJA DO ĆWICZENIA LABORATORYJNEGO:



Rys. 8.12 Widok stanowiska pomiarowego

8.7.2 Opracowanie wyników

1. Obliczyć parametry obciążeń stosowanych w pomiarach wg p.1 do p.4, wyznaczając rezystancję, reaktancję i współczynnik mocy odbiornika na podstawie pomiarów przeprowadzanych przy załączonym przycisku zwierającym tyrystor.
2. Dla pomiarów przeprowadzonych wg p.1 do p.4 obliczyć moce pozorne oraz współczynniki mocy. Przeliczyć zmierzone lub obliczone wartości mocy, napięć i prądów na wartości względne (procentowe), przyjmując jako odniesienie (100%) wartość zmierzoną lub obliczoną dla układu przy załączonym przycisku zwierającym tyrystor.
3. Narysować na wykresie zmierzone charakterystyki sterowania prądu (procentowe wartości skuteczne) w funkcji kąta załączania impulsów bramkowych (α_z) odczytanego z oscyloskopu.
4. Narysować na wykresie zmierzone charakterystyki sterowania napięcia (procentowe wartości skuteczne) w funkcji kąta załączania impulsów bramkowych (α_z).
5. Narysować na wykresie zmierzone charakterystyki sterowania mocą czynną (wartości procentowe) w funkcji kąta załączania impulsów bramkowych (α_z).

8.7. INSTRUKCJA DO ĆWICZENIA LABORATORYJNEGO:

6. Narysować na wykresie obliczone charakterystyki sterowania mocą pozorną (wartości procentowe) i wartościami współczynnika mocy w funkcji kąta załączania impulsów bramkowych (α_z).
7. Narysować na wykresie zmierzone charakterystyki zewnętrzne sterownika: napięcie wyjściowe w funkcji prądu obciążenia przy stałym wysterowaniu, oszacować rezystancję wyjściową sterownika.
8. Przedstawić graficznie opisane przykłady przebiegów prądu i napięcia przy różnych obciążeniach i wysterowaniu.

8.7.3 Pytania kontrolne

1. Przedstawić zasadę działania jednofazowego sterownika prądu przemiennego.
2. Narysować i uzasadnić przebieg prądu i napięcia na obciążeniu rezystancyjnym sterownika.
3. Narysować i uzasadnić przebieg prądu i napięcia na tyrystorze przy obciążeniu rezystancyjnym sterownika.
4. Narysować i uzasadnić przebieg prądu i napięcia na obciążeniu rezystancyjno-indukcyjnym sterownika.
5. Narysować i uzasadnić przebieg prądu i napięcia na tyrystorze przy obciążeniu rezystancyjno-indukcyjnym sterownika. Podać definicję krytycznego kąta załączenia α_k .
6. Wyprowadzić zależności analityczne na wartość skuteczną prądu, moc czynną, moc pozorną i współczynnik mocy przy obciążeniu rezystancyjnym sterownika.
7. Wyjaśnić, dlaczego przy obciążeniu czysto rezystancyjnym dla kąta $\alpha_z > 0$ pobierana jest ze źródła moc bierna.
8. Opisać zasadę sterowania fazowego w sterowniku prądu przemiennego.
9. Podać definicję kąta załączania i przedstawić metodę jego wyznaczania na podstawie przebiegów oscyloskopowych.
10. Narysować teoretyczne charakterystyki sterowania dla obciążenia typu R i RL.

Literatura

- [1] Mieczysław Nowak, Roman Barlik. *Poradnik inżyniera energoelektronika*. WNT, Warszawa 1998.
- [2] Muhammad H Rashid. *Power Electronics Handbook: Devices, Circuits and Applications; electronic version*,. Elsevier, Amsterdam 2001.
- [3] Keith H. Sueker. *Power Electronics Design : A Practitioner's Guide*. Newnes 2005.