Józef Borecki, Mariusz Stosur,
Stanisław Szkółka

Energoelektronika

Podstawy i wybrane zastosowania

Przewodnik dydaktyczny do ćwiczeń laboratoryjnych

Józef Borecki
Mariusz Stosur
Stanisław Szkółka

Energoelektronika. Podstawy i wybrane zastosowania

Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej
Wrocław 2008

Wydawnictwo dydaktyczne Instytutu Energoelektryki

Na studium I i II stopnia Wydziału Elektrycznego do przedmiotu:
Energoelektronika II (semestr VI)

Na studium I stopnia Wydziału Elektrycznego do przedmiotu:
Układy przekształtnikowe – zastosowania (semestr VII)

Na studium niestacjonarnym Wydziału Elektrycznego do przedmiotu:
Energoelektronika II (semestr VIII)

Autorzy rozdziałów

Józef BORECKI: rozdz. 1, 2, 7, 12, 13, 18, 19 i 21 oraz Dodatek A
Mariusz STOSUR: rozdz. 9, 10 i 14
Stanisław SZKÓŁKA: rozdz. 3, 4, 5, 6, 8, 11, 15, 16, 17, 20 i 22 oraz Dodatek B, C i D

Recenzent

Zbigniew HANZELKA

Opracowanie redakcyjne i korekta

Dorota RAWA

Projekt okładki

Zofia i Dariusz GODLEWSCY

Wszelkie prawa zastrzeżone. Żadna część niniejszej książki, zarówno w całości, jak i we fragmentach, nie może być reprodukowana w sposób elektroniczny, fotograficzny i inny bez zgody wydawcy i właściciela praw autorskich.

© Copyright by Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2008

OFICYNA WYDAWNICZA POLITECHNIKI WROCŁAWSKIEJ
Wybrzeże Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław
http://www.oficyna.pwr.wroc.pl; e-mail: oficwyd@pwr.wroc.pl

ISBN 978-83-7493-432-9

Drukarnia Oficyny Wydawniczej Politechniki Wrocławskiej. Zam. nr 922/2008.

Spis treści

Wstęp 9
Wykaz ważniejszych oznaczeń 10
1. Niesterowane układy prostownikowe jedno- i dwupulsowe 12
1.1. Wprowadzenie 12
1.2. Niesterowany prostownik jednopulsowy 13
1.3. Niesterowany prostownik dwupulsowy 22
1.4. Ćwiczenie 1 24
1.4.1. Cel ćwiczenia 24
1.4.2. Opis modelu laboratoryjnego 24
1.4.3. Przebieg ćwiczenia 26
1.4.4. Opracowanie wyników badań 26
1.4.5. Zagadnienia kontrolne 27
2. Niesterowane układy prostownikowe trój- i sześciopulsowe 28
2.1. Wprowadzenie 28
2.2. Niesterowany prostownik trójpulsowy 28
2.3. Niesterowany prostownik sześciopulsowy mostkowy 31
2.4. Ćwiczenie 2 34
2.4.1. Cel ćwiczenia 34
2.4.2. Opis modelu laboratoryjnego 34
2.4.3. Przebieg ćwiczenia 34
2.4.4. Opracowanie wyników badań 36
2.4.5. Zagadnienia kontrolne 37
3. Sterowane układy prostownikowe jedno- i dwupulsowe 38
3.1. Wprowadzenie 38
3.2. Sterowany prostownik jednopulsowy 38
3.3. Sterowany prostownik dwupulsowy 43
3.4. Ćwiczenie 3 45
3.4.1. Cel ćwiczenia 45
3.4.2. Opis modelu laboratoryjnego 46
3.4.3. Przebieg ćwiczenia 47
3.4.4. Opracowanie wyników badań 48
3.4.5. Zagadnienia kontrolne 48
4. Sterowane układy prostownikowe trój- i sześciopulsowe 49
4.1. Wprowadzenie 49
4.2. Sterowany prostownik trójpulsowy 49
4.3. Sterowany prostownik sześciopulsowy 53
4.4. Ćwiczenie 4 58
4.4.1. Cel ćwiczenia 58

4.4.2. Opis modelu laboratoryjnego ... 58
4.4.3. Przebieg ćwiczenia ... 60
4.4.4. Opracowanie wyników badań ... 60
4.4.5. Zagadnienia kontrolne ... 61
5. Jednofazowe sterowniki napięcia przemiennego ... 62
5.1. Wprowadzenie ... 62
5.2. Sposoby regulacji mocy z wykorzystaniem sterowników ... 64
5.3. Jednofazowy sterownik prądu przemiennego zasilający odbiornik czysto rezystancyjny ... 67
5.4. Jednofazowy sterownik prądu przemiennego zasilający odbiornik czysto indukcyjny ... 71
5.5. Jednofazowy sterownik prądu przemiennego zasilający odbiornik rezystancyjno-indukcyjny ... 74
5.6. Ćwiczenie 5 ... 78
5.6.1. Cel ćwiczenia ... 78
5.6.2. Opis modelu laboratoryjnego ... 78
5.6.3. Przebieg ćwiczenia ... 79
5.6.4. Opracowanie wyników badań ... 80
5.6.5. Zagadnienia kontrolne ... 80
6. Trójfazowe sterowniki napięcia przemiennego ... 81
6.1. Wprowadzenie ... 81
6.2. Trójfazowy sterownik zasilany z sieci trójfazowej z przewodem neutralnym ... 82
6.3. Trójfazowy sterownik zasilany z sieci trójfazowej bez przewodu neutralnego ... 87
6.4. Ćwiczenie 6 ... 91
6.4.1. Cel ćwiczenia ... 91
6.4.2. Opis modelu laboratoryjnego ... 91
6.4.3. Przebieg ćwiczenia ... 93
6.4.4. Opracowanie wyników badań ... 93
6.4.5. Zagadnienia kontrolne ... 94
7. Cyklokonwertor jednofazowy obniżający częstotliwość ... 95
7.1. Wprowadzenie ... 95
7.2. Ćwiczenie 7 ... 101
7.2.1. Cel ćwiczenia ... 101
7.2.2. Opis modelu laboratoryjnego ... 101
7.2.3. Przebieg ćwiczenia ... 101
7.2.4. Opracowanie wyników badań ... 102
7.2.5. Zagadnienia kontrolne ... 102
8. Cyklokonwertor jednofazowy podwyższający częstotliwość ... 103
8.1. Wprowadzenie ... 103
8.2. Zasada działania ... 103
8.3. Ćwiczenie 8 ... 108
8.3.1. Cel ćwiczenia ... 108
8.3.2. Opis modelu laboratoryjnego ... 108
8.3.3. Przebieg ćwiczenia ... 109
8.3.4. Opracowanie wyników badań ... 109
8.3.5. Zagadnienia kontrolne ... 110
9. Tyrystorowy falownik jednofazowy o napięciu prostokątnym ... 111
9.1. Wprowadzenie ... 111
9.2. Falowniki napięciowe równoległe ... 111
9.3. Ćwiczenie 9 ... 114

9.3.1. Cel ćwiczenia ... 114
9.3.2. Opis modelu laboratoryjnego ... 115
9.3.3. Przebieg ćwiczenia ... 116
9.3.4. Opracowanie wyników badań ... 118
9.3.5. Zagadnienia kontrolne ... 118
10. Jednofazowy napięciowy falownik MSI ... 119
10.1. Wprowadzenie ... 119
10.2. Ćwiczenie 10 ... 124
10.2.1. Cel ćwiczenia ... 124
10.2.2. Opis modelu laboratoryjnego ... 124
10.2.3. Przebieg ćwiczenia ... 126
10.2.4. Opracowanie wyników badań ... 126
10.2.5. Zagadnienia kontrolne ... 126
11. Trójfazowy napięciowy falownik MSI ... 127
11.1. Wprowadzenie ... 127
11.2. Falownik napięcia z modulacją szerokości pojedynczego impulsu w półokresie ... 127
11.3. Trójfazowy falownik napięcia ... 129
11.4. Wektor wirujący napięcia wyjściowego falownika ... 131
11.5. Falownik napięcia z modulacją impulsową ... 132
11.6. Ćwiczenie 11 ... 136
11.6.1. Cel ćwiczenia ... 136
11.6.2. Opis modelu laboratoryjnego ... 136
11.6.3. Przebieg ćwiczenia ... 138
11.6.4. Opracowanie wyników badań ... 138
11.6.5. Zagadnienia kontrolne ... 138
12. Falownik szeregowy ... 140
12.1. Wprowadzenie ... 140
12.2. Ćwiczenie 12 ... 142
12.2.1. Cel ćwiczenia ... 142
12.2.2. Opis modelu laboratoryjnego ... 142
12.2.3. Przebieg ćwiczenia ... 143
12.2.4. Opracowanie wyników badań ... 143
12.2.5. Zagadnienia kontrolne ... 144
13. Tyrystorowy łącznik napięcia stałego ... 145
13.1. Wprowadzenie ... 145
13.2. Ćwiczenie 13 ... 148
13.2.1. Cel ćwiczenia ... 148
13.2.2. Opis modelu laboratoryjnego ... 148
13.2.3. Przebieg ćwiczenia ... 149
13.2.4. Opracowanie wyników badań ... 150
13.2.5. Zagadnienia kontrolne ... 150
14. Przekształtnik DC/DC obniżający napięcie ... 151
14.1. Wprowadzenie ... 151
14.2. Ćwiczenie 14 ... 156
14.2.1. Cel ćwiczenia ... 156
14.2.2. Opis modelu laboratoryjnego ... 156
14.2.3. Przebieg ćwiczenia ... 157
14.2.4. Opracowanie wyników badań ... 157

14.2.5. Zagadnienia kontrolne ... 157
15. Przekształtnik DC/DC podwyższający napięcie ... 158
15.1. Wprowadzenie ... 158
15.2. Ogólne właściwości regulatorów napięcia stałego ... 158
15.2.1. Klasyfikacja regulatorów napięcia stałego ... 159
15.2.2. Zasada impulsowej regulacji napięcia ... 160
15.3. Rodzaje impulsowych regulatorów napięcia ... 162
15.4. Ćwiczenie 15 ... 168
15.4.1. Cel ćwiczenia ... 168
15.4.2. Opis modelu laboratoryjnego ... 168
15.4.3. Przebieg ćwiczenia ... 170
15.4.4. Opracowanie wyników badań ... 170
15.4.5. Zagadnienia kontrolne ... 171
16. Negatywne oddziaływanie przekształtników energoelektronicznych na sieć zasilającą ... 172
16.1. Wprowadzenie ... 172
16.2. Niesinusoidalny przebieg prądów pobieranych z sieci ... 173
16.3. Moc bierna sterowania ... 174
16.4. Komutacyjne załamania przebiegu napięcia ... 176
16.5. Odkształcanie się napięć ... 180
16.6. Rezonanse ... 180
16.7. Ćwiczenie 16 ... 182
16.7.1. Cel ćwiczenia ... 182
16.7.2. Opis modelu laboratoryjnego ... 182
16.7.3. Przebieg ćwiczenia ... 185
16.7.4. Opracowanie wyników badań ... 186
16.7.5. Zagadnienia kontrolne ... 186
17. Pasywne filtry wyższych harmonicznych ... 187
17.1. Wprowadzenie ... 187
17.2. Zasada działania równoległych filtrów wyższych harmonicznych ... 189
17.3. Kryteria doboru elementów filtrów wyższych harmonicznych ... 190
17.4. Ćwiczenie 17 ... 194
17.4.1. Cel ćwiczenia ... 194
17.4.2. Opis modelu laboratoryjnego ... 194
17.4.3. Przebieg ćwiczenia ... 196
17.4.4. Opracowanie wyników badań ... 197
17.4.5. Zagadnienia kontrolne ... 198
18. Nadążna kompensacja mocy biernej ... 199
18.1. Wprowadzenie ... 199
18.2. Układy energoelektroniczne do poprawy współczynnika mocy ... 200
18.3. Ćwiczenie 18 ... 204
18.3.1. Cel ćwiczenia ... 204
18.3.2. Opis modelu laboratoryjnego ... 205
18.3.3. Przebieg ćwiczenia ... 206
18.3.4. Opracowanie wyników badań ... 206
18.3.5. Zagadnienia kontrolne ... 207
19. Praca falownikowa tyrystorowych układów prostownikowych ... 208
19.1. Wprowadzenie ... 208
19.2. Ćwiczenie 19 ... 212

19.2.1. Cel ćwiczenia ... 212
19.2.2. Opis modelu laboratoryjnego ... 212
19.2.3. Przebieg ćwiczenia ... 213
19.2.4. Opracowanie wyników badań ... 214
19.2.5. Zagadnienia kontrolne ... 214
20. Sześciopulsowy falownik sieciowzbudny ... 215
20.1. Wprowadzenie ... 215
20.2. Układ sześciopulsowego falownika sieciowzbudnego ... 215
20.3. Ćwiczenie 20 ... 221
20.3.1. Cel ćwiczenia ... 221
20.3.2. Opis modelu laboratoryjnego ... 221
20.3.3. Przebieg ćwiczenia ... 223
20.3.4. Opracowanie wyników badań ... 223
20.3.5. Zagadnienia kontrolne ... 224
21. Układy przekształtnikowe o zmniejszonym oddziaływaniu na sieć zasilającą ... 225
21.1. Wprowadzenie ... 225
21.2. Ćwiczenie 21 ... 229
21.2.1. Cel ćwiczenia ... 229
21.2.2. Opis modelu laboratoryjnego ... 229
21.2.3. Przebieg ćwiczenia ... 231
21.2.4. Opracowanie wyników badań ... 232
21.2.5. Zagadnienia kontrolne ... 232
22. Układy fazowego sterowania przekształtników energoelektronicznych ... 233
22.1. Wprowadzenie ... 233
22.2. Idea sterowania fazowego ... 234
22.3. Charakterystyka obwodu bramkowego tyrystora ... 238
22.4. Ćwiczenie 22 ... 240
22.4.1. Cel ćwiczenia ... 240
22.4.2. Opis modelu laboratoryjnego ... 240
22.4.3. Przebieg ćwiczenia ... 241
22.4.4. Opracowanie wyników badań ... 241
22.4.5. Zagadnienia kontrolne ... 242
Dodatek A. Klasyczne przyrządy pomiarowe w obwodach elektrycznych z odkształconymi przebiegami ... 243
A.1. Wprowadzenie ... 243
A.2. Amperomierz elektromagnetyczny w obwodzie o odkształconym przebiegu prądu ... 244
A.3. Woltomierz w obwodzie z odkształconym napięciem ... 245
A.4. Elektrodynamiczne przyrządy pomiarowe w obwodach z odkształconymi przebiegami napięcia i prądu ... 246
Dodatek B. Pomiary i monitorowanie przebiegów w obwodach silnoprądowych ... 248
B.1. Obwody zasilane napięciami separowanymi ... 248
B.2. Obwody zasilane napięciami nieseparowanymi ... 249
B.3. Sposób wyznaczania zawartości wyższych harmonicznych w przebiegach prądów i napięć przy użyciu nanowoltomierza selektywnego ... 250
Dodatek C. Moce w obwodach o niesinusoidalnych przebiegach napięć i prądów. Pomiary ... 253
C.1. Moc w obwodach o okresowych niesinusoidalnych przebiegach napięć i prądów ... 253
C.2. Współczynnik mocy λ układów przekształtnikowych ... 255
C.3. Współczynnik zawartości harmonicznych napięcia sieci (THD) ... 256

C.4. Pomiary 256
Dodatek D. Wytyczne do sporządzania sprawozdania z ćwiczenia i sposobu opracowania wyników badań 259
Literatura 261

Wstęp

Prezentowany skrypt *Energoelektronika. Podstawy i wybrane zastosowania* jest poprawioną i rozszerzoną wersją pierwszego wydania zatytułowanego *Przekształtniki energoelektroniczne*, które ukazało się w 1990 r. To zasadniczo zbiór, opatrzonych solidnym omówieniem, 22 ćwiczeń laboratoryjnych poświęconych prostym i złożonym układom przekształtnikowym. Poszczególne rozdziały zawierają m.in. podstawowe, wprowadzające informacje dotyczące badanego układu, opis modelu laboratoryjnego oraz przebiegu ćwiczenia w praktyce.

W obecnym wydaniu szerzej potraktowano zagadnienia związane z negatywnym oddziaływaniem przekształtników na sieć zasilającą oraz sposobami ograniczenia tych zjawisk.

Skrypt jest przeznaczony zarówno dla studentów studiów stacjonarnych I i II stopnia Wydziału Elektrycznego, jak i dla studentów studiów niestacjonarnych. Z uwagi na szerokie spektrum poruszanych zagadnień, a także zróżnicowane grono Czytelników niektóre problemy zostały tylko zasygnalizowane w zakresie umożliwiającym wykonanie danego ćwiczenia.

Cennym uzupełnieniem omówionych ćwiczeń są: Dodatek A, w którym scharakteryzowano klasyczne przyrządy pomiarowe, Dodatek B poświęcony pomiarom i monitorowaniu przebiegów w obwodach silnoprądowych, Dodatek C, gdzie opisano zagadnienie mocy w obwodach o niesinusoidalnych przebiegach napięć i prądów, i Dodatek D prezentujący m.in. wytyczne do sporządzenia sprawozdania z ćwiczenia.

Wykaz ważniejszych oznaczeń

Podstawowe wielkości

C	–	pojemność, F
D_0	–	moc odkształcenia, V·A
f	–	częstotliwość, Hz
I, i	–	prąd: wartość skuteczna, wartość chwilowa, A
I_d, $I_{d\mathrm{sk}}$, i_d	–	prąd stały (jednokierunkowy): wartość średnia, wartość skuteczna, wartość chwilowa, A
L	–	indukcyjność, H
m_a	–	współczynnik modulacji amplitudy napięcia
MSI (PWM)	–	modulacja szerokości impulsów (ang. *Pulse Width Modulation*)
P	–	moc czynna, W
Q	–	moc bierna, Var
R	–	rezystancja, Ω
S	–	moc pozorna, V·A
S_{zw}	–	moc zwarciowa układu zasilającego, V·A
T	–	okres przebiegu cyklicznego, okres impulsowania, s
THD_U	–	współczynnik odkształcenia napięcia
THD_I	–	współczynnik odkształcenia prądu
U, u	–	napięcie: wartość skuteczna, wartość chwilowa, V
U_d, $U_{d\mathrm{sk}}$, u_d	–	napięcie obwodu prądu stałego: wartość średnia, wartość skuteczna, wartość chwilowa, V
U_{d0}, $U_{d\alpha}$	–	napięcie obwodu prądu stałego: wartość średnia dla kąta $\alpha = 0$, wartość średnia dla kąta $\alpha > 0$, V
Z	–	impedancja, Ω
α_z, α_w	–	kąty załączenia i wyłączenia liczone od punktu komutacji naturalnej, °, rad
γ	–	kąt przewodzenia zaworu, °, rad
$\sigma = I_1/I$	–	współczynnik odkształcenia prądu
η	–	sprawność
λ	–	współczynnik mocy układu nieliniowego
μ	–	kąt komutacji, °, rad

φ_1 – kąt przesunięcia fazowego pierwszych harmonicznych prądu i napięcia, °, rad
cos φ_1 – współczynnik mocy podstawowej harmonicznej
ω – pulsacja, s^{-1}

Ważniejsze indeksy

d – prąd stały
k – komutacyjny
sk – wartość skuteczna
śr – wartość średnia
max – wartość maksymalna
wew – wewnętrzny
o – odbiornik

1. Niesterowane układy prostownikowe jedno- i dwupulsowe

1.1. Wprowadzenie

Układ prostownikowy jest przekształtnikiem energii elektrycznej prądu przemiennego na energię elektryczną prądu stałego [10, 15, 21, 29]. Można wyróżnić w nim trzy podstawowe elementy składowe:

a) zespół zaworów elektrycznych przekształcający prąd przemienny na prąd jednokierunkowy (w prostownikach niesterowanych zaworami są diody),

b) transformator prostownikowy, którego głównym zadaniem jest transformacja napięcia sieci do wartości wymaganej przez odbiornik prądu stałego, ewentualna zmiana liczby faz oraz galwaniczne oddzielenie odbiornika od sieci,

c) urządzenie wygładzające (filtr), którego zadaniem jest zmniejszenie pulsacji prądu wyprostowanego.

W praktyce nie jest konieczne stosowanie dwóch ostatnich elementów we wszystkich układach prostownikowych – rolę urządzenia wygładzającego pełni bowiem często indukcyjność (i pojemność) samego odbiornika oraz indukcyjność transformatora prostownikowego. W pewnych przypadkach uzasadnione jest też zasilanie zespołu zaworów z sieci przez dławiki sieciowe (układy beztransformatorowe). W zależności od liczby faz sieci zasilającej, rodzaju transformatora prostownikowego i zastosowanego układu połączeń zaworów można wyróżnić wiele układów prostownikowych, z których omówiono najczęściej spotykane.

Jednym z istotnych sposobów podziału układów prostownikowych jest podział na:

a) układy jednokierunkowe (z przewodem neutralnym), w których prąd w każdej fazie uzwojenia wtórnego transformatora płynie tylko w jednym kierunku (rys. 1.1a, 1.6a),

b) układy dwukierunkowe (mostkowe) charakteryzujące się przepływem prądu w fazach uzwojenia wtórnego transformatora w obu kierunkach (rys. 1.5b).

Elementy składowe układu prostownikowego określają następujące parametry:

a) dla odbiornika: U_d, I_d, P_d – wartości średnie napięcia, prądu i mocy po stronie prądu wyprostowanego,

b) dla zaworu: $I_{A\,śr}$, $I_{A\,max}$, $U_{w\,max}$ – wartość średnia i maksymalna prądu przewodzenia, maksymalne napięcie wsteczne,

c) dla transformatora: U_e, I_e, S_e – wartości skuteczne napięcia fazowego, prądu i mocy pozornej strony wtórnej, U_E, I_E, P_E – wartości skuteczne napięcia fazowego, prądu i mocy pozornej strony pierwotnej, $S_T = 0{,}5\,(S_E + S_e)$ – moc typowa transformatora.

Zamieszczoną analizę pracy wybranych układów prostownikowych oparto na następujących założeniach upraszczających:

a) spadki napięcia na transformatorze prostownikowym i na zaworach nie są uwzględnione (w konsekwencji pominięto również zjawisko komutacji zaworów),

b) napięcie zasilające układ prostownikowy ma przebieg sinusoidalny,

c) rdzeń transformatora prostownikowego nie ulega nasyceniu.

1.2. Niesterowany prostownik jednopulsowy

Niesterowany prostownik jednopulsowy obciążony rezystancją

Układ połączeń prostownika jednopulsowego przedstawiono na rys. 1.1a. Gdy łącznik W1 jest zamknięty, a W2 otwarty, prostownik obciążony jest rezystancyjnie. Napięcie u_d i prąd wyprostowany i_d (rys. 1.1b) mają postać półfali przebiegu sinusoidalnego, a ich wartości średnie opisane są zależnościami:

$$U_d = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} \sqrt{2}\,U_e \sin\vartheta\, d\vartheta = \frac{\sqrt{2}}{\pi}U_e \cong 0{,}45\,U_e \tag{1.1}$$

$$I_d = I_{A\text{śr}} = \frac{U_d}{R} = \frac{\sqrt{2}}{\pi}\frac{U_d}{R} \cong 0{,}45\,\frac{U_d}{R} \tag{1.2}$$

Napięcie U_d zgodnie z zależnością (1.1) jest napięciem U_{do} dla prostowników niesterowanych. Zależności określające wartość skuteczną napięcia i prądu wyprostowanego mają postać:

$$U_{d\,\text{sk}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} (\sqrt{2}\,U_e \sin\vartheta)^2\, d\vartheta} = \frac{1}{\sqrt{2}}U_e \cong 0{,}71 U_e \tag{1.3}$$

$$I_{d\,\text{sk}} = \frac{U_{d\,\text{sk}}}{R} = \frac{1}{\sqrt{2}}\frac{U_e}{R} \cong 0{,}71\,\frac{U_e}{R} \tag{1.4}$$

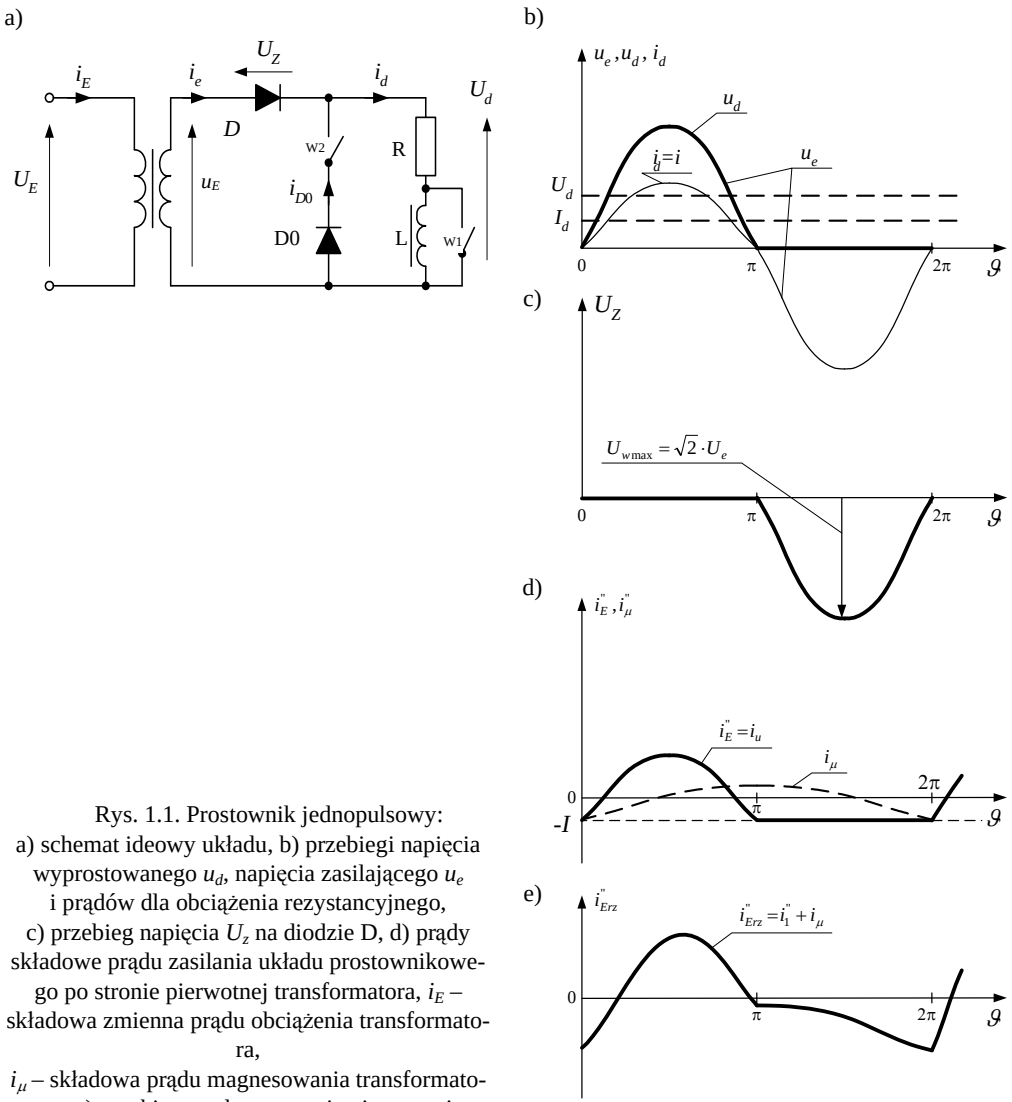
Podstawowe wymagania dla zaworu półprzewodnikowego określają zależności:

$$I_{A\text{śr}} = I_d = \frac{\sqrt{2}}{\pi}\frac{U_e}{R} \le I_{F(AV)M} \tag{1.5}$$

oraz, zgodnie z rys. 1.1c,

$$U_{w\max} = \sqrt{2}\,U_e \le U_{RRM} \tag{1.6}$$

gdzie:
$I_{F(AV)M}$ – najwyższa wartość średniego powtarzalnego prądu diody,
U_{RRM} – powtarzalne szczytowe napięcie wsteczne diody.



Rys. 1.1. Prostownik jednopulsowy: a) schemat ideowy układu, b) przebiegi napięcia wyprostowanego u_d, napięcia zasilającego u_e i prądów dla obciążenia rezystancyjnego, c) przebieg napięcia U_z na diodzie D, d) prądy składowe prądu zasilania układu prostownikowego po stronie pierwotnej transformatora, i_E – składowa zmienna prądu obciążenia transformatora, i_μ – składowa prądu magnesowania transformatora, e) przebieg prądu po stronie pierwotnej transformatora

Odkształcenie prądu i napięcia w układach prostownikowych. Moc deformacji

Wartości skuteczne napięcia i prądu pulsującego opisane są zależnościami:

$$U_p = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}(u_d - U_d)^2 d\vartheta} = \sqrt{U_{d\,\mathrm{sk}}^2 - U_d^2} \tag{1.7}$$

$$I_p = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}(i_d - I_d)^2 d\vartheta} = \sqrt{I_{d\,\mathrm{sk}}^2 - I_d^2} \tag{1.8}$$

Stopień odkształcenia napięcia i prądu wyprostowanego określają:
a) współczynnik kształtu (napięcia i prądu):

$$k_{ku} = \frac{U_{d\,\mathrm{sk}}}{U_d}, \qquad k_{ki} = \frac{I_{d\,\mathrm{sk}}}{I_d} \tag{1.9}$$

b) współczynnik pulsacji (napięcia i prądu):

$$k_{pu} = \frac{U_p}{U_d} = \sqrt{k_{ku}^2 - 1}, \qquad k_{ki} = \frac{I_p}{I_d} = \sqrt{k_{ki}^2 - 1} \tag{1.10}$$

Dla prostownika jednopulsowego obciążonego rezystancyjnie współczynniki te, zgodnie zależnościami (1.1)÷(1.4), wynoszą:

$$k_{ku} = k_{ki} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_e \frac{\pi}{\sqrt{2}} \frac{1}{U_e} = \frac{\pi}{2} \cong 1{,}57 \tag{1.11}$$

$$k_{pu} = k_{pi} \cong \sqrt{(1{,}57)^2 - 1} \cong 1{,}21 \tag{1.12}$$

Przebieg idealny prądu pierwotnego transformatora prostownikowego i_E przeliczonego na stronę wtórną i_E'' przedstawiono na rys. 1.1d. Przebieg rzeczywisty prądu strony pierwotnej transformatora $i_{E\,rz}''$ jest sumą prądu i_E'' oraz prądu magnesującego i_μ'' (rys. 1.1e):

$$i_{E\,rz}'' = i_E'' + i_\mu \tag{1.13}$$

W dalszej analizie, w celu przejrzystości opisu rozpatrywanych zjawisk, pominięto prąd magnesujący transformatora. Wartość skuteczną prądu pulsującego (1.8) dla prostownika jednopulsowego obciążonego rezystancją określa wyrażenie:

$$I_p = I''_{Erz} \cong I''_1 = \sqrt{I_{d\,\mathrm{sk}}^2 - I_d^2} = k_{pi} I_d \cong 1{,}21\, I_d \tag{1.14}$$

Dane te pozwalają na ustalenie podstawowych parametrów transformatora prostownikowego dla układu jednopulsowego:

a) wartości skutecznej napięcia strony wtórnej

$$U_e = \frac{\pi}{\sqrt{2}} U_d \cong 2{,}22 U_d \tag{1.15}$$

b) mocy pozornej strony wtórnej

$$S_e = U_e I_e = \frac{\pi}{\sqrt{2}} U_d I_{d\,\mathrm{sk}} = \frac{\pi^2}{2\sqrt{2}} U_d I_d \cong 3{,}49\, P_d \tag{1.16}$$

c) mocy pozornej strony pierwotnej

$$S_e = U_E I_E = U''_E I''_E = \frac{\pi}{\sqrt{2}} k_{pi} U_d I_d = \frac{\pi^2}{2\sqrt{2}} U_d I_d \cong 2{,}69\, P_d \tag{1.17}$$

d) mocy typowej transformatora

$$S_T = 0{,}5(S_E + S_e) = 0{,}5(3{,}49 + 2{,}69) P_p \cong 3{,}09\, P_d \tag{1.18}$$

e) współczynnika wykorzystania transformatora

$$k_{wTr} = \frac{P_d}{S_T} \cong \frac{1}{3{,}09} \cong 0{,}32 \tag{1.19}$$

Przykład prostownika jednopulsowego w sposób przejrzysty ilustruje odkształcenie prądu pobieranego przez układ prostownikowy z sieci (rys. 1.1d, e). Na podstawie analizy Fouriera można zapisać przebieg tego prądu, rozłożonego na kolejne harmoniczne:

$$\begin{aligned} i''_E &= I_d \left[\frac{\pi}{2} \sin \pi - 2 \sum_{\nu=2,4,6\ldots}^{\infty} \frac{\cos \nu\vartheta}{(\nu^2 - 1)} \right] \\ &= \sqrt{2}\; I_d (1{,}11 \sin \vartheta - 0{,}472 \cos 2\vartheta - 0{,}0944 \cos 4\vartheta - \ldots) \end{aligned} \tag{1.20}$$

Stosunek wartości skutecznych pierwszej harmonicznej prądu I_{E1} do całkowitego prądu strony pierwotnej transformatora I_E nazywa się wejściowym współczynnikiem odkształcenia prądu sieci

$$\mu = \frac{I_{E1}}{I_E} \tag{1.21}$$

Dla prostownika jednopulsowego niesterowanego, zgodnie z (1.14) i (1.20), przyjmuje postać:

$$\mu = \frac{I''_{E1}}{I''_E} \cong \frac{1{,}11\, I_d}{1{,}21\, I_d} \cong 0{,}92 \tag{1.22}$$

Wartość skuteczną prądu I_E można wyrazić następująco:

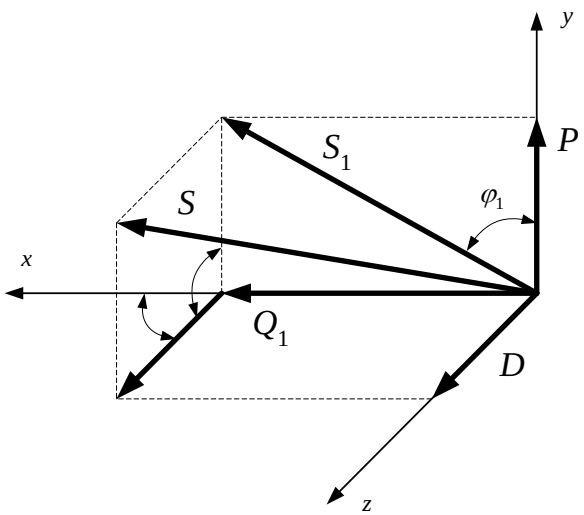
$$I_E = \sqrt{\sum_{\nu=1}^{\infty} (I_{E\nu cz}^2 + I_{E\nu b}^2)} = \sqrt{I_{E1cz}^2 + I_{E1b}^2 + \sum_{\nu=2}^{\infty} I_{E\nu}^2} \tag{1.23}$$

gdzie:

ν – rząd harmonicznej,

$I_{E\nu cz}, I_{E\nu b}$ – wartości skuteczne odpowiednio: składowej czynnej i biernej kolejnych harmonicznych prądu strony pierwotnej I_E,

$I_{E\nu}$ – wartość skuteczna ν harmonicznej prądu I_E.



Rys. 1.2. Wykres wskazowy mocy pobieranych z sieci przez odbiornik nieliniowy

Przy założeniu sinusoidalnego przebiegu napięcia zasilającego $u_E = \sqrt{2} U_E \sin \vartheta$ otrzymuje się

$$U_E I_E = \sqrt{U_E^2 I_{E1cz}^2 + U_E^2 I_{E1b}^2 + U_E^2 \sum_{\nu=2}^{\infty} I_{E\nu}^2} = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \tag{1.24}$$

gdzie:

$P = P_1 = U_E I_{E1cz}$ – moc czynna odbiornika, przy przyjętych założeniach upraszczających równa mocy czynnej prądu pierwszej harmonicznej (wartość zmierzona przez watomierz),

$Q_1 = U_E I_{E1b}$ – moc bierna prądu pierwszej harmonicznej (wartość zmierzona przez waromierz),

$D = U_E \sqrt{\sum_{\nu=2}^{\infty} I_{E\nu}^2}$ – moc deformacji.

Wykres wskazowy mocy zgodnie z zależnością (1.24) przedstawia się w trójwymiarowym układzie osi współrzędnych (rys. 1.2).

Moc czynna P_1 dla harmonicznej podstawowej prądu jest przy przyjętych założeniach całkowitą mocą czynną P po stronie zasilania [22], gdyż średnia moc czynna wytwarzana przez każdą z wyższych harmonicznych jest równa zeru:

$$\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} \sqrt{2}U_E \sin\vartheta \sqrt{2} I_{E\nu} \sin(\nu\vartheta + \varphi_\nu) d\vartheta = 0 \tag{1.25}$$

gdzie φ_ν – kąt przesunięcia fazowego prądu ν harmonicznej.

Wejściowa moc czynna układu określona jest więc wzorem

$$P = U_E I_{E1} \cos\varphi_1 \tag{1.26}$$

Stąd wejściowy współczynnik przesunięcia fazowego przekształtnika (dla pierwszej harmonicznej prądu) opisany jest zależnością

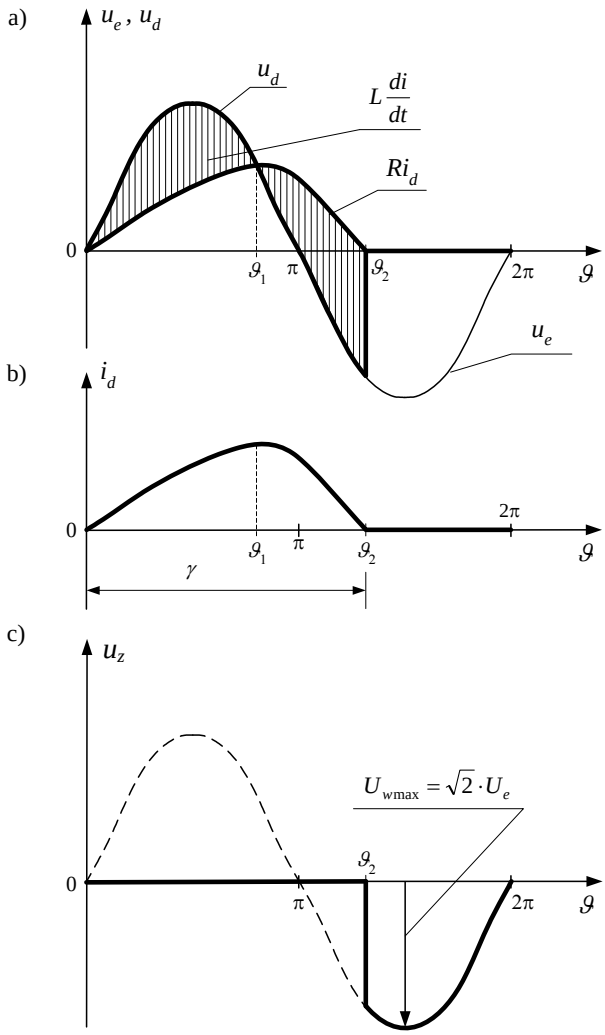
$$\cos\varphi_1 = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q_1^2}} = \frac{P}{S_1} \tag{1.27}$$

gdzie S_1 – moc pozorna pierwszej harmonicznej prądu.

Stosunek wejściowych wartości mocy czynnej i mocy pozornej przekształtnika nazywa się wejściowym współczynnikiem mocy, jest on równy iloczynowi współczynników odkształcenia i przesunięcia fazowego

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{P}{U_E I_E} = \mu \cos\varphi_1 \tag{1.28}$$

W razie pobierania z sieci prądu odkształconego współczynnik mocy λ jest zawsze mniejszy od współczynnika przesunięcia fazowego $\cos\varphi_1$, ponieważ współczynnik odkształcenia prądu sieci μ jest mniejszy od jedności.



Rys. 1.3. Przebiegi napięć i prądów prostownika jednopulsowego dla obciążenia rezystancyjno-indukcyjnego: a) napięcie wyprostowane u_d, prąd wyprostowany i_d, b) prąd wyprostowany i_d, c) napięcie u_2 na diodzie D

Niesterowany prostownik jednopulsowy z obciążeniem rezystancyjno-indukcyjnym

Jeżeli w układzie na rys. 1.1a otwarty zostanie łącznik W1 (przy otwartym łączniku W2), to prostownik jednopulsowy obciążony zostanie rezystancją R szeregowo połączoną z indukcyjnością L. Indukcyjność ta jest źródłem siły elektromotorycznej

$L(di/dt)$ (oznaczonej rzędnymi na rys. 1.3a), która w istotny sposób „łagodzi" zmiany prądu wyprostowanego i_d (rys. 1.3a, b). Dzięki zdolności gromadzenia przez cewkę energii następuje wydłużenie (w porównaniu z obciążeniem R) czasu przepływu prądu wyprostowanego (kąt γ, rys. 1.3b). Gdy kąt $0 < \vartheta < \vartheta_1$, następuje gromadzenie energii elektrycznej w indukcyjności L odbiornika, oddawanie natomiast tej energii następuje wtedy, kiedy kąt $\vartheta_1 < \vartheta < \vartheta_2$. Dla $\pi < \vartheta < \vartheta_2$ napięcie na odbiorniku przyjmuje wartość ujemną, w wyniku czego przy zawsze dodatnim kierunku przepływu prądu otrzymuje się ujemną wartość energii, czyli jej przepływ (zwrot) z odbiornika do źródła zasilającego. Kąt przepływu prądu γ może się zawierać w przedziale $\pi < \gamma < 2\pi$, zależnie od wielkości kąta przesunięcia fazowego odbiornika $\varphi = \operatorname{arc\,tg}(\omega L / R)$. Ujemna wartość chwilowa napięcia na odbiorniku w zakresie kąta $\pi < \vartheta < \vartheta_2$ jest przyczyną zmniejszania się wartości średniej napięcia wyprostowanego U_d w porównaniu z analogicznym napięciem (1.1) dla odbiornika rezystancyjnego

$$U_{do} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\gamma} \sqrt{2}U_e \sin\vartheta\, d\vartheta = \frac{\sqrt{2}}{\pi}U_e \frac{1-\cos\gamma}{2} \tag{1.29}$$

Przebieg prądu wyprostowanego jest sumą składowej sinusoidalnej o częstotliwości podstawowej oraz tłumionej eksponencjalnie składowej nieokresowej, której prędkość zanikania uzależniona jest od stałej czasowej obwodu odbiornika $\tau = L/R$:

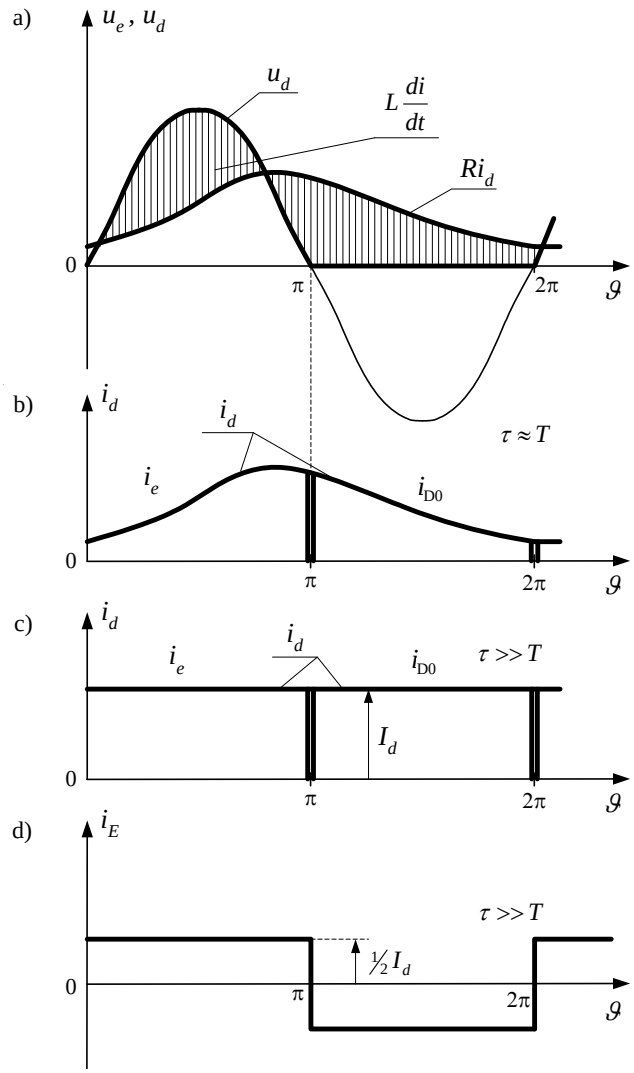
$$i_d(t) = \frac{\sqrt{2}U_e}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}}\left[\sin(\vartheta - \varphi) + \sin\varphi \exp\left(-\frac{\vartheta}{\omega\tau}\right)\right] \tag{1.30}$$

Wartość średnią prądu wyprostowanego określa zależność:

$$I_d = I_{A\text{śr}} = \frac{U_{do}}{R} = \frac{\sqrt{2}}{\pi}\frac{U_e}{R}\frac{1-\cos\gamma}{2} \tag{1.31}$$

Niesterowany prostownik jednopulsowy z obciążeniem rezystancyjno-indukcyjnym z diodą zerową

W stanie otwarcia łącznika W1 przy zamkniętym łączniku W2, zgodnie z rys. 1.1a, odbiornik RL jest zbocznikowany diodą zerową D0. Dioda ta umożliwia przepływ prądu w obwodzie R–L–D0 wówczas, gdy napięcie źródła U_e ma wartość chwilową mniejszą od wartości chwilowej napięcia u_d na odbiorniku. W ten sposób wyeliminowane zostaje zjawisko pojawienia się na odbiorniku napięcia ujemnego (zakres $\pi < \vartheta < \vartheta_2$, rys. 1.3a), a tym samym nie zachodzi zwrot energii z odbiornika do sieci. Wartość średnia napięcia wyprostowanego (rys. 1.4a) jest więc taka sama jak w przypadku odbiornika rezystancyjnego (1.1). Siła elektromotoryczna $L(di/dt)$ dla $\vartheta > \pi$ powoduje swobodny przepływ prądu w obwodzie R–L–D0.



Rys. 1.4. Przebiegi napięć i prądów prostownika jednopulsowego dla obciążenia rezystancyjno-indukcyjnego z diodą zerową: a) napięcie zasilające – u_e, napięcie wyprostowane – u_d, b) prąd wyprostowany – i_d, prąd diody zerowej – i_{D0} dla $\tau \cong T$, c) prąd wyprostowany – i_d dla $\tau >> T$, d) prąd po stronie pierwotnej transformatora

Prąd ten zanika eksponencjalnie, zgodnie ze stałą czasową $\tau = L/R$ odbiornika. Od wartości względnej tej stałej, odniesionej do okresu napięcia zasilającego $T = 1/f$, zależy wartość pulsacji przebiegu prądu odbiornika. Dla stałej czasowej $\tau \cong T$ (rys. 1.4b) obserwuje się przebieg prądu i_d wyraźnie „pofalowany”, dla dużej stałej

czasowej $\tau >> T$ prąd ten jest natomiast wygładzony w znacznie większym stopniu (rys. 1.4c). Wtedy prąd i''_E pobierany przez układ prostownikowy z sieci (rys. 1.4d) ma kształt prostokątny o amplitudzie $0{,}5I_d$, a jego przebieg wyraża się zależnością

$$i''_E = \frac{2}{\pi} I_d \left(\sin \vartheta + \frac{1}{3} \sin 3\vartheta + \frac{1}{5} \sin 5\vartheta + ... \right) \tag{1.32}$$

Wejściowy współczynnik odkształcenia ma wówczas wartość

$$\mu = \frac{I''_{E1}}{I''_E} \cong 0{,}905 \tag{1.33}$$

1.3. Niesterowany prostownik dwupulsowy

Prostownik dwupulsowy może być realizowany w układzie jednokierunkowym (rys. 1.5a) lub w układzie dwukierunkowym (mostkowym, rys. 1.5b). Przebiegi napięć i prądów odbiornika są identyczne dla obydwu układów (rys. 1.5c, d, f, g, h), jedynie wartość maksymalna napięcia wstecznego w układzie jednokierunkowym (rys. 1.5e) jest dwukrotnie większa ($U_{w\max} = 2\sqrt{2}U_e$) od tego napięcia w układzie mostkowym (($U_{w\max} = \sqrt{2}U_e$). Zależnie od charakteru odbiornika (R, RL) przebiegi prądu wyprostowanego zmieniają się od półfalowego (rys. 1.5c) do przebiegów wygładzonych, w stopniu zależnym od wartości stałej czasowej τ odbiornika (rys. 1.5f, g).

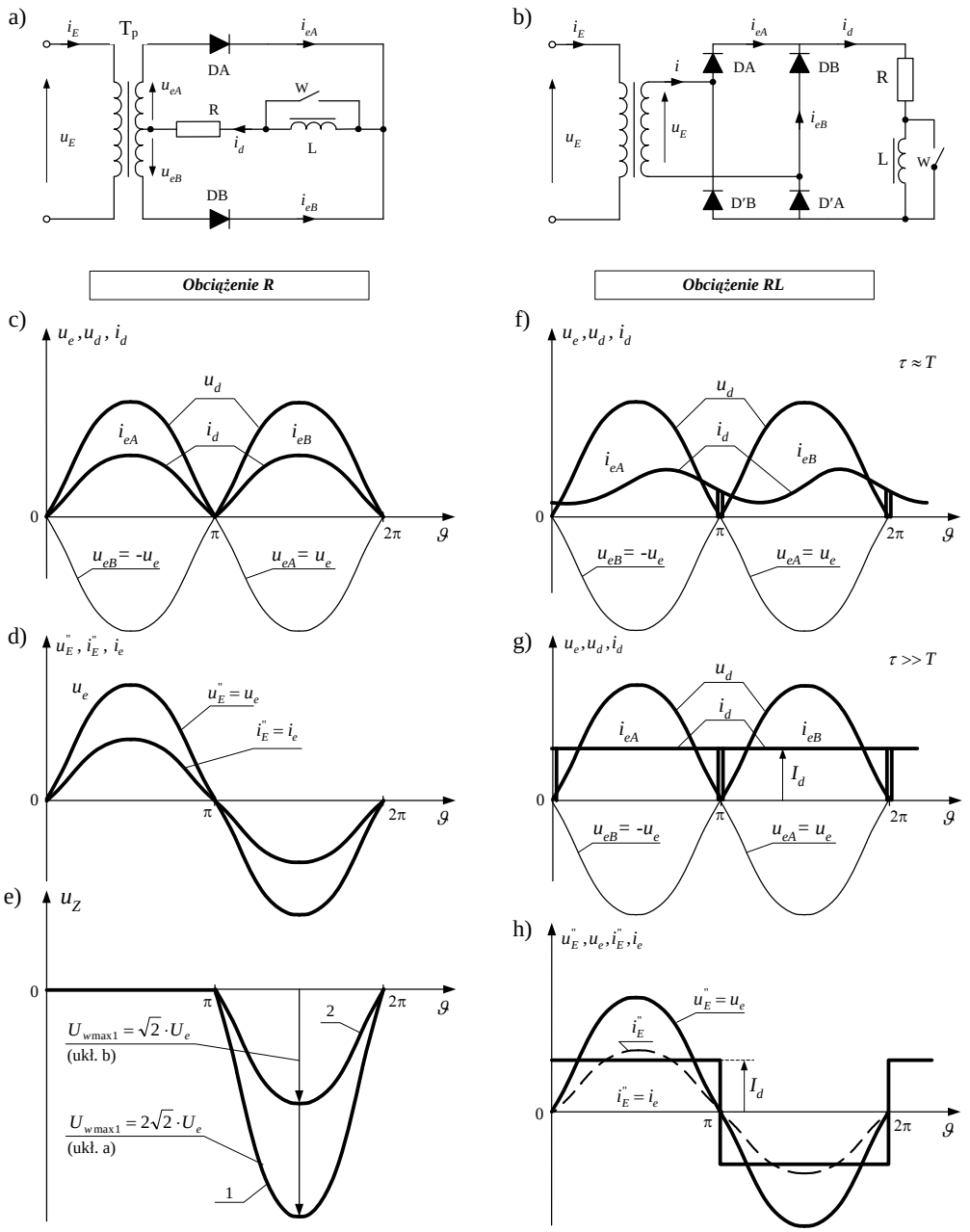
Wartość średnia napięcia wyprostowanego U_d jest dwukrotnie większa niż dla prostownika jednopulsowego obciążonego rezystancją:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} U_e \sin \vartheta \, d\vartheta = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_e \cong 0{,}90 U_e \tag{1.34}$$

W przypadku obciążenia rezystancyjnego prąd pobierany przez przekształtnik z sieci (rys. 1.5d) ma przebieg nieodkształcony. Jednak w miarę wzrostu indukcyjności odbiornika prąd ten odkształca się coraz bardziej, aż do przebiegu prostokątnego dla $\tau >> T$ (rys. 1.5h), który opisany jest zależnością

$$i''_E = \frac{4}{\pi} I_d \left(\sin \vartheta + \frac{1}{3} \sin 3\vartheta + \frac{1}{5} \sin 5\vartheta + ... \right) \tag{1.35}$$

a współczynnik odkształcenia μ wyraża się zależnością (1.33).



Rys. 1.5. Prostownik dwupulsowy: a) schemat ideowy układu jednokierunkowego,
b) schemat ideowy układu mostkowego, c), d) przebiegi napięć i prądów dla obciążenia rezystancyjnego,
e) napięcie na zaworach obu układów: 1 – dla układu a, 2 – dla układu b,
f), g), h) przebiegi napięć i prądów dla obciążenia rezystancyjno-indukcyjnego

Z przebiegów prądu wyprostowanego i_d oraz prądu strony pierwotnej transformatora i_E widać, że w przypadku prądu nieodkształconego i_E pobieranego z sieci (obciążenie rezystancyjne, rys. 1.5d) prąd i_d jest maksymalnie odkształcony (rys. 1.5c) i odwrotnie – dla idealnie wygładzonego prądu wyprostowanego i_d (odbiornik RL, $\tau >> T$, rys. 1.5g) prąd strony pierwotnej transformatora, a tym samym prąd pobierany z sieci, jest najbardziej odkształcony.

1.4. Ćwiczenie 1

1.4.1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest określenie:

a) warunków zasilania obwodu prądu stałego (dla którego prostownik jest źródłem prądu), opisanych przez charakterystykę obciążenia oraz współczynniki kształtu i pulsacji prądu i napięcia wyprostowanego w funkcji zmian obciążenia,

b) odkształcenia prądu pobieranego przez prostownik z sieci, opisanego przez charakterystyki mocy, sprawności, a także współczynniki przesunięcia fazowego, mocy i odkształcenia prądu pobieranego z sieci w funkcji zmian obciążenia.

W trakcie realizacji ćwiczenia (podobnie jak w zamieszczonym wcześniej Wprowadzeniu – p. 1.1) zakłada się, że układ prostownikowy zasilany jest z sieci napięciem nieodkształconym (sieć „sztywna”), choć w rzeczywistych warunkach odkształcenie prądu stanowi przyczynę odkształcenia napięcia zasilającego prostownik. To założenie upraszczające (wraz z pozostałymi wymienionymi w p. 1.1) może być powodem pewnych nieznacznych różnic występujących między wynikami pomiarów, otrzymanymi w trakcie realizacji ćwiczenia, a wynikami obliczeń wykonanych według zależności zamieszczonych w p. 1.1. Te niewielkie różnice nie deformują jednak obrazu analizowanych zjawisk.

1.4.2. Opis modelu laboratoryjnego

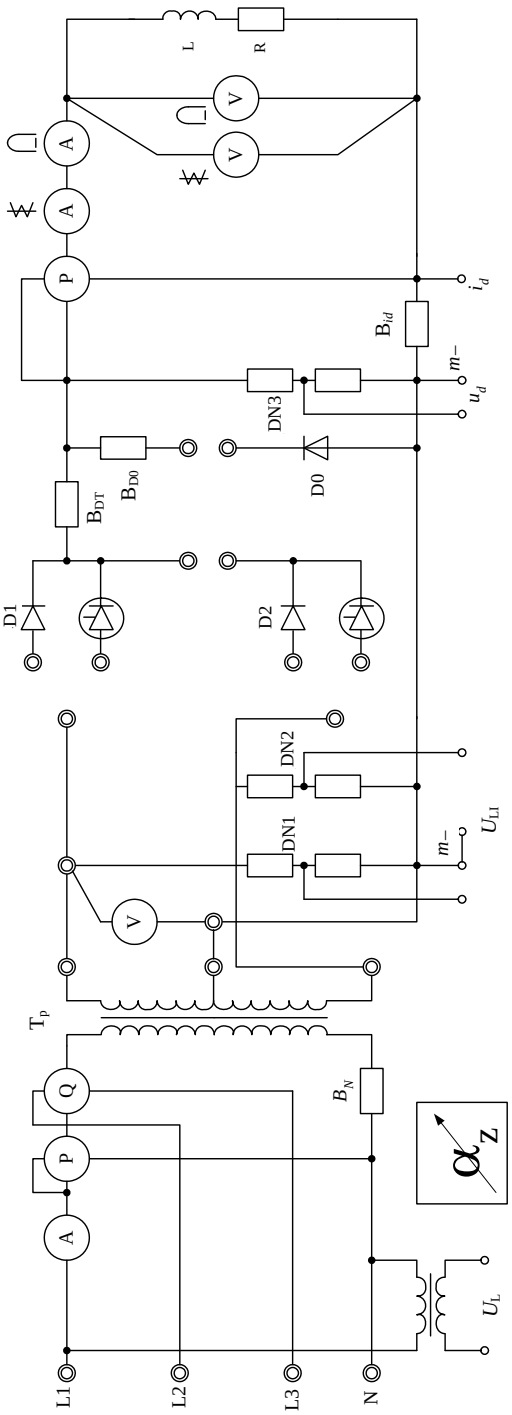
Schemat pomiarowy układu laboratoryjnego do badania niesterowanych jedno- i dwupulsowych układów prostownikowych przedstawiono na rys. 1.6. Układ pomiarowy składa się z:

a) transformatora prostownikowego Tp,

b) zespołu zaworów prostownikowych umożliwiających realizację różnych układów połączeń,

c) obwodu odbiornika rezystancyjno-indukcyjnego RL,

d) diody zerowej D0.



Rys. 1.6. Schemat pomiarowy układu laboratoryjnego do badania jedno- i dwupulsowych układów prostownikowych niesterowanych;
Tp – transformator, B_N, B_{DT}, B_{D0}, B_{id} – boczniki w obwodach pomiarowych, DN1, DN2, DN3 – dzielniki napięcia,
P – przyrząd mierzący moc czynną (w jednej fazie po stronie pierwotnej transformatora T_p),
Q – przyrząd mierzący moc bierną jednej fazy pomnożoną przez $\sqrt{3}$

1.4.3. Przebieg ćwiczenia

Po zapoznaniu się z wiadomościami podstawowymi, zawartymi w p. 1.1, należy połączyć układ laboratoryjny według schematu przedstawionego na rys. 1.6. W trakcie realizacji ćwiczenia badane są układy prostownikowe wskazane przez prowadzącego. Zmieniając prąd obciążenia I_d od zera do wartości wskazanej przez prowadzącego, należy dla każdego ze wskazanych układów dokonać pomiaru:

a) prądu:
   - zasilania I_s po stronie pierwotnej transformatora,
   - wyprostowanego – wartości skutecznej i średniej,

b) napięcia:
   - po stronie pierwotnej transformatora,
   - wyprostowanego – wartości skutecznej i średniej,

c) mocy:
   - czynnej,
   - biernej po stronie zasilania badanego układu z sieci elektroenergetycznej.

Należy również dokonać obserwacji wskazanych przez prowadzącego przebiegów napięć i prądów po stronie pierwotnej transformatora prostownikowego Tp oraz po stronie prądu stałego, wykorzystując do tego celu boczniki prądowe i dzielniki napięciowe zaznaczone na schemacie (rys. 1.6). Należy przy tym zwrócić uwagę na to, aby „masa" oscyloskopu była przyłączona do zerowanego bądź uziemionego punktu obwodu oraz aby była ona wspólna dla dwóch lub większej liczby boczników lub dzielników przyłączonych równocześnie do oscyloskopu. Przebiegi napięć i prądów dla wybranych wartości parametrów obciążenia należy odrysować (na kalce milimetrowej) z ekranu oscyloskopu lub zarejestrować w inny, zasugerowany przez prowadzącego, sposób. Wyniki pomiarów powinno się zestawić we wcześniej przygotowanych tabelach.

1.4.4. Opracowanie wyników badań

Na podstawie wykonanych pomiarów i obliczeń należy:

a) wykreślić zależności:

$$U_d = f(I_d), \quad k_{ku} = f(I_d), \quad k_{ki} = f(I_d), \quad k_{pu} = f(I_d), \quad k_{pi} = f(I_d);$$

b) wykreślić zależności:

$$P = f(I_d), \quad Q_1 = f(I_d), \quad D = f(I_d), \quad \cos\varphi_1 = f(I_d), \quad \lambda = f(I_d),$$
$$\lambda = f(I_d), \quad \mu = f(I_d), \quad \eta = f(I_d);$$

c) zamieścić przykładowe oscylogramy prądów i napięć po stronie prądu wyprostowanego i przemiennego;

d) opracować wnioski ze szczególnym uwzględnieniem:

- porównania wyników pomiarów i obliczeń z zależnościami teoretycznymi podanymi w p. 1.1,
- oceny układu prostownikowego jako źródła prądu stałego,
- oceny układu prostownikowego jako odbiornika prądu przemiennego (odkształcenie prądu przemiennego pobieranego z sieci),
- porównania między sobą badanych układów prostownikowych pod względem ich współczynnika sprawności.

1.4.5. Zagadnienia kontrolne

1. Narysować schematy omówionych we wstępie układów prostownikowych oraz charakteryzujące je przebiegi napięć i prądów.

2. Omówić zasady transformacji przebiegów ze strony prądu wyprostowanego na stronę pierwotną transformatora.

3. Opisać, co charakteryzują współczynniki kształtu i pulsacji.

4. Wyjaśnić pojęcie mocy deformacji, co to jest współczynnik odkształcenia prądu, wejściowy współczynnik przesunięcia fazowego, wejściowy współczynnik mocy – opisać najprostszy sposób pomiaru tych wielkości.

2. Niesterowane układy prostownikowe trój- i sześciopulsowe

2.1. Wprowadzenie

Do zasilania odbiorników prądu stałego o mocy powyżej kilku kilowatów wykorzystuje się układy prostownikowe trójfazowe, które w porównaniu z układami prostowników jednofazowych charakteryzuje:

- symetryczne obciążenie sieci,
- wyższa wartość średnia napięcia wyprostowanego,
- mniejsza pulsacja napięcia.

Do tej grupy układów prostownikowych należą układy wielopulsowe: trój-, sześcio- i dwunastopulsowe. Układy prostowników trójpulsowych wykorzystuje się do mocy rzędu 20 kW. Wymagają one dostępu do punktu neutralnego sieci. Niestety obciążają one sieć elektroenergetyczną prądem jednokierunkowym, co jest poważną wadą tych układów.

Wad tych pozbawione są układy prostowników sześciopulsowych, używane w praktyce do zasilania odbiorników prądu stałego o mocy nawet kilku megawatów. Do tej grupy należą układy prostowników mostkowych, powszechnie stosowane jako najbardziej ekonomiczne. Obciążają one sieć prądem dwukierunkowym.

2.2. Niesterowany prostownik trójpulsowy

Prostownik trójpulsowy jest układem prostownikowym jednokierunkowym, zasilanym z sieci trójfazowej, czyli takim, w którym niezbędne jest wykorzystanie przewodu neutralnego, a prąd w uzwojeniach wtórnych transformatora przepływać może tylko w jednym kierunku. Przebieg prądu pobieranego przez prostownik z sieci zasilającej zależy w istotny sposób od układu połączeń transformatora, przy czym do najczęściej spotykanych w praktyce należą układy gwiazda–zygzak oraz trójkąt–zygzak. Prostownik trójpulsowy z transformatorem w układzie gwiazda–gwiazda (rys. 2.1a)

jest rzadko stosowany ze względu na znaczne odkształcenie prądu pobieranego przez przekształtnik z sieci. Omówiono jednak ten właśnie układ ze względu na jego prostotę ułatwiającą analizę pracy prostownika trójpulsowego.

Na rysunku 2.1 przedstawiono przebiegi prądów i napięć prostownika przy założeniu niemal idealnego wygładzenia prądu obciążenia, czyli dla $\tau >> 1/f$. W danej chwili przewodzi tylko ten spośród trzech zaworów, który (będąc spolaryzowany w kierunku przewodzenia) ma najwyższe napięcie fazowe, a napięcie wyprostowane u_d jest równe napięciu fazowemu tej fazy, w której zawór aktualnie przewodzi (rys. 2.1b). Wartość średnia napięcia wyprostowanego U_d wyrażona jest zależnością

$$U_d = \frac{3}{\pi}\int_0^{\frac{\pi}{3}} \sqrt{2}U_e \cos\vartheta \, d\vartheta = \frac{\sin\frac{\pi}{3}}{\frac{\pi}{3}}\sqrt{2}U_e \cong 1{,}17U_e \tag{2.1}$$

Kąt przewodzenia każdego z zaworów wynosi $2\pi/3$. Przebieg prądu obciążenia jest sumą prostokątnych przebiegów prądu przewodzenia zaworów każdej z trzech faz: i_{ea}, i_{eb}, i_{ec}. Wartość średnia prądu każdego z zaworów, np. dla zaworu fazy a (rys. 2.1c), wynosi

$$I_{ea} = I_{A\text{śr}} = \frac{1}{3}I_d \le I_{F(AV)M} \tag{2.2}$$

Jak już wspomniano, rozważane są przebiegi idealne prądu bez uwzględnienia zjawiska komutacji zaworów i prądu magnesującego transformatora. Prądy poszczególnych faz przetransformowane na stronę pierwotną (rys. 2.1d) mają wartość średnią równą zeru i można je opisać zależnością (przykładowo dla fazy A)

$$i''_{EA} = \begin{cases} \frac{2}{3}I_d & \text{dla} \quad -\frac{\pi}{3} << \vartheta << \frac{\pi}{3} \\ -\frac{1}{3}I_d & \text{dla} \quad \frac{\pi}{3} < \vartheta \le \frac{5\pi}{3} \end{cases} \tag{2.3}$$

Podobną postać mają prądy pozostałych dwóch faz i''_{EB} oraz i''_{EC}.

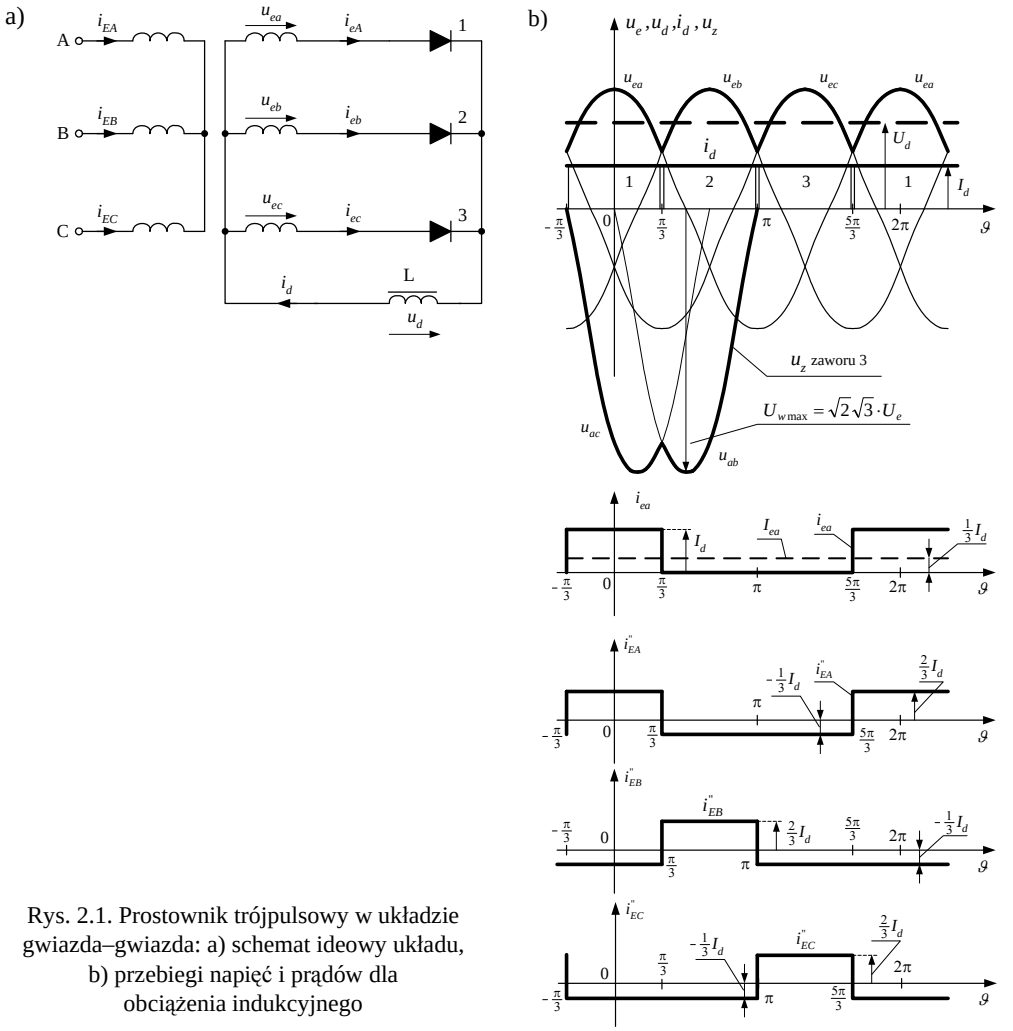
Wartość skuteczna prądu strony pierwotnej transformatora wyraża się zależnością

$$I''_{EA} = \left\{ \frac{1}{2\pi}\left[\int_{-\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} \left(\frac{2}{3}I_d\right)^2 d\vartheta + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{5\pi}{3}} \left(-\frac{1}{3}I_d\right)^2 d\vartheta + \right] \right\}^{\frac{1}{2}} = \frac{\sqrt{2}}{3}I_d \cong 0{,}471 I_d \tag{2.4}$$

Na podstawie analizy Fouriera przebieg tego prądu można opisać następująco

$$i_E'' = \frac{2I_d}{\pi} \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{\sin \nu \frac{\pi}{3}}{\nu} \cos \nu \vartheta, \quad \nu = 3k \pm 1 \tag{2.5}$$

gdzie k = 0, 1, 2, ...



Rys. 2.1. Prostownik trójpulsowy w układzie gwiazda–gwiazda: a) schemat ideowy układu, b) przebiegi napięć i prądów dla obciążenia indukcyjnego

Wartość skuteczna prądu pierwszej harmonicznej

$$I_{E1}'' = \frac{2}{\sqrt{2}\pi} I_d \sin \frac{\pi}{3} \cong 0{,}39 I_d \tag{2.6}$$

a współczynnik odkształcenia prądu

$$\mu = \frac{I''_{E1}}{I''_E} = \frac{0{,}39 I_d}{0{,}467 I_d} \cong 0{,}828 \tag{2.7}$$

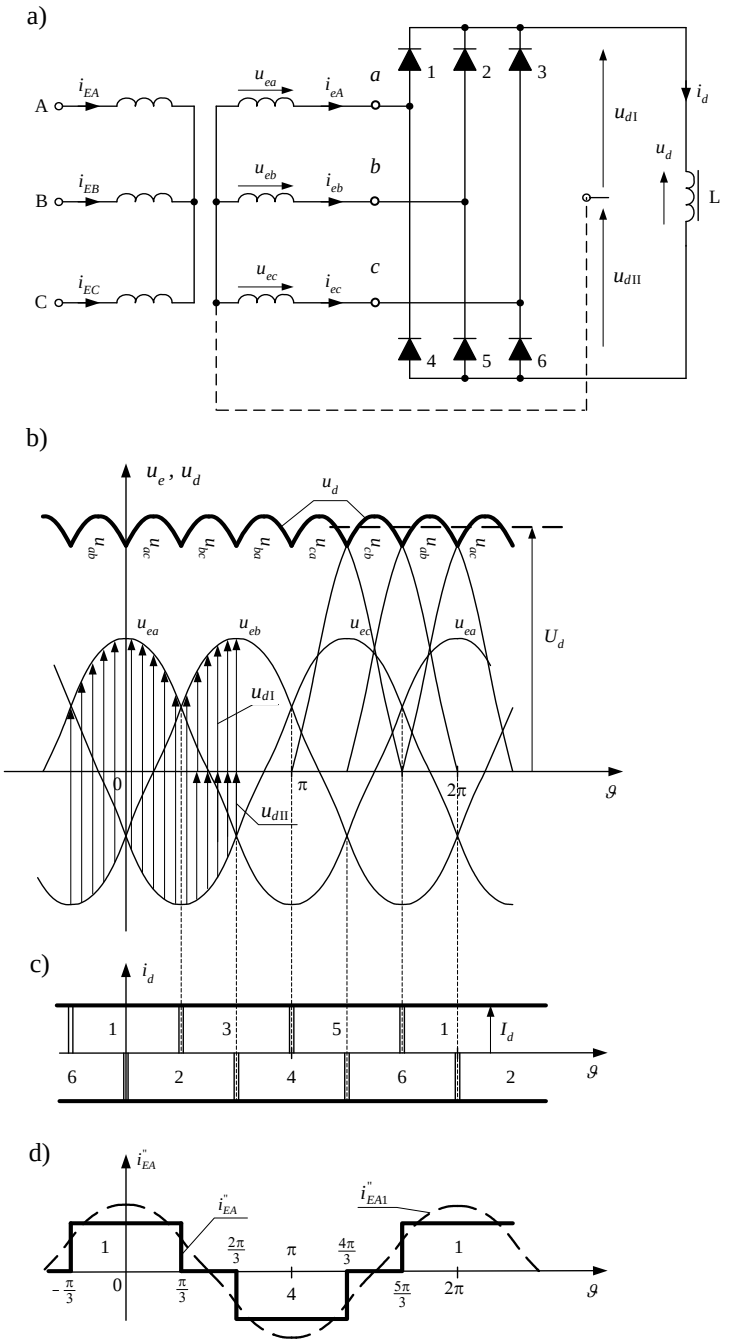
2.3. Niesterowany prostownik sześciopulsowy mostkowy

Prostownik sześciopulsowy mostkowy (rys. 2.2a) jest powszechnie stosowanym układem prostownika dwukierunkowego, czyli takiego, którego prąd w uzwojeniach strony wtórnej transformatora przepływa w dwóch kierunkach. Jego działanie można wyjaśnić jako połączenie dwóch układów trójpulsowych. Jeśli bowiem doprowadzi się do odbiornika hipotetyczny przewód neutralny (rys. 2.2a, linia kreskowana), to prąd płynący w tym przewodzie z zaworów grupy katodowej (1, 3, 5) zostanie skompensowany przez płynący w przeciwną stronę prąd z zaworów grupy anodowej (2, 4, 6). W ten sposób przewód neutralny może być wyeliminowany, a napięcie wyprostowane u_d jest sumą napięcia u_{dI} (grupy katodowej względem przewodu neutralnego) i u_{dII} (grupy anodowej względem tego przewodu). Odbiornik jest w ten sposób włączany na kolejno po sobie następujące, aktualnie najwyższe napięcia przewodowe (rys. 2.2b), a wypadkowe napięcie u_d stanowi różnicę między obwiedniami najwyższych w danej chwili napięć przewodowych (strzałki na rys. 2.2b). Wartość średnia idealnego napięcia wyprostowanego jest więc dwukrotnie większa niż w układzie trójpulsowym:

$$U_{do} = 2\frac{3}{\pi}\int_0^{\frac{\pi}{3}} \sqrt{2} U_e \cos\vartheta \, d\vartheta = 2\frac{\sin\frac{\pi}{3}}{\frac{\pi}{3}}\sqrt{2} U_e \cong 2{,}34 U_e \tag{2.8}$$

Prądy kolejnych zaworów (rys. 2.2c) sumują się, dając w rezultacie prąd wyprostowany I_d, (na rysunku przedstawiono przebiegi dla $\tau >> 1/f$). Prąd w uzwojeniu wtórnym transformatora płynie w dwóch kierunkach (np. w fazie *a* jest to prąd zaworów 1 i 4), dlatego w uzwojeniu tym nie płynie składowa stała. Wartość średnia tego prądu (rys. 2.2d) jest równa zeru, dzięki czemu jest on w całości transformowany na stronę pierwotną. Rozwiązanie takie zapewnia lepsze warunki pracy transformatora niż w układzie jednokierunkowym (rys. 2.1c, d). Prąd transformowany na stronę pierwotną i''_E (rys. 2.2d) ma wartość skuteczną wyrażoną zależnością

$$I''_E = I_e = \sqrt{\frac{1}{\pi}\int_{-\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} I_d^2 \, d\vartheta} \cong 0{,}82 I_d \tag{2.9}$$



Rys. 2.2. Prostownik sześciopulsowy mostkowy z transformatorem w układzie gwiazda–gwiazda: a) schemat ideowy układu, b), c), d) przebiegi napięć i prądów dla obciążenia indukcyjnego

Analiza Fouriera pozwala zapisać przebieg tego prądu w następującej postaci:

$$i''_E = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{1}{\nu} \sin \nu\vartheta, \quad \nu = 6k \pm 1 \tag{2.10}$$

gdzie k = 0, 1, 2, ...

Współczynnik odkształcenia μ przyjmuje więc postać

$$\mu = \frac{I''_{E1}}{I''_E} = \frac{2\sqrt{3} I_d}{\sqrt{2}\pi\, 0{,}82 I_d} \cong 0{,}96 \tag{2.11}$$

Moc transformatora wyraża zależność

$$S_T = S_E = S_e = 3U_e I_e \cong 3\frac{U_{do}}{2{,}34} 0{,}82 I_d \cong 1{,}05 P_d \tag{2.12}$$

a współczynnik wykorzystywania transformatora

$$k_{wTr} = \frac{P_d}{S_T} = \frac{1}{1{,}05} = 0{,}952 \tag{2.13}$$

wymagane natomiast dla zaworów prostownikowych wartości opisują wzory:

$$I_{A\text{śr}} = \frac{I_d}{3} << I_{F(AV)M} \tag{2.14}$$

$$U_{w\max} = 1{,}05 U_d \le U_{RRM} \tag{2.15}$$

Współczynnik wykorzystania transformatora w układzie sześciopulsowym mostkowym (2.13) ma znacznie korzystniejszą wartość niż w układzie jednopulsowym (1.19). Współczynnik ten dla pozostałych, omówionych układów prostownikowych mieści się w granicach określonych przez zależności (1.19) i (2.13). Nie zamieszczono tu jego wartości dla każdego z tych układów, gdyż można go określić w prosty sposób, podobnie jak w p. 1.1. Do wartości współczynnika wykorzystania transformatora proporcjonalna jest sprawność układu prostownikowego rozumiana jako stosunek mocy średniej odbiornika prądu stałego do mocy czynnej pobieranej przez układ z sieci:

$$\eta = \frac{P_d}{P} \tag{2.16}$$

W podsumowaniu należy stwierdzić, że mostkowy układ sześciopulsowy charakteryzuje się najlepszymi parametrami spośród omówionych układów. Do jego oczywistych zalet należy zaliczyć również i tę, że może on współpracować z transformatorami o dowolnej grupie połączeń (nie wymaga przewodu neutralnego), a także może być zasilany bezpośrednio z sieci trójfazowej przez dławiki sieciowe.

2.4. Ćwiczenie 2

2.4.1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest określenie:

a) warunków zasilania obwodu prądu stałego (dla którego prostownik jest źródłem prądu), opisanych przez charakterystykę obciążenia oraz współczynniki kształtu i pulsacji prądu i napięcia wyprostowanego w funkcji zmian obciążenia,

b) odkształcenia prądu pobieranego przez prostownik z sieci, opisanego przez charakterystyki mocy, sprawności, a także współczynniki: przesunięcia fazowego, mocy i odkształcenia prądu pobieranego z sieci w funkcji zmian obciążenia.

W trakcie realizacji ćwiczenia (podobnie jak w zamieszczonym wcześniej Wprowadzeniu – p. 1.1) zakłada się, że układ prostownikowy zasilany jest z sieci napięciem nieodkształconym (sieć „sztywna"), choć w rzeczywistych warunkach odkształcenie prądu jest przyczyną odkształcenia napięcia zasilającego prostownik. To założenie upraszczające (wraz z pozostałymi wymienionymi w p. 1.1) może być powodem pewnych nieznacznych różnic występujących między wynikami pomiarów, otrzymanymi w trakcie realizacji ćwiczenia, a wynikami obliczeń wykonanych według zależności zamieszczonych w p. 2.3. Te niewielkie różnice nie deformują jednak obrazu analizowanych zjawisk.

2.4.2. Opis modelu laboratoryjnego

Schemat pomiarowy układu laboratoryjnego do badania niesterowanych trój- i sześciopulsowych układów prostownikowych przedstawiono na rys. 2.3. Układ pomiarowy składa się z:

a) transformatora trójfazowego separującego Ts,

b) transformatora trójfazowego prostownikowego Tp o wielu możliwościach wyboru układu połączeń,

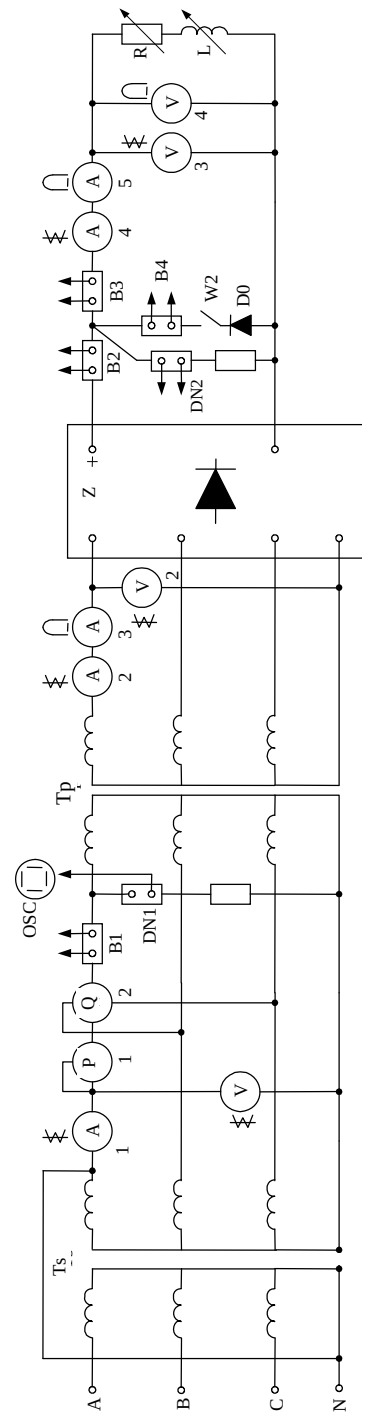
c) zespołu zaworów prostownikowych Z umożliwiających realizację różnych układów połączeń,

d) obwodu odbiornika rezystancyjno-indukcyjnego RL,

e) diody zerowej D0.

2.4.3. Przebieg ćwiczenia

Po zapoznaniu się z wiadomościami podstawowymi, zawartymi w p. 2.1–2.3 należy połączyć układ laboratoryjny według schematu przedstawionego na rys. 2.3. W trakcie realizacji ćwiczenia badane są układy prostownikowe wskazane przez prowadzącego.



Rys. 2.3. Schemat pomiarowy układu laboratoryjnego do badania trój- i sześciopulsowych układów prostownikowych niesterowanych:
Ts – transformator separacyjny, Tp – transformator prostownikowy, Z – zespół półprzewodników, R, L – elementy odbiornika

Zmieniając prąd obciążenia I_d od zera do wartości wskazanej przez prowadzącego, należy dla każdego ze wskazanych układów dokonać pomiaru:

a) prądu:
- strony pierwotnej I_E – wartości skutecznej i strony wtórnej – wartości skutecznej i średniej transformatora prostownikowego Tp,
- wyprostowanego – wartości skutecznej i średniej,

b) napięcia:
- strony pierwotnej i wtórnej transformatora prostownikowego Tp – wartości skutecznej,
- wyprostowanego – wartości skutecznej i średniej,

c) mocy:
- czynnej pobieranej przez układ z sieci,
- biernej pobieranej przez układ z sieci.

Trzeba również dokonać obserwacji, wskazanych przez prowadzącego, przebiegów napięć i prądów po stronie pierwotnej transformatora prostownikowego Tp oraz po stronie prądu stałego, wykorzystując do tego celu boczniki prądowe i dzielniki napięciowe zaznaczone na schemacie (rys. 2.3). Należy przy tym zwrócić uwagę na to, aby masa oscyloskopu była przyłączona do zerowanego bądź uziemionego punktu obwodu oraz aby była ona wspólna dla dwóch lub większej liczby boczników lub dzielników przyłączonych równocześnie do oscyloskopu. Przebiegi napięć i prądów dla wybranych wartości parametrów obciążenia należy odrysować (na kalce milimetrowej) z ekranu oscyloskopu lub zarejestrować w inny, wskazany przez prowadzącego sposób. Wyniki pomiarów powinno się zestawić we wcześniej przygotowanych tabelach.

2.4.4. Opracowanie wyników badań

Na podstawie wykonanych pomiarów i obliczeń należy:

a) wykreślić zależności:

$$U_d = f(I_d), \quad k_{ku} = f(I_d), \quad k_{ki} = f(I_d), \quad k_{pu} = f(I_d), \quad k_{pi} = f(I_d);$$

b) wykreślić zależności:

$$P = f(I_d), \quad Q_1 = f(I_d), \quad D = f(I_d), \quad \cos\varphi_1 = f(I_d), \quad \lambda = f(I_d),$$
$$\lambda = f(I_d), \quad \mu = f(I_d), \quad \eta = f(I_d);$$

c) zamieścić przykładowe oscylografy prądów i napięć po stronie prądu wyprostowanego i przemiennego;

d) opracować wnioski ze szczególnym uwzględnieniem:
- porównania wyników pomiarów i obliczeń z zależnościami teoretycznymi podanymi w p. 2.2 i 2.3,

- oceny układu prostownikowego jako źródła prądu stałego,
- oceny układu prostownikowego jako odbiornika prądu przemiennego (odkształcenie prądu przemiennego pobieranego z sieci),
- porównania między sobą badanych układów prostownikowych pod względem ich współczynnika sprawności.

2.4.5. Zagadnienia kontrolne

1. Narysować schematy omówionych we wstępie układów prostownikowych oraz charakteryzujące je przebiegi napięć i prądów.
2. Omówić zasady transformacji przebiegów ze strony prądu wyprostowanego na stronę pierwotną transformatora.
3. Podać, co charakteryzują współczynniki kształtu i pulsacji.
4. Wyjaśnić pojęcie mocy deformacji, współczynnika odkształcenia prądu, wejściowego współczynnika przesunięcia fazowego, wejściowego współczynnika mocy – opisać najprostszy sposób pomiaru tych wielkości.

3. Sterowane układy prostownikowe jedno- i dwupulsowe

3.1. Wprowadzenie

Sterowane prostowniki jedno- i dwupulsowe są najprostszymi układami tyrystorowymi. Mogą one być użyte do zasilania odbiorników prądu stałego o mocy nie przekraczającej 1 kW. Ze względu zarówno na znaczne wartości tętnień prądu wyprostowanego, jak i stopień odkształcenia prądu pobieranego z sieci zasilającej ich stosowanie do zasilania układów o znacznych mocach jest ograniczone.

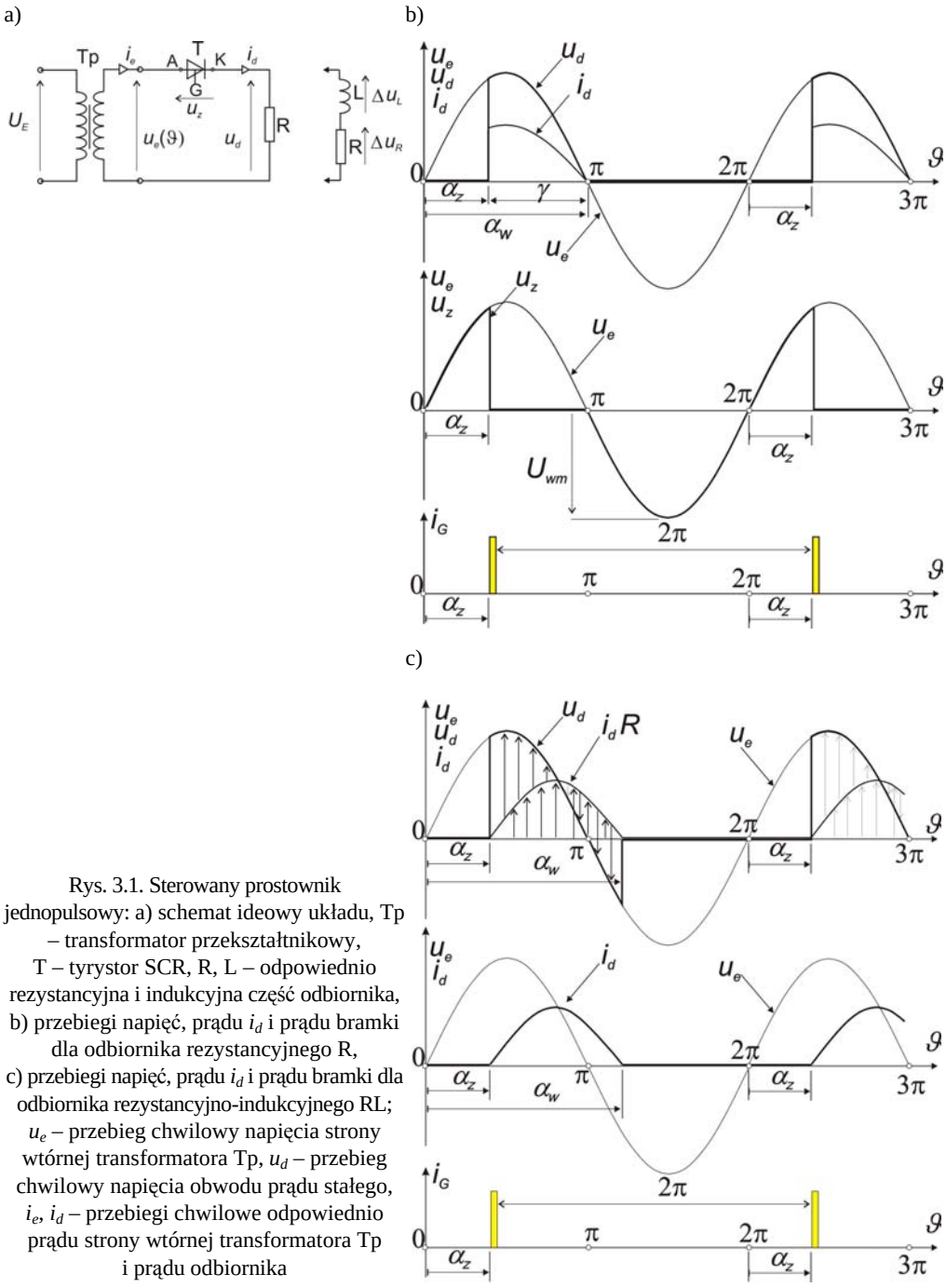
Jednak z uwagi na nieskomplikowany układ nadają się doskonale do prezentacji podstawowych zjawisk towarzyszących pracy zaworów przy różnego rodzaju obciążeniach. Omówione na ich przykładzie zjawiska występują w podobnej formie w układach przekształtników wielopulsowych przeznaczonych do zastosowań o znacznych mocach.

W celu przeprowadzenia uproszczonej analizy pracy prostowników sterowanych, a także określenia podstawowych zależności między wielkościami wejściowymi i wyjściowymi, przyjmuje się następujące założenia:

- przekształtnik zbudowany jest z zaworów idealnych (spadek napięcia na przewodzącym zaworze jest równy zeru), w stanie otwarcia (zaworowy lub blokowania) rezystancja zaworu dąży do nieskończoności,
- napięcia źródła zasilającego mają przebiegi sinusoidalne,
- komutacja sieciowa przebiega natychmiastowo (w czasie równym zeru).

3.2. Sterowany prostownik jednopulsowy

Na rysunku 3.1 przedstawiono układ sterowanego prostownika jednopulsowego oraz charakterystyczne przebiegi napięć i prądów przy obciążeniu rezystancyjnym i rezystancyjno-indukcyjnym [1, 28, 29].



Rys. 3.1. Sterowany prostownik jednopulsowy: a) schemat ideowy układu, Tp – transformator przekształtnikowy, T – tyrystor SCR, R, L – odpowiednio rezystancyjna i indukcyjna część odbiornika, b) przebiegi napięć, prądu i_d i prądu bramki dla odbiornika rezystancyjnego R, c) przebiegi napięć, prądu i_d i prądu bramki dla odbiornika rezystancyjno-indukcyjnego RL; u_e – przebieg chwilowy napięcia strony wtórnej transformatora Tp, u_d – przebieg chwilowy napięcia obwodu prądu stałego, i_e, i_d – przebiegi chwilowe odpowiednio prądu strony wtórnej transformatora Tp i prądu odbiornika

Po założeniu, że sinusoidalny przebieg napięcia zasilającego $u_e(\vartheta)$ przyjmuje postać

$$u_e(\vartheta) = \sqrt{2}U_e \sin\vartheta \tag{3.1}$$

wartość średnią napięcia $U_{d\alpha}$, jako funkcję kąta opóźnienia załączenia α_z przy odbiorniku rezystancyjnym, wyznacza się z zależności

$$U_{d\alpha} = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha_z}^{\pi} \sqrt{2}U_e \sin\vartheta d\vartheta = \frac{1}{2\pi}\sqrt{2}U_e(1+\cos\alpha_z) \tag{3.2}$$

Dla kąta $\alpha_z = 0$ napięcie $U_{d\alpha}$ osiąga maksymalną wartość, oznaczaną jako U_{d0}, charakterystyczną dla prostownika niesterowalnego

$$U_{d0} = \frac{\sqrt{2}U_e}{\pi} \cong 0{,}45U_e \tag{3.3}$$

Ponieważ wyłączanie się tyrystora następuje przy każdorazowym przejściu przebiegu prądu i_d przez zero, wartość kąta wyłączenia $\alpha_w = \pi$ jest stała, zaś kąt przewodzenia tyrystora

$$\gamma = \alpha_w - \alpha_z = \pi - \alpha_z \tag{3.4}$$

Dla odbiornika rezystancyjno-indukcyjnego RL wyłączenie tyrystora następuje przy kącie wyłączenia $\alpha_w > \pi$ (rys. 3.1c). W zakresie przewodzenia tyrystora (γ) można napisać

$$u_d = u_e = \Delta U_R + \Delta U_L = Ri_d + L\frac{di_d}{dt} \tag{3.5}$$

Indukcyjność L traktuje się jako dodatkową siłę elektromotoryczną w obwodzie o wartości ΔU_L, która dla $di_d/dt > 0$ jest skierowana przeciwnie do kierunku prądu i_d (gromadzenie energii), a dla $di_d/dt < 0$ – zgodnie z kierunkiem prądu i_d (oddawanie energii). Dlatego też dla kątów $\vartheta > \pi$, kiedy u_e przyjmuje już wartości ujemne, tyrystor T nadal znajduje się w stanie przewodzenia (wymuszeniem jest dodatkowa siła elektromotoryczna o wartości ΔU_L), a prąd i_d płynie do momentu wyczerpania się energii zmagazynowanej w indukcyjności L.

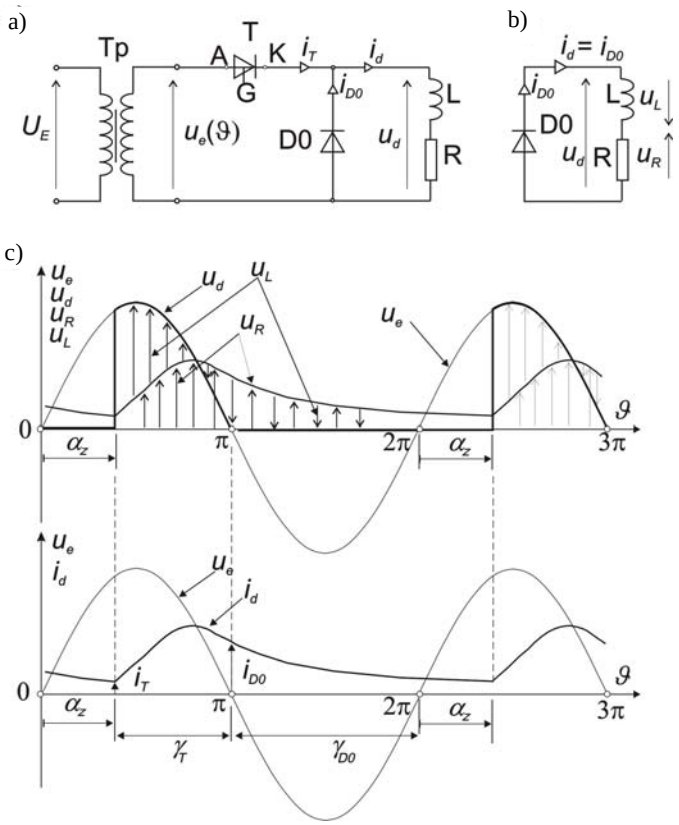
W wyniku wyłączenia przy kącie $\alpha_w > \pi$ wartość średnią $U_{d\alpha}$ przy obciążeniu rezystancyjno-indukcyjnym wyznacza się z zależności

$$U_{d\alpha} = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha_z}^{\alpha_w} \sqrt{2}U_e \sin\vartheta d\vartheta = \frac{\sqrt{2}U_e}{2\pi}(\cos\alpha_z - \cos\alpha_w) \tag{3.6}$$

Przy takiej samej wartości kąta α_z wartość średnia napięcia $U_{d\alpha}$ przy obciążeniu rezystancyjno-indukcyjnym jest mniejsza od wartości napięcia $U_{d\alpha}$ przy obciążeniu rezystancyjnym.

W zakresie kątów $\alpha_z > \vartheta > \pi$ ($u_d > 0$, $i_d > 0$, $p_d = u_d i_d > 0$) – energia jest pobierana z sieci. Część tej energii jest tracona na rezystancji R, a pozostała część magazynowana w indukcyjności L.

W zakresie kątów $\pi > \vartheta > \alpha_w$ ($u_d < 0$, $i_d > 0$, $p_d = u_d i_d < 0$) – energia zmagazynowana wcześniej w indukcyjności jest oddawana. Część tej energii jest tracona na rezystancji R, a pozostała część oddawana do sieci. Jest to tzw. zakres pracy falownikowej, kiedy energia z obwodu prądu stałego jest przesyłana do sieci prądu przemiennego. Napięcie chwilowe u_d przyjmuje wówczas wartości ujemne.



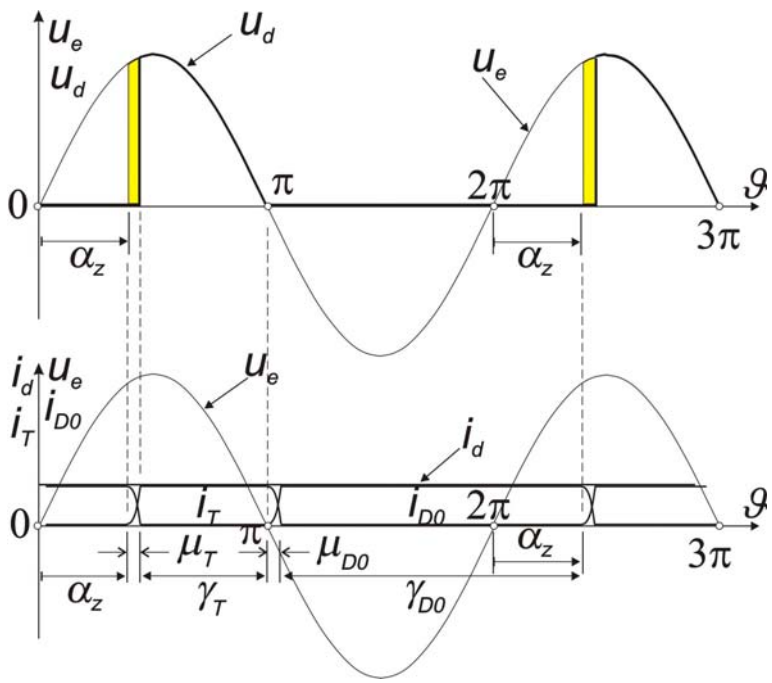
Rys. 3.2. Sterowany prostownik jednopulsowy zasilający odbiornik rezystancyjno-indukcyjny RL z diodą zerową D0: a) schemat układu, b) schemat układu dla kątów $\pi < \vartheta < \alpha_w$ ($u_d < 0$, $i_d > 0$), c) przebiegi napięć i prądów

Zjawisku temu można zapobiec, stosując tzw. diodę zerową D0 włączoną równolegle do odbiornika (rys. 3.2), której zadaniem jest skierowanie części energii oddawanej uprzednio do sieci – do odbiornika. W wyniku stosowania diody zerowej nie występuje zjawisko oddawania energii do sieci, a ponadto uzyskuje się:

- zwiększenie wartości średniej napięcia U_d,
- zwiększenie wartości średniej prądu I_d,
- zmniejszenie tętnień w przebiegu prądu i_d.

Prąd i_d składa się z sumy dwóch prądów (i_T i i_{D0}). Z uwagi na poczynione w p. 3.1 założenie komutacji natychmiastowej, przełączanie prądu i_d z jednej gałęzi do drugiej następuje w czasie $t = 0$ (kąt komutacji $\mu = 0$).

W rzeczywistych warunkach proces ten ze względu na wymóg zachowania ciągłości prądu we wszystkich gałęziach przebiega w czasie $t \neq 0$, a przewodzące wtedy jednocześnie oba zawory (T i D0) zwierają stronę wtórną transformatora Tp. W wyniku komutacji opóźnionej w przebiegu napięcia zasilającego występują *komutacyjne załamania napięcia*, w obwodzie prądu stałego występuje natomiast zmniejszenie się wartości średniej napięcia wskutek wystąpienia *komutacyjnej straty napięcia*.



Rys. 3.3. Przebiegi napięć i prądów w układzie sterowanego prostownika jednopulsowego zasilającego odbiornik silnie indukcyjny z diodą zerową D0

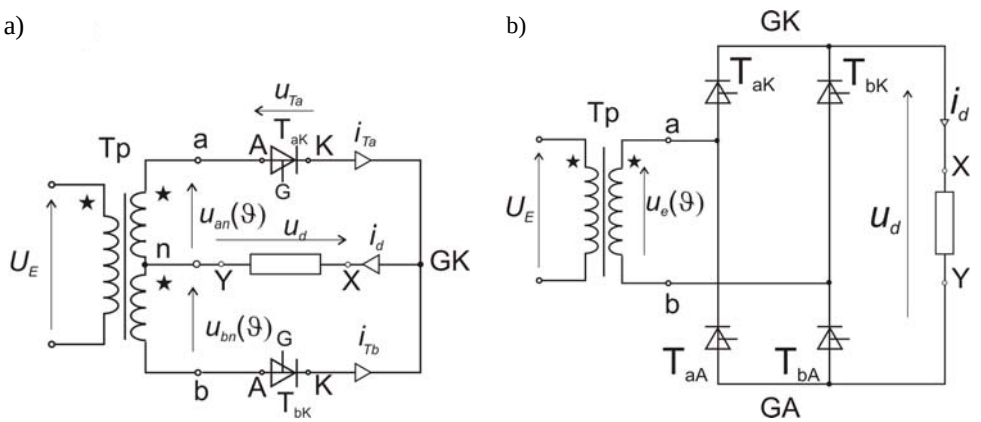
W celu wyjaśnienia tego zjawiska zakłada się, że proces komutacji przebiega w czasie $t \neq 0$. Dla odbiornika silnie indukcyjnego prąd i_d jest idealnie wygładzony i pozbawiony tętnień. Można zatem napisać, że $i_d \equiv I_d$. Na rysunku 3.3 przedstawiono charakterystyczne przebiegi dla tego przypadku. Dwukrotnie w ciągu jednego okresu występuje proces komutacji opóźnionej, podczas którego jednocześnie przewodzą

obydwa zawory. Wskutek zawarcia układu zasilającego podczas komutacji dioda D0–tyrystor T, zmniejszy się wartość średnia napięcia określona jako

$$U_{dk} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha_z + \mu_T}^{\pi} \sqrt{2} U_e \sin \vartheta d\vartheta = \frac{1}{2\pi} \sqrt{2} U_e (1 + \cos(\alpha_z + \mu_T)) \tag{3.7}$$

3.3. Sterowany prostownik dwupulsowy

Podobnie jak w przypadku prostowników niesterowanych rozróżnia się dwa podstawowe układy sterowane – układ z odczepem transformatorowym i układ mostkowy (rys. 3.4).

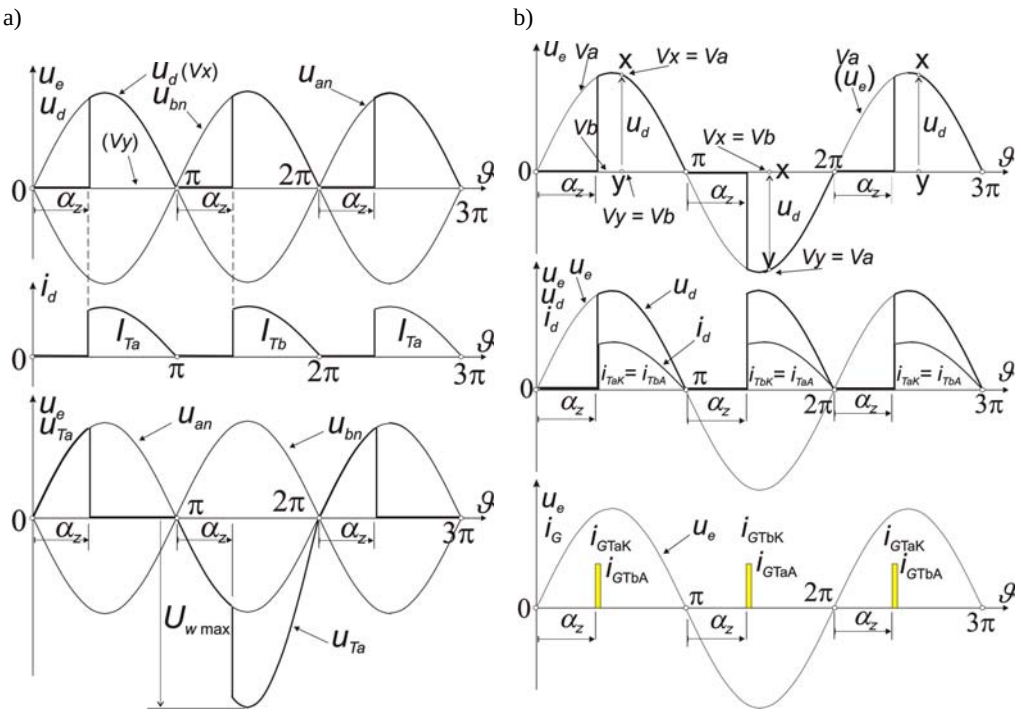


Rys. 3.4. Układy prostowników dwupulsowych:
a) układ z odczepem transformatorowym, b) układ mostkowy (Grätza);
$u_{an} = \sqrt{2} U_{ea} \sin \vartheta, \quad u_{bn} = \sqrt{2} U_{ea} \sin(\vartheta + \pi), \quad u_e = \sqrt{2} U_e \sin \vartheta$

Układ z odczepem transformatorowym (rys. 3.4a) składa się z dwóch równolegle połączonych prostowników jednopulsowych zasilanych z symetrycznego układu dwufazowego wytwarzanego za pomocą transformatora Tp. Cechą charakterystyczną tego układu jest to, iż jeden z biegunów odbiornika (tutaj Y) jest połączony na stałe z punktem neutralnym n układu zasilającego, zaś drugi (X) jest przyłączany cyklicznie za pomocą jednego tylko zaworu bądź do zacisku a bądź b. W ten sposób przebieg napięcia u_d składa się z wycinków napięć fazowych u_{an} lub u_{bn} (rys. 3.5a).

W układzie mostkowym (rys. 3.4b) odbiornik jest przyłączany do źródła jednocześnie za pomocą dwóch zaworów (jeden z grupy katodowej GK, drugi z grupy anodowej GA), a żaden z biegunów odbiornika (X, Y) nie jest połączony na stałe z jakimkolwiek biegunem układu zasilania (a, b). Przy założeniu równości napięć

skutecznych $U_{an} = U_{bn} = U_e$ zależności określające wartość średnią napięcia $U_{d\alpha}$ obu układów są identyczne. Na rysunku 3.5a przedstawiono charakterystyczne przebiegi napięć i prądów układu z odczepem transformatorowym, a na rys. 3.5b układu mostkowego przy obciążeniu rezystancyjnym.



Rys. 3.5. Przebiegi charakterystycznych napięć i prądów – obciążenie rezystancyjne: a) układu z odczepem transformatorowym, b) układu mostkowego

Wartość średnia napięcia $U_{d\alpha}$ dla odbiornika typu R jest dwukrotnie większa niż dla prostownika jednopulsowego i przyjmuje postać

$$U_{d\alpha} = \frac{1}{2\pi} 2 \int_{\alpha_z}^{\pi} \sqrt{2} U_e \sin \vartheta d\vartheta = \frac{1}{\pi} \sqrt{2} U_e (1 + \cos \alpha_z) \tag{3.8}$$

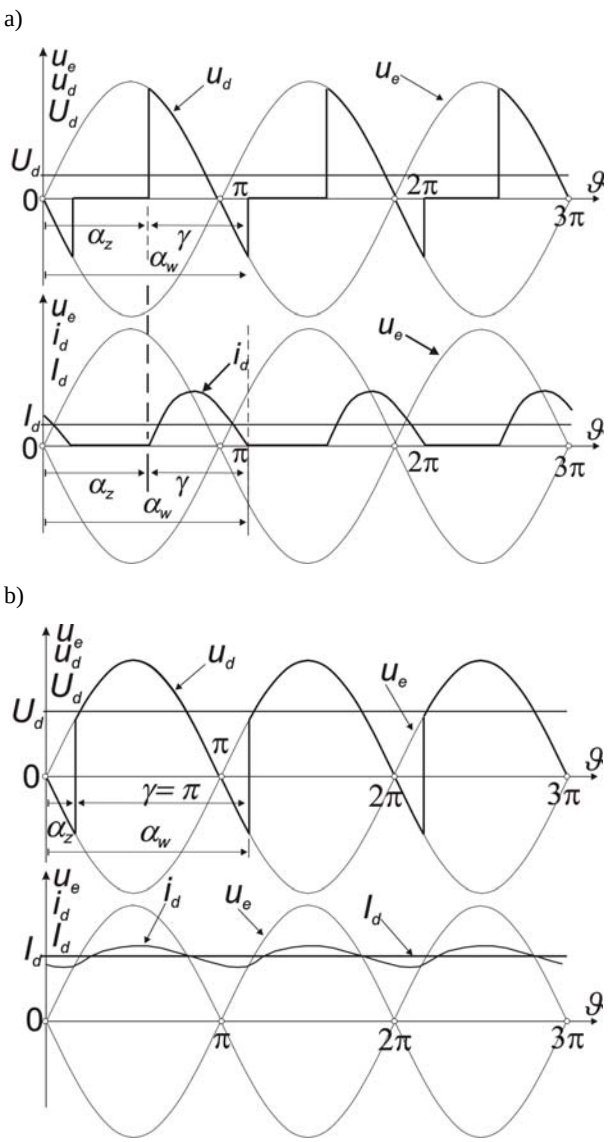
Dla kąta $\alpha_z = 0$ napięcie

$$U_{d0} = \frac{2\sqrt{2}U_e}{\pi} \cong 0{,}9U_e \tag{3.9}$$

Dla odbiornika rezystancyjno-indukcyjnego RL zjawiska towarzyszące pracy przebiegają tak samo jak w prostowniku jednopulsowym, tylko dwukrotnie częściej. Na rysunku 3.6 przedstawiono wybrane przebiegi napięć i prądów dla obciążenia rezy-

stancyjno-indukcyjnego przy przewodzeniu impulsowym (rys. 3.6a) i ciągłym (rys. 3.6b). Określenie wartości średniej napięcia oprócz wartości zadanego kąta α_z wymaga również znajomości kąta wyłączenia α_w. Przy przewodzeniu ciągłym kąt wyłączenia

$$\alpha_w = \alpha_z + \pi \tag{3.10}$$



Rys. 3.6. Przebiegi charakterystycznych napięć i prądów w układzie mostkowym dla odbiornika rezystancyjno-indukcyjnego: a) przewodzenie impulsowe, b) przewodzenie ciągłe

Przy przewodzeniu impulsowym wartość średnia napięcia

$$U_{d\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha_z}^{\alpha_w} \sqrt{2} U_e \sin \vartheta d\vartheta = U_{d0} \frac{(\cos \alpha_z - \cos \alpha_w)}{2} \tag{3.11}$$

przy przewodzeniu ciągłym natomiast

$$U_{d\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha_z}^{\alpha_z + \pi} \sqrt{2} U_e \sin \vartheta d\vartheta = U_{d0} \cos \alpha_z \tag{3.12}$$

3.4. Ćwiczenie 3

3.4.1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest:

a) zapoznanie się ze sterowanymi układami prostowników jedno- i dwupulsowych,

b) zapoznanie się ze zjawiskami towarzyszącymi pracy tych układów przy różnych rodzajach obciążenia,

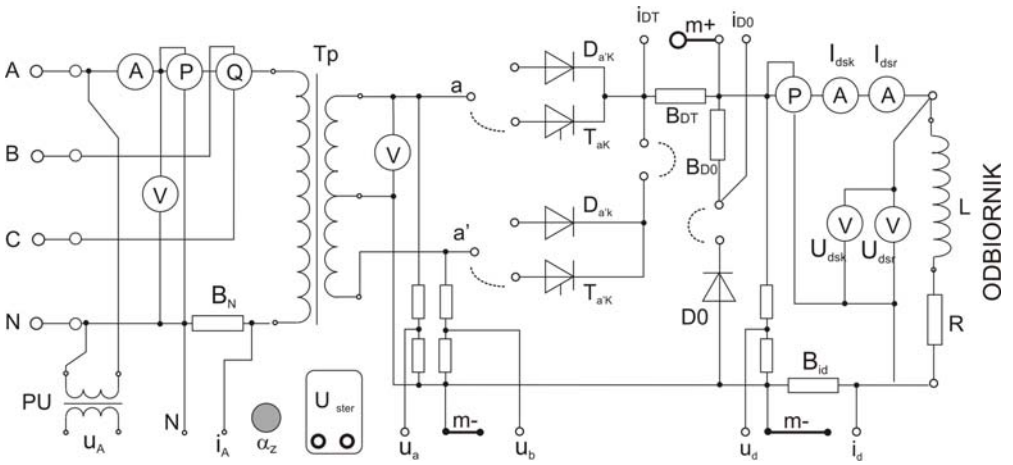
c) dokonanie pomiarów podstawowych wielkości,

d) wyznaczenie charakterystyk sterowania.

3.4.2. Opis modelu laboratoryjnego

Przedstawiony na rys. 3.7 model laboratoryjny służy do badania prostowników sterowanych zarówno jedno-, jak i dwupulsowych. Wykonany został w formie panelu z własnym układem sterowania fazowego. Przyłączane mierniki laboratoryjne umożliwiają pomiary nie tylko po stronie prądu przemiennego, ale także stałego. Układ wyposażono w transformator przekształtnikowy Tp z odczepem po stronie wtórnej. Ze względu na zastosowane tyrystory maksymalna wartość średnia prądu w obwodzie stałoprądowym podczas badań nie powinna przekraczać 5 A. Dotyczy to obu rodzajów badanych prostowników. Należy zwrócić uwagę, iż watomierze w obwodzie prądu przemiennego wskazują moce pierwszych harmonicznych, przy czym wskazanie waromierza Q należy podzielić przez $\sqrt{3}$ (dodatek C). Do monitorowania prądów w obwodzie prądu stałego służą boczniki B, które wraz z dzielnikami napięcia DN posiadają wspólny punkt odniesienia (*m*– lub *m*+). Wziąć pod uwagę trzeba, że między masami pomiarowymi (*m*– i *m*+) panuje napięcie U_d o bezpiecznej wartości < 50 V DC. Do obserwacji przebiegów po stronie zasilania wykorzystuje się przekładnik napięciowy PU i bocznik B_N znajdujący się na potencjale przewodu neutralnego N sieci zasilającej. Integralną część stanowiska stanowi oscyloskop dwustrumieniowy i nanowoltomierz

selektywny (dodatek B). Regulację kąta opóźnienia załączenia α_z przeprowadza się potencjometrem oznaczonym α_z. Odczytu kąta dokonuje się za pomocą oscyloskopu.



Rys. 3.7. Schemat połączeń i układ laboratoryjnego stanowiska do badania sterowanych prostowników jedno- i dwupulsowych

3.4.3. Przebieg ćwiczenia

1. Do modelu laboratoryjnego układu prostownika sterowanego jednopulsowego przedstawionego na rys. 3.7 przyłączyć zewnętrzne obwody silnoprądowe i pomiarowe.

2. Przy odłączonym obciążeniu zmierzyć wartości napięć strony wtórnej i wyznaczyć wartości U_{d0} dla obu rodzajów badanych prostowników.

3. Połączyć układ prostownika jednopulsowego. Dobrać zakresy pomiarowe mierników.

4. Dla zadanej wartości rezystancji obciążenia R sprawdzić, czy maksymalna wartość prądu I_d nie przekroczy 5 A.

5. Zmieniając wartość kąta opóźnienia załączenia α_z od 0 do 180°, zanotować wskazania wszystkich mierników. Kąt α_z wyznaczyć za pomocą oscyloskopu. Dodatkowo – dla każdej wartości kąta należy odczytać wartość napięcia sterującego U_{ster}. Pozostałe pomiary w funkcji kąta α_z dokonać w oparciu o odczytane wcześniej wartości napięcia U_{ster}.

6. Przy stałej wartości kąta $\alpha_z = 90°$ wyznaczyć charakterystykę zewnętrzną układu $U_d = f(I_d)$.

7. Do obwodu silnoprądowego przyłączyć odbiornik RL.

8. Wykonać pomiary z p. 5 i 6, przy czym dla każdej wartości kąta α_z odczytów dokonywać raz przy załączonej, raz przy wyłączonej diodzie zwrotnej. Pomiary uzupełnić odczytami kąta wyłączenia α_w.

9. Połączyć układ prostownika dwupulsowego.
10. Wykonać badania z p. 5 i 6 dla obciążenia rezystancyjnego.
11. Wykonać badania z p. 8 dla obciążenia rezystancyjno-indukcyjnego.
12. Przeprowadzić obserwacje przebiegów charakterystycznych prądów i napięć w układzie zarówno w obwodzie DC, jak i AC.
13. Zbadać wpływ diody zwrotnej na pracę prostownika.
14. Wyniki pomiarów i obliczeń zestawić w tabelkach.

3.4.4. Opracowanie wyników badań

1. Dla danego układu prostownika obciążonego rezystancyjnie wykreślić następujące charakterystyki: $U_{d\alpha} = f(\alpha_z)$, $P_d = f(\alpha_z)$, $U_d = f(I_d)$ przy α_z = const.
2. Dla danego układu prostownika obciążonego odbiornikiem rezystancyjno-indukcyjnym wykreślić następujące charakterystyki: $U_{d\alpha} = f(\alpha_z)$, $\alpha_w = f(\alpha_z)$; $P_d = f(\alpha_z)$, $U_d = f(I_d)$ przy α_z = const.
3. Dla danego układu prostownika obciążonego odbiornikiem rezystancyjno-indukcyjnym z załączoną diodą zwrotną wykreślić następujące charakterystyki: $U_{d\alpha} = f(\alpha_z)$, $P_d = f(\alpha_z)$, $U_d = f(I_d)$ przy α_z = const.
4. Zależności z p. 2 i 3 umieścić na wspólnych wykresach.
5. Wykorzystując wskazania mierników w obwodzie prądu przemiennego, wyznaczyć zależność współczynnika mocy układu nieliniowego λ w funkcji kąta opóźnienia załączenia $\lambda = f(\alpha_z)$ oraz wartość mocy biernej $Q = f(\alpha_z)$.
6. Porównać uzyskane charakterystyki $U_{d\alpha} = f(\alpha_z)$ przy obciążeniu rezystancyjnym z przebiegami teoretycznymi.
7. W zakresie ograniczonym uzyskanymi pomiarami omówić oddziaływanie badanych układów na sieć zasilającą.

3.4.5. Zagadnienia kontrolne

1. Narysować schematy podstawowych układów prostowników sterowanych jedno- i dwupulsowych. Omówić zasadę ich działania. Podać wymagania odnośnie do doboru napięciowego i prądowego użytych zaworów.
2. Wyjaśnić zjawisko przewodzenia impulsowego i ciągłego oraz wpływ tego zjawiska na sposób wyznaczania wartości średniej napięcia $U_{d\alpha}$.
3. Wyjaśnić zjawisko oscylacji energii między siecią zasilającą a odbiornikiem RL na przykładzie prostownika jednopulsowego sterowanego.
4. Omówić rolę diody zerowej i jej wpływ na pracę układu.
5. Omówić wpływ zjawiska komutacji opóźnionej (w układzie z diodą zerową) na obwód zasilający (AC) i obwód odbiornika (DC).

4. Sterowane układy prostownikowe trój- i sześciopulsowe

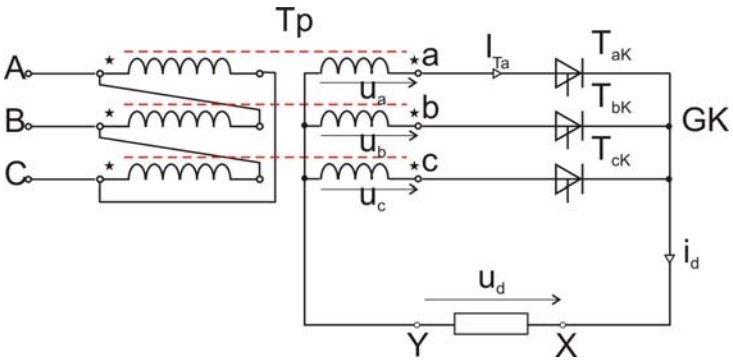
4.1. Wprowadzenie

Sterowane prostowniki trój- i sześciopulsowe są podstawowymi przekształtnikami przemysłowymi stosowanymi zarówno w układach przemysłowych, jak i w energetyce do przekształceń prądu przemiennego na prąd stały (AC–DC) o bardzo dużych mocach. Przekształtnik trójpulsowy jest prostownikiem jednokierunkowym używanym w układach o średnim poborze mocy. Z uwagi na zasadę działania wymaga obligatoryjnego stosowania transformatora przekształtnikowego. Przekształtnik sześciopulsowy mostkowy jest wykorzystywany w układach o największym poborze mocy.

4.2. Sterowany prostownik trójpulsowy

Prostownik trójpulsowy sterowany (rys. 4.1) składa się z trzech równolegle połączonych prostowników jednopusowych, z których każdy zasilany jest jednym z trzech napięć fazowych symetrycznego układu trójfazowego. Połączone ze sobą katody tyrystorów tworzą tzw. grupę katodową (GK). Przyjęte oznaczenia poszczególnych tyrystorów pozwalają na jednoznaczne określenie ich usytuowania w układzie prostownika. I tak, oznaczenie T_{aK} oznacza tyrystor zasilany z fazy a, tworzący grupę katodową. W zakresie przewodzenia impulsowego praca poszczególnych prostowników przebiega identycznie jak w układach jednopulsowych jednofazowych (rys. 4.2a, 4.3a). Przy przewodzeniu ciągłym natomiast (rys. 4.3b) kąt wyłączenia poprzedniego zaworu określony jest kątem załączenia następnego, a każdy z zaworów przewodzi przez 1/3 okresu. Jeden z biegunów odbiornika (Y) przyłączony jest na stałe do punktu neutralnego trófazowego układu zasilającego, drugi biegun (X) przełączany jest natomiast cyklicznie do poszczególnych faz układu. Dlatego też przebieg napięcia na odbiorniku składa się z wycinków przebiegów poszczególnych napięć fazowych. Należy zwrócić

uwagę na to, że poszczególne pulsy prądu obciążenia i_d zamykają się w obwodach poszczególnych faz. Tym samym prąd stały płynie przewodem neutralnym aż do punktu neutralnego najbliższego transformatora. Z tego powodu wynika konieczność stosowania transformatora przekształtnikowego w układach trójpulsowych o mocach większych od kilkunastu kilowatów [28, 29].

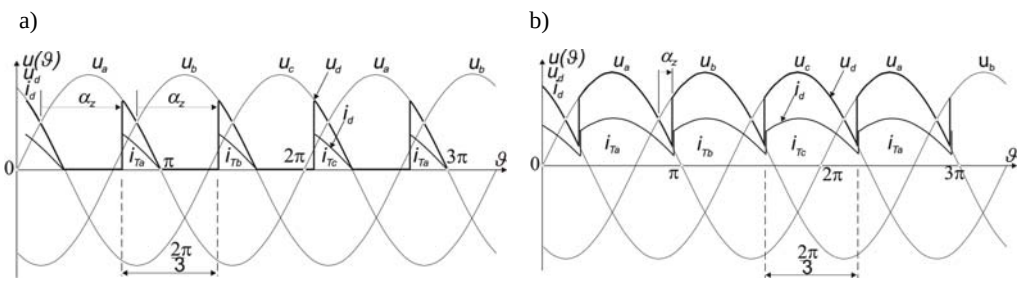


Rys. 4.1. Schemat sterowanego prostownika trójpulsowego

W celu przeprowadzenia uproszczonej analizy pracy układu przy różnych rodzajach obciążenia, jak i określenia podstawowych zależności między wielkościami wejściowymi i wyjściowymi przyjmuje się następujące założenia upraszczające:

- przekształtnik zbudowany jest z zaworów idealnych – spadek napięcia na przewodzącym zaworze jest równy zeru, w stanie otwarcia (zaworowym lub blokowania) rezystancja zaworu dąży do nieskończoności,
- trójfazowe napięcia przemienne mają przebiegi sinusoidalne,
- komutacja sieciowa przebiega natychmiastowo.

Na rysunku 4.2 przedstawiono charakterystyczne przebiegi napięć i prądów przy obciążeniu rezystancyjnym.



Rys. 4.2. Charakterystyczne przebiegi napięć i prądów przy obciążeniu rezystancyjnym, a) w zakresie przewodzenia impulsowego, b) w zakresie przewodzenia ciągłego

Należy zwrócić uwagę, iż w układach trójfazowych zmienia się położenie punktów komutacji naturalnej (rys. 4.2) w porównaniu z układami jednofazowymi.

Przy obciążeniu rezystancyjnym (R) w zakresie kątów opóźnienia załączenia $0 \le \alpha_z < \pi/6$ prąd ma charakter ciągły (rys. 4.2b), w zakresie $\pi/6 \le \alpha_z < 5\pi/6$ występuje natomiast przewodzenie impulsowe (rys. 4.2a).

Wartość średnia napięcia przy przewodzeniu ciągłym

$$U_{d\alpha} = \frac{1}{2\pi} 3 \int_{\alpha_z}^{\alpha_z + \frac{2\pi}{3}} \sqrt{2} U_e \sin \vartheta d\vartheta = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \sqrt{2} U_e \cos \alpha_z = U_{d0} \cos \alpha_z \tag{4.1}$$

gdzie U_{d0} – wartość średnia napięcia prostownika trójpulsowego niesterowanego,

$$U_{d0} \approx 1{,}17\ U_e \tag{4.2}$$

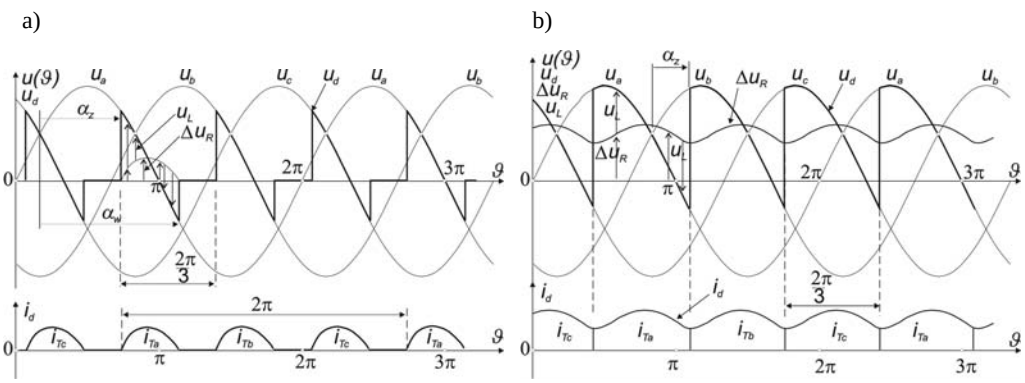
Wartość średnia napięcia przy przewodzeniu impulsowym

$$U_{d\alpha} = I_d R = \frac{1}{2\pi} 3 \int_{\alpha_z}^{\pi} \sqrt{2} U_e \sin \vartheta d\vartheta = \frac{3}{2\pi} \sqrt{2} U_e (1 + \cos \alpha_z) \tag{4.3}$$

gdzie: R – rezystancja odbiornika, I_d – wartość średnia prądu.

Przy obciążeniu rezystancyjno-indukcyjnym (RL) w zakresie przewodzenia impulsowego (rys. 4.3a) wartość kąta wyłączenia α_w jest funkcją zarówno kąta opóźnienia załączenia α_z, jak i tgφ odbiornika, a wartość średnia napięcia wyprostowanego wyrażona jest zależnością

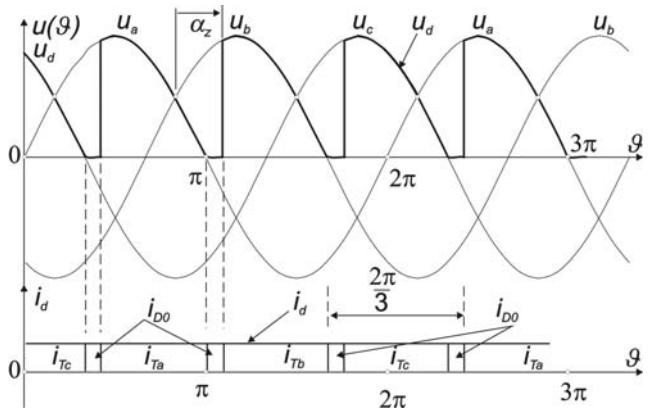
$$U_{d\alpha} = I_d R = \frac{3}{2\pi} \int_{\alpha_z}^{\alpha_w} \sqrt{2} U_e \sin \vartheta d\vartheta = \frac{U_{d0}}{\sqrt{3}} (\cos \alpha_z - \cos \alpha_w) \tag{4.4}$$



Rys. 4.3. Charakterystyczne przebiegi napięć i prądów przy obciążeniu rezystancyjno-indukcyjnym: a) w zakresie przewodzenia impulsowego, b) w zakresie przewodzenia ciągłego

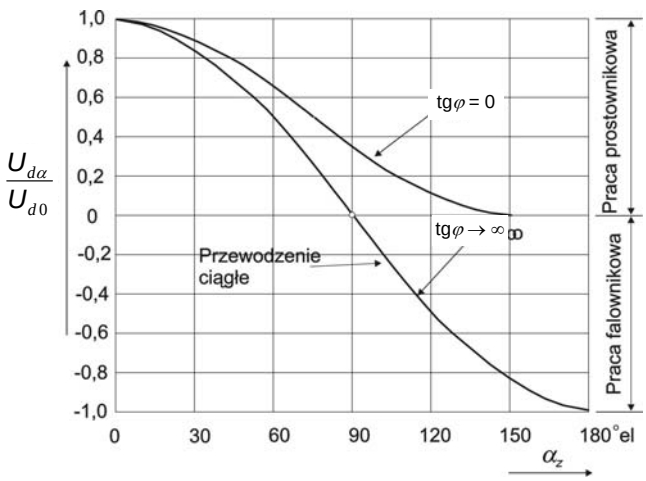
W zakresie przewodzenia ciągłego wartość średnia napięcia opisana jest zależnością (4.1).

Na rysunku 4.4 przedstawiono przebieg napięcia wyprostowanego i prądów zaworów w prostowniku sterowanym z diodą zerową D0 przy założeniu, że prąd i_d jest idealnie wygładzony, a komutacja jest natychmiastowa. Wartość średnia napięcia jest wówczas taka sama jak dla obciążenia rezystancyjnego (zależności (4.1) lub (4.3)).



Rys. 4.4. Przebieg napięcia wyprostowanego i prądów zaworów w prostowniku sterowanym z diodą zerową D0

Na rysunku 4.5 przedstawiono charakterystyki sterowania prostownika trójpulsowego (dla odbiornika rezystancyjnego (tgφ = 0) i dla przewodzenia ciągłego (tgφ = ∞).

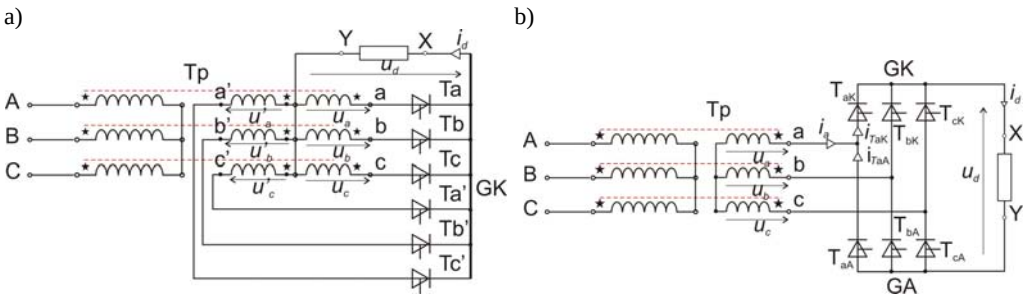


Rys. 4.5. Charakterystyki sterowania prostownika trójpulsowego

4.3. Sterowany prostownik sześciopulsowy

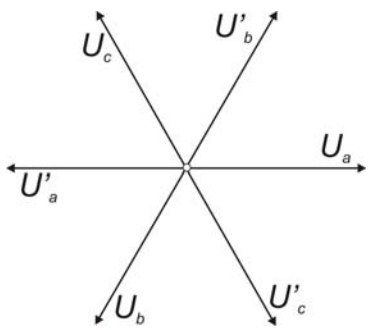
Analogicznie do przypadku układów niesterowanych i w tej grupie istnieją dwa podstawowe układy prostowników sześciopulsowych (rys. 4.6) [1, 3].

Układ sześciofazowy (rys. 4.6a) można potraktować jako równoległe połączenie sześciu prostowników jednopulsowych, z których każdy zasilany jest kolejnym napięciem fazowym symetrycznego układu sześciofazowego (rys. 4.7), lub jako równoległe połączenie trzech prostowników dwupulsowych dwufazowych albo jako równoległe połączenie dwóch prostowników trójpusowych.

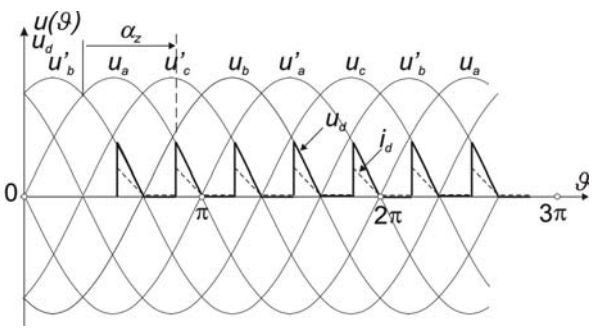


Rys. 4.6. Sterowane prostowniki sześciopulsowe:
a) układ sześciofazowy jednokierunkowy, b) układ mostkowy

Zastosowanie transformatora przekształtnikowego Tp połączonego zazwyczaj D/y0/y6 jest tutaj nieodzowne z uwagi na konieczność uzyskania symetrycznego układu sześciofazowego.



Rys. 4.7. Symetryczny układ sześciofazowy



Rys. 4.8. Przebieg napięcia u_d i prądu i_d dla obciążenia rezystancyjnego

Na rysunku 4.8 przedstawiono przebieg napięcia u_d i prądu i_d dla obciążenia rezystancyjnego. Analogicznie do przypadku prostownika trójpulsowego przebieg napię-

cia u_d składa się z odpowiednich wycinków przebiegów napięć fazowych układu sześciofazowego.

Wartość średnią napięcia dla obciążenia rezystancyjnego (R) w zakresie przewodzenia impulsowego można wyznaczyć następująco

$$U_{d\alpha} = I_d R = \frac{1}{2\pi} 6 \int_{\alpha_z}^{\pi} \sqrt{2} U_e \sin \vartheta d\vartheta = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_e (1 + \cos \alpha_z) \tag{4.5}$$

Wartość średnia napięcia dla obciążenia rezystancyjnego (R) w zakresie przewodzenia ciągłego przyjmie natomiast postać

$$U_{d\alpha} = \frac{1}{2\pi} 6 \int_{\alpha_z}^{\alpha_z + \frac{2\pi}{6}} \sqrt{2} U_e \sin \vartheta d\vartheta = \frac{3}{\pi} \sqrt{2} U_e \cos \alpha_z = U_{d0} \cos \alpha_z \tag{4.6}$$

gdzie $U_{d0} \cong 1{,}35\ U_e$.

Wartość średnią napięcia dla obciążenia rezystancyjno-indukcyjnego (RL) w zakresie przewodzenia impulsowego można wyznaczyć następująco

$$U_{d\alpha} = I_d R = \frac{1}{2\pi} 6 \int_{\alpha_z}^{\alpha_w} \sqrt{2} U_e \sin \vartheta d\vartheta = \frac{6}{\pi} \sqrt{2} U_e (\cos \alpha_z - \cos \alpha_w) \tag{4.7}$$

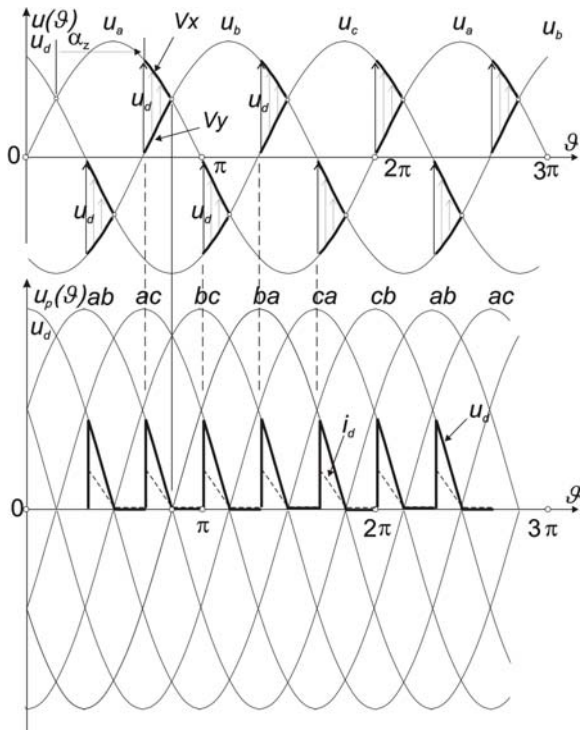
Wartość średnią napięcia wyprostowanego dla przewodzenia ciągłego, niezależnie od charakteru odbiornika, opisuje natomiast zależność (4.6).

Prostowniki sześciopulsowe jednokierunkowe mają niekorzystną wartość współczynnika wykorzystania transformatora przekształtnikowego, ale z uwagi na występowanie jednego tylko spadku napięcia na przewodzącym zaworze podczas każdego pulsu prądu są stosowane przede wszystkim tam, gdzie wymagana jest mała wartość napięcia wyprostowanego (zasilanie wanien galwanizacyjnych).

Znacznie korzystniejsze charakterystyki eksploatacyjne wykazują mostkowe prostowniki sześciopulsowe (rys. 4.6b). Zazwyczaj są one zasilane za pośrednictwem transformatorów przekształtnikowych o grupach połączeń Dy, Dd, Yd, Yy lub bezpośrednio z sieci za pomocą szeregowych dławików [1, 7].

Jeden z biegunów odbiornika, oznaczony na rys. 4,6b jako X, przyłączany jest za pośrednictwem jednego z zaworów grupy katodowej GK do jednej z faz (a, b lub c) trójfazowego układu zasilającego. Drugi zaś biegun Y przyłączany jest za pośrednictwem jednego z zaworów grupy anodowej AK do innej fazy trójfazowego układu zasilającego. W rezultacie przebieg napięcia wyjściowego u_d składa się z odpowiednich wycinków napięć przewodowych. Kąty opóźnienia załączenia liczone są od punktów komutacji naturalnej wyznaczonych przez przebiegi napięć fazowych i odnoszą się zarówno do zaworów grupy katodowej, jak i anodowej. Na rysunku 4.9 przed-

stawiono przebiegi napięcia u_d i prądu i_d w prostowniku sześciopulsowym podczas przewodzenia impulsowego przy obciążeniu rezystancyjnym. Na wykresie górnym w tle napięć fazowych naniesiono potencjały Vx i Vy biegunów X i Y odbiornika podczas każdego z sześciu pulsów, a napięcie u_d pokazano w postaci strzałek jako różnicę obu tych potencjałów. Należy zwrócić uwagę, że niezależnie od tego, czy potencjały Vx i Vy są dodatnie lub ujemne w odniesieniu do punktu neutralnego (oś ϑ), biegun X odbiornika zawsze znajduje się na potencjale wyższym niż biegun Y. Tym samym prąd i_d płynie od grupy katodowej GK do anodowej AK. Na wykresie dolnym przedstawiono przebieg prądu i_d oraz przebieg napięcia u_d jako wycinki odpowiednich przebiegów napięć przewodowych. Indeksy napięć międzyfazowych wskazują jednocześnie fazy, między którymi przepływa dany puls prądu i_d. I tak, jeśli w danym pulsie napięcie u_d przyjmuje wartości napięcia u_{ab}, oznacza to, że prąd wypływa z fazy a (GK) i wpływa do fazy b (GA).



Rys. 4.9. Przebiegi napięć fazowych $u(\vartheta)$, międzyfazowych $u_p(\vartheta)$, napięcia u_d i prądu i_d w prostowniku sześciopulsowym mostkowym podczas przewodzenia impulsowego przy obciążeniu rezystancyjnym

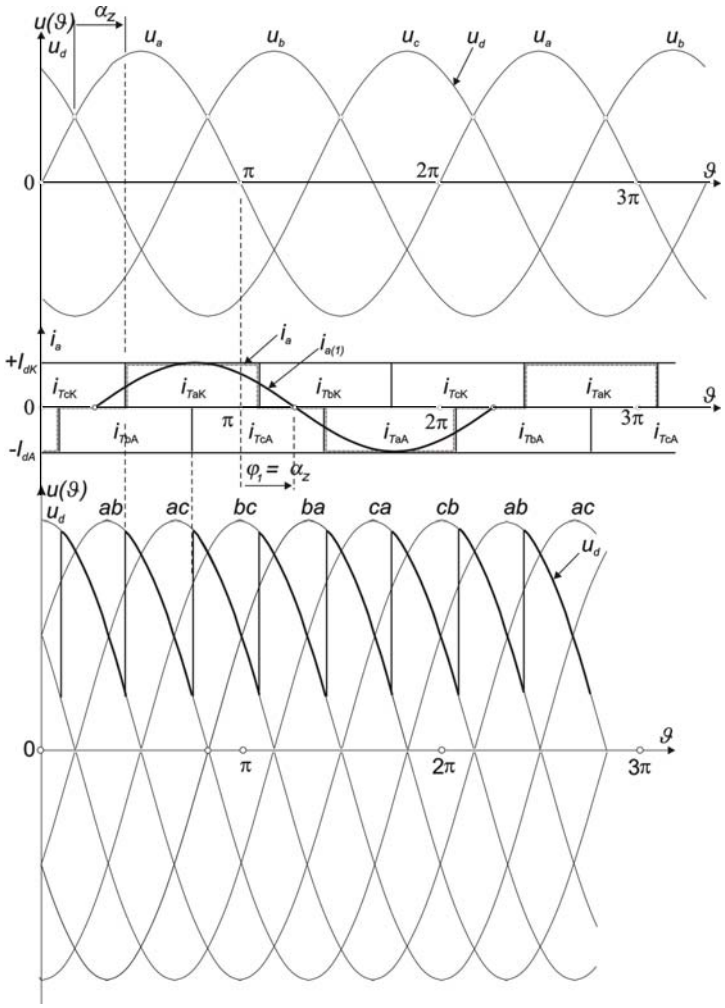
Dla obciążenia rezystancyjnego przy przewodzeniu impulsowym ($\pi/3 < \alpha_z < 2\pi/3$) wartość średnia napięcia wyprostowanego wyraża się zależnością (4.5), przy czym

zamiast napięcia fazowego U_e należy wstawić wartość skuteczną napięcia przewodowego równą $\sqrt{3}\,U_e$.

W zakresie kątów $0 < \alpha_z < \pi/3$ przy obciążeniu rezystancyjnym występuje natomiast przewodzenie ciągłe. Niezależnie od charakteru obciążenia przy przewodzeniu ciągłym wartość średnia napięcia

$$U_{d\alpha} = \frac{3}{\pi}\sqrt{2}\sqrt{3}\,U_e \cos\alpha_z = U_{d0}\cos\alpha_z \tag{4.8}$$

gdzie $U_{d0} \cong 2{,}34\,U_e$.



Rys. 4.10. Przykładowe przebiegi napięć i prądów w zakresie przewodzenia ciągłego

Na rysunku 4.10 przedstawiono przebiegi napięć i prądów dla przewodzenia ciągłego przy idealnie wygładzonym przebiegu prądu i_d. Należy zwrócić uwagę na „schodkowy" charakter prądów pobieranych z uzwojenia wtórnego transformatora, np. prąd fazy *a* (i_a), jak i na to, iż kąt przesunięcia fazowego φ_1 między pierwszą harmoniczną $i_{a(1)}$ odkształconego prądu i_a a nieodkształconym przebiegiem napięcia fazy *a* jest równy kątowi opóźnienia załączenia α_z. W wyniku tego procesowi regulacji wartości średniej napięcia $U_{d\alpha}$ towarzyszą również zmiany poboru mocy czynnej *P* pobieranej z sieci i mocy biernej sterowania Q_s.

Wartość mocy czynnej *P* (tylko pierwsze harmoniczne, por. dodatek C) można opisać wzorem

$$P = 3UI_1 \cos\varphi_1 = 3UI_1 \cos\alpha_z \,, \tag{4.9}$$

a wartość mocy biernej sterowania Q_s (tylko pierwsze harmoniczne)

$$Q_s = 3UI_1 \sin\varphi_1 = 3UI_1 \sin\alpha_z \tag{4.10}$$

gdzie: U – wartość skuteczna napięcia fazowego,

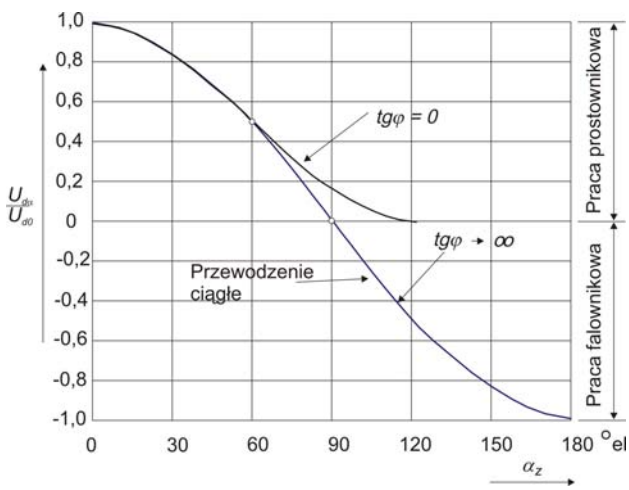
I_1 – wartość skuteczna harmonicznej podstawowej prądu,

φ_1 – kąt przesunięcia fazowego między przebiegiem napięcia a harmoniczną podstawową prądu.

Wartość skuteczna *I* odkształconego prądu przyjmie postać

$$I = \sqrt{I_1^2 + \sum_{k=2}^{\infty} I_k^2} \tag{4.11}$$

gdzie I_k – wartość skuteczna harmonicznej rzędu *k* odkształconego prądu *I*.



Rys. 4.11. Charakterystyki sterowania prostownika sześciopulsowego

Wartość mocy pozornej S pobieranej z sieci wynosi

$$S = 3UI \tag{4.12}$$

Współczynnik mocy [24] odbiornika nieliniowego λ określony jest jako

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{3UI_1 \cos\varphi_1}{3UI} = \frac{I_1}{I}\cos\varphi_1 = \sigma\cos\varphi_1 \tag{4.13}$$

gdzie σ – współczynnik odkształcenia prądu, $\sigma = I_1/I$, (dodatek C2).

Charakterystykę sterowania prostownika sześciopulsowego przedstawiono na rys. 4.11.

4.4. Ćwiczenie 4

4.4.1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest:

a) zapoznanie się ze sterowanymi układami prostowników trój- i sześciopulsowych,

b) zapoznanie się ze zjawiskami towarzyszącymi pracy tych układów przy różnych rodzajach obciążenia,

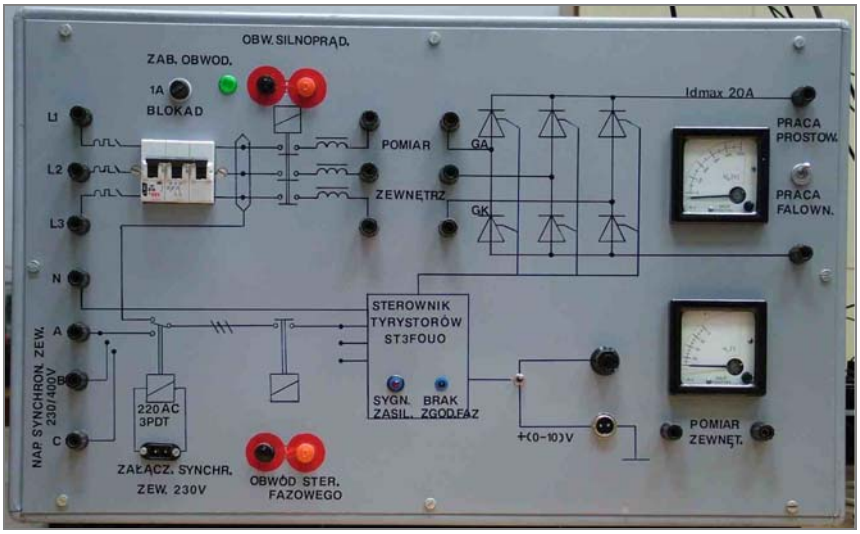
c) dokonanie pomiarów podstawowych wielkości,

d) wyznaczenie charakterystyk sterowania.

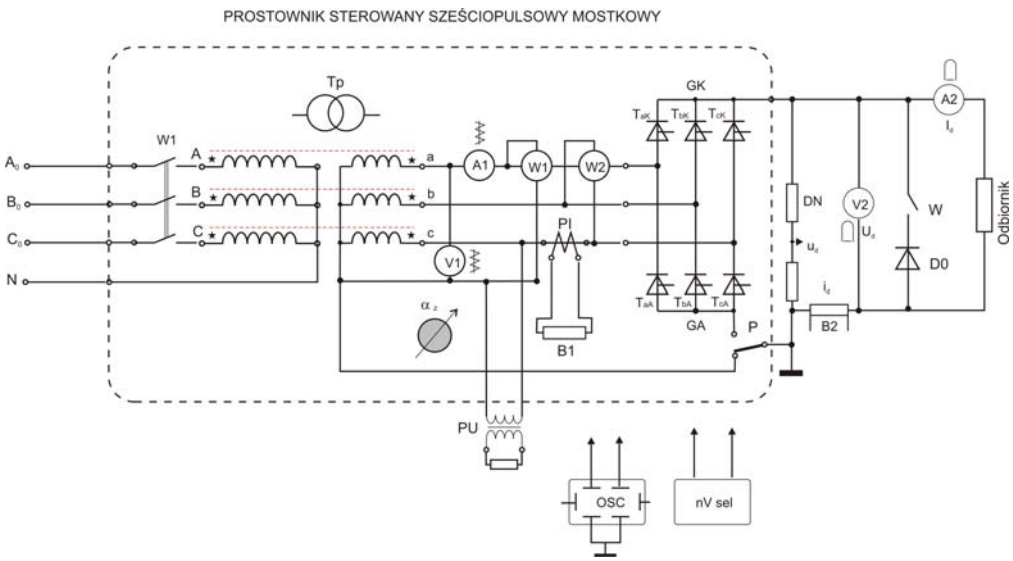
4.4.2. Opis modelu laboratoryjnego

Przedstawiony na rys. 4.12 model laboratoryjny służy do badania prostowników sterowanych zarówno trój-, jak i sześciopulsowych mostkowych. Wykonany został w postaci zwartej z własnym układem sterowania fazowego. Wybór układu trój- lub sześciociopulsowego dokonywany jest za pomocą przełącznika P (rys. 4.13). Mierniki laboratoryjne umożliwiają pomiary nie tylko po stronie prądu przemiennego, ale i stałego. Układ przystosowany został do zainstalowania w nim dowolnego trójfazowego transformatora przekształtnikowego TP. Z uwagi na zastosowane tyrystory maksymalna wartość średnia prądu w obwodzie stałoprądowym podczas badań nie powinna przekraczać 20 A. Dotyczy to obu rodzajów badanych prostowników. Jednak wartość ta może być ograniczona ze względu na zastosowany transformator przekształtnikowy. Do monitorowania prądu w obwodzie prądu stałego służy bocznik B2, który wraz z dzielnikami napięcia DN posiada wspólny punkt odniesienia. Zmiana kąta opóźnienia załączenia α_z dokonywana jest za pomocą pokrętła na płycie czołowej, a wartość tego kąta mierzy się, wykorzystując przystosowany do tego celu dodat-

kowy miernik. Do obserwacji przebiegów po stronie zasilania (strona wtórna transformatora Tp) wykorzystuje się przekładniki – napięciowy PU i prądowy PI obciążony bocznikiem B1. Integralną część stanowiska stanowi oscyloskop dwustrumieniowy (OSC) i nanowoltomierz selektywny (nV sel).



Rys. 4.12. Model laboratoryjny sterowanych prostowników trój- i sześciopulsowych



Rys. 4.13. Schemat połączeń i układ laboratoryjnego stanowiska do badania sterowanych prostowników trój- i sześciopulsowych

Dane transformatora przekształtnikowego Tp:

- moc znamionowa – S_N = 1000 VA,
- grupa połączeń – $Y/y0$,
- przekładnia napięciowa – 400/85 V,
- prąd znamionowy strony pierwotnej – I_{1N} = 1,44 A,
- prąd znamionowy strony wtórnej – I_{2N} = 6,79 A,
- napięcie zwarcia – U_k = 2,85%.

4.4.3. Przebieg ćwiczenia

1. Na podstawie danych transformatora przekształtnikowego TP obliczyć wartości średnie U_{d0} prostownika trój- i sześciopulsowego. Dobrać zakresy pomiarowe dla zadanego rodzaju obciążenia. Określić maksymalną wartość prądu obciążenia z uwagi na parametry zastosowanego transformatora.

2. Przełącznikiem P wybrać układ prostownika trójpulsowego.

3. Dla obciążenia rezystancyjnego (R), zmieniając wartość kąta opóźnienia załączenia α_z od 0 do 150°, zanotować wskazania wszystkich mierników. Kąt α_z wyznaczyć za pomocą oscyloskopu, skalując jednocześnie przystosowany do tego celu dodatkowy miernik.

4. Powtórzyć pomiary z p. 3 dla obciążenia rezystancyjno-indukcyjnego (RL), przy czym dla każdej wartości kąta α_z wykonać po dwa pomiary: raz bez diody zerowej D0, a raz z diodą.

5. Dla zadanej przez prowadzącego wartości kąta α_z = const, zmieniając obciążenie rezystancyjne (R), wyznaczyć charakterystyki zewnętrzne $U_d = f(I_d)$ danego prostownika.

6. Przeprowadzić obserwacje przebiegów charakterystycznych prądów i napięć w układzie zarówno w obwodzie DC, jak i AC.

7. Przełącznikiem P wybrać układ prostownika sześciopulsowego.

8. Powtórzyć pomiary z p. 3, 4, 5 i 6.

4.4.4. Opracowanie wyników badań

1. Zestawić uzyskane wyniki w tabelkach.

2. Dla każdego układu prostownika i transformatora obliczyć i wykreślić teoretyczne charakterystyki $U_{d\alpha} = f(\alpha_z)$ dla obciążenia R i porównać je z uzyskanymi z pomiarów.

3. Dla każdego z pomiarów obliczyć wartości mocy czynnej P, mocy biernej sterowania Q_s, mocy pozornej S, $\cos\varphi_1$, współczynnika mocy λ i współczynnika odkształcenia prądu σ.

4. Dla każdego rodzaju obciążenia (R, RL, RL + D0) wykreślić następujące charakterystyki: $P = f(\alpha_z)$, $Q_s = f(\alpha_z)$, $S = f(\alpha_z)$, $\cos\varphi_1 = f(\alpha_z)$, $\lambda = f(\alpha_z)$, $\sigma = f(\alpha_z)$.

5. Wykreślić charakterystyki zewnętrzne $U_d = f(I_d)$ przy α_z = const.

6. Dla jednego z rodzajów obciążenia wykreślić charakterystykę $I/I_d = f(\alpha_z)$.

4.4.5. Zagadnienia kontrolne

1. Narysować schematy podstawowych układów prostowników sterowanych trój- i sześciopulsowych. Omówić zasadę ich działania. Podać wartości U_{d0} dla poszczególnych układów.

2. Określić możliwy zakres regulacji kąta opóźnienia załączenia α_z dla poszczególnych układów prostowników.

3. Narysować i omówić przebieg prądu pobieranego z sieci dla odbiornika o dużej wartości tgφ.

4. Uzasadnić, dlaczego przy przewodzeniu ciągłym w prostowniku mostkowym $\varphi_1 = \alpha_z$. Wyjaśnić pojęcie mocy biernej sterowania Q_s.

5. Omówić i wyjaśnić, jakie rodzaje mocy wyróżnia się w obwodach o sinusoidalnym przebiegu napięcia, a niesinusoidalnym przebiegu prądu.

6. Naszkicować charakterystykę sterowania układu trój- i sześciopulsowego.

5. Jednofazowe sterowniki napięcia przemiennego

5.1. Wprowadzenie

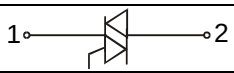
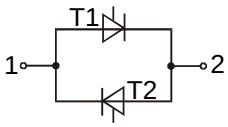
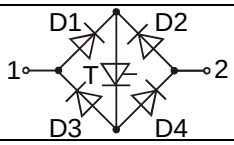
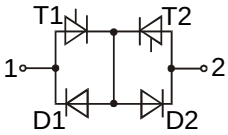
Sterowniki półprzewodnikowe napięcia przemiennego służą do płynnej regulacji wartości skutecznej napięcia [1], a w konsekwencji – wartości skutecznej prądu i mocy czynnej odbiornika. Regulacja napięcia w układach ze sterownikami prądu przemiennego jest związana z okresowym dołączaniem do odbiornika napięcia przemiennego linii zasilającej. Łącznikami są najczęściej tyrystory. Zwykle stosuje się tzw. *sterowanie symetryczne*. Jest to takie sterowanie, przy którym prąd obciążenia nie zawiera składowej stałej. Z tego względu łączniki tyrystorowe muszą zapewniać dwukierunkowy przepływ prądu, a momenty włączenia muszą być synchronizowane z przebiegiem napięcia zasilającego. Nieliniowe charakterystyki łączników są przyczyną znacznych odkształceń przebiegów napięć i prądów w sterowniku. W przebiegach wyjściowych występują wyższe harmoniczne, przy czym rząd harmonicznych zależy od sposobu sterowania i częstotliwości łączeń. W praktyce do sterowania prądu przemiennego stosuje się tyrystory symetryczne (triaki), tyrystory o połączeniu odwrotnie równoległym lub układy diodowo-tyrystorowe. Podstawowe schematy sterowników jednofazowych oraz zależności między prądami wyjściowymi a prądami w elementach zestawiono w tab. 5.1.

Układy odwrotnie równoległe (tab. 5.1, p. 2) są rozpowszechnioną odmianą sterownika. Przy obciążeniu z indukcyjnością tyrystory wymagają wzmocnionej ochrony przepięciowej. Ze względu na różne potencjały katod układy wyzwalania obu tyrystorów muszą być odizolowane galwanicznie.

Sterowniki w układzie mostkowym są stosowane do zasilania odbiorników małej mocy – ok. 1 kW. Spotyka się dwie wersje tego układu: z jednym tyrystorem w przekątnej mostka diodowego (tab. 5.1, p. 3) oraz z dwoma tyrystorami w ramionach mostka (tab. 5.1, p. 4). W pierwszej prąd obciążenia przepływa przez tyrystor w obu półokresach napięcia zasilania, stąd obciążenie prądowe tyrystora jest dwukrotnie większe w porównaniu z układem odwrotnie równoległym. Tyrystor wyłącza się przy końcu każdego półokresu, gdy jego prąd przewodzenia zmniejszy się poniżej prądu podtrzymania – jest to więc wydłużone wyłączanie przez zanik prądu. Zaletami ukła-

du są: tylko jeden tyrystor, a tym samym prostszy układ jego wyzwalania, niewystępowanie (praktycznie) napięcia wstecznego na tyrystorze (bocznikowanym przez odnośną diodę mostka), wskutek czego ochrona przepięciowa jest zbędna, oraz lepsze wykorzystanie prądowe tyrystora (mniejszy współczynnik kształtu przewodzonego prądu). Wadą układu mostkowego są zwiększone straty mocy (jednocześnie przewodzą trzy zawory) obniżające współczynnik sprawności i ograniczające zakres stosowanych mocy. W wersji sterownika przedstawionego w tab. 5.1, w p. 4 obciążenie prądowe tyrystora jest takie samo jak w układzie odwrotnie równoległym. Wspólny potencjał katod upraszcza układ wyzwalania tyrystorów (zbędna izolacja galwaniczna). Układ zalecany jest także do odbiorników z przepięciami łączeniowymi, ponieważ tyrystory chronione są przez bocznikujące je diody mostka. Straty mocy są również większe niż w układzie odwrotnie równoległym.

Tabela 5.1. Układy sterowników jednofazowych [26]

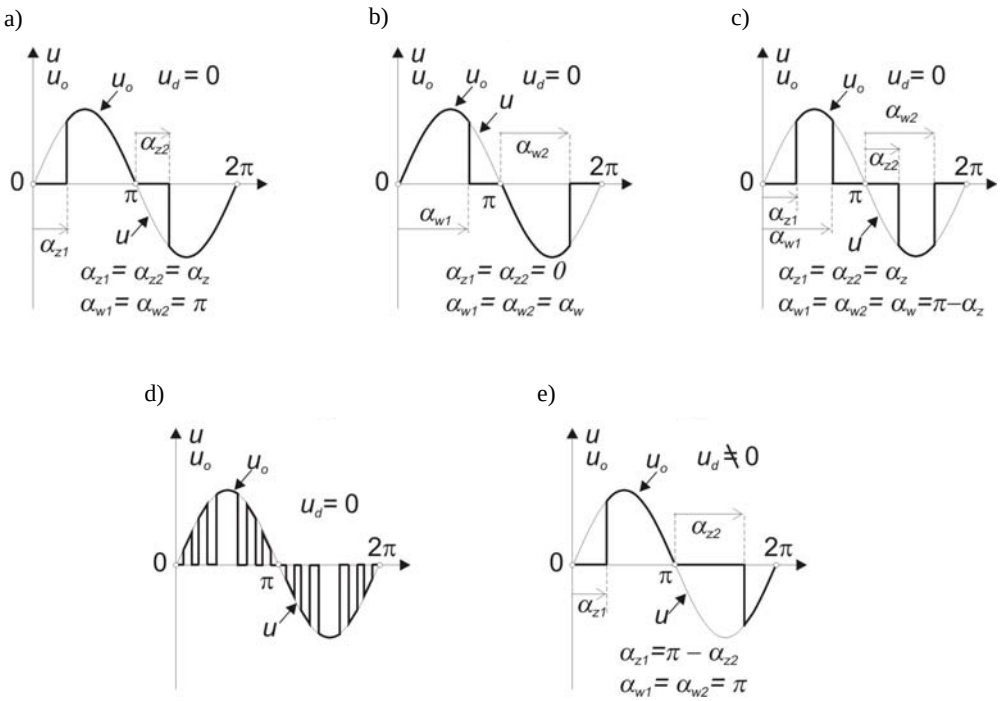
Lp.	Schemat	Wartość średnia prądu	Wartość skuteczna prądu
1		$I_{T_{\text{śr}}} = I_{\text{śr}}$	$I_T = I$
2		$I_{T_{\text{śr}}} = \frac{1}{2} I_{\text{śr}}$	$I_T = \frac{1}{\sqrt{2}} I$
3		$I_{T_{\text{śr}}} = I_{\text{śr}}$ $I_{D_{\text{śr}}} = \frac{1}{2} I_{\text{śr}}$	$I_T = I$ $I_D = \frac{1}{\sqrt{2}} I$
4		$I_{T_{\text{śr}}} = \frac{1}{2} I_{\text{śr}}$ $I_{D_{\text{śr}}} = \frac{1}{2} I_{\text{śr}}$	$I_T = \frac{1}{\sqrt{2}} I$ $I_D = \frac{1}{\sqrt{2}} I$

Sterownik z tyrystorem symetrycznym (tab. 5.1, p. 1) ma prostszy zarówno obwód główny (tylko jeden zawór), jak i układ wyzwalania, a także mniejsze wymiary i masę. Jest obecnie układem najczęściej stosowanym w zakresie od najmniejszych do dużych wartości mocy. Należy jednak pamiętać, że tyrystory symetryczne charakteryzują się, w porównaniu z jednokierunkowymi, znacznie mniejszymi wartościami krytycznymi stromości narastania napięcia blokowania $\left(\frac{du_D}{dt}\right)_{\text{crit}}$ i prądu przewodzenia $\left(\frac{di_T}{dt}\right)_{\text{crit}}$, stąd konieczność stosowania zabezpieczeń stromościowych odpowiednich do zasilanych odbiorników.

5.2. Sposoby regulacji mocy z wykorzystaniem sterowników

Podstawowe właściwości regulacyjne i energetyczne sterowników, określające ich zastosowania, zależą głównie od sposobu sterowania zaworów. Stosuje się trzy sposoby wyzwalania tyrystorów w sterownikach:

1. Sterowanie fazowe (w sterownikach do płynnej zmiany napięcia U_o odbiornika) – polega na zmianie fazy impulsów wyzwalających względem napięcia anodowego tyrystora. Może być realizowane jako symetryczne lub niesymetryczne [10] (ćw. 22):



Rys. 5.1. Sposoby sterowania fazowego: a), b), c) symetryczne, d) wielokrotne sterowanie symetryczne, e) odwrotnie symetryczne (wg [10]); u – sinusoidalne napięcie zasilające, u_o – napięcie na odbiorniku, U_d – wartość średnia napięcia u_o liczona za pół okresu

Sterowanie symetryczne ma miejsce wówczas, gdy $\alpha_{z1} = \alpha_{z2}$, składowa stała napięcia wyjściowego w okresie jest równa zeru ($U_d = 0$). Stan taki można osiągnąć przez:

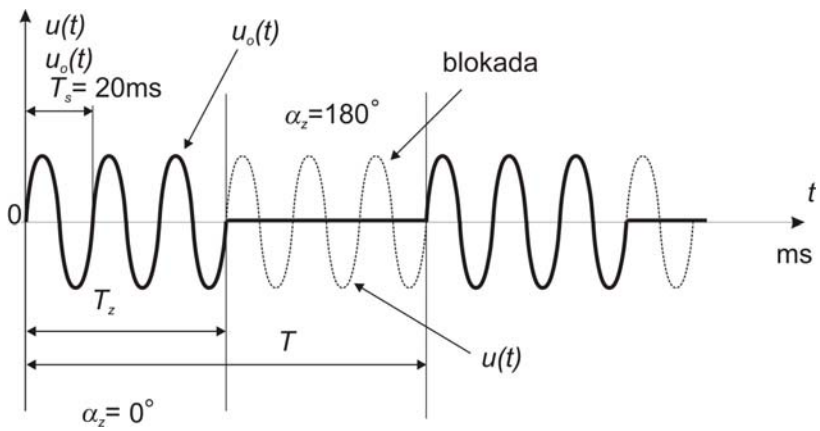
- zmianę tylko kąta załączenia (rys. 5.1a), przy obciążeniu R prąd obciążenia (harmoniczna podstawowa) opóźnia się względem napięcia sieci, układ sterownik–odbiornik ma charakter indukcyjny, tj. $\cos\varphi_{ind}$,
- zmianę tylko kąta wyłączenia (rys. 5.1b), przy obciążeniu R prąd sieci wyprzedza napięcie sieci, układ ma charakter pojemnościowy, tj. $\cos\varphi_{poj}$,

• jednoczesną zmianę obu kątów, tj. dwustronne, symetryczne „obcinanie" sinusoidy napięcia zasilającego (rys. 5.1c), przy obciążeniu R prąd sieci jest w fazie z napięciem sieci, czyli $\cos\varphi = 1$.

Symetryczne sterowanie fazowe jest stosowane głównie w elektrotermii (do regulacji temperatury oporowych urządzeń grzejnych), w technice oświetlenia (do regulacji natężenia oświetlenia źródeł światła: żarowych, rtęciowych, halogenowych) oraz w napędzie elektrycznym (do napięciowej regulacji prędkości obrotowej silników komutatorowych prądu przemiennego oraz jako układ łagodnego rozruchu indukcyjnego dużej mocy tzw. *soft-start*).

Sterowanie niesymetryczne ma miejsce wówczas, gdy $\alpha_{z1} \neq \alpha_{z2}$ (nierealizowalne w układach mostkowym i z triakiem), składowa stała napięcia wyjściowego jest (w ogólnym przypadku) różna od zera ($U_d \neq 0$). Szczególnym przypadkiem takiego sterowania jest sterowanie, w którym wartości kątów załączenia spełniają zależność $\alpha_{z1} = \pi - \alpha_{z2}$ (rys. 5.1e).

2. Sterowanie integracyjne impulsowe (rys. 5.2), w którym napięcie wyjściowe jest ciągiem kolejnych pełnych okresów T_s napięcia zasilającego o czasie trwania $T_z = lT_s$ (gdzie l = 0, 1, 2, 3, ..., k) oraz przerw ($T - T_z$) przy stałym okresie impulsowania $T = kT_s$ = const. Regulacja napięcia jest wielostopniowa o liczbie stopni k. Wartości skuteczne napięcia wyjściowego i prądu obciążenia są funkcjami współczynnika wypełnienia impulsu $\delta_i = l/k$. Ponieważ δ_i zmienia się dyskretnie w funkcji parametru sterującego, zależności $U_0 = f(\delta_i)$, $I_0 = f(\delta_i)$ są krzywymi schodkowymi. W sterowaniu impulsowym załączanie tyrystorów jest synchroniczne, tj. następuje w chwilach przejścia prądu przez zero.



Rys. 5.2. Przebiegi napięcia podczas sterowania impulsowego dla odbiornika rezystancyjnego (wg [10]); T_s – okres napięcia zasilającego, T_z – okres przyłączenia napięcia zasilającego do odbiornika, T – okres impulsowania (powtarzania), $u(t)$ – przebieg napięcia zasilającego, $u_o(t)$ – przebieg napięcia odbiornika

Wartość skuteczną (w okresie T) napięcia wyjściowego wyraża zależność [27]

$$U_o(\delta_i) = U\sqrt{\delta_i} \tag{5.1}$$

wartość skuteczną prądu obciążenia natomiast zależność

$$I_o(\delta_i) = I\sqrt{\delta_i} \tag{5.2}$$

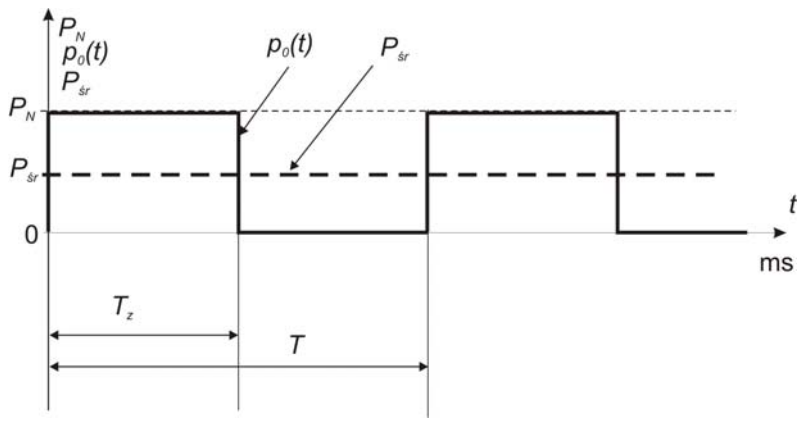
Okres przyłączenia napięcia zasilającego T_z do odbiornika można opisać równaniem

$$T_z = \delta_i T \tag{5.3}$$

gdzie: δ – współczynnik wypełnienia, $\delta_i = l/k = T_z/T$.

Zmiana stosunku l/k w granicach $0 < l/k < 1$, pociąga za sobą zmianę współczynnika wypełnienia δ_i, a tym samym umożliwia regulację napięcia U_o i prądu I_o odbiornika.

Wartość średnią $P_{śr}$ mocy odbiornika można określić na podstawie rys. 5.3



Rys. 5.3. Przebieg mocy $p_o(t)$ odbiornika podczas sterowania impulsowego; P_N – moc znamionowa odbiornika

Wartość średnią mocy $P_{śr}$ odbiornika za jeden okres T impulsowania można natomiast określić z wartości energii E dostarczonej do odbiornika w tym czasie

$$E = P_N T_z \tag{5.4}$$

Średnią wartość energii $E_{śr}$ dostarczonej do odbiornika w jednym okresie impulsowania T opisuje wzór

$$E_{śr} = P_{śr} T \tag{5.5}$$

$$E = E_{śr} = P_N T_z = P_{śr} T \tag{5.6}$$

a średnią wartość mocy $P_{śr}$ traconej w odbiorniku zależność

$$P_{śr} = P_N \, \delta \tag{5.7}$$

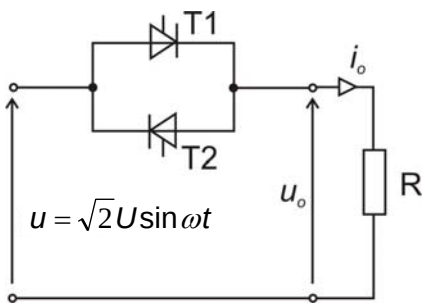
gdzie $0 < \delta < 1$.

Podstawową zaletą sterowania impulsowego jest brak wyższych harmonicznych w prądzie obciążenia. Przy tego rodzaju sterowaniu nawet przy obciążeniu rezystancyjnym nie występują duże stromości narastania prądu, dzięki czemu praktycznie nie są generowane zakłócenia elektromagnetyczne [10].

3. Sterowanie kluczowe – wielokrotne sterowanie symetryczne (rys. 5.1d), w którym zawory wielokrotnie załączają i wyłączają odbiornik podczas każdej z półfal sinusoidalnego napięcia przemiennego. Wyłączanie przewodzących zaworów zachodzi w sposób sztuczny (tj. z wykorzystaniem zewnętrznych obwodów komutacji w przypadku tyrystorów SCR). Zastosowanie półprzewodników mocy w pełni sterowalnych jest w tym przypadku całkowicie uzasadnione.

5.3. Jednofazowy sterownik prądu przemiennego zasilający odbiornik czysto rezystancyjny

Schemat sterownika jednofazowego prądu przemiennego zasilającego odbiornik czysto rezystancyjny przedstawiono na rys. 5.4.



Rys. 5.4. Jednofazowy sterownik prądu przemiennego zasilający odbiornik czysto rezystancyjny

Odwrotnie równoległy układ dwóch tyrystorów T1 i T2 jest sterowany symetrycznie. Oznacza to, że impulsy bramkowe tyrystorów są przesunięte w fazie o kąt 180°. Przebiegi czasowe napięcia $u_o(t)$ i prądu $i_o(t)$ odbiornika, napięcia u_T tyrystorów oraz impulsów bramkowych przedstawiono na rys. 5.5. Tyrystor T1 jest załączany przy dodatniej półfali napięcia przemiennego zasilającego układ. Wyłączenie tego tyrystora następuje w chwili zmiany polaryzacji napięcia zasilania. W czasie trwania ujemnej półfali napięcia tyrystor T2 jest spolaryzowany w kierunku przewodzenia i zostaje on załączony przy kącie $180° + \alpha_z$. Kąt załączania tyrystorów jest liczony od punktów

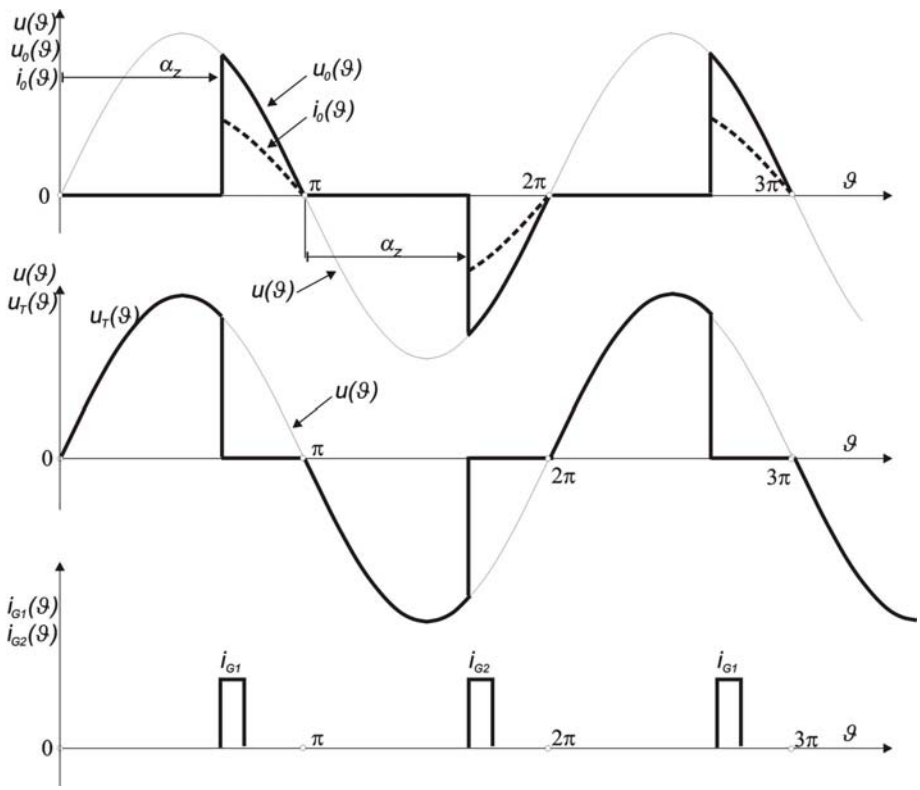
przejścia przez zero sinusoidalnego przebiegu napięcia zasilania i może on być zmieniany w zakresie $0 \leq \alpha_z \leq 180°$. Kąt przewodzenia każdego tyrystora wynosi $\lambda_T = 180° - \alpha_z$. W czasie przewodzenia każdego z tyrystorów napięcie na odbiorniku jest równe napięciu zasilania pomniejszonemu o pomijalnie mały spadek napięcia na przewodzącym tyrystorze. Przykładowo w przedziale $\alpha_z < \vartheta < 180°$ na odbiorniku panuje napięcie sieci pomniejszone o spadek napięcia na przewodzącym tyrystorze

$$u_o = \sqrt{2}\, U \sin\omega t - U_T \tag{5.8}$$

gdzie:

u_o – napięcie odbiornika, U – wartość skuteczna napięcia zasilania, ω – pulsacja napięcia zasilania, U_T – spadek napięcia na przewodzącym tyrystorze (ok. 1,5 V).

Prąd odbiornika w przedziale przewodzenia tyrystorów $i_o = u_o/R$.



Rys. 5.5. Przebiegi czasowe napięcia u_o i prądu i_o odbiornika czysto rezystancyjnego, napięcia u_T tyrystorów oraz impulsów bramkowych i_{G1} i i_{G2} przy $\alpha_z = 120°$

Z uwagi na małą (w porównaniu z napięciem zasilającym U) wartość spadku napięcia U_T na przewodzącym tyrystorze przyjmuje się, że napięcie na odbiorniku u_o jest

równe napięciu zasilającemu *u*. W przedziałach czasu, w których nie przewodzi żaden z tyrystorów, napięcie na odbiorniku jest równe zeru. Przy kącie $\alpha_z = 0$ napięcie u_o na odbiorniku rezystancyjnym ma kształt pełnej sinusoidy napięcia zasilającego $u(t)$. Każdy z tyrystorów przewodzi wówczas przez odpowiedni półokres napięcia zasilania.

Przy kącie $\alpha_z = 180°$ napięcie na odbiorniku jest równe zeru. Przez zmianę kąta załączania α_z tyrystorów zmienia się wartość skuteczna U_o i średnia $U_{ośr}$ liczona za półokres napięcia odbiornika. W wyniku tego zmienia się również moc P_o tracona w odbiorniku. Przy pominięciu spadku napięcia na przewodzących tyrystorach zgodnie z rys. 5.5 wartość średnia napięcia $U_{ośr}$ odbiornika liczona w jednym półokresie wyraża się zależnością

$$U_{ośr} = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha_z}^{\pi} \sqrt{2}U \sin \omega t d\omega t = \frac{\sqrt{2}U}{\pi}(1+\cos\alpha_z) \tag{5.9}$$

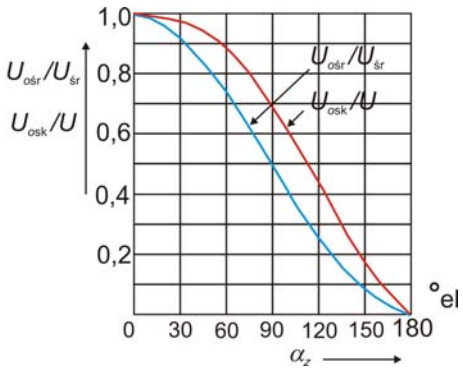
Wartość skuteczną napięcia U_o odbiornika oblicza się natomiast wg zależności

$$U_o = \sqrt{\frac{1}{\pi}\int_{\alpha_z}^{\pi} (\sqrt{2}U \sin \omega t)^2 d\omega t} = U\sqrt{1-\frac{\alpha_z}{\pi}+\frac{\sin 2\alpha_z}{2\pi}} \tag{5.10}$$

Największa wartość średnia napięcia odbiornika $U_{śr}$ liczona za półokres przyjmie postać

$$U_{śr} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi}U \tag{5.11}$$

Na podstawie zależności (5.9) i (5.10) można wyznaczyć charakterystyki sterowania sterownika jednofazowego zasilającego odbiornik czysto rezystancyjny. Są to zależności względnej wartości skutecznej i średniej napięcia odbiornika w funkcji kąta załączania tyrystorów (rys. 5.6).



Rys. 5.6. Zależność względnej wartości skutecznej i średniej napięcia wyjściowego sterownika od kąta załączania tyrystora dla odbiornika czysto rezystancyjnego

Wartość skuteczną U_o i średnią $U_{ośr}$ napięcia odbiornika odniesiono do wartości skutecznej U i średniej $U_{śr}$ napięcia odbiornika przy całkowitym wysterowaniu sterownika, tj. przy kącie $\alpha_z = 0$.

Moc czynna P_o odbiornika czysto rezystancyjnego zasilanego ze sterownika jednofazowego wyraża się wzorem

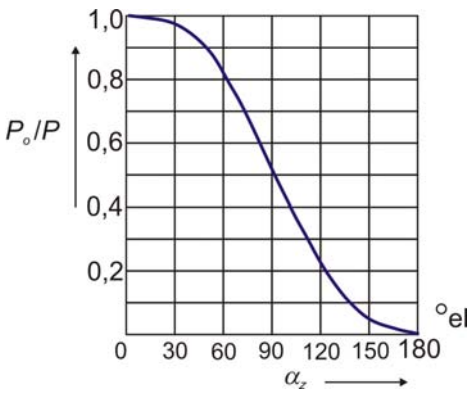
$$P_o = U_o I_{osk} = R I_o^2 \tag{5.12}$$

przy czym I_o jest wartością skuteczną prądu odbiornika.

Na podstawie zależności (5.12) i (5.10) można określić względną wartość mocy czynnej P_o odniesioną do mocy czynnej P przy całkowitym wysterowaniu ($\alpha_z = 0$) w funkcji zmian kąta α_z:

$$\frac{P_o}{P} = 1 - \frac{\alpha_z}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha_z}{\pi} \tag{5.13}$$

Wykres zależności (5.13) w funkcji kąta α_z załączania tyrystorów przedstawiono na rys. 5.7.



Rys. 5.7. Zależność względnej wartości mocy P_o/P odbiornika czysto rezystancyjnego, zasilanego ze sterownika jednofazowego w funkcji kąta załączania tyrystorów α_z

Z powodu odkształcenia przebiegów prądu i napięcia odbiornika czysto rezystancyjnego współczynnik mocy λ układu jest różny od 1.

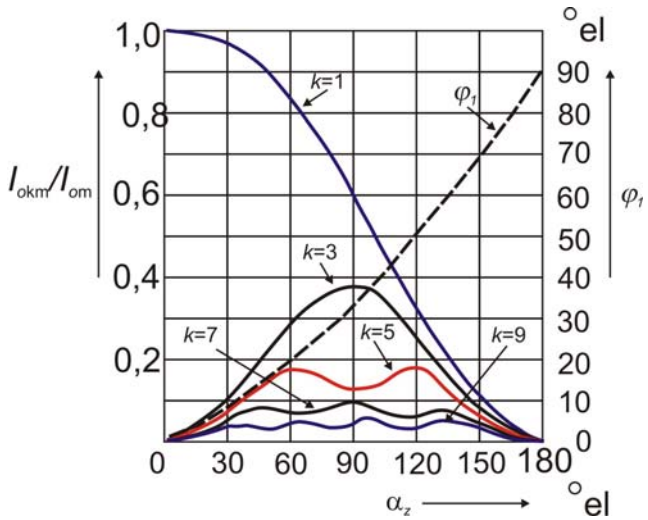
Moc pozorną S pobieraną z sieci zasilającej sterownik można opisać wzorem

$$S = U I_o \tag{5.14}$$

a współczynnik mocy λ sterownika jednofazowego zasilającego odbiornik czysto rezystancyjny

$$\lambda = \frac{P_o}{S} = \frac{U_o I_o}{U I_o} = \frac{U_o}{U} \tag{5.15}$$

W praktyce przebiegi odkształcone charakteryzuje się przez podanie zawartości wyższych harmonicznych. W celu wyznaczenia amplitud poszczególnych harmonicznych dogodnie jest posłużyć się wykresem przedstawionym na rys. 5.8, na którym podano względną zawartość wyższych harmonicznych prądu sterownika przy obciążeniu rezystancyjnym w funkcji kąta załączania α_z. Na rysunku 5.3 znajduje się także wykres zmian wartości kąta przesunięcia fazowego φ_1 pierwszej harmonicznej odkształconego prądu względem nieodkształconego napięcia U zasilającego sterownik dla odbiornika czysto rezystancyjnego.



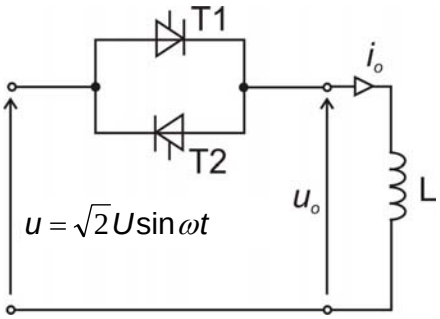
Rys. 5.8. Względne wartości amplitud harmonicznej podstawowej i wyższych harmonicznych prądu odbiornika czysto rezystancyjnego oraz kąta przesunięcia fazowego φ_1 pierwszej harmonicznej prądu w funkcji kąta α_z załączania tyrystorów sterownika [1]; k – rząd harmonicznej, I_{okm} – amplituda k harmonicznej prądu odbiornika, I_{om} – amplituda prądu odbiornika przy kącie $\alpha_z = 0$, φ_1 – przesunięcie fazowe między pierwszą harmoniczną odkształconego prądu a nieodkształconym napięciem sieci zasilającej

5.4. Jednofazowy sterownik prądu przemiennego zasilający odbiornik czysto indukcyjny

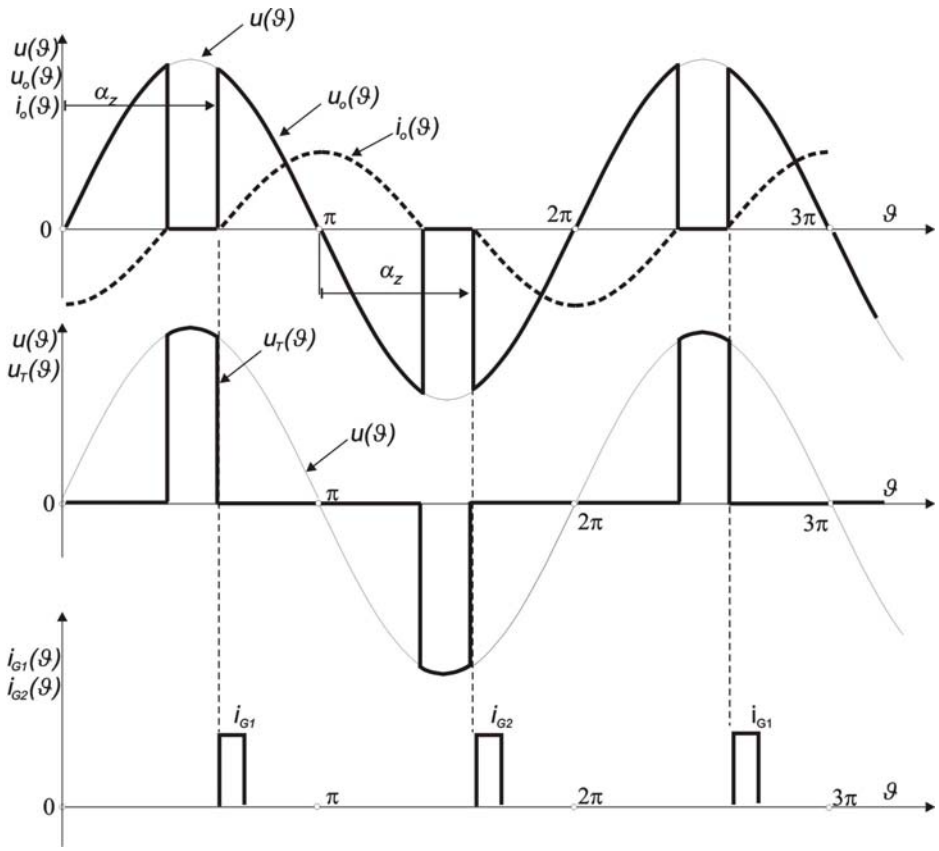
Na rysunku 5.9 przedstawiono układ sterownika jednofazowego prądu przemiennego zasilającego odbiornik w postaci dławika bezstratnego, tzn. o rezystancji równej zeru.

Tyrystory T1 i T2 są sterowane impulsami bramkowymi przesuniętymi w fazie o kąt 180º. Przykładowe przebiegi czasowe napięcia i prądu odbiornika, napięcia

przewodzenia tyrystorów oraz impulsów bramkowych tyrystorów sterownika, dla kąta wyzwalania α_z = 105º, przedstawiono na rys. 5.10.



Rys. 5.9. Jednofazowy sterownik prądu przemiennego zasilający odbiornik czysto indukcyjny



Rys. 5.10. Przebiegi czasowe napięcia u_o i prądu i_o odbiornika czysto indukcyjnego, napięcia u_T tyrystorów oraz impulsów bramkowych i_{G1} i i_{G2} tyrystorów sterownika jednofazowego (α_z = 105º)

Przy odbiorniku czysto indukcyjnym wyłączanie tyrystorów nie następuje w chwilach zmian polaryzacji napięcia zasilania, lecz w momencie przejścia prądu przez zero. Napięcie na dławiku o indukcyjności L w czasie przewodzenia tyrystorów sterownika jest określone jako

$$u_o = L\frac{di_o}{dt} = \sqrt{2}U\sin\omega t \tag{5.16}$$

Dodatnia półfala prądu odbiornika płynącego przez tyrystor T1 wyraża się wzorem

$$i_o = \frac{1}{\omega L}\int_{\alpha_z}^{\omega t}\sqrt{2}U\sin\omega t d\omega t = \frac{\sqrt{2}U}{\omega L}(\cos\alpha_z - \cos\omega t) \tag{5.17}$$

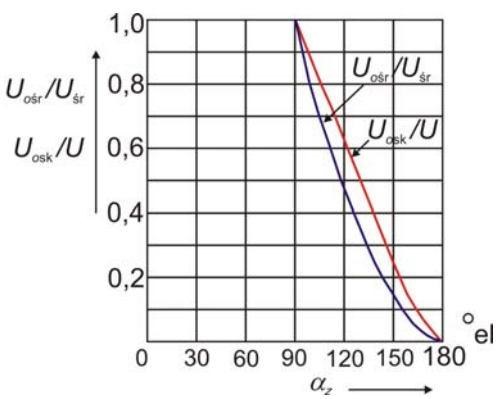
Kąt załączenia α_z tyrystorów sterownika może być zmieniany w przedziale

$$\frac{\pi}{2} \le \alpha_z \le \pi \tag{5.18}$$

Przy kącie $\alpha_z = \pi/2$ przez odbiornik płynie prąd ciągły sinusoidalny i osiąga wartość skuteczną maksymalną.

Wartość skuteczna napięcia U_o odbiornika wyraża się zależnością

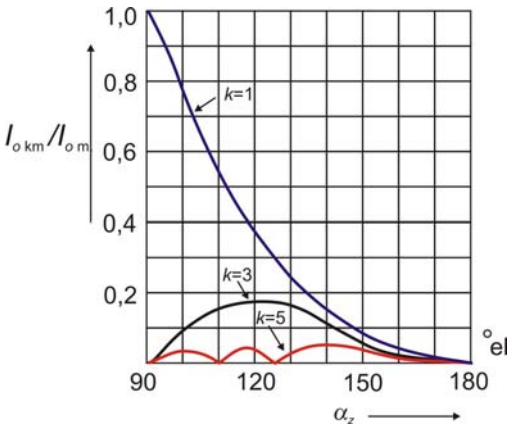
$$U_o = U\sqrt{2\left(1 - \frac{\alpha_z}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha_z}{2\pi}\right)} \tag{5.19}$$



Rys. 5.11. Charakterystyka sterowania sterownika jednofazowego o obciążeniu czysto indukcyjnym

Zależność względnych wartości średnich i skutecznych napięcia odbiornika od kąta załączania tyrystorów sterownika zasilającego odbiornik czysto indukcyjny przedstawiono na rys. 5.11. W przypadku odbiornika czysto indukcyjnego harmoniczna podsta-

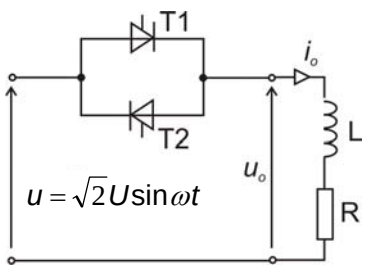
wowa prądu jest przesunięta względem napięcia zasilającego sterownik zawsze o kąt $\varphi_1 = \pi/2$, niezależnie od kąta załączania α_z tyrystorów. Na rysunku 5.12 przedstawiono zależność względnych wartości amplitud harmonicznych: podstawowej, trzeciej i piątej prądu odbiornika od kąta α_z. Amplitudy harmonicznych odniesiono do amplitudy prądu odbiornika przy całkowitym wysterowaniu sterownika ($\alpha_z = \pi/2$).



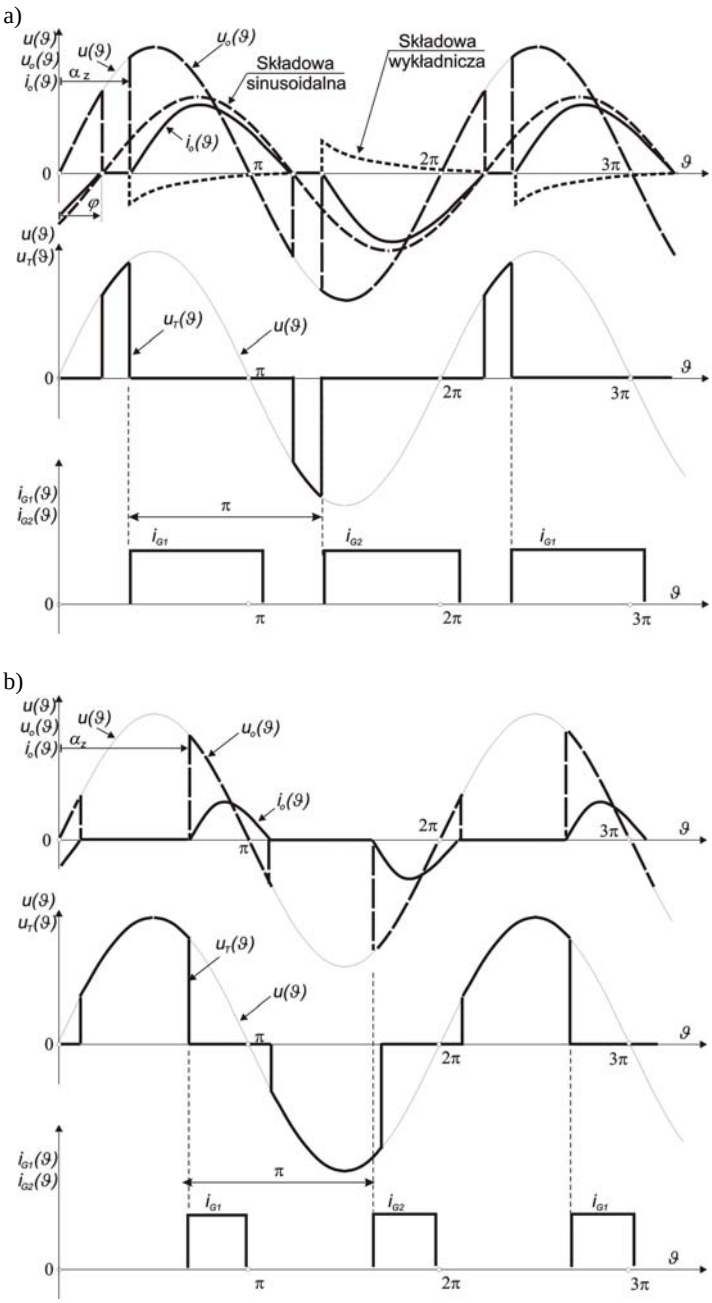
Rys. 5.12. Zależność względnych amplitud trzech kolejnych harmonicznych prądu odbiornika czysto indukcyjnego zasilanego ze sterownika jednofazowego [1];
I_{okm} – amplituda k harmonicznej prądu odbiornika,
I_{om} – amplituda prądu odbiornika przy kącie $\alpha_z = 90°$ (pełne wysterowanie)

5.5. Jednofazowy sterownik prądu przemiennego zasilający odbiornik rezystancyjno-indukcyjny

Na rysunku 5.13 przedstawiono schemat sterownika jednofazowego prądu przemiennego, zasilającego odbiornik będący szeregowym połączeniem rezystora i dławika.



Rys. 5.13. Schemat sterownika jednofazowego zasilającego odbiornik w postaci szeregowego połączenia rezystora i dławika



Rys. 5.14. Przebiegi czasowe napięcia u_o i prądu i_o odbiornika, napięcia u_T tyrystorów oraz impulsów bramkowych i_{G1} i i_{G2} tyrystorów sterownika jednofazowego (jako odbiornik szeregowe połączenie rezystora i dławika) przy: a) $\alpha_z = 75^o$, b) $\alpha_z = 120^o$

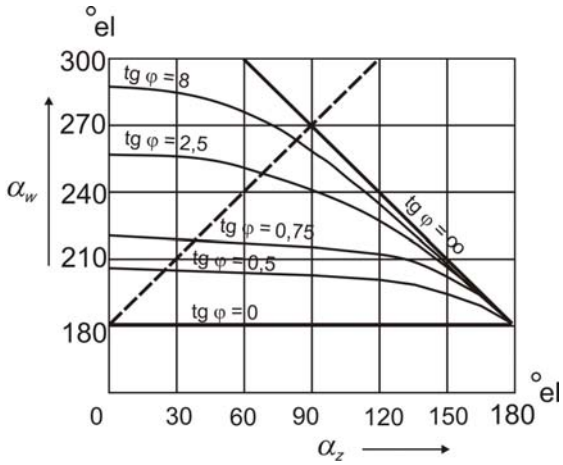
Na rysunku 5.14 przedstawiono przebiegi czasowe napięcia u_o i prądu i_o odbiornika, napięcia tyrystorów u_T oraz impulsów bramkowych tyrystorów połączonych odwrotnie równolegle. W czasie przewodzenia tyrystora T1 ($\omega t \geq \alpha_z$) spełnione jest następujące równanie

$$\sqrt{2}U \sin \omega t = Ri_o + L\frac{di_o}{dt} \tag{5.20}$$

przy warunku początkowym i_o (α_z) = 0.

Z rysunku 5.14 wynika, że przy kącie załączania α_z równym kątowi fazowemu φ odbiornika, długość impulsów prądowych płynących przez tyrystory odpowiada $\lambda_T = \pi$ i nie może być już zwiększona. Oznacza to, że jednocześnie jeden z tyrystorów przechodzi w stan zaworowy, a drugi w stan przewodzenia. Przez odbiornik płynie wówczas prąd ciągły sinusoidalny, przesunięty względem napięcia zasilającego sterownik o kąt fazowy φ. Zmniejszenie kąta α_z poniżej wartości φ (przy długich impulsach bramkowych) nie powoduje zmian wartości napięcia i prądu odbiornika. Zakres zmian kąta załączania tyrystorów sterownika, przy zasilaniu odbiornika rezystancyjno-indukcyjnego, jest określony warunkiem:

$$\varphi \leq \alpha_z \leq \pi \tag{5.21}$$



Rys. 5.15. Zależności kąta wyłączania α_w od kąta załączania α_z tyrystorów sterownika przy różnych wartościach tangensa kąta fazowego φ odbiornika złożonego z szeregowego połączenia rezystora i dławika

Na rysunku 5.15 przedstawiono wykresy zależności kąta wyłączania α_w tyrystorów sterownika od kąta załączania α_z przy kilku wartościach kąta fazowego φ odbiornika złożonego z szeregowo połączonych opornika i dławika. Krzywe znajdujące się nad linią przerywaną, wyznaczającą granicę całkowitego wysterowania sterownika (α_z =

φ), obowiązują przy nieprawidłowym przewodzeniu jednokierunkowym sterownika. Przewodzenie, podobnie jak w przypadku odbiornika indukcyjnego, występuje przy krótkich impulsach bramkowych i przy kątach załączania tyrystorów sterownika $\alpha_z < \varphi$.

Wartość skuteczną U_o napięcia określa zależność

$$U_o = \sqrt{\frac{1}{\pi}\int_{\vartheta_z}^{\vartheta_w} (\sqrt{2}U \sin \omega t)^2 \, d\omega t} \tag{5.22}$$

Przebieg prądu $i_o = f(\vartheta)$ jest sumą składowej sinusoidalnej prądu odpowiadającej pełnemu wysterowaniu oraz prądu składowej wykładniczej (rys. 5.14a) wynikającej z aktualnego stanu nieustalonego towarzyszącemu każdorazowemu załączaniu tyrystora przy danym kącie załączenia α_z

$$i_o = \frac{\sqrt{2}U}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L}} \left[\sin(\vartheta - \varphi) - \sin(\alpha_z - \varphi) \exp\left(-\frac{R}{\omega L}(\vartheta - \alpha_z) \right) \right] \tag{5.23}$$

gdzie:

$\vartheta = \omega t$,

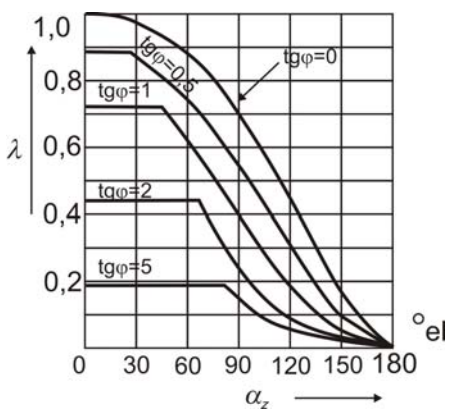
$\varphi = \operatorname{arc\,tg} \omega L/R$,

$\varphi < \alpha_z < \pi$.

Wartość skuteczna prądu I_o odbiornika przyjmuje postać

$$I_o = \sqrt{\frac{1}{\pi}\int_{\alpha_z}^{\alpha_w} i_o^2 \, d\omega t} \tag{5.24}$$

gdzie i_o jest wartością chwilową prądu odbiornika.



Rys. 5.16. Zależność współczynnika mocy λ od kąta załączania tyrystorów α_z sterownika

Moc pozorną S sterownika i moc czynną P_o odbiornika można opisać następującymi zależnościami:

$$S = I_o U \tag{5.25}$$

$$P_o = I_o^2 R \tag{5.26}$$

Na rysunku 5.16 przedstawiono zależność współczynnika mocy λ od kąta załączania tyrystorów α_z sterownika.

5.6. Ćwiczenie 5

5.6.1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest:

a) badanie odbiornika prądu przemiennego zasilanego sterownikiem jednofazowym, dla którego sterownik ten stanowi regulator prądu i napięcia przemiennego, a tym samym mocy pobieranej z sieci zasilającej,

b) badanie sieci zasilającej, dla której układ sterownik–odbiornik stanowi odbiornik nieliniowy, pobierający moc bierną sterowania przy odkształconym prądzie.

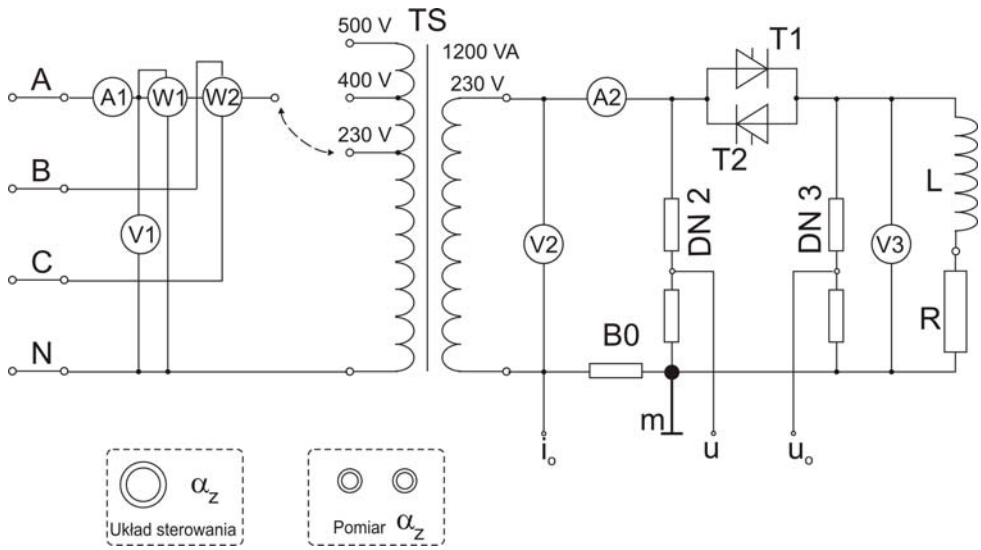
W zadaniu określonym w p. a należy poznać charakterystyki zmian najważniejszych wielkości w funkcji kąta α_z przy różnych rodzajach obciążenia (R, RL, L).

W zadaniu określonym w p. b należy m.in. zmierzyć wyższe harmoniczne odkształconego prądu odbiornika, wyznaczyć współczynnik odkształcenia σ prądu, współczynnik mocy λ oraz moc bierną sterowania.

5.6.2. Opis modelu laboratoryjnego

Przedstawiony na rys. 5.17 model laboratoryjny służy do badania jednofazowych sterowników prądu przemiennego. Wykonany jest w postaci zwartej z własnym układem sterowania fazowego. Zastosowanie transformatora separacyjnego TS o mocy 1,2 kV. A umożliwia badanie sterownika przy różnych wartościach napięcia zasilającego (zmiana przekładni) oraz zapewnia większe bezpieczeństwo ćwiczącym. Mierniki laboratoryjne służą natomiast do pomiarów mocy czynnej (W1), biernej (W2), wartości skutecznych prądu (A1) i napięcia (V1) po stronie pierwotnej transformatora. Z uwagi na zastosowany transformator maksymalna wartość skuteczna prądu w obwodzie wtórnym podczas badań nie powinna przekraczać 5 A. Układ może również pracować bez transformatora Tp, a dopuszczalna wartość prądu wyniesie wówczas 10 A. Do monitorowania przebiegu prądu i_o służy bocznik B_o, który wraz z dwoma

dzielnikami napięcia posiada wspólny punkt odniesienia *m*. Zmiana kąta załączenia α_z dokonywana jest za pomocą pokrętła na płycie czołowej, a wartość tego kąta mierzy się, wykorzystując przystosowany do tego celu dodatkowy miernik. Integralną część stanowiska stanowi oscyloskop dwustrumieniowy (OSC) i nanowoltomierz selektywny (nV sel).



Rys. 5.17. Schemat połączeń i układ laboratoryjnego stanowiska do badania jednofazowego sterownika prądu przemiennego

5.6.3. Przebieg ćwiczenia

1. Dla zadanej przez prowadzącego przekładni zastosowanego transformatora TS połączyć układ zgodnie ze schematem przedstawionym na rys. 5.17.

2. Dla zadanej wartości obciążenia rezystancyjnego R wykonać pomiary w funkcji kąta załączenia α_z następujących wielkości: mocy czynnej, biernej, wartości skutecznych prądów (A) i napięć (V) po obu stronach transformatora. Należy pamiętać, że wskazania obu watomierzy wywoływane są tylko pierwszymi harmonicznymi napięcia i prądu. Pomiary przeprowadzić dla kąta załączenia α_z w granicach $\varphi < \alpha_z < \pi$. Dokonać pomiarów wyższych harmonicznych prądu i_o dla każdej z ustalonych wartości kąta α_z. Dla jednej wartości kąta α_z naszkicować zaobserwowane na oscyloskopie przebiegi napięcia u_o i prądu i_o.

3. Wykonać pomiary jak w p. 2 dla zadanych przez prowadzącego odbiorników RL i L.

4. Wyniki pomiarów zestawić w tabelkach.

5.6.4. Opracowanie wyników badań

1. Zestawić uzyskane wyniki w tabelkach (osobno wielkości zmierzone, osobno wyliczone).

2. Wykonać obliczenia i wykreślić następujące charakterystyki:

- U_o/U, I_o/I, P_o/P w funkcji kąta α_z,
- $P = f(\alpha_z)$, moc dystorsji $D = f(\alpha_z)$, $Q = f(\alpha_z)$, $\sigma = I_{o1}/I_o = f(\alpha_z)$, $\lambda = f(\alpha_z)$, $\varphi_1 = f(\alpha_z)$.

3. Porównać otrzymane charakterystyki z przebiegami teoretycznymi.

4. Omówić uzyskane wyniki w aspekcie możliwości regulacyjnych mocy w obwodach zarówno prądu przemiennego, jak i negatywnego oddziaływania sterownika na sieć zasilającą.

5.6.5. Zagadnienia kontrolne

1. Narysować schematy podstawowych układów sterowników jednofazowych i omówić ich właściwości.

2. Omówić sposoby regulacji mocy z wykorzystaniem sterownika jednofazowego (rodzaje sposobów sterowania, cechy charakterystyczne, wpływ na sieć zasilającą, zakres zastosowań).

3. Określić i wyjaśnić możliwy zakres regulacji kąta załączenia α_z w zależności od rodzaju odbiornika.

4. Narysować i omówić przebieg prądu i_o pobieranego z sieci dla odbiornika RL.

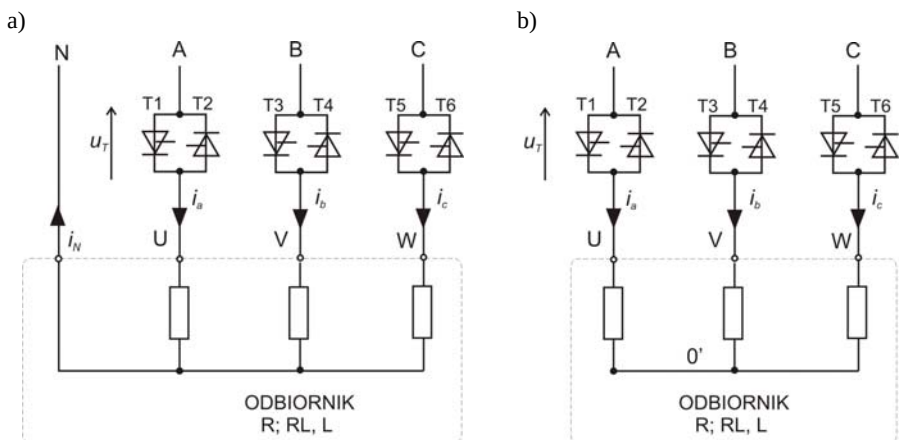
5. Wyjaśnić, dlaczego dla obciążenia rezystancyjnego R ze zmianą kąta α_z waromierz pokazuje pobór mocy biernej.

6. Omówić i wyjaśnić, jakie rodzaje mocy wyróżnia się w obwodach o sinusoidalnym przebiegu napięcia a niesinusoidalnym przebiegu prądu.

6. Trójfazowe sterowniki napięcia przemiennego

6.1. Wprowadzenie

Trójfazowe sterowniki napięcia przemiennego służą do płynnej regulacji wartości skutecznej napięcia odbiorników trójfazowych, a w konsekwencji – wartości skutecznej prądu i mocy czynnej. Istnieje wiele wersji sterowników trójfazowych. W zależności od sposobu skojarzenia poszczególnych faz odbiornika (gwiazda, trójkąt), usytuowania sterownika w stosunku do odbiornika oraz tego, czy punkt gwiazdowy odbiornika połączonego w gwiazdę jest połączony z przewodem neutralnym N sieci zasilającej uzyskuje się odkształcone przebiegi napięć wyjściowych o różniących się kształtach. W praktyce najczęściej spotykane są układy sterowników przedstawione na rys. 6.1, stosowane do regulacji mocy odbiorników trójfazowych lub jako układy „miękkiego rozruchu" (ang. *soft-start*) silników indukcyjnych dużej mocy. W przypadku układu rozruchowego odbiornik ma charakter RLE z uwagi na siłę elektromotoryczną silnika. Po dokonanym rozruchu tyrystory sterownika zostają zwarte, a silnik zasilany jest nieodkształconym napięciem znamionowym.



Rys. 6.1. Sterownik trójfazowy prądu przemiennego zasilany z sieci trójfazowej:
a) z przewodem neutralnym, b) bez przewodu neutralnego

6.2. Trójfazowy sterownik zasilany z sieci trójfazowej z przewodem neutralnym

Przedstawiony na rysunku 6.1a układ stanowi najprostszą wersję sterownika trójfazowego i składa się z trzech sterowników jednofazowych współpracujących ze wspólnym przewodem neutralnym N. Punkt gwiazdowy odbiornika, niezależnie od charakteru obciążenia i kątów załączenia tyrystorów, znajduje się na potencjale przewodu neutralnego sieci zasilającej. Kąty załączenia tyrystorów α_z liczone są od momentów przejść przez zero odpowiednich napięć fazowych. Wadą tego układu jest przepływ odkształconego prądu i_N przez przewód neutralny. Wartość i kształt tego prądu zależą zarówno od wartości kąta załączenia α_z, jak i od charakteru obciążenia. Prąd i_N jest sumą wartości chwilowych prądów fazowych i_a, i_b, i_c. W przedziale czasu, kiedy prądy płyną jednocześnie we wszystkich trzech fazach, prąd w przewodzie neutralnym jest równy zeru. Poza tym przedziałem na poszczególne pulsy przebiegu prądu w przewodzie neutralnym składają się przebiegi jednego lub dwóch prądów fazowych. Znaczna wartość odkształconego prądu w przewodzie neutralnym przy $\alpha_z = \pi/2$ ogranicza w praktyce moc odbiorników zasilanych przez taki układ sterownika do wartości kilkunastu kilowatów [1, 27].

Obciążenie czysto rezystancyjne

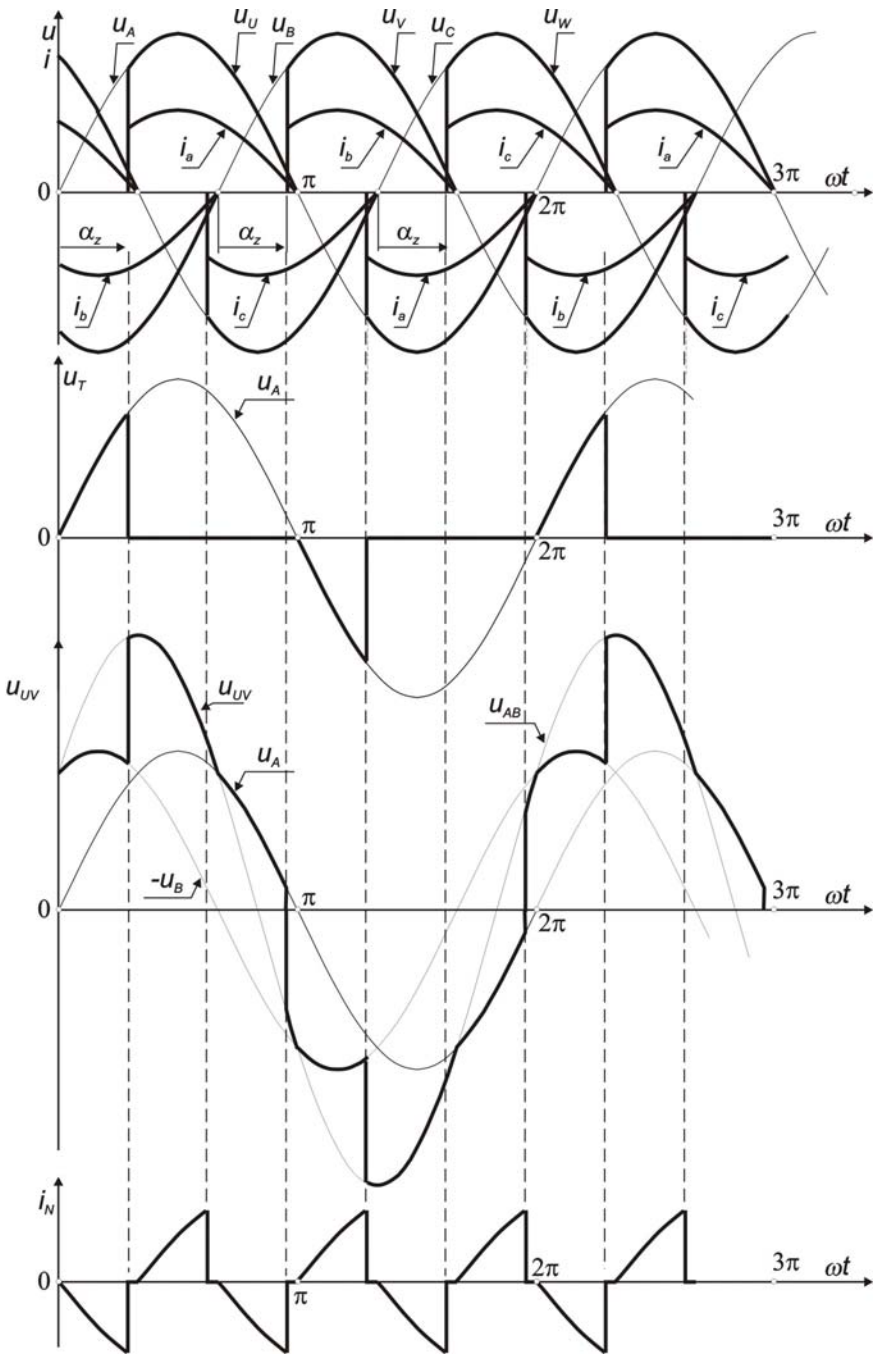
Na rysunku 6.2 przedstawiono przebiegi czasowe napięć, prądów i impulsów bramkowych sterownika trójfazowego zasilanego z sieci z przewodem neutralnym przy obciążeniu rezystancyjnym. W zależności od zakresu zmian kąta załączenia α_z prąd w przewodzie neutralnym cechuje różny kształt. Dla kątów z przedziału $\pi/3 \le \alpha_z < 2\pi/3$ prąd ten stanowi głównie trzecia harmoniczna.

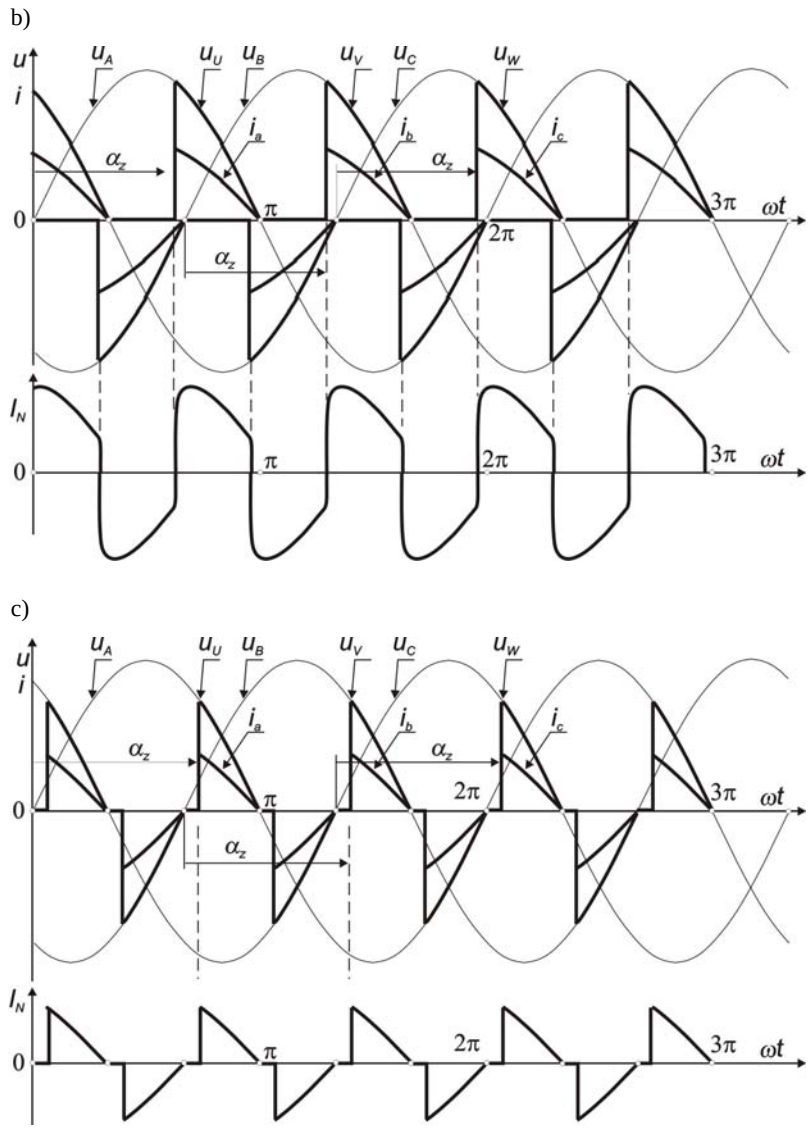
W tabeli 6.1 zestawiono zakresy zmian kątów α_z, przy których zachodzi jednoczesność przepływu prądów fazowych i_a, i_b, i_c.

Tabela 6.1. Zestawienie charakterystycznych stanów pracy sterownika z przewodem neutralnym dla obciążenia rezystancyjnego [1]

Zakres kąta załączenia α_z	Składowe prądu I_N w przewodzie neutralnym	Numer rys.
$\alpha_z = 0$	Prądy poszczególnych faz sinusoidalne Prąd przewodu neutralnego $I_N = 0$	–
$0 \le \alpha_z < \pi/3$	Prąd przewodu neutralnego składa się z sumy przebiegów prądów dwóch faz	6.1a
$\pi/3 \le \alpha_z < 2\pi/3$	Prąd przewodu neutralnego składa się z sumy przebiegów prądów dwóch faz lub jednej fazy prądu odbiornika	6.1b
$2\pi/3 \le \alpha_z < \pi$	Każdy impuls prądu w przewodzie neutralnym jest jednocześnie prądem jednej z faz odbiornika	6.1c

a)





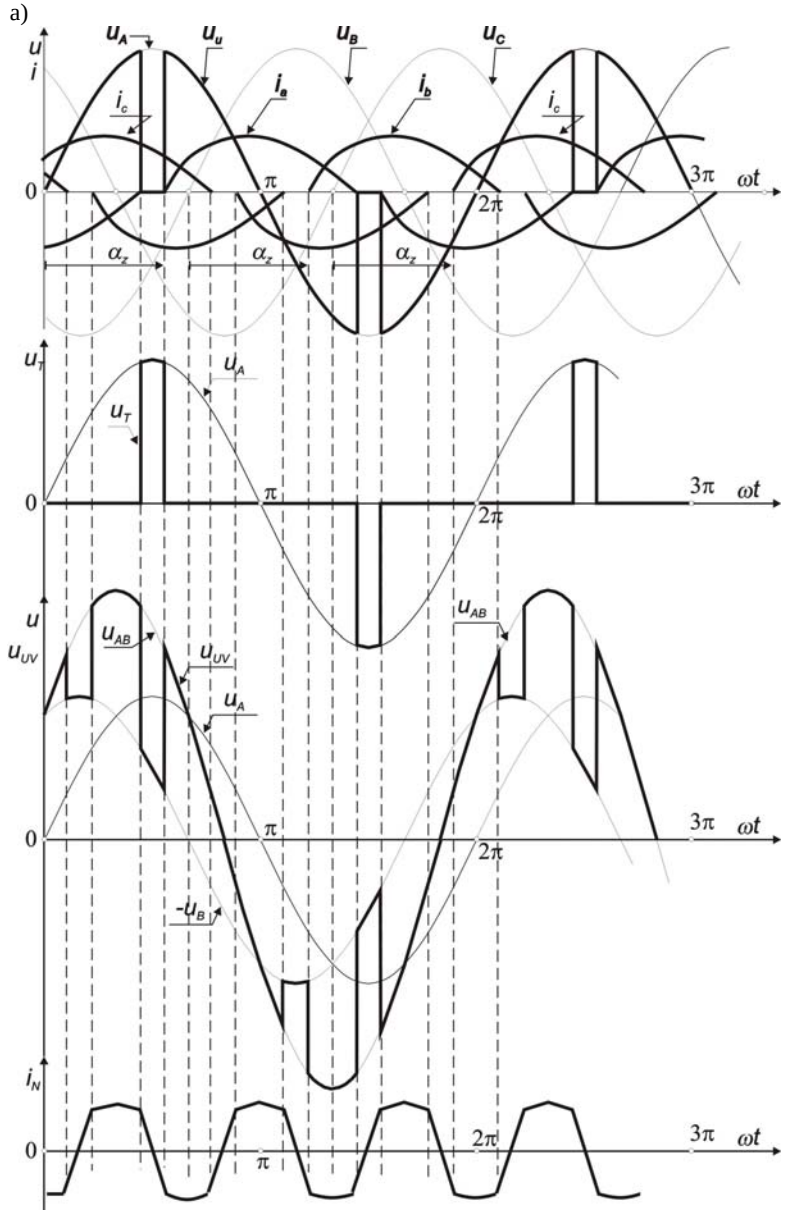
Rys. 6.2. Przebiegi czasowe napięć i prądów sterownika trójfazowego zasilanego z sieci z przewodem neutralnym przy obciążeniu rezystancyjnym (wg [1]) dla kątów: a) $0 \le \alpha_z < \pi/3$, b) $\pi/3 \le \alpha_z < 2\pi/3$, c) $2\pi/3 \le \alpha_z < \pi$

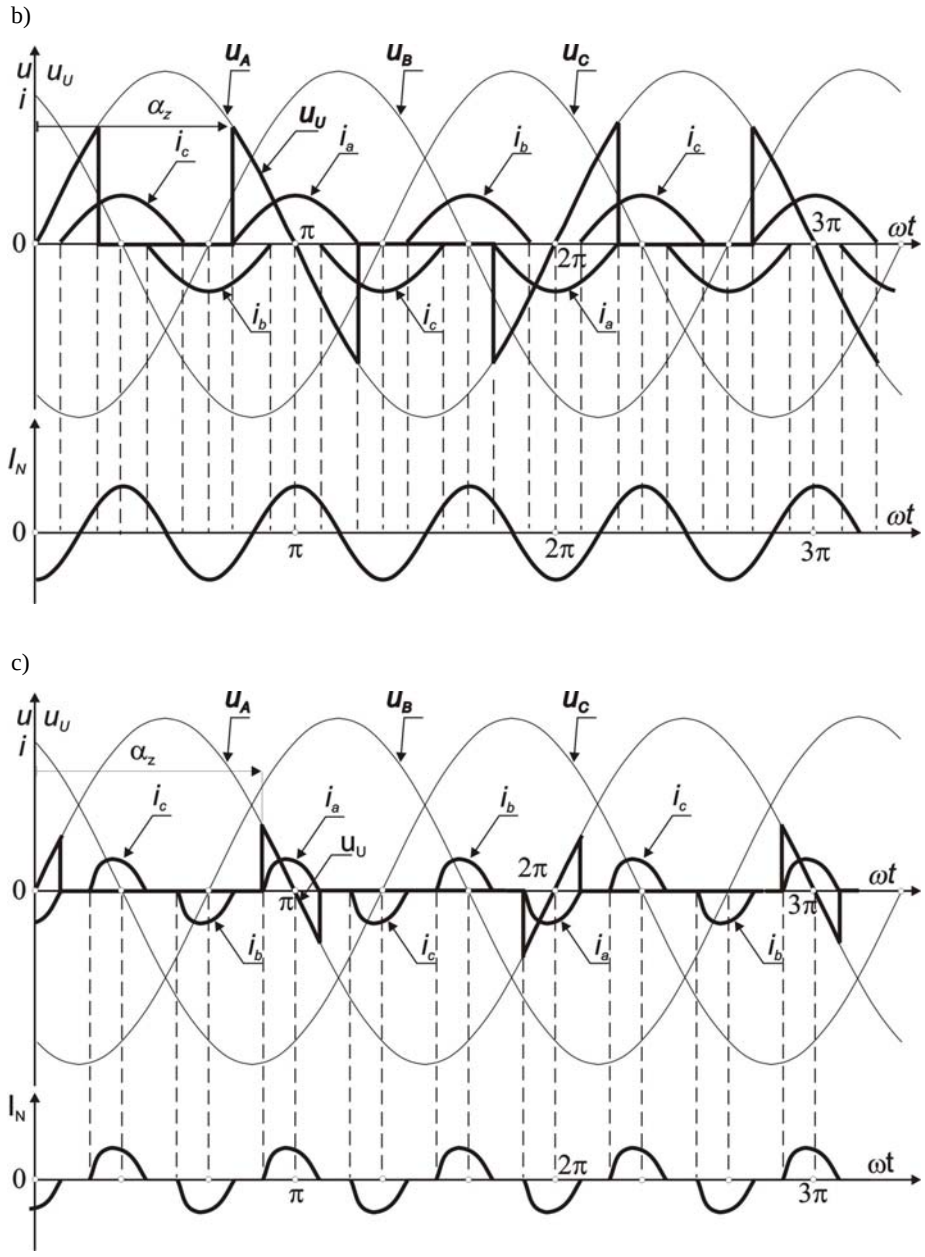
Obciążenie czysto indukcyjne

Przy odbiorniku czysto indukcyjnym wartość prądu I_N w przewodzie neutralnym znacznie maleje. Podobnie jak w przypadku sterownika jednofazowego, kąt załączenia α_z można zmieniać w zakresie $\pi/2 \le \alpha_z \le \pi$. Prąd w przewodzie neutralnym osiąga

wartość równą zeru przy kącie $\alpha_z = \pi/2$ (prądy trzech faz są sinusoidalne), a przy kącie $\alpha_z = 2\pi/3$ osiąga wartość maksymalną.

Na rysunku 6.3 przedstawiono charakterystyczne przebiegi czasowe napięć, prądów i impulsów bramkowych sterownika trójfazowego zasilanego z sieci z przewodem neutralnym przy obciążeniu czysto indukcyjnym dla różnych przedziałów kątów $\vartheta \leq \alpha_z$.





Rys. 6.3. Przebiegi czasowe napięć i prądów sterownika trójfazowego zasilanego z sieci z przewodem neutralnym przy obciążeniu czysto indukcyjnym (wg [1]) dla kątów:
a) $\pi/2 \le \alpha_z < 2\pi/3$, b) $2\pi/3 \le \alpha_z < 5\pi/6$, c) $5\pi/6 \le \alpha_z < \pi$

6.3. Trójfazowy sterownik zasilany z sieci trójfazowej bez przewodu neutralnego

W sterownikach zasilanych z sieci trójfazowej bez przewodu neutralnego mechanizm przewodzenia poszczególnych tyrystorów każdej z trzech faz jest bardziej złożony. Przepływ i kształt prądu każdej fazy uzależniony jest od stanu pracy tyrystorów w pozostałych dwóch fazach. Wszystkie prądy obciążenia: i_a, i_b, i_c zamykają się między odpowiednimi fazami A, B i C sieci zasilającej. W przypadku odbiornika skojarzonego w gwiazdę potencjał punktu gwiazdowego 0′ (rys. 6.1b) będzie cyklicznie zmieniał swoje położenie na płaszczyźnie zespolonej napięć zasilających.

Obciążenie czysto rezystancyjne

Podobnie jak dla układu sterownika z przewodem neutralnym wyróżnia się tutaj trzy charakterystyczne stany pracy.

W tabeli 6.2 zestawiono zakresy zmian kątów α_z, przy których zachodzi jednoczesność przepływu prądów fazowych: i_a, i_b, i_c.

Tabela 6.2 Zestawienie charakterystycznych stanów pracy sterownika bez przewodu neutralnego dla obciążenia rezystancyjnego

Zakres kąta załączenia α_z	Stan pracy sterownika	Numer rys.
$0 \le \alpha_z < \pi/3$	W każdym półokresie napięcia wyjściowego przewodzą jednocześnie tyrystory dwóch lub trzech faz	6.4a
$\pi/3 \le \alpha_z < \pi/2$	Prąd przepływa tylko między dwiema fazami	6.4b
$\pi/2 \le \alpha_z < 5\pi/6$	Prąd przepływa pomiędzy dwiema fazami lub nie płynie w ogóle	6.4c

Na rysunku 6.4 przedstawiono charakterystyczne przebiegi czasowe napięć i prądów sterownika trójfazowego zasilanego z sieci bez przewodu neutralnego przy obciążeniu czysto rezystancyjnym dla różnych przedziałów wartości kątów α_z.

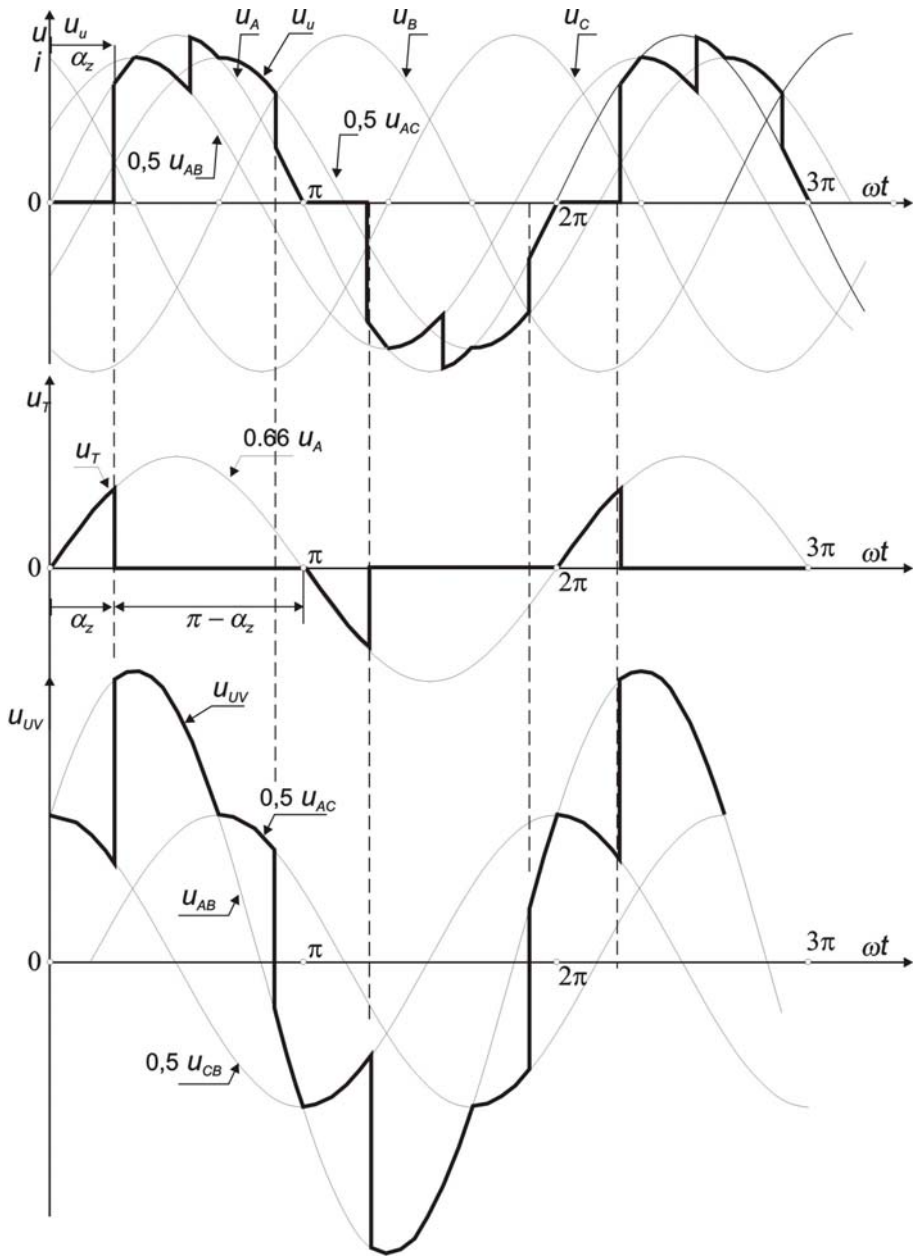
Obciążenie czysto indukcyjne

Kąt załączenia α_z można zmieniać w zakresie $\pi/2 < \alpha_z < 5\pi/6$, uzyskując tym samym pełny zakres regulacji wartości skutecznej prądów fazowych.

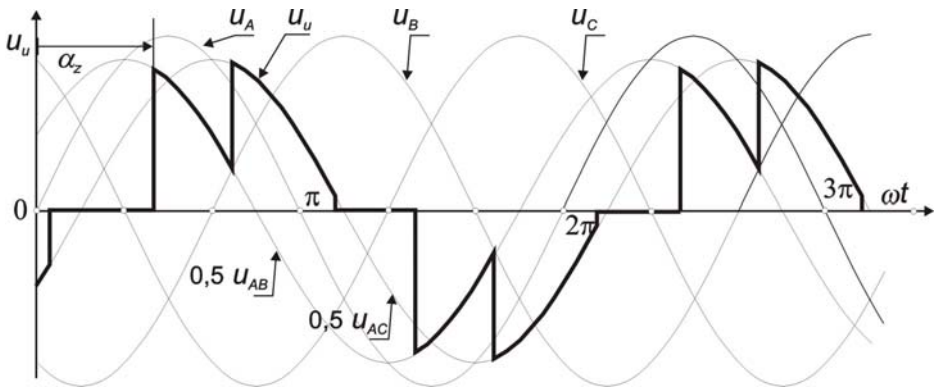
W zakresie kątów załączania $\pi/2 \le \alpha_z < 2\pi/3$ przewodzą równocześnie tyrystory dwóch lub trzech faz albo nie przewodzą tyrystory żadnej z faz (rys. 6.5a).

W zakresie kątów załączania $2\pi/3 \le \alpha_z < 5\pi/6$ (rys. 6.5b) przewodzą tyrystory tylko dwóch faz.

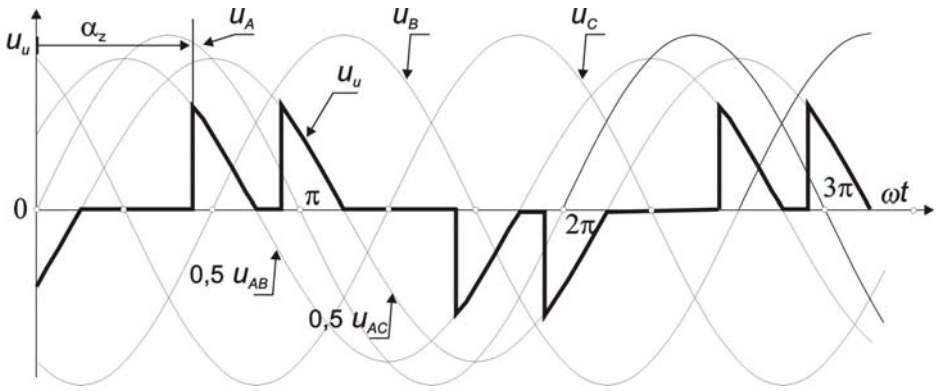
a)


u
i
u_u
α_z
u_A
u_u
u_B
u_C
0,5 u_{AC}
0,5 u_{AB}
0
π
2π
3π
ωt
u_T
u_T
0.66 u_A
α_z
$\pi - \alpha_z$
u_{UV}
u_{UV}
0,5 u_{AC}
u_{AB}
0,5 u_{CB}

b)

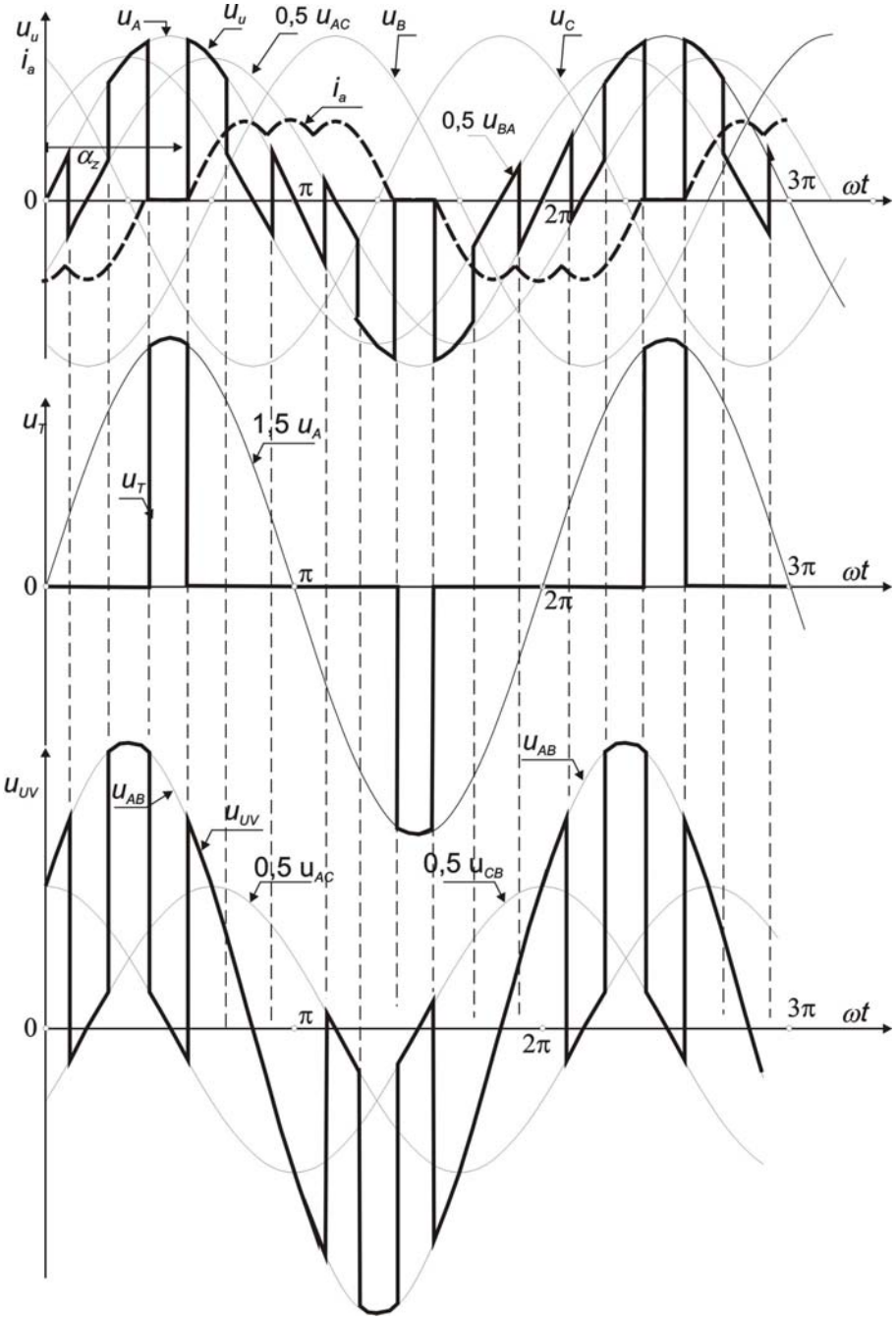


c)

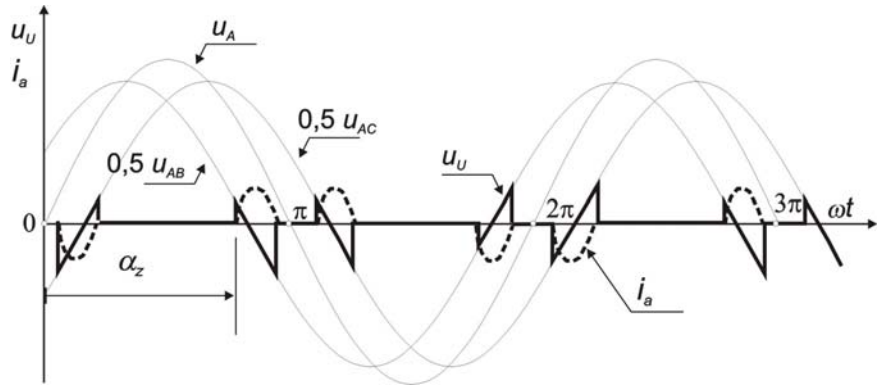


Rys. 6.4. Przebiegi czasowe napięć odbiornika i tyrystora sterownika trójfazowego zasilanego z sieci bez przewodu neutralnego przy obciążeniu rezystancyjnym (wg [1]) dla kątów: a) $0 \le \alpha_z < \pi/3$, b) $\pi/3 \le \alpha_z < \pi/2$, c) $\pi/2 \le \alpha_z < 5\pi/6$

a)


u_u
i_a
u_A
u_u
0,5 u_{AC}
u_B
u_C
i_a
0,5 u_{BA}
α_z
0
π
2π
3π
ωt
u_T
1,5 u_A
u_T
0
π
2π
3π
ωt
u_{UV}
u_{AB}
u_{AB}
u_{UV}
0,5 u_{AC}
0,5 u_{CB}
0
π
2π
3π
ωt

b)



Rys. 6.5. Przebiegi czasowe napięć i prądu i_a sterownika trójfazowego zasilanego z sieci bez przewodu neutralnego przy obciążeniu czysto indukcyjnym (wg [1]) dla kątów: a) $\pi/2 \le \alpha_z < 2\pi/3$, b) $2\pi/3 \le \alpha_z < 5\pi/6$

6.4. Ćwiczenie 6

6.4.1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest:

a) badanie odbiornika prądu przemiennego zasilanego sterownikiem trójfazowym, dla którego sterownik ten stanowi regulator prądu i napięcia przemiennego, a tym samym mocy pobieranej z sieci zasilającej,

b) badanie sieci zasilającej, dla której układ sterownik–odbiornik stanowi odbiornik nieliniowy pobierający moc bierną sterowania przy odkształconym prądzie.

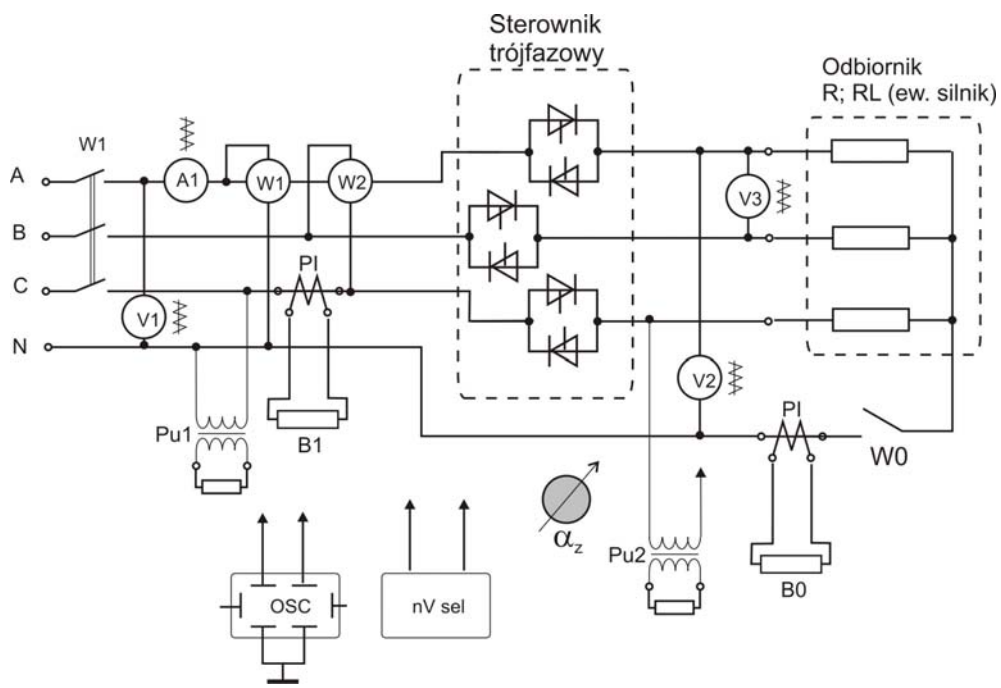
W zadaniu określonym w p. a należy poznać charakterystyki zmian najważniejszych wielkości w funkcji kąta α_z przy różnych rodzajach obciążenia (R, RL, L) dla odbiornika – opcjonalnie z przewodem neutralnym lub bez.

W zadaniu określonym w p. b należy m.in. zmierzyć wyższe harmoniczne odkształconego prądu sterownika, wyznaczyć stopień odkształcenia σ prądu, współczynnik mocy λ oraz moc bierną sterowania.

6.4.2. Opis modelu laboratoryjnego

Przedstawiony na rysunku 6.6 model laboratoryjny służy do badania trójfazowych sterowników prądu przemiennego. Może być również wykorzystywany jako układ łagodnego rozruchu (ang. *soft-start*) silników asynchronicznych. Wykonany jest

w postaci zwartej z własnym układem sterowania fazowego, umożliwiającym trzy opcje sterowania: a) ręczne zadawanie kąta załączenia, b) sterowanie z zewnętrznego zadajnika kąta, c) sterowanie rozruchem wg zadanych w sterowniku charakterystyk. Zmiana kąta opóźnienia załączenia α_z dokonywana jest za pomocą pokrętła na płycie czołowej. Do pomiaru kąta załączenia służy odpowiednio wyskalowany miernik umieszczony na płycie czołowej. Mierniki laboratoryjne umożliwiają pomiary mocy czynnej *P* (W1), biernej *Q* (W2), wartości skutecznych prądu *I* (A1) i napięcia *U* (V1) po stronie sieci zasilającej. W obwodzie odbiornika przyłączone są dwa woltomierze (V2 i V3) do pomiaru wartości skutecznych napięcia fazowego lub międzyfazowego w zależności od tego, czy odbiornik pracuje w układzie trój- czy też czteroprzewodowym. Maksymalna wartość skuteczna prądu w obwodzie sterownika podczas badań nie powinna przekraczać 15 A. Do monitorowania przebiegu prądu fazowego i napięcia fazowego służą odpowiednio bocznik B1 i przekładnik napięciowy Pu1. Do monitorowania przebiegu prądu przewodu neutralnego i napięć (fazowego lub międzyfazowego) służą odpowiednio bocznik B0 i przekładnik napięciowy Pu2. Integralną część stanowiska stanowią oscyloskop dwustrumieniowy (OSC) i nanowoltomierz selektywny (nV sel) do pomiaru wyższych harmonicznych. Wyłącznik W0 służy do wyboru opcji pracy punktu neutralnego odbiornika.



Rys. 6.6. Schemat połączeń i układ laboratoryjnego stanowiska do badania trójfazowego sterownika prądu przemiennego

6.4.3. Przebieg ćwiczenia

1. Dla zadanego przez prowadzącego obciążenia rezystancyjnego połączyć układ zgodnie ze schematem przedstawionym na rys. 6.6.

2. Wykonać pomiary następujących wielkości: mocy czynnej (W1), biernej (W2), wartości skutecznej prądu (A1) i napięć (V1) po stronie sieci (V2, V3) i po stronie odbiornika w funkcji kąta załączenia α_z:

- Przy zamkniętym wyłączniku W0 wykonać pomiary dla kątów α_z załączenia w zakresach ujętych w tab. 6.1.
- Wykonać pomiary wyższych harmonicznych prądu fazowego, prądu przewodu neutralnego, napięcia na odbiorniku dla zadanej przez prowadzącego wartości kąta α_z. Dla jednej wartości kąta α_z zarejestrować zaobserwowane na oscyloskopie przebiegi napięcia i prądu fazowego odbiornika.
- Przy otwartym wyłączniku W0 wykonać pomiary z p. 2 dla kątów α_z załączenia w zakresach ujętych w tab. 6.2.
- Dla zadanej przez prowadzącego wartości kąta α_z wykonać pomiary wyższych harmonicznych prądu fazowego i napięcia przewodowego na odbiorniku. Dla jednej wartości kąta α_z naszkicować zaobserwowane na oscyloskopie przebiegi napięcia międzyfazowego i prądu fazowego odbiornika.

3. Wykonać pomiary jak w p. 2 dla odbiornika indukcyjnego.

4. Wyniki pomiarów zestawić w tabelkach.

6.4.4. Opracowanie wyników badań

1. Zestawić uzyskane wyniki w tabelkach (osobno wielkości zmierzone, osobno wyliczone).

2. Wykonać obliczenia i wykreślić następujące charakterystyki:

- U_o/U, I_o/I, P_o/P w funkcji kąta α_z, gdzie: U_o, U – odpowiednio wartości skuteczne napięć fazowych lub międzyfazowych odbiornika i sieci zasilającej, I_o – wartość skuteczna prądu fazowego przy danym kącie α_z, I – maksymalna wartość skuteczna prądu fazowego, P_o – wartość mocy przy danym kącie α_z, P – maksymalna wartość mocy,
- współczynnika mocy $\lambda = f(\alpha_z)$,
- współczynnika odkształcenia prądu $\sigma = I_1/I = f(\alpha_z)$,
- mocy biernej $Q = f(\alpha_z)$,
- wyższych harmonicznych prądów i napięć układów z przewodem neutralnym i bez.

3. Omówić uzyskane wyniki w aspekcie możliwości regulacyjnych mocy zarówno w obwodach prądu przemiennego, jak i negatywnego oddziaływania obu rodzajów sterowników na sieć zasilającą.

6.4.5. Zagadnienia kontrolne

1. Narysować schematy podstawowych układów sterowników trójfazowych i omówić ich właściwości.

2. Odpowiedzieć na pytanie, czy sterownik trójfazowy stanowi dla sieci zasilającej odbiornik symetryczny.

3. Odpowiedzieć na pytanie, czy sterownik trójfazowy może służyć jako element regulacji prędkości obrotowej silnika asynchronicznego.

4. Podać negatywne aspekty współpracy sterownika trójfazowego z siecią zasilającą.

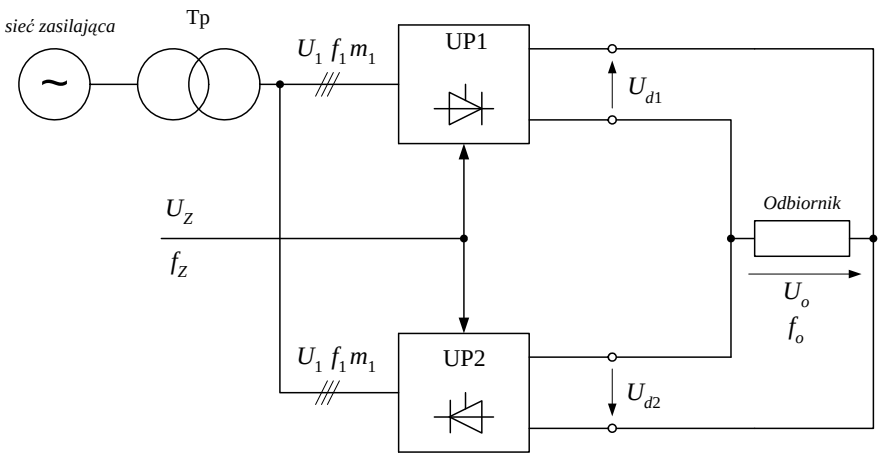
7. Cyklokonwertor jednofazowy obniżający częstotliwość

7.1. Wprowadzenie

Cyklokonwertor jest najprostszym przemiennikiem częstotliwości. Jest to przekształtnik energoelektroniczny przekształcający bezpośrednio przemienne napięcie wejściowe o stałej częstotliwości i amplitudzie na napięcie wyjściowe o regulowanej częstotliwości i amplitudzie [2, 13, 15]. Do podstawowych zalet cyklokonwertora należą:

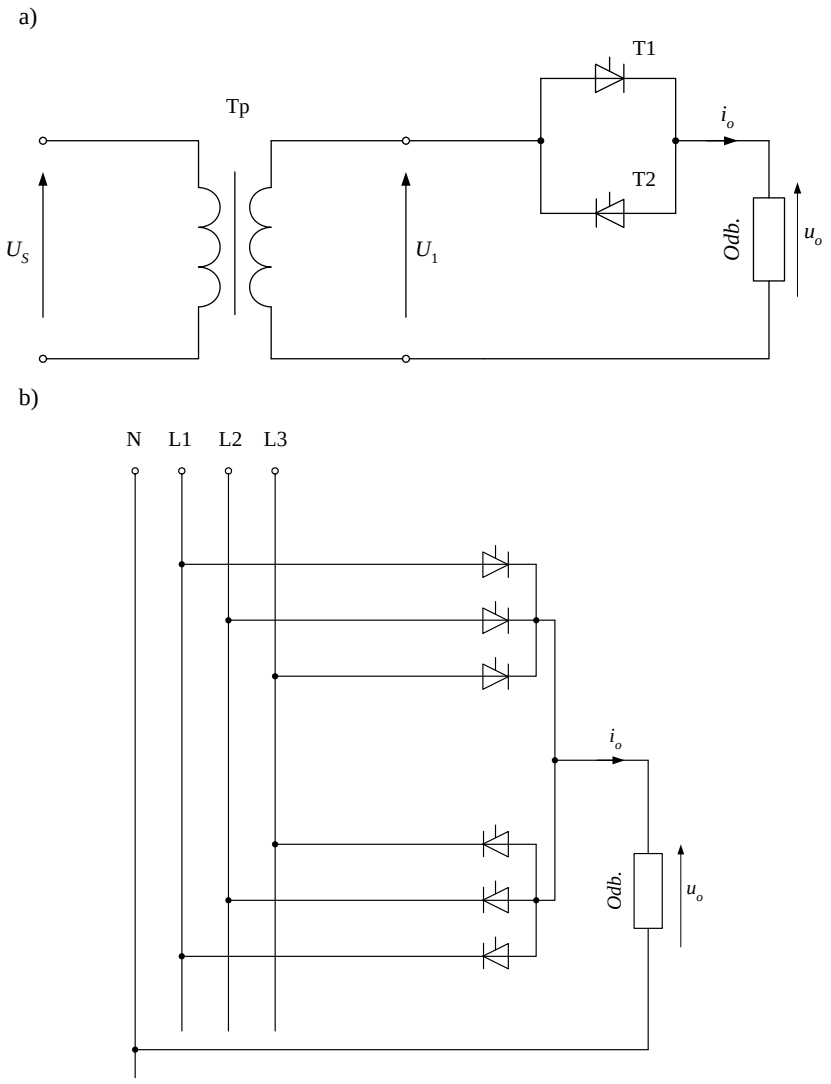
a) jednokrotne przetwarzanie energii,
b) swobodna wymiana energii między źródłem zasilania a odbiornikiem,
c) nieznaczna moc elementów reaktywnych,
d) prostota siłowej części układu.

Do wad tego przekształtnika należy zaliczyć natomiast ograniczoną częstotliwość napięcia wyjściowego w stosunku do częstotliwości napięcia wejściowego.



Rys. 7.1. Schemat blokowy cyklokonwertora;
UP1, UP2 – układy prostownikowe sterowane, Tp – transformator przekształtnikowy

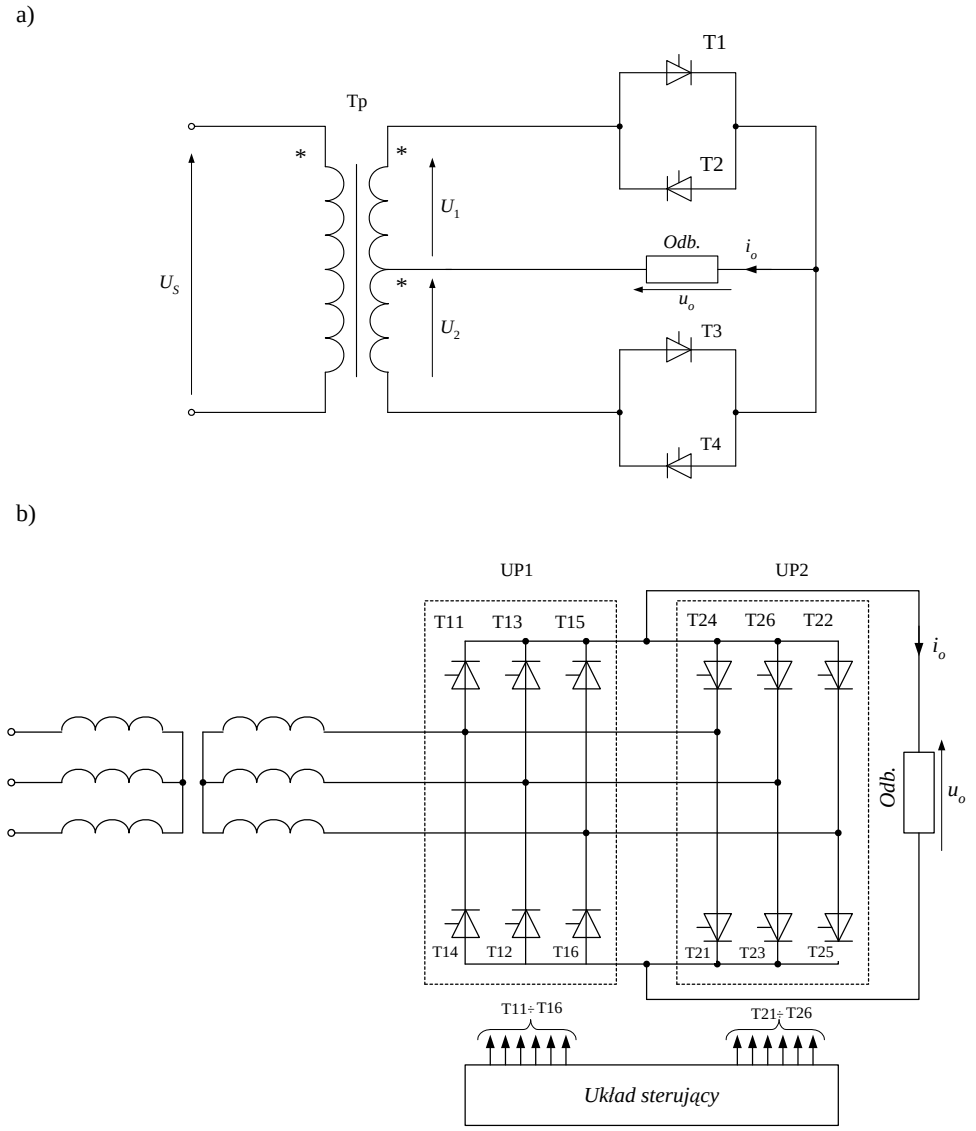
Cyklokonwertory najczęściej są zasilane z sieci trójfazowej, a na ich wyjściu uzyskuje się napięcie jedno- lub trójfazowe. Stanowi on przekształtnik złożony z dwóch przeciwrównolegle połączonych sterowanych układów prostownikowych. Schemat blokowy cyklokonwertora pokazano na rys. 7.1.



Rys. 7.2. Schematy obwodu głównego cyklokonwertora realizowanego na jednokierunkowych układach prostownikowych: a) zasilanie jednofazowe, b) zasilanie trójfazowe

Cyklokonwertor jest najczęściej zasilany z sieci przez transformator przekształtnikowy Tp. Wartości napięć na wyjściu układów prostownikowych UP1 i UP2 są funk-

cją napięcia zadającego U_Z o zadanej amplitudzie i częstotliwości f_Z. Przebieg wyjściowego napięcia cyklokonwertora U_o to suma napięć wyjściowych U_{d1} i U_{d2} obu układów prostownikowych UP1 i UP2. Przekształtniki UP1 i UP2 mogą być o jednolub dwukierunkowym przewodzeniu. Cyklokonwertor realizowany na jednokierunkowych układach prostownikowych pokazano na rys. 7.2.



Rys. 7.3. Schematy obwodu głównego cyklokonwertora realizowanego na dwukierunkowych układach prostownikowych: a) zasilanie jednofazowe, b) zasilanie trójfazowe

Na rysunku 7.3 pokazano układ cyklokonwektora realizowanego na dwukierunkowych układach prostownikowych. Przekształtniki UP1 i UP2 pracują naprzemiennie, tzn. gdy jeden z nich jest wysterowany, wówczas drugi jest zablokowany i nie otrzymuje impulsów sterujących z układu sterującego. Jest to praca układów prostownikowych bez prądów wyrównawczych. Jeśli obydwa układy prostownikowe UP1 i UP2 otrzymują impulsy sterujące i są sterowane symetrycznie, a także spełniony jest warunek określony zależnością

$$\alpha_1 = \pi - \alpha_2 \tag{7.1}$$

to uzyskuje się stan pracy cyklokonwertora z prądami wyrównawczymi. W takich warunkach pracy cyklokonwertora, co zdarza się bardzo rzadko, muszą być zastosowane w obwodzie głównym dławiki wyrównawcze ograniczające prąd.

Opisując działanie cyklokonwertora, wygodniej jest operować pojęciem grupy tyrystorów niż pojęciem składowych przekształtników prądu stałego [13]. Grupa tyrystorów o połączonych galwanicznie katodach, zwana katodami, wytwarza na wyjściu cyklokonwertora napięcie dodatnie. Grupa tyrystorów o wspólnym połączeniu anod – grupa anodowa, wytwarza natomiast napięcie ujemne. Na skutek cyklicznego (zadaną częstotliwością f_Z) sterowania zaworów grup tyrystorów uzyskuje się na wyjściu układu napięcie przemienne o częstotliwości podstawowej harmonicznej $f_2 = f_Z$.

W praktycznych rozwiązaniach cyklokonwertorów wykorzystuje się sinusoidalne sygnały modulujące. Do celów dydaktycznych wprowadza się modulacje sygnałem typu sgn(sin).

W warunkach ciagłości prądu obciążenia cyklokonwertora przebieg składowej podstawowej napięcia jest dość zbliżony do przebiegu sinusoidalnego, jeśli sygnały opisujące kąty α sterowania tyrystora zostaną podane w postaci zależności [13, 15]:

$$\alpha_1 = \arccos(\chi \sin \omega_2 t) \tag{7.2}$$

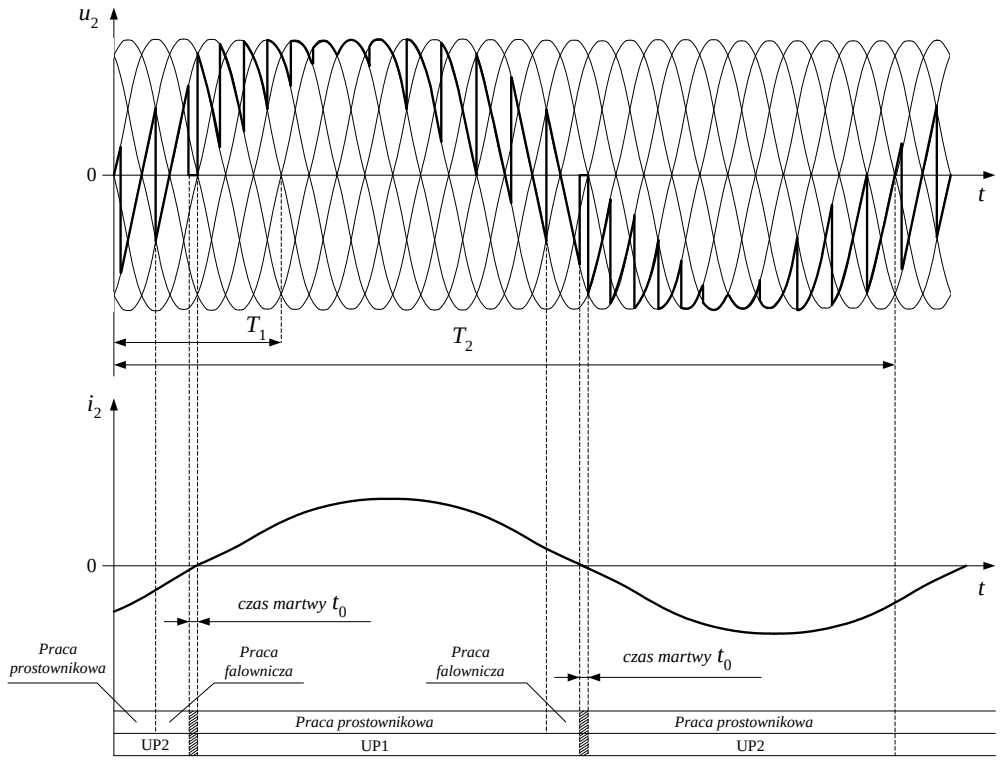
$$\alpha_2 = \arccos(-\chi \sin \omega_2 t) \tag{7.3}$$

gdzie: ω_2 – pulsacja napięcia wyjściowego, χ – współczynnik głębokości modulacji, $\chi = \frac{U_{om}}{U_{do}}$, przy czym U_{om} – amplituda napięcia wyjściowego cyklokonwertora, U_{do} – wartość średnia napięcia wyprostowanego prostownika sterowanego nieobciążonego wchodzącego w skład cyklokonwertora dla $\alpha = 0$.

Na rysunku 7.4 przedstawiono czasowe przebiegi napięć i prądów cyklokonwertora sześciopulsowego obciążonego ryzystancyjno-indukcyjnie, pracującego bez prądów wyrównawczych. Cyklokonwertor ten jest sterowany według funkcji arccosinusoidalnej z sinusoidalnym sygnałem modulującym [13].

Dodatni półokres prądu obciążenia wytwarza w układzie cyklokonwertora (jak na rys. 7.1) układ prostownikowy UP1, zaś półokres ujemny – układ prostownikowy UP2. Jeśli obciążenie cyklokonwertora ma charakter rezystancyjno-indukcyjny, to

w czasie trwania każdego półokresu prądu każdy przekształtnik UP1 i UP2 pracuje zarówno jako układ prostownikowy, i jak układ falownikowy.



Rys. 7.4. Przebiegi czasowe napięć i prądów cyklokonwertora sześciopulsowego pracującego bez prądów wyrównawczych dla obciążenia RL, sterowanie arccosinusoidalne i sinusoidalny sygnał modulujący [13]

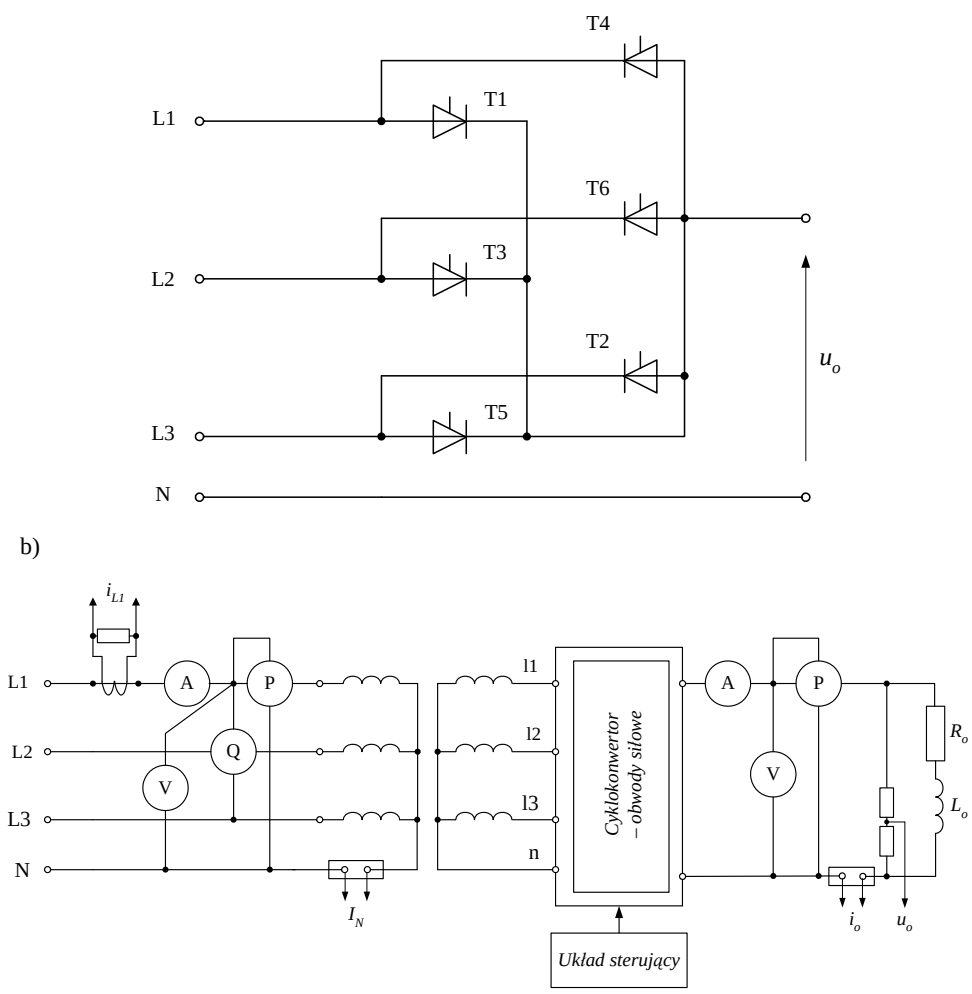
W przebiegu napięcia wyjściowego cyklokonwertora (jak na rys. 7.4) widoczne są charakterystyczne dla cyklokonwertora pracującego bez prądów wyrównawczych przedziały pracy bezprądowej t_0. Jest to tzw. czas martwy t_0, kiedy następują przełączenia impulsów sterujących z jednego przekształtnika UP1 czy UP2 na drugi. W czasie martwym t_0 następuje blokowanie impulsów sterujących jednego i drugiego przekształtnika UP1 i UP2. Wprowadzenie blokady obu ww. przekształtników w czasie martwym t_0 wynika z konieczności odzyskania zdolności blokowania przez zawory przekształtnika ustępującego. W praktyce czas t_0 przyjmuje wartości ok. 1 ms.

Z uwagi na sposób kształtowania napięcia wyjściowego cyklokonwertora z segmentów wejściowych napięć sinusoidalnych napięcie wyjściowe jest odkształcone i zawiera wyższe harmoniczne. Im wyższa częstotliwość napięcia na wyjściu cyklo-

konwertora, tym wyższe odkształcenie tego napięcia. W praktyce dla cyklokonwertora złożonego z przekształtników sześciopulsowych częstotliwość napięcia na jego wyjściu z przedstawionego powodu nie powinna przekraczać połowy częstotliwości napięcia zasilającego.

a)

b)



Rys. 7.5. Schemat układu do badań laboratoryjnych cyklokonwertora:
a) schemat połączeń obwodów głównych badanego układu cyklokonwertora,
b) schemat układu pomiarowego

Ma to istotne znaczenie, gdy cyklokonwertor wykorzystuje się do sterowania silnika indukcyjnego klatkowego. W takim przypadku wysoka zawartość harmonicznych

w prądzie zasilania silnika może powodować generowanie momentów pasożytniczych w silniku.

7.2. Ćwiczenie 7

7.2.1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest:
a) poznanie budowy i zasady działania podstawowych układów cyklokonwertora,
b) dyskusja na możliwościami wykorzystania cyklokonwertora w praktyce,
c) poznanie charakterystyk eksploatacyjnych wybranego układu cyklokonwertora.

7.2.2. Opis modelu laboratoryjnego

Schemat ideowy badanego układu cyklokonwertora przedstawiono na rys. 7.5a. Laboratoryjny układ pomiarowy (rys. 7.5b) składa się z:
a) układu cyklokonwertora trójpulsowego,
b) obwodu obciążenia o charakterze rezystancyjno-indukcyjnym,
c) źródła zasilania z galwaniczną separacją od sieci elektroenergetycznej.

Cyklokonwertor w układzie laboratoryjnym może być obciążony odbiornikiem o charakterze rezystancyjnym lub rezystancyjno-indukcyjnym. Do obserwacji przebiegów napięciowych i prądowych cyklokonwertora przewidziano odpowiednie gniazda wtykowe na zaciskach boczników i dzielnika napięcia i przekładnika włączonych w obwodzie zasilania i obciążenia. Przyrządy pomiarowe w obwodzie zasilania i obciążenia cyklokonwertora pozwalają na określenie podstawowych parametrów energetycznych tego cyklokonwertora. Źródło zasilania badanego układu stanowi sieć techniczna.

7.2.3. Przebieg ćwiczenia

1. Zapoznać się z układem pomiarowym.
2. Przeprowadzić obserwację przebiegów napięć i prądów w układzie pomiarowym.
3. Zarejestrować z ekranu oscyloskopu wybrane przebiegi napięć i prądów w sposób wskazany przez prowadzącego.
4. Wyznaczyć charakterystyki obciążenia cyklokonwertora dla kilku zadanych częstotliwości napięcia na jego wyjściu.
5. Wyznaczyć zawartości harmonicznych w napięciu na wyjściu cyklokonwertora dla zadanych warunków jego pracy.

6. Określić zawartości harmonicznych w prądach zasilania i obciążenia cyklokonwertora.

7.2.4. Opracowanie wyników badań

Na podstawie wykonanych pomiarów i obliczeń należy:

1. Wyniki badań i przykładowe obliczenia zestawić w tabeli wyników badań.
2. Wykreślić zależności dla zadanych częstotliwości napięcia wyjściowego $U_o = f(I_o)$, $P_o = f(I_o)$, $Q_o = f(I_o)$.
3. Zamieścić przykładowe oscylogramy prądów i napięć na wyjściu cyklokonwetera.
4. Opracować wnioski ze szczególnym uwzględnieniem:
   - porównania wyników pomiarów z wynikami obliczeń uzyskanych teoretycznie,
   - oceny cyklokonwertora jako źródła napięcia przemiennego,
   - oceny oddziaływania cyklokonwertora na sieć zasilającą i na odbiornik z niego zasilany.

7.2.5. Zagadnienia kontrolne

1. Wykazać różnice między cyklokonwertorem a przemiennikiem częstotliwości z pośredniczącym obwodem prądu stałego.
2. Opisać, co ogranicza zakres częstotliwości wyjściowej cyklokonwertora.
3. Omówić zalety i wady cyklokonwertora z punktu widzenia zastosowania w praktyce.

8. Cyklokonwertor jednofazowy podwyższający częstotliwość

8.1. Wprowadzenie

Cyklokonwertory – nazywane często bezpośrednimi przemiennikami częstotliwości – w swojej klasycznej postaci służą do przekształcania napięcia sinusoidalnego linii zasilającej na napięcie przemienne odkształcone o regulowanej wartości skutecznej i częstotliwości. W praktyce są one zasilane z linii trójfazowej, a ich wyjście jest jedno- lub trójfazowe. Z reguły częstotliwość wyjściowa jest mniejsza niż częstotliwość linii zasilającej. Pewną odmianę tej grupy przekształtników stanowi cyklokonwertor podwyższający częstotliwość. Posiada on wyjście jednofazowe z możliwością regulacji wartości skutecznej napięcia. Częstotliwość wyjściowa takiego cyklokonwertora jest natomiast wielkością stałą i zależy m.in. od sposobu sterowania pracą zaworów.

8.2. Zasada działania

Zaprezentowany bezpośredni cyklokonwertor jednofazowy podwyższający częstotliwość (powielacz częstotliwości sieciowej), przyłączony do sieci trójfazowej niskiego napięcia 50 Hz przekształca w sposób bezpośredni energię prądu trójfazowego 50 Hz na energię prądu jednofazowego o częstotliwości wyższej będącej zazwyczaj wyższą harmoniczną przebiegów zasilających przemiennik. Wartość częstotliwości wyjściowej jest stała i zależy od rodzaju zastosowanego przemiennika, jak również od sposobu jego sterowania. Wartość mocy wyjściowej regulowana jest płynnie przez zmianę fazy impulsów sterujących półprzewodniki mocy. W ograniczonym zakresie mocy cyklokonwertor jednofazowy podwyższający częstotliwość może służyć w układach grzejnictwa indukcyjnego niskoczęstotliwościowego jako zasilacz wzbudnika indukcyjnego.

Wyróżnia się dwa rodzaje układów powielaczy – powielacz w wersji fazowej i powielacz w wersji przewodowej. W wersji fazowej każdy z pulsów prądowych

w obwodzie powielania przepływa między jedną z trzech faz a przewodem neutralnym trójfazowego układu zasilającego, zaś w wersji przewodowej – między dwiema odpowiednimi fazami tego układu. Na rysunku 8.1 przedstawiono schemat ideowy powielacza w wersji fazowej. Zasadniczą jego część stanowi układ gwiazdowy, którego ramiona, utworzone z tyrystorowych łączników prądu przemiennego, są przyłączone do poszczególnych faz trójfazowego, czteroprzewodowego układu zasilającego. Wzbudnik indukcyjny połączony szeregowo z kondensatorem kompensującym C włączony jest między przewód neutralny źródła i punkt zerowy wspomnianego układu gwiazdowego. Komutacja zaworów odbywa się dzięki przemiennym napięciom sieci zasilającej. Swoją budową układ przypomina trójpulsowy prostownik sterowany, w którym w miejsce pojedynczych tyrystorów zastosowano po dwa tyrystory połączone odwrotnie równolegle.

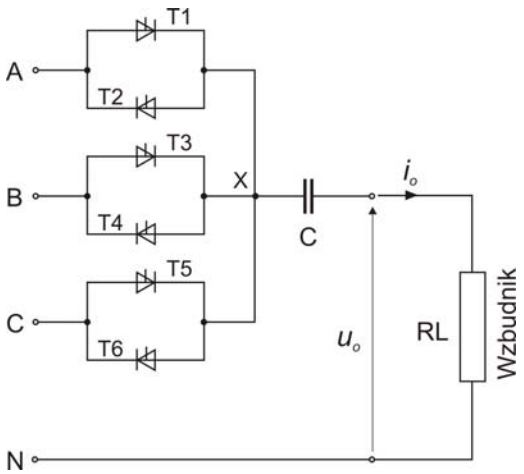
Współczynnik krotności powielania k_f, będący ilorazem częstotliwości wyjściowej f_0 i częstotliwości f sieci zasilającej (f = 50 Hz), dla wersji fazowej wyraża się zależnością

$$k_f = \frac{f_0}{f} = \frac{m}{n_n} \tag{8.1}$$

gdzie:

m – liczba faz układu zasilającego,

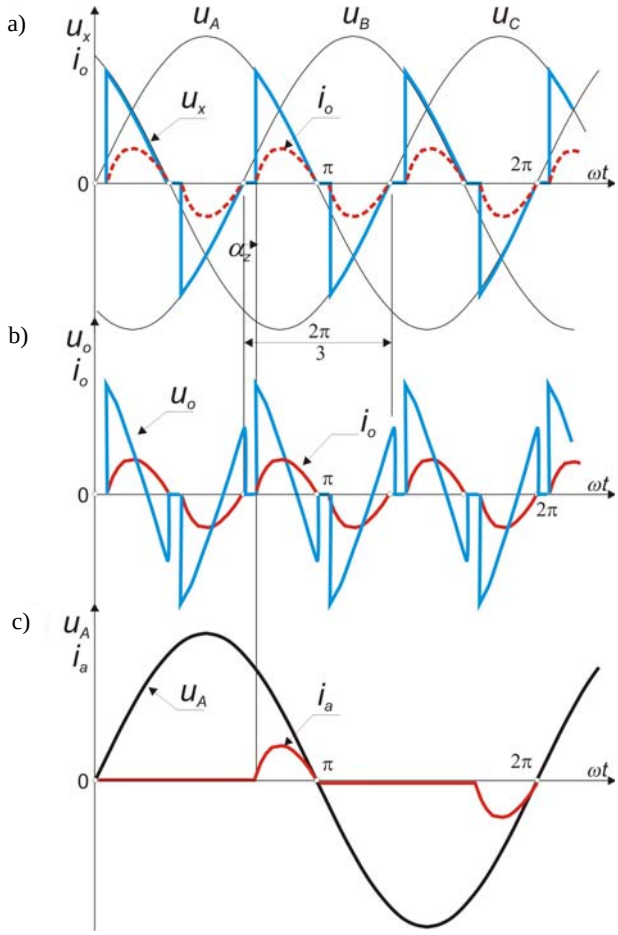
n_n – kolejne liczby nieparzyste, przy czym $n < m$.



Rys. 8.1. Schemat ideowy fazowej wersji powielacza częstotliwości 50/150 Hz

Przy trójfazowym zasilaniu takiego powielacza możliwe jest uzyskanie jednej wartości częstotliwości wyjściowej f_0 = 150 Hz. Zasada działania przemiennika polega na przyłączaniu (w ściśle określonej sekwencji czasowej) skompensowanego wzbudnika

za pomocą jednego z sześciu tyrystorów do odpowiednich napięć fazowych sieci zasilającej w ściśle określonych przedziałach czasowych. Kolejne pulsy prądu powielacza i_0 generowane są przy opadających częściach naprzemiennie dodatnich i ujemnych półfal napięć trójfazowej sieci zasilającej (rys. 8.2). W celu zapewnienia poprawnej pracy powielacza jego prąd wyjściowy $i_0(t)$ musi mieć charakter impulsowy,



Rys. 8.2. Przebiegi charakterystycznych wielkości powielacza fazowego dla kąta $\alpha_z = 10°$:
a) przebieg prądu i_o, napięcia u_x i napięć trójfazowego układu zasilającego,
b) przebieg napięcia u_o i prądu i_o obwodu powielania,
c) przebieg prądu i_o na tle napięcia fazowego u_A

przez co rozumie się występowanie krótkich przerw bezprądowych między kolejnymi pulsami jego przebiegu. Spełnienie tego warunku zapobiega występowaniu zwarć przewodowych. W odróżnieniu od układów prostownikowych sterowanych, kąt opóź-

nienia załączenia α_z (rys. 8.2) mierzony jest od tego miejsca. W ogólnym przypadku warunek ten opisany jest zależnością

$$\alpha_z > \alpha_w - \frac{\pi}{k} \tag{8.2}$$

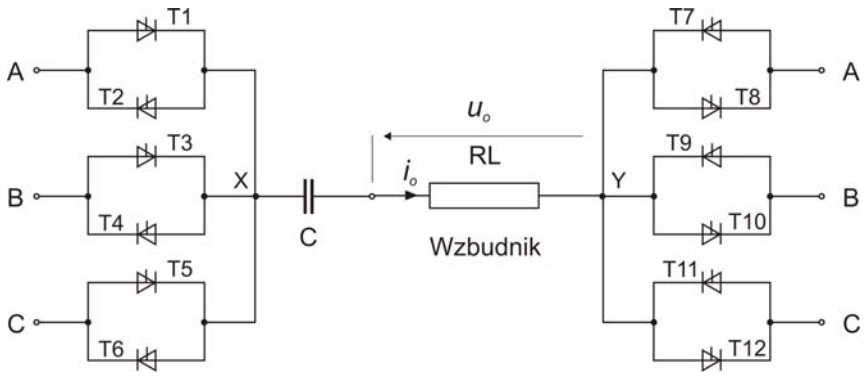
gdzie:

α_z – kąt opóźnienia załączenia tyrystorów,

α_w – kąt wyłączenia tyrystorów,

k – współczynnik krotności powielania.

Na rysunku 8.3 przedstawiono schemat ideowy wersji przewodowej powielacza.



Rys. 8.3. Schemat ideowy przewodowej wersji powielacza częstotliwości 50/150 Hz

Zasadniczą część powielacza częstotliwości 50/150 Hz stanowią dwa powielacze fazowe (oznaczone jako X i Y), a wzbudnik wraz z szeregowym kondensatorem kompensującym C – przyłączony jest do punktów gwiazdowych X i Y obu powielaczy fazowych, a tym samym do odpowiednich napięć przewodowych sieci zasilającej. Każdy puls prądu i_o powielacza zamyka się więc w obwodzie dwu faz, a nie w obwodzie jednej fazy i przewodu neutralnego źródła, jak to miało miejsce w powielaczu fazowym. Swoją budową układ przypomina prostownik sześciopulsowy mostkowy. Współczynnik krotności powielania k_p dla wersji przewodowej wyraża się ogólną zależnością

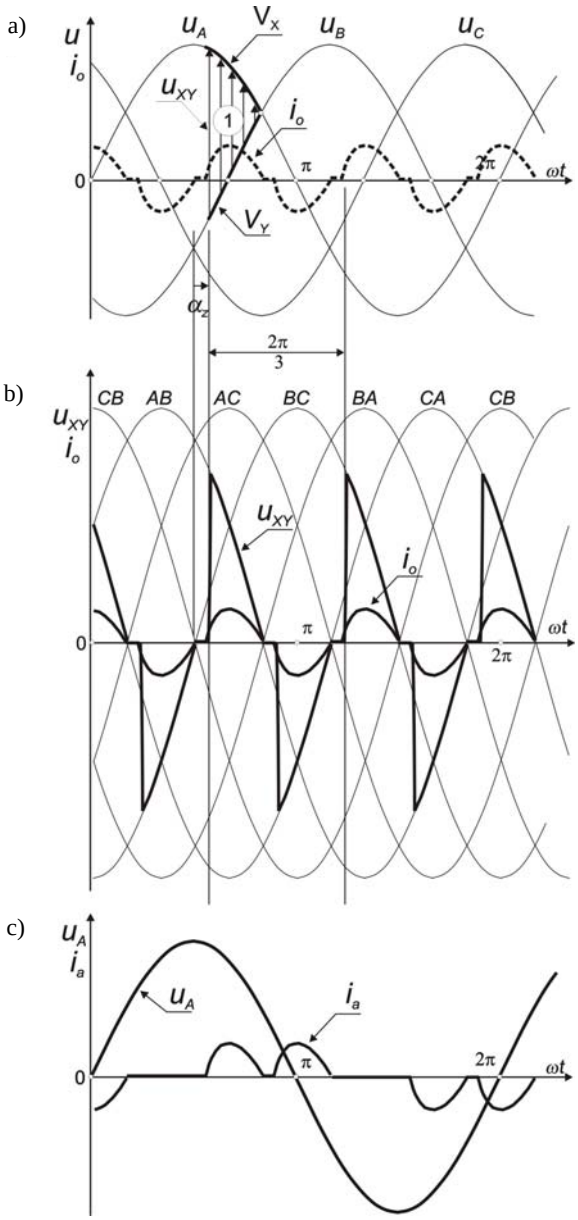
$$k_p = \frac{f_0}{f} = \frac{m}{n} \tag{8.3}$$

gdzie:

m – liczba faz układu zasilającego,

n – kolejne liczby naturalne, przy czym $n < m$.

Powielacz przewodowy umożliwia więc uzyskanie dwóch wartości współczynnika powielania – k_p = 1,5 lub 3, co odpowiada częstotliwościom wyjściowym f_p = 75 lub 150 Hz.



Rys. 8.4. Przebiegi charakterystycznych wielkości powielacza przewodowego:
a) przebieg napięć *u* układu zasilającego, b) przebieg prądu i_o obwodu powielania,
c) przebieg prądu i_o na tle napięcia fazowego u_A

Nietrudno zauważyć, że zasadniczą przewagą powielacza przewodowego nad fazowym jest to, że prąd powielacza i_p nie płynie przewodem neutralnym sieci zasilają-

cej. W związku z powyższym stosowanie wersji fazowej powielacza bez transformatora przekształtnikowego napotyka na ograniczenie mocy, ponieważ prąd powielacza płynie przewodem neutralnym do najbliższego transformatora energetycznego. O ile wartość prądu niesymetrii podstawowej harmonicznej w przewodzie neutralnym sieci można ograniczać przez symetryczne obciążanie trzech faz, o tyle wartości prądu powielacza i_o w tym przewodzie nie da się skompensować.

Pod tym względem wersja fazowa powielacza jest bardzo podobna do prostownika trójpulsowego. Przesunięcie fazowe φ_1 między nieodkształconym napięciem zasilającym a pierwszą harmoniczną odkształconego prądu fazowego jest jednakowe dla obu wersji powielacza. Przebiegi prądów fazowych różnią się znacznie (rys. 8.2 i 8.4). Drugim czynnikiem rzutującym na ograniczenie mocy są znaczne odkształcenia prądów pobieranych z sieci zasilającej. Optymalna wartość pojemności kondensatora kompensującego C powinna spełniać warunek rezonansu dla danej częstotliwości powielania f_o.

8.3. Ćwiczenie 8

8.3.1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest:

a) zapoznanie się z jednofazowym cyklokonwertorem zwiększającym częstotliwość,

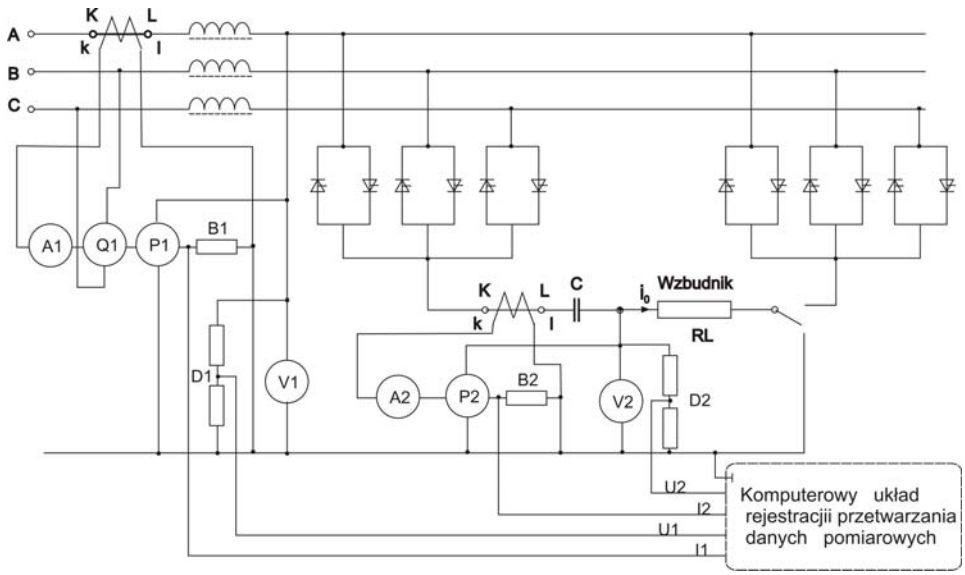
b) zapoznanie się ze zjawiskami towarzyszącymi pracy obu układów przy obciążeniu wzbudnikiem indukcyjnym,

c) dokonanie pomiarów podstawowych wielkości,

d) wyznaczenie charakterystyk eksploatacyjnych.

8.3.2. Opis modelu laboratoryjnego

Laboratoryjny model o mocy 3 kW i częstotliwości wyjściowej 150 Hz obciążony jest wzbudnikiem indukcyjnym. W modelu tym wykorzystano klasyczne tyrystory SCR. Powielacz może pracować zarówno w wersji fazowej (rys. 8.1), jak i wersji przewodowej (rys. 8.3). Do sterowania tyrystorami wykorzystuje się typowe sterowniki stosowane w prostownikach mostkowych sześciopulsowych. Płynna zmiana fazy impulsów bramkowych tyrystorów umożliwia regulację mocy wyjściowej przy stałej wartości częstotliwości f_0 = 150 lub 75 Hz (wersja przewodowa). Przełącznik P układu pomiarowego przedstawionego na rys. 8.5 umożliwia wybór jednej z wersji pracy powielacza.



Rys. 8.5. Schemat układu pomiarowego do badania powielacza 50/150 Hz w wersji fazowej i przewodowej

8.3.3. Przebieg ćwiczenia

1. Dla wersji fazowej powielacza (wybrać przełącznikiem P) wykonać pomiary następujących wielkości w funkcji kąta opóźnienia załączenia α_z:

a) po stronie trójfazowej sieci zasilającej: mocy czynnej (P1), biernej (Q1) i pozornej pobieranej z sieci, prądu fazowego I_f (A1) i napięcia fazowego U_f (V1),

b) w obwodzie powielania częstotliwości: mocy czynnej (P2), prądu I_o (A2) i napięcia U_o powielacza (V2).

Dla zadanego przez prowadzącego kąta załączenia α_z:

a) zmierzyć zawartość wyższych harmonicznych w prądzie fazowym I_f (bocznik B1),

b) naszkicować przebiegi prądu fazowego I_f na tle napięcia fazowego,

c) naszkicować przebiegi prądu powielacza I_o na tle napięcia powielacza U_o.

2. Przełącznikiem P wybrać układ powielacza przewodowego i powtórzyć pomiary z p. 1.

8.3.4. Opracowanie wyników badań

1. Zestawić uzyskane wyniki w tabelkach.

2. Obliczyć i zestawić następujące wielkości po stronie sieci: moc czynną pobieraną z sieci (P), moc bierną sterowania (Q_s), moc pozorną (S), kąt przesunięcia fazowe-

go φ_1 między napięciem fazowym a pierwszą harmoniczną prądu fazowego, współczynnik mocy λ, zawartość wyższych harmonicznych w prądzie fazowym.

3. Obliczyć i zestawić następujące wielkości w obwodzie powielania: moc czynną pobieraną (P_o) i moc pozorną (S_o).

4. Obliczyć sprawność η obu układów jako funkcję kąta α_z.

5. Dla każdego rodzaju powielacza wykreślić następujące charakterystyki: $P = f(\alpha_z)$, $Q_s = f(\alpha_z)$, $S = f(\alpha_z)$, $\varphi_1 = f(\alpha_z)$, $\lambda = f(\alpha_z)$, $\eta = f(\alpha_z)$.

8.3.5. Zagadnienia kontrolne

1. Narysować schematy obu powielaczy częstotliwości. Omówić zasadę ich działania.

2. Określić możliwy zakres regulacji kąta opóźnienia załączenia α_z dla poszczególnych układów.

3. Narysować i omówić przebieg prądu pobieranego z sieci dla powielacza fazowego.

4. Wyjaśnić przyczynę ograniczenia mocy obu rodzajów powielaczy.

9. Tyrystorowy falownik jednofazowy o napięciu prostokątnym

9.1. Wprowadzenie

W wielu gałęziach gospodarki, przede wszystkim w przemyśle, energetyce i telekomunikacji, jest wymagane bezprzerwowe zasilanie szczególnie ważnych urządzeń niezależnie od zakłóceń i przerw w dopływie energii z ogólnej sieci zasilającej. Do podstawowych, zapasowych źródeł energii stosowanych do bezprzerwowego zasilania sieci elektrycznej należą: bateria akumulatorów lub agregat prądotwórczy napędzany najczęściej silnikiem spalinowym albo sieć prądu stałego [15, 21, 25, 28].

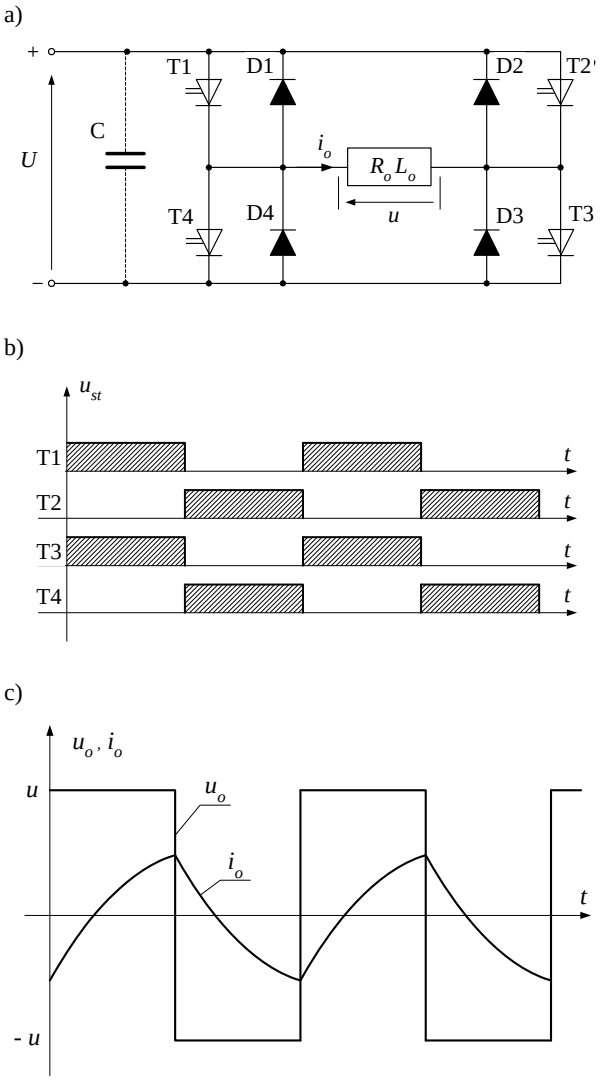
W sytuacji wykorzystania baterii akumulatorów, jako źródła magazynującego energię elektryczną, lub sieci prądu stałego konieczne jest przetwarzanie prądu stałego na przemienny za pomocą określonej przetwornicy, np. elektromaszynowej. Wiadomo jednak, że maszyny wirujące zarówno w przypadku agregatu prądotwórczego, jak i przetwornicy elektromaszynowej są kłopotliwe w eksploatacji, ponieważ wymagają starannych zabiegów konserwacyjnych i obsługi ze strony wykwalifikowanego personelu.

Dzięki zastosowaniu tyrystorów do budowy przekształtników prądu stałego na przemienny, zwanych falownikami, powstały możliwości użycia ich w układach bezprzerwowego zasilania istotnych odbiorników prądu przemiennego. Falowniki napięciowe dzięki dużej sprawności energetycznej, natychmiastowej gotowości do pracy, niewielkim gabarytom itp. w pełni wypierają klasyczne układy bezprzerwowych źródeł zasilania.

9.2. Falowniki napięciowe równoległe

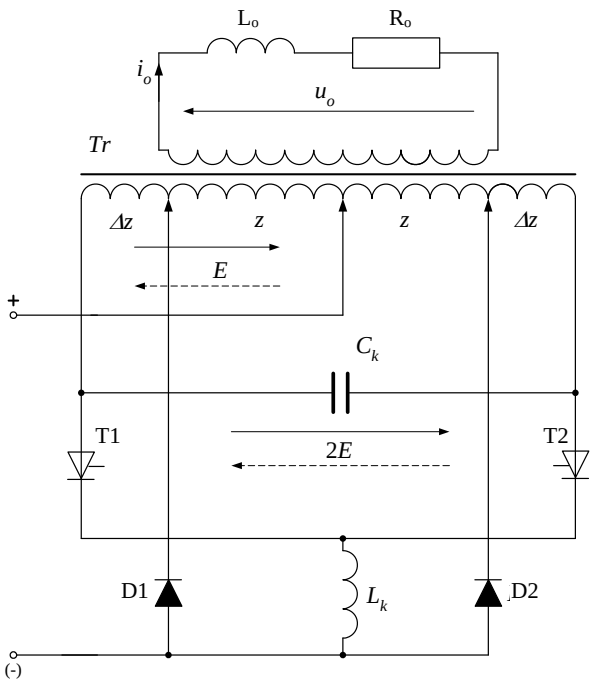
Przykładem falownika napięcia może być układ przedstawiony na rys. 9.1a [3]. Wyposażony jest on w zawory w pełni sterowalne T1–T4 i diody D1–D4. Cykliczne przełączanie tyrystorów (rys. 9.1b) powoduje, że wyjściowe napięcie falownika u_o ma kształt prostokątny, zaś prąd odbiornika R_oL_o ma przebieg eksponencjalny (rys. 9.1c).

Falownik ten jest zasilany ze źródła napięcia. Włączając na zaciski wejściowe falownika kondensator C o dostatecznej pojemności, uzyskuje się zmniejszenie impedancji wewnętrznej obwodu zasilania. W takich warunkach kształt napięcia wyjściowego U_o falownika praktycznie nie zależy od charakteru i stopnia obciążenia. Praca przy obciążeniu indukcyjnym jest możliwa, ponieważ diody D1–D4 zapewniają swobodny przepływ energii z odbiornika do źródła zasilania.



Rys. 9.1. Falownik napięciowy równoległy: a) schemat układu,
b) przebiegi sterowania zaworów, c) przebiegi napięcia i prądu wyjściowego

Na rysunku 9.2 przedstawiono schemat falownika równoległego w układzie Mc Murraya–Bedforda [3, 12, 14]. Kondensator komutacyjny C_k jest włączony równolegle do obwodu obciążenia, pośrednio przez transformator wyjściowy falownika. Komutacja w takich falownikach zachodzi pod wpływem naładowanego kondensatora C_k. Impulsy wyzwalające tyrystory T1 i T2, generowane przez układy wyzwalania, są przesunięte względem siebie o 180° i podawane na bramki tyrystorów. Po włączeniu tyrystora T1 płynie prąd ze źródła przez połowę uzwojenia transformatora i przez ten tyrystor, zaś przez drugą połowę uzwojenia płynie prąd ładowania kondensatora C_k. Ponieważ tyrystor T1 przewodzi, a w drugiej połowie uzwojenia indukuje się dodatkowo SEM E, więc kondensator C_k naładuje się do wartości ok. $2E$ i taka wartość napięcia występuje na tyrystorach w kierunku blokowania. Przepływ prądu przez tę połówkę uzwojenia transformatora spowoduje wyindukowanie się SEM w uzwojeniu wtórnym.



Rys. 9.2. Falownik równoległy Mc Murraya–Bedforda

W następnym półokresie będzie włączony tyrystor T2, zaś napięcie komutujące kondensatora C_k zostanie przyłożone do tyrystora T1 w kierunku zaporowym tego tyrystora. Dzięki temu tyrystor T1 odzyska stan blokowania i prąd już nie popłynie w pierwszej połówce uzwojenia transformatora. W tym półokresie popłynie prąd w drugiej połówce uzwojenia przez włączony tyrystor T2. Kondensator C_k natomiast przeładuje się rezonansowo w obwodzie C_k–T2–L_k–D1 do napięcia o przeciwnym kierunku.

Napięcie na kondensatorze C_k, niezależnie od efektu rezonansowego przeładowania, nie przekroczy wartości 2*E*. W przeciwnym razie spowodowałoby to wsteczne rozładowanie tego kondensatora przez diodę D1 lub D2 i źródło zasilania. Czas przeznaczony na wyłączenie tyrystorów jest w przybliżeniu równy 1/4 okresu drgań własnych obwodu L_k–C_k.

Prąd rezonansowego przeładowania kondensatora C_k ma charakter impulsowy o dużej amplitudzie. Powoduje to powstawanie dodatkowych strat na elementach obwodu komutacji. Istotną rolę pełnią w tym przypadku diody D1 i D2. Jeśli katody tych diod dołączone są bezpośrednio do anod tyrystorów T1 i T2, to energia bierna nagromadzona w indukcyjności L_k w końcowym przedziale cyklu komutacji wytrąca się w obwodzie L_k–T1–D1 lub L_k–T2–D2 zależnie od cyklu pracy falownika. Dołączenie diod D1 i D2 do odczepów uzwojenia transformatora spowoduje, że energia bierna komutacji zostanie przez odpowiednią diodę i skrajną sekcję uzwojenia transformatora częściowo przekazana do źródła zasilania. Podczas obciążenia indukcyjnego energia nagromadzona w obwodzie obciążenia do końca półokresu napięcia przemiennego jest oddawana do źródła na początku następnego półokresu. Prowadzi to do zwiększenia sprawności układu, ale jednocześnie do nieznacznych zmian kształtu i wartości napięcia wyjściowego w zależności od stopnia obciążenia i współczynnika mocy. Falownik w tym układzie wytwarza na wyjściu napięcie o kształcie zbliżonym do prostokątnego. W wielu jednak przypadkach praktycznego zastosowania jest to niekorzystne. Do poprawy kształtu napięcia w obwodzie obciążenia zaleca się włączanie na wyjściu falownika filtrów przybliżających to napięcie do napięcia sinusoidalnego. Falownik w układzie laboratoryjnym (rys. 9.3a) został dodatkowo wyposażony w diody D3 i D4, aby zapobiec niekorzystnemu rozładowywaniu się kondensatora C_k w chwili startu.

9.3. Ćwiczenie 9

9.3.1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest:

a) poznanie budowy i zasady działania podstawowych układów jednofazowego falownika napięciowego,

b) dyskusja nad możliwościami wykorzystania falownika napięciowego w praktyce,

c) dyskusja nad zastosowaniem filtra w celu skompensowania wyższych harmonicznych w napięciu wyjściowym falownika,

d) poznanie charakterystyk eksploatacyjnych falownika równoległego $U_o = f(I_o)$, $n = f(I_o)$,

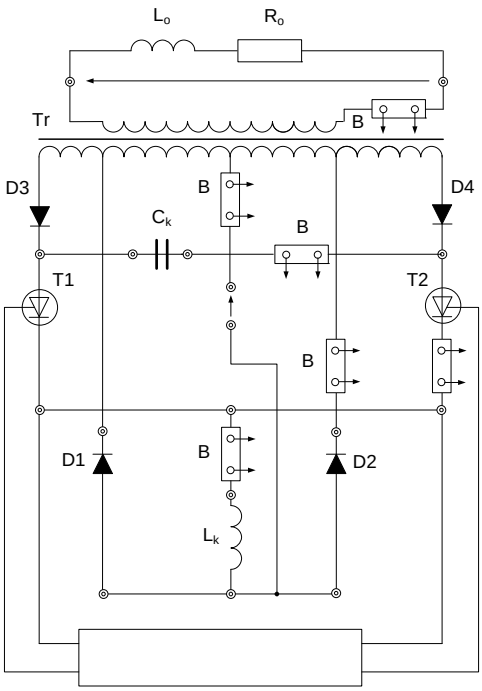
e) omówienie wymagań stawianych układom sterowania tyrystorów w falownikach równoległych.

9.3.2. Opis modelu laboratoryjnego

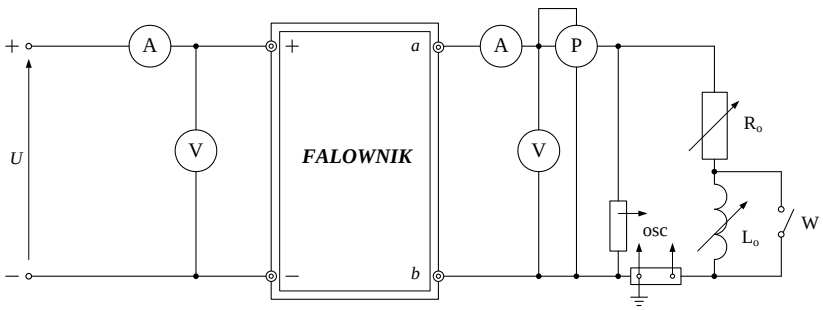
Schemat ideowy badanego falownika napięciowego równoległego przedstawiono na rys. 9.3a. Laboratoryjny układ pomiarowy (rys. 9.3b) składa się z:

a) falownika napięciowego równoległego,
b) obwodu obciążenia o charakterze rezystancyjno-indukcyjnym,
c) źródła zasilania.

a)



b)



Rys. 9.3. Schemat układu do badań laboratoryjnych:
a) schemat połączeń wewnętrznych falownika, b) schemat układu pomiarowego

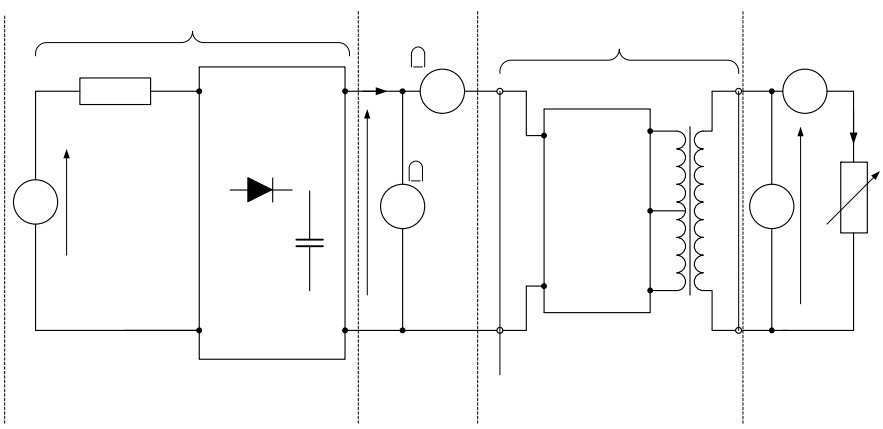
Falownik napięciowy równoległy w układzie laboratoryjnym może być obciążony odbiornikiem o charakterze rezystancyjnym lub rezystancyjno-indukcyjnym przez mostkowy układ prostowniczy sterowany lub niesterowany. Do obserwacji przebiegów napięciowych i prądowych falownika przewidziano odpowiednie gniazda wtykowe na zaciskach poszczególnych elementów oraz boczniki pomiarowe. Przyrządy pomiarowe w obwodzie zasilania i obciążania falownika pozwalają na określenie sprawności energetycznej tego falownika.

Źródło zasilania falownika stanowi sieć prądu stałego zasilania z baterii akumulatorów. W celu zasilania badanego falownika należy korzystać ze źródła prądu stałego o napięciu $U = 100$ V.

9.3.3. Przebieg ćwiczenia

1. Zapoznać się z układem pomiarowym.
2. Przeprowadzić obserwację przebiegów napięć i prądów w układzie pomiarowym.
3. Wyznaczyć charakterystyki obciążenia falownika i określić jego impedancję wewnętrzną dla częstotliwości 50 Hz.
4. Wyznaczyć sprawności falownika przy częstotliwości 50 Hz.
5. Określić na podstawie pomiarów impedancję wewnętrzną w funkcji częstotliwości.
6. Określić czas przeznaczony na wyłączenie tyrystorów.
7. Wyznaczyć impedancję (rezystancję) wewnętrzną falownika.

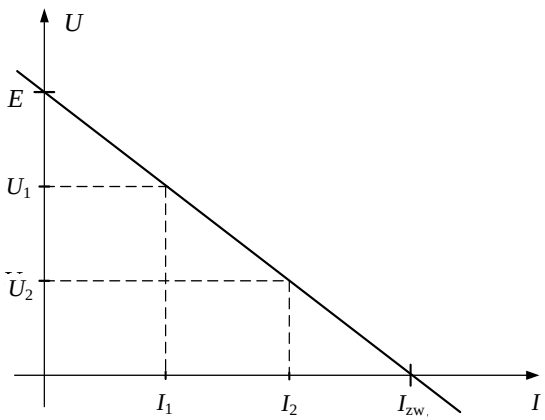
Do wyznaczenia impedancji wewnętrznej falownika przygotowano uproszczone schematy zastępcze falownika oraz źródła zasilania falownika (rys. 9.4).



Rys. 9.4. Uproszczony schemat zastępczy falownika napięciowego i źródła zasilania

Źródło zasilania falownika stanowi SEM e_S, rezystancja R_S oraz blok prostowniko-wy z pojemnościowym filtrem napięcia. Dla uproszczenia przyjęto, że impedancja wewnętrzna falownika jest rezystancją. W omawianym przypadku impedancja źródła zasilania R_Z stanowi wypadkowa impedancja sieci i bloku R_F prostownikowego. Na wypadkową impedancję falownika napięcia składa się impedancja zastępcza zasadni-czego układu falownika oraz transformatora wyjściowego Tr.

Dla celów praktycznych omawiane rezystancje wewnętrzne źródła i falownika wyznacza się pomiarowo, wykorzystując charakterystykę odwróconą źródła przed-stawioną na rys. 9.5.



Rys. 9.5. Charakterystyka odwrócona źródła

Przy zastosowaniu tej charakterystyki rezystancję zastępczą R_Z źródła zasilania fa-lownika wyznacza się z zależności

$$R_Z = \frac{U_1 - U_2}{I_2 - I_1} \tag{9.1}$$

Rezystancję wewnętrzną R_F falownika wyznacza się natomiast, zmieniając jego obciążenie R_o. Tak wyznaczona od strony zacisków wyjściowych falownika rezystan-cja wewnętrzna jest wypadkową rezystancją wewnętrzną całego układu. Obejmuje ona łącznie rezystancję wewnętrzną falownika R_F i rezystancję wewnętrzną źródła zasilania R_Z. W tej sytuacji wewnętrzna rezystancja falownika R_F jest różnicą wypad-kowej rezystancji wewnętrznej całego układu i rezystancji wewnętrznej źródła zasila-nia R_Z. Określając rezystancję R_F, należy przeprowadzić obliczenia dla jednego, przy-jętego poziomu napięcia. Najdogodniej rezystancję wewnętrzną R_F falownika odnosić do poziomu wyjściowego napięcia U_o falownika.

W celu uproszczenia tych obliczeń należy przyjąć „przekładnię" napięciową fa-lownika jako stosunek napięć skutecznych na jego wejściu i wyjściu. Przyjęcie takie-

go uproszczenia obarcza wprawdzie obliczenia pewnym błędem, lecz jednak pozwala na uzyskanie wystarczająco przybliżonej wartości wyznaczonych parametrów układu.

9.3.4. Opracowanie wyników badań

Na podstawie wykonanych pomiarów należy:

1. Zestawić wyniki pomiarów i przykładowych obliczeń.
2. Wyznaczyć impendancję wewnętrzną falownika.
3. Sporządzić charakterystyki obciążenia falownika uzyskane podczas badań.
4. Odnotować z oscyloskopu przebiegi napięć i prądów w badanym układzie pomiarowym.
5. Przeprowadzić analizę uzyskanych wyników badań oraz opracować wnioski z przeprowadzonego ćwiczenia.

9.3.5. Zagadnienia kontrolne

1. Wykazać różnicę między siecią i falownikiem traktowanymi jako źródła zasilające.
2. Podać, co ogranicza zakres częstotliwości roboczej falownika równoległego.
3. Opisać, jakie zadanie spełniają diody zwrotne w układzie falownika równoległego.
4. Omówić znane zapasowe źródła napięcia przemiennego. Wykazać ich zalety i wady.
5. Omówić, jaką rolę pełni w falowniku kondensator C_k.

10. Jednofazowy napięciowy falownik MSI

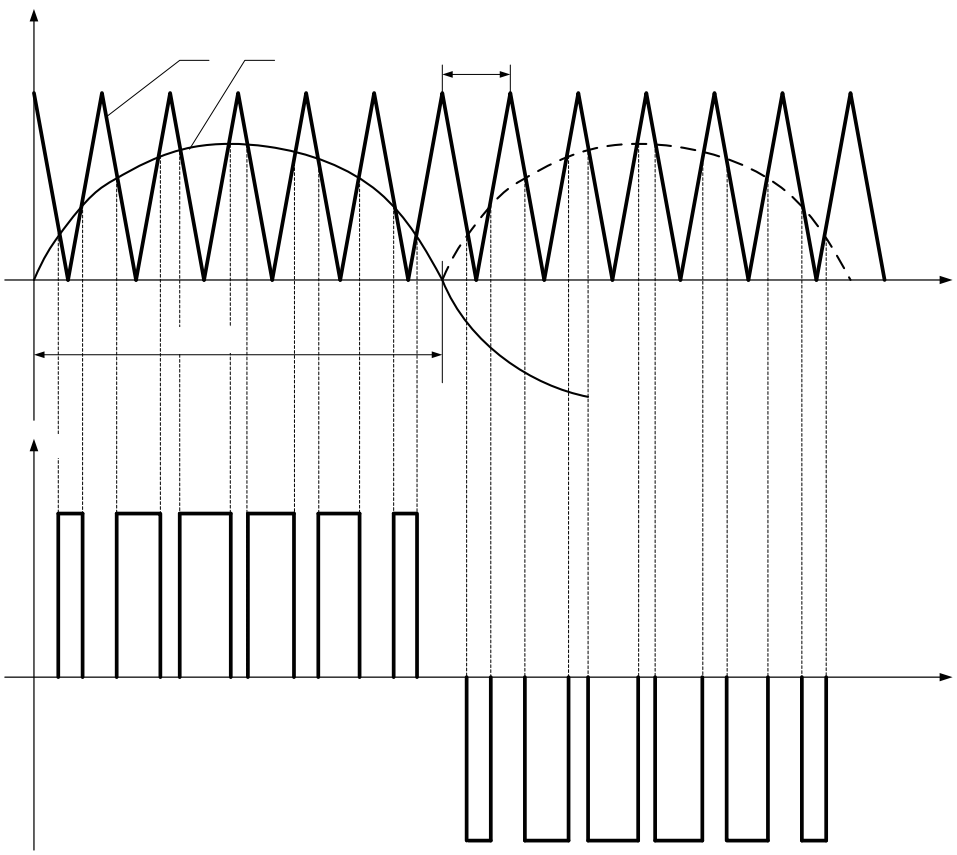
10.1. Wprowadzenie

Falowniki sterowane impulsowo, tzw. falowniki impulsowe, służą do płynnej regulacji częstotliwości oraz wartości skutecznej napięcia i prądu odbiornika zależnie od algorytmu sterowania zaworów. W dotychczasowych układach falowników impulsowych stosuje się zwykłe tyrystory współpracujące z obwodami do komutacji wymuszonej [12, 13, 18]. Należą one do grupy przekształtników o komutacji wewnętrznej. Załączenie tyrystora odbywa się przez podanie impulsu wyzwalającego na jego bramkę, wyłączenie natomiast przez jego krótkotrwałe spolaryzowanie wsteczne za pomocą obwodu do komutacji wymuszonej. Z tego powodu przekształtniki impulsowe z tyrystorami SCR są dość złożone. Pojawienie się elementów półprzewodnikowych mocy w pełni sterowalnych, takich jak tyrystory GTO oraz tranzystory mocy, umożliwia uproszczenie struktury takich przekształtników. Mają one lepsze własności energetyczne niż przekształtniki tyrystorowe.

Falowniki impulsowe umożliwiają eliminację wyższych harmonicznych w napięciu wyjściowym. Wymaga to sterowania zaworów metodą modulacji PWM (ang. *Pulse Width Modulation*), nazywaną również modulacją szerokości impulsów (MSI), tzw. modulacją czasową [2, 18, 25, 31]. Najczęściej stosowaną metodą do sterowania falowników napięciowych jest metoda modulacji według fali sinusoidalnej. Polega ona na uzyskiwaniu przebiegu wyjściowego napięcia z ciągu impulsów prostokątnych o dużej częstotliwości nośnej f_N. Istotę tej metody wyjaśniono na rys. 10.1.

Kształtowanie wyjściowego napięcia U_o falownika odbywa się w układzie sterującym przez porównanie trójkątnego przebiegu napięcia U_N o częstotliwości nośnej f_N z modulującym, sinusoidalnym przebiegiem napięcia U_M o częstotliwości f_M. Utworzony w ten sposób ciąg impulsów, każdy o czasie trwania proporcjonalnym do wartości chwilowej przebiegu sinusoidalnego, wykorzystuje się do sterowania zaworów falownika. Wartość maksymalna wyjściowego napięcia U_o wynosi $+U_d$ oraz $-U_d$. Gdy nośna częstotliwość f_N napięcia U_N jest wielokrotnie większa od mo-

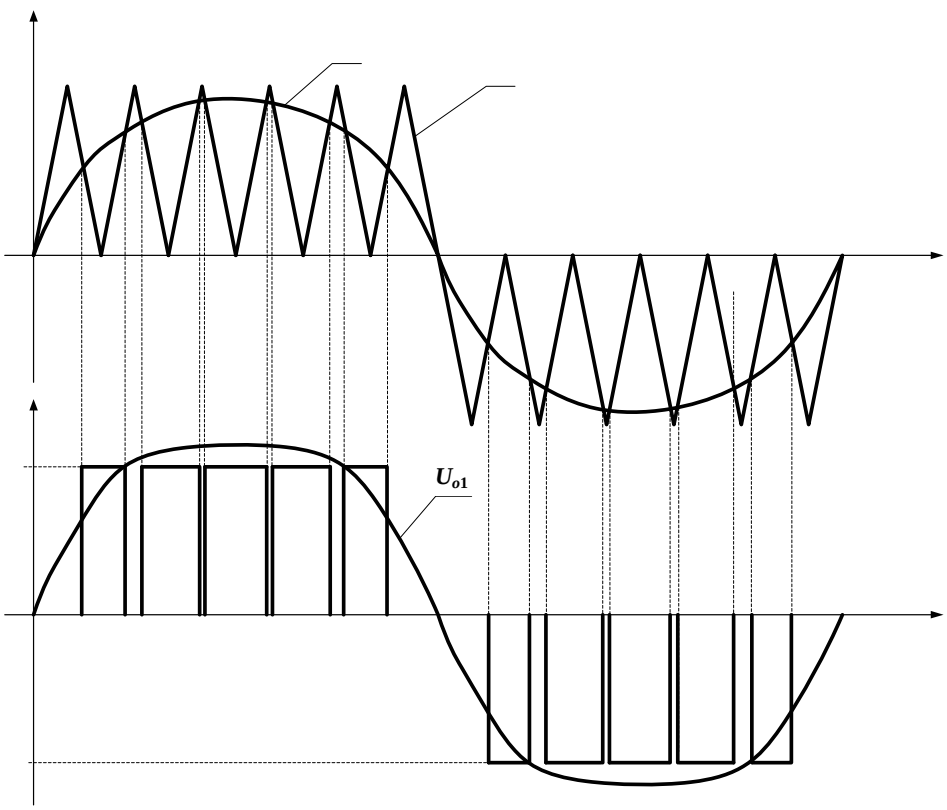
dulującej częstotliwości f_M, wówczas przebieg wyjściowego napięcia U_o falownika, oprócz harmonicznej podstawowej, zawiera tylko harmoniczne wyższych rzędów. Ich wpływ na pracę odbiorników jest mały i najczęściej może być pominięty. Przedstawiona na rys. 10.1 metoda kształtowania wyjściowego napięcia U_o falownika jest metodą jednobiegunowej modulacji szerokości impulsów. W celu uzyskania na wyjściu falownika przebiegu napięcia o kształcie zbliżonym do przebiegu sinusoidalnego, co jest wymagane w większości odbiorników zasilanych z sieci napięcia przemiennego, podaje się cyklicznie napięcie U_d ze źródła prądu stałego na wyjście falownika – uzyskuje się wtedy ciąg prostokątnych impulsów cyklicznie zmiennych, o różnym czasie trwania. Impulsy te są tak ukształtowane, aby po ich uśrednieniu uzyskać przebieg napięcia U_o najbardziej zbliżony do przebiegu sinusoidalnego [13].



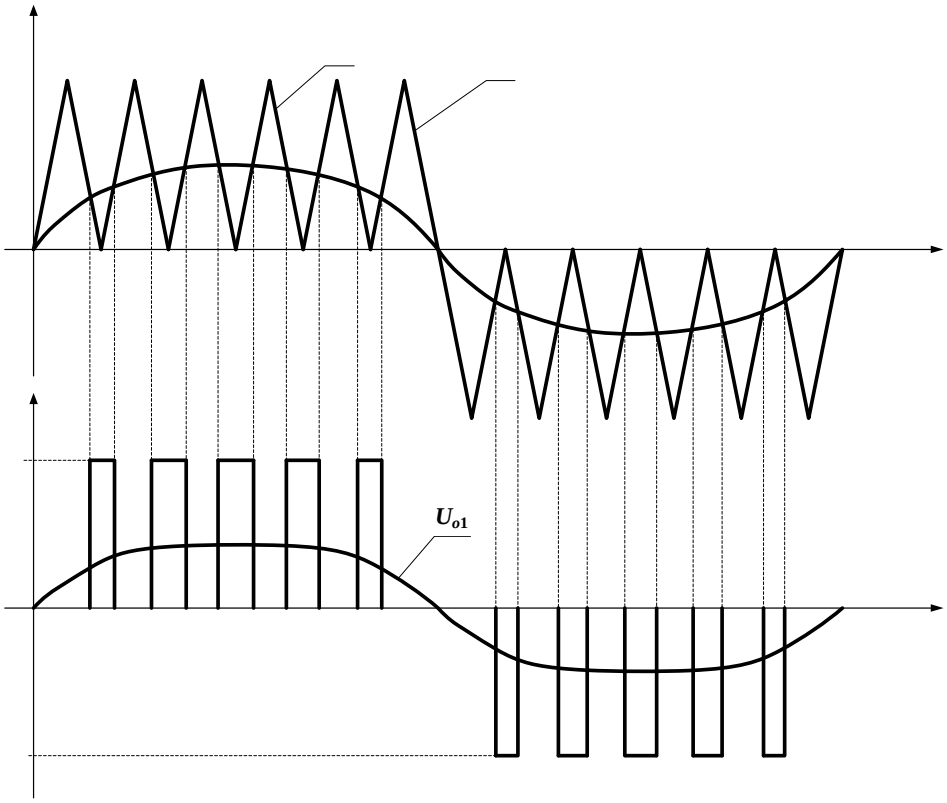
Rys. 10.1. Kształtowanie i regulacja napięcia wyjściowego falownika sterowanego metodą jednobiegunowej modulacji szerokości impulsów MSI według fali sinusoidalnej

Każdy przebieg okresowy, a więc ciąg impulsów prostokątnych, można zastąpić przez harmoniczne o różnej częstotliwości, z których tylko pierwsza harmoniczna tego napięcia U_{o1} jest użyteczna. Pozostałe harmoniczne wyższych rzędów są szkodliwe i w niektórych przypadkach wymagają stosowania dodatkowo odpowiednich filtrów do ich redukcji. Zawartość wyższych harmonicznych w wyjściowym napięciu U_o falownika w stosunku do pierwszej harmonicznej tego napięcia U_{o1} zależy od sposobu przełączania stałego napięcia U_d cyklicznie podawanego ze źródła na wyjście falownika. Kształtowanie wyjściowego napięcia U_o falownika dokonuje się w członie porównującym piłokształtne napięcie U_N zwane też napięciem przełączania o częstotliwości f_N z napięciem U_M sinusoidy modulującej o częstotliwości f_M. Gdy chwilowa wartość piłokształtnego napięcia U_N jest mniejsza od chwilowej wartości sinusoidalnego napięcia U_M, wówczas tranzystorowy lub tyrystorowy łącznik włącza się i podaje napięcie U_d ze źródła na wyjście falownika. W wyniku porównania tych napięć U_N i U_M dokonuje się modulacja szerokości impulsów (MSI).

a)



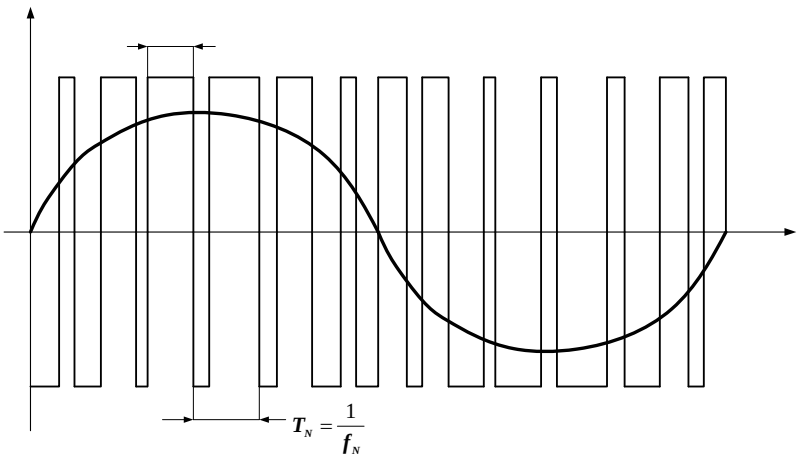
b)



Rys. 10.2. Zależność zmian napięcia wyjściowego U_{o1} falownika z sinusoidalną modulacją szerokości impulsów MSI od napięcia modulującego: a) przy większej amplitudzie modulacji, b) przy mniejszej amplitudzie modulacji; U_N – napięcie piłokształtne o częstotliwości f_N, U_M – napięcie sinusoidy modulującej o częstotliwości f_m i większej lub mniejszej amplitudzie

Częstotliwość napięcia wyjściowego falownika zależy od częstotliwości f_M, zaś amplituda pierwszej harmonicznej napięcia od napięcia źródła prądu stałego U_d oraz amplitudy napięcia sinusoidy modulującej f_M, (por. rys. 10.2). Zawartość wyższych harmonicznych w napięciu wyjściowym znacznie maleje wraz ze wzrostem stosunku częstotliwości f_N/f_M.

Falowniki napięcia, w których zastosowano modulację szerokości impulsów MSI, są używane wówczas, gdy jest wymagany szeroki zakres regulacji częstotliwości, w tym częstotliwości małych – nawet rzędu ułamka herca. Wadą tych falowników, wynikającą z dużej częstotliwości łączeń przyrządów półprzewodnikowych, są ich znaczne straty mocy.

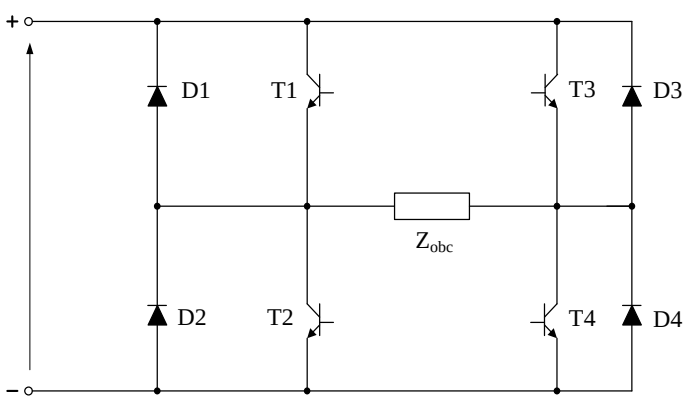


Rys. 10.3. Przebieg napięcia wyjściowego falownika
sterowanego metodą dwubiegunowej modulacji szerokości impulsów

Na rysunku 10.3 przedstawiono dwubiegunową modulację wyjściowego napięcia U_o falownika. Metoda ta pozwala na uproszczenie układu sterowania w stosunku do układu modulacji jednobiegunowej MSI. Dlatego w praktyce jest ona często stosowana do sterowania napędów regulowanych z silnikami prądu przemiennego [2, 18].

Układ główny falownika tranzystorowego

Układ główny tranzystorowego falownika napięcia jest układem mostkowym zbudowanym z czterech tranzystorów mocy w roli łączników energoelektronicznych (rys. 10.4). Przeciwrównolegle do każdego tranzystora przyłączone są diody odciążające D1–D4. Ich rola polega na ochronie łączników tranzystorowych T1–T4 w przypadku obciążenia falownika odbiornikiem o charakterze rezystancyjno-indukcyjnym.



Rys. 10.4. Układ główny tranzystorowego falownika napięcia

Działanie tego falownika jest następujące: dodatnie napięcie wyjściowe U_o na jego wyjściu uzyskuje się, sterując tranzystorami T1 i T4, wtedy prąd obciążenia zamyka się w obwodzie – źródło napięcia U_d, tranzystor T1, odbiornik Z_{obc}, tranzystor T4 i źródło napięcia U_d. Ujemną półfalę napięcia U_o na odbiorniku uzyskuje się w warunkach działania układu falownika, gdy tranzystory T1 i T4 są wyłączone, zaś tranzystory T2 i T3 zostały załączone. W tym przypadku prąd obciążenia I_o zamyka się w obwodzie – źródło napięcia U_d, tranzystor T3, odbiornik Z_{obc}, tranzystor T2, źródło napięcia U_d. Naprzemienne sterowanie parami tranzystorów T1 i T4 oraz T2 i T3 powoduje, że na wyjściu falownika otrzymuje się przemienne napięcie U_o. Kształt wyjściowego napięcia U_o falownika zależy od sposobu sterowania łączników tranzystorowych. W celu sterowania falownika, np. metodą MSI, uzyskać można przy obciążeniu rezystancyjno-indukcyjnym prąd o kształcie zbliżonym do sinusoidy. Przy obciążeniu rezystancyjnym napięcie wyjściowe U_o ma natomiast kształt ciągu impulsów prostokątnych o określonej zawartości wyższych harmonicznych. Sposób sterowania zaworów falownika decyduje o poziomie zawartości wyższych harmonicznych napięcia U_o na wyjściu tego przekształtnika.

10.2. Ćwiczenie 10

10.2.1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest:

a) poznanie budowy i zasady działania falowników impulsowych,

b) zapoznanie się ze znanymi metodami modulacji szerokości impulsów MSI w zastosowaniu do sterowania falowników tranzystorowych,

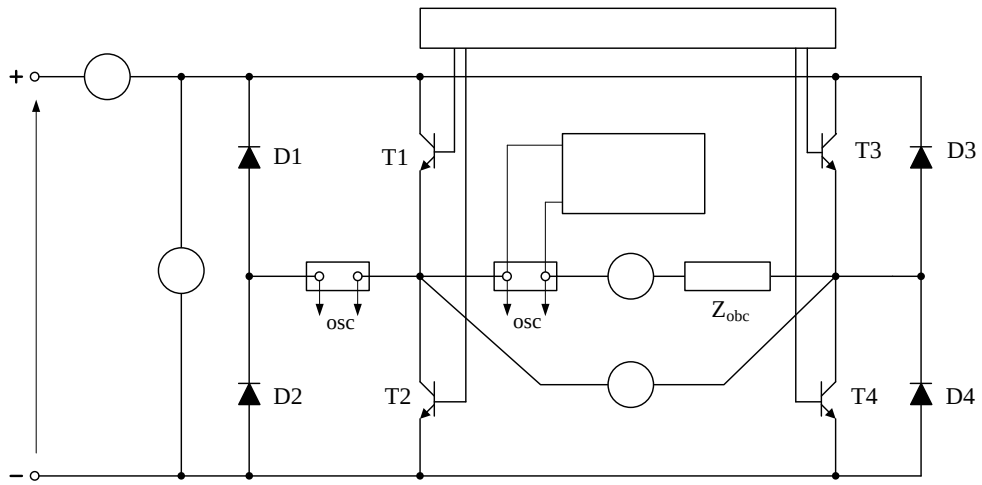
c) poznanie możliwości eliminacji wyższych harmonicznych w napięciu wyjściowym falownika impulsowego.

10.2.2. Opis modelu laboratoryjnego

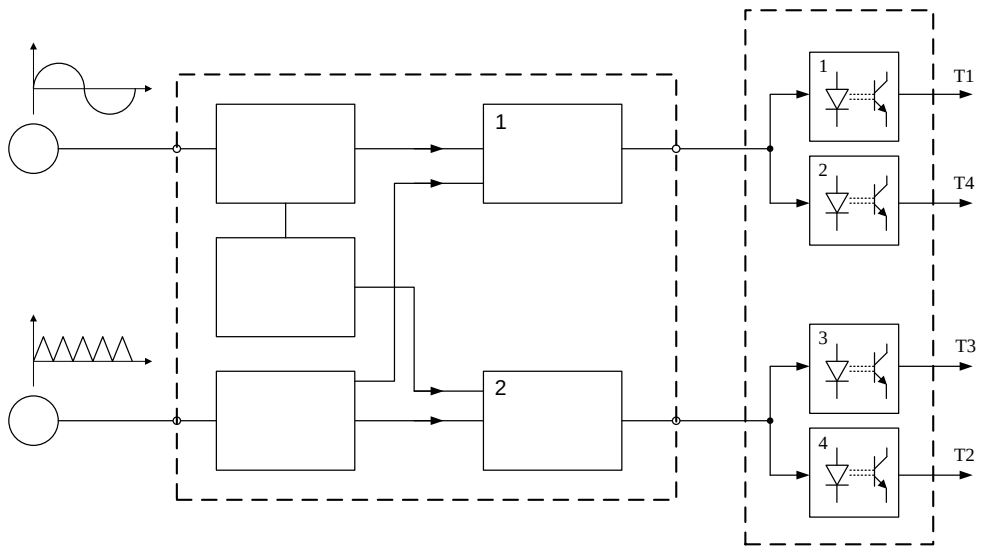
Na rysunku 10.5 przedstawiono schemat modelu laboratoryjnego. Jest to układ mostkowy falownika tranzystorowego. Falownik ten jest zasilany ze źródła napięcia stałego U_d. Układ sterowania falownika jest sprzężony z tranzystorami T1–T4 przez przetworniki transoptorowe (układy optoelektroniczne). Przetworniki te zapewniają galwaniczne oddzielenie tranzystorów mocy od układu sterowania.

Schemat strukturalny układu sterowania falownika pokazano na rys. 10.6. Układ ten ma dwa wejścia i dwa wyjścia. Do wejścia we1 tego układu (rys. 10.6) z generatora napięcia sinusoidalnego doprowadza się przebieg modulujący (zadający) U_M, a do wejścia we2 trójkątny przebieg napięcia U_N o częstotliwości nośnej f_N. Przebieg napięcia

modulującego U_M podaje się przez wzmacniacz (człon) dopasowujący i blok prostowni-kowy do pierwszego wejścia komparatora. Na drugie wejście komparatora przez człon dopasowujący doprowadza się z generatora przebieg trójkątnego sygnału napięciowego U_N. Sygnał wyjściowy z komparatorów podaje się na wejścia układów optoelektroniczn-nych. Wyjściowe sygnały sterujące z tych układów podawane są natomiast na bramki sterujące poszczególnych tranzystorów T1–T4 układu falownika.



Rys. 10.5. Schemat układu do badań laboratoryjnych falownika napięciowego sterowanego impulsowo



Rys. 10.6. Schemat blokowy układu do wytwarzania impulsów sterujących badany falownik napięciowy

10.2.3. Przebieg ćwiczenia

1. Przeprowadzić obserwację przebiegów prądowych i napięciowych w obwodzie odbiornika i obwodach falownika.

2. Doświadczalnie wyznaczyć zależności zawartości wyższych harmonicznych w napięciu wyjściowym jako funkcji

$$U_Z = f\left(\frac{U_M}{U_N}\right)$$

dla $f_N = 3f_M$, $f_N = 6f_M$, $f_N = 9f_M$ oraz dla obciążenia rezystancyjnego-indukcyjnego i $\nu = 2n + 1$, gdzie n – liczba naturalna.

3. Wyznaczyć pomiarowo zawartość wyższych harmonicznych w prądzie obciążenia jako funkcję

$$I_\nu = f\left(\frac{L_o}{R_o}\right)$$

przy czym $\nu = 2n + 1$ dla $\dfrac{U_M}{U_N} = \text{const}$, $R_o = \text{const}$, $L_o = \text{const}$.

10.2.4. Opracowanie wyników badań

1. Zestawić wyniki pomiarów i przykładowych obliczeń.

2. Sporządzić wykresy zależności uzyskanych podczas badań.

3. Odnotować z oscyloskopu uproszczone przebiegi wybranych napięć i prądów w badanych układach.

4. Przeprowadzić analizę uzyskanych wyników badań.

10.2.5. Zagadnienia kontrolne

1. Opisać, na czym polega regulacja napięcia i prądu w przekształtnikach impulsowych.

2. Omówić kształtowanie napięcia wyjściowego falownika metodą regulacji impulsowej.

3. Wykazać zalety metody MSI.

4. Podać, od czego zależy zawartość harmonicznych w prądzie odbiornika.

11. Trójfazowy napięciowy falownik MSI

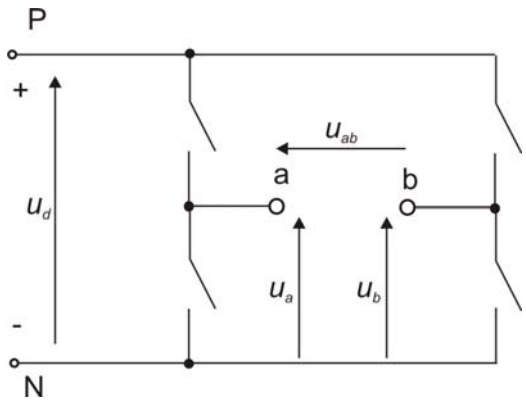
11.1. Wprowadzenie

Zastosowanie znanych układów falowników napięcia z prostokątnym przebiegiem napięcia wyjściowego do zasilania silników indukcyjnych wywołałoby dodatkowe straty w tych maszynach i spowodowałoby wystąpienie momentów pasożytniczych. Dlatego też do zasilania tego rodzaju silników stosuje się trójfazowe falowniki napięciowe z modulacją szerokości impulsów (MSI) (ang. PWM – *Pulse Widths Modulation*). Układy z niezależnymi falownikami napięcia stosowane są do zasilania silników asynchronicznych klatkowych o mocy od kilku kW do ok. 0,5 MW. Częstotliwość wyjściowa zawiera się w granicach od kilku do ok. 200 Hz i więcej. Przekształcanie napięcia stałego na jedno- lub trójfazowe przebiegi okresowe jest realizowane z wykorzystaniem jednokierunkowych, w pełni sterowalnych łączników półprzewodnikowych mocy, takich jak: GTO, IGBT, MOSFET, BT zbocznikowanych diodami przeciwrównoległymi. W obecnie spotykanych falownikach napięciowych najczęściej stosowanym sposobem kształtowania przebiegów wyjściowych jest metoda modulacji szerokości impulsów. Istnieje kilka odmian tej metody. W dalszej części rozdziału będzie przedstawiona w sposób uproszczony najprostsza z nich [18, 22, 32].

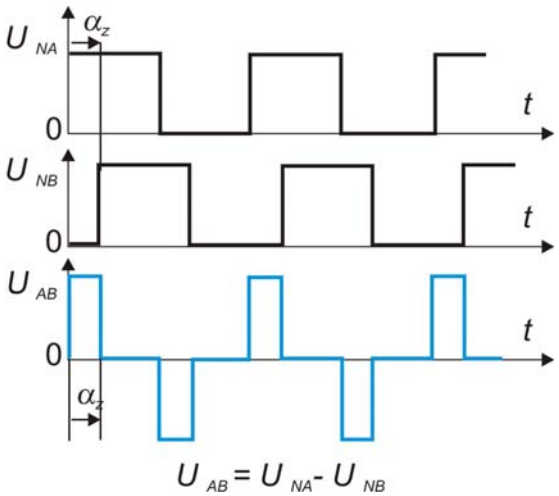
11.2. Falownik napięcia z modulacją szerokości pojedynczego impulsu w półokresie

Na rysunku 11.1 przedstawiono uproszczony układ falownika jednofazowego. Odbiornik przyłączony jest do zacisków oznaczonych jako a i b, a sam falownik zasilany jest ze źródła napięcia stałego U_d.

Jeżeli łączniki obu gałęzi (a i b) będą przełączane z tą samą częstotliwością, ale moment przełączeń w gałęzi b zostanie opóźniony o kąt α_z, to na wyjściu falownika otrzymuje się (w odniesieniu do bieguna ujemnego N) przebiegi napięć jak na rys. 10.2.



Rys. 11.1. Podstawowy układ falownika jednofazowego



Rys. 11.2. Przebiegi napięć w jednofazowym mostkowym falowniku napięcia z modulacją szerokości pojedynczego impulsu w półokresie

Przy $\alpha_z = \pi$ otrzymuje się tzw. przewodzenie półokresowe.

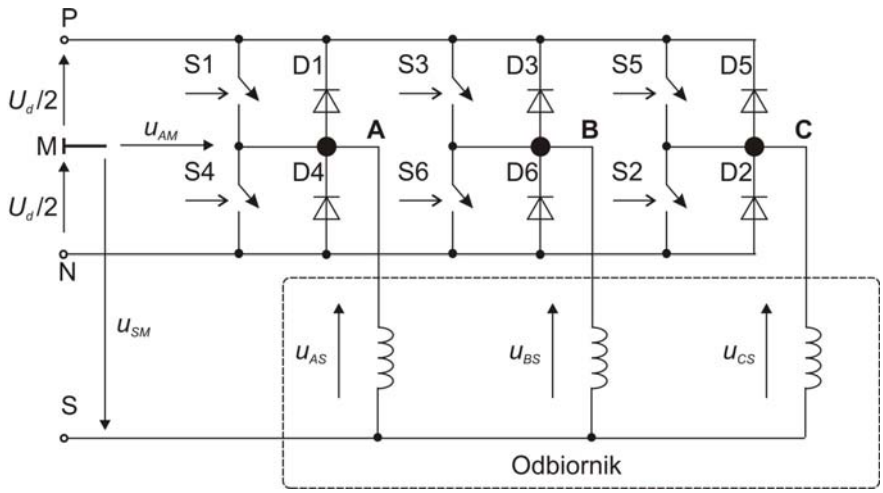
Wartość skuteczna $U_1(\alpha_z)$ podstawowej harmonicznej napięcia przyjmie postać

$$U_1(\alpha_z) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_d \sin\frac{\alpha_z}{2} \tag{11.1}$$

W tak sterowanym falowniku zmiana kąta α_z umożliwia regulację wartości skutecznej podstawowej harmonicznej napięcia przy stałej wartości napięcia U_d źródła. Względna zawartość wyższych harmonicznych napięcia wzrasta ze zmniejszaniem się wartości podstawowej harmonicznej.

11.3. Trójfazowy falownik napięcia

Na rysunku 11.3 przedstawiono schemat ideowy trójfazowego falownika napięcia. Łączniki statyczne oznaczono w następujący sposób: S – łącznik statyczny w pełni sterowalny, D – dioda odciążająca. Literą P oznaczono dodatni biegun, a literą N ujemny biegun dzielonego źródła napięciowego U_d.



Rys. 11.3. Schemat trójfazowego falownika napięcia [32]

Najprostszym sposobem sterowania falownika jest przełączanie łączników kolejnych faz (gałęzi falownika) z wypełnieniem 1/2 okresu częstotliwości napięcia wyjściowego z opóźnieniem 1/3 okresu. Na rysunku 11.4 przedstawiono przebiegi napięć wyjściowych tak sterowanego falownika z zaznaczeniem przewodzących elementów. Dodatkowo przedstawiono przebieg napięcia między punktem neutralnym (gwiazdowym) odbiornika S i punktem *M* stanowiącym środek dzielonego źródła napięcia stałego. Napięcie to ma przebieg prostokątny o wartości szczytowej równej 1/6 wartości napięcia stałego źródła zasilającego i częstotliwości sześć razy większej od częstotliwości wyjściowej falownika.

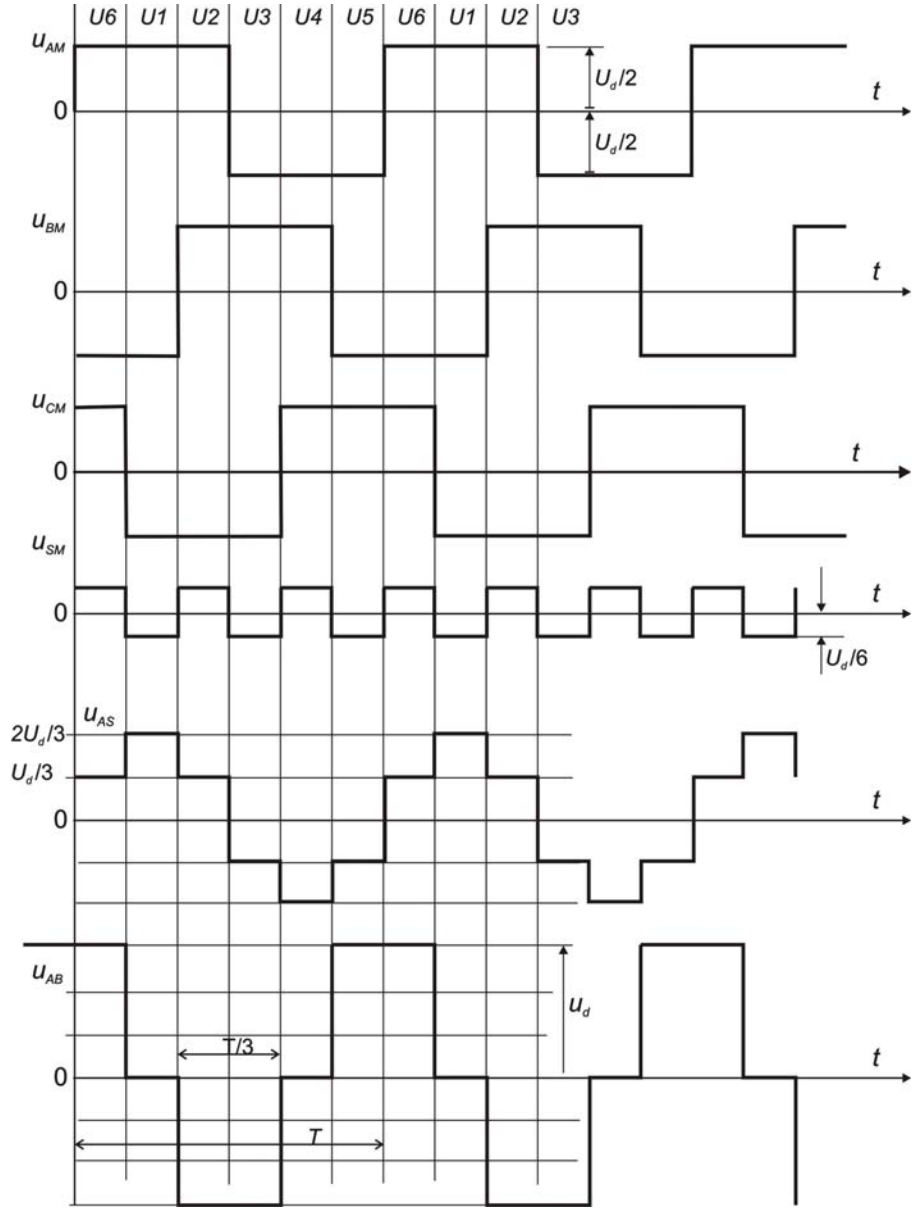
Wartość skuteczna podstawowej harmonicznej napięcia międzyfazowego

$$U_{1p} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} U_d = 0{,}78 U_d \tag{11.2}$$

Wartości skuteczne wyższych harmonicznych podano w pracy [32].

Amplituda podstawowej harmonicznej napięcia międzyfazowego

$$U_{1pm} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} U_d = 1{,}1 U_d \tag{11.3}$$



Rys. 11.4. Przebiegi wyjściowych napięć fazowych u_{AM}, u_{BM}, u_{CM} i napięcia międzyfazowego u_{AB} falownika napięcia z półokresowym przewodzeniem łączników

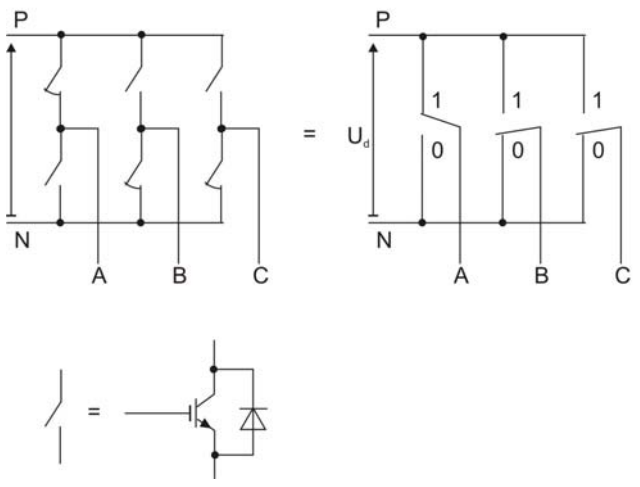
Wartość podstawowej harmonicznej tak sterowanego falownika może być zmieniana tylko przez zmianę wartości napięcia zasilającego U_d. Dlatego też przekształtniki w ten sposób sterowane bywają nazywane falownikami z modulacją amplitudy.

W zastosowaniach napędowych, gdzie konieczne jest zachowanie U/f = const, falowniki mogą być zasilane z trójfazowego źródła za pośrednictwem tyrystorowego prostownika sterowanego bądź z nieregulowanego źródła napięcia stałego (prostownik diodowy lub bateria akumulatorów) przez impulsowy przekształtnik prądu stałego.

11.4. Wektor wirujący napięcia wyjściowego falownika

Poszczególne łączniki falownika przedstawione na rysunku 11.3 są sterowane tak, żeby nie następowały zwarcia źródła napięcia oraz żeby nie był przerywany prąd faz odbiornika będącego dynamicznym źródłem prądu. Oznacza to, że nie mogą być jednocześnie załączone dwa łączniki związane z jedną fazą trójfazowego źródła prądu (aby nie spowodować zwarcia źródła napięcia) oraz nie mogą być one jednocześnie rozwarte (aby nie przerwać drogi dla prądu źródła). Para łączników związana z jedną fazą trójfazowego źródła prądu (rys. 11.5a) tworzy przełącznik dołączający tę fazę do dodatniego lub ujemnego bieguna napięcia stałego (rys. 11.5b). Falownik umożliwia realizację sześciu aktywnych stanów wyjściowych takich, że jedna faza przyłączona jest do dodatniego lub ujemnego bieguna źródła, a dwie pozostałe do bieguna przeciwnego oraz dwu stanów zerowych takich, że wszystkie fazy przyłączone są do dodatniego lub ujemnego bieguna źródła napięcia stałego.

a) b) c)

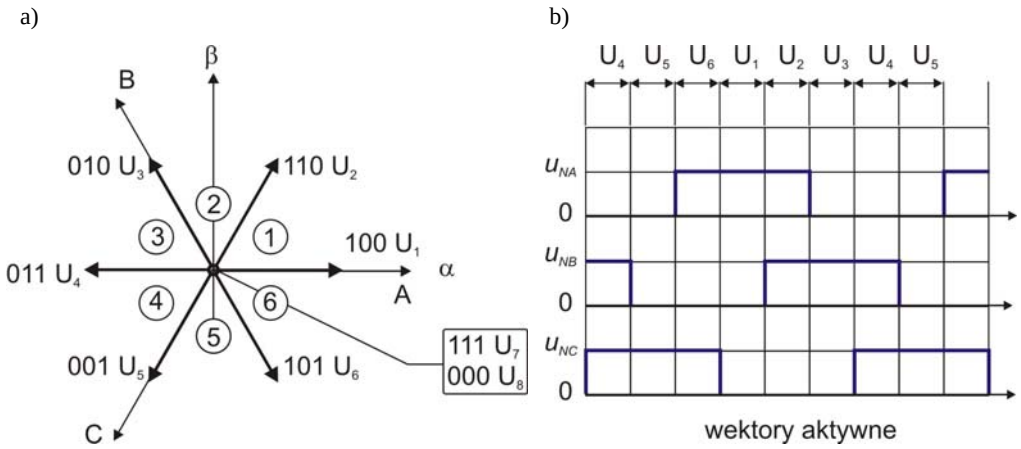


	A	B	C	U
U_1	1	0	0	U_A
U_2	1	1	0	$-U_C$
U_3	0	1	0	U_B
U_4	0	1	1	$-U_A$
U_5	0	0	1	U_C
U_6	1	0	1	$-U_B$
U_7	1	1	1	0
U_8	0	0	0	0

Rys. 11.5. Trójfazowy falownik napięcia: a) schemat zastępczy, b) schemat funkcjonalny, c) kombinacje stanów łączników półprzewodnikowych falownika

Na rysunku 11.5c opisano napięcia wyjściowe falownika jako kombinację stanu jego łączników. Stanowi wysokiemu (1) odpowiada załączenie górnego łącznika, a stanowi niskiemu (0) załączenie dolnego.

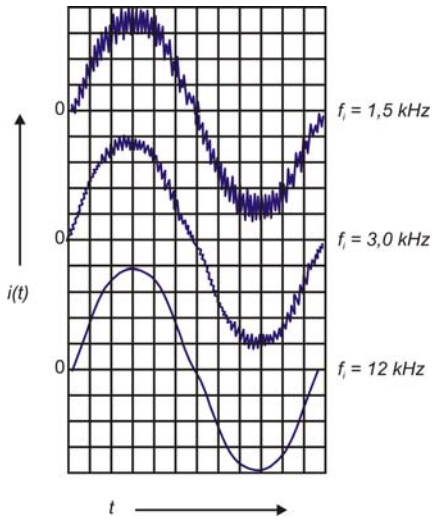
Na rysunku 11.6a przedstawiono kolejne realizacje wektora napięcia fazowego. Podobnie jak na rys. 11.4 wektor ten ma moduł $2U_d/3$ i przyjmuje jedno z sześciu dyskretnych położeń na płaszczyźnie zespolonej (sześć wektorów aktywnych) lub znajduje się w początku układu współrzędnych i ma amplitudę równą zeru (dwa wektory zerowe).



Rys. 11.6. Trójfazowy falownik napięcia:
a) położenia wektora napięcia fazowego, b) napięcia fazowe u_{NA}, u_{NB}, u_{NC}

11.5. Falowniki napięcia z modulacją impulsową

Falownik zasilany napięciem stałym o nieregulowanej wartości może wytwarzać na swoim wyjściu napięcie przemienne o regulowanej częstotliwości i wartości podstawowej harmonicznej. Falownik zasila swoim napięciem wyjściowym obciążenia o charakterze RLE przystosowane do zasilania napięciem wywołującym przepływ prądów sinusoidalnych (np. silniki asynchroniczne lub synchroniczne). Jeżeli częstotliwość impulsowania falownika jest dostatecznie duża (w stosunku do stałej czasowej obwodu elektrycznego obciążenia), to mimo zasilania napięciem impulsowym następuje przepływ prawie sinusoidalnych prądów wymuszonych przez uśredniony przebieg napięcia przez odbiornik o charakterze RLE (rys. 11.7).



Rys. 11.7. Przebiegi prądu wyjściowego falownika napięciowego (PWM) dla różnych częstotliwości (f_i) przełączania: 1,5 kHz, 3 kHz, 12 kHz

Modulacja szerokości impulsów (PWM)

Podobnie jak w falowniku jednofazowym można zmieniać wartość podstawowej harmonicznej napięcia wyjściowego przez modulację PWM szerokości ciągu impulsów o wartości U_d i częstotliwości impulsowania $f_i >> f_s$.

Współczynnik modulacji częstotliwości m_f określony jest jako

$$m_f = f_s/f_i \tag{11.4}$$

gdzie:

f_s – podstawowa częstotliwość napięcia wyjściowego,

f_i – częstotliwość impulsowania.

W przypadku małej wartości współczynnika modulacji częstotliwości, w celu zachowania okresowości napięcia wyjściowego, kształt zmodulowanych impulsów prostokątnych w każdym półokresie powinien być taki sam. Dlatego też zaleca się, aby częstotliwość impulsowania f_i stanowiła pełną wielokrotność częstotliwości wyjściowej f_s. Współczynnik modulacji częstotliwości m_f dla falowników trójfazowych powinien być całkowitą liczbą nieparzystą podzielną przez 3 (9, 15, 21, 27, ...), co daje w efekcie pełną symetrię trzech napięć wyjściowych falownika.

Częstotliwość impulsowania współczesnych falowników tranzystorowych (8–15 kHz) jest wielokrotnie większa od częstotliwości modulującej (0–80 Hz), a niewielkie różnice w kształcie napięcia wyjściowego, tym samym w symetrii układu, nie mają większego znaczenia. W przekształtnikach pracujących z dużą wartością współczynnika modulacji częstotliwości ($m_f > 100$) nie jest konieczna synchronizacja przebiegu

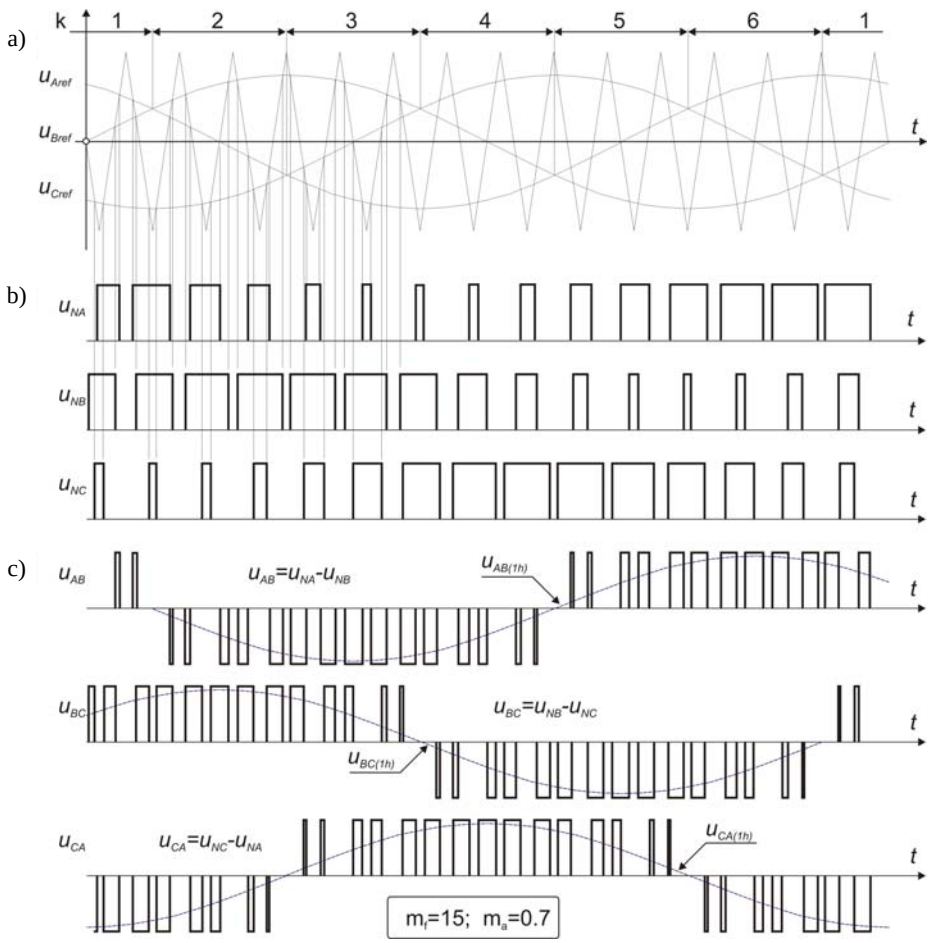
trójkątnego z sygnałami zadającymi napięcia fazowe ani też współczynnik modulacji częstotliwości nie musi być liczbą całkowitą nieparzystą podzielną przez 3 [32].

Regulacja wartości napięcia wyjściowego możliwa jest przez zmianę współczynnika modulacji amplitudy napięcia

$$m_a = U_{m\,\mathrm{ref}} / U_t \tag{11.5}$$

gdzie:

$U_{m\,\mathrm{ref}}$ – amplituda przebiegu zadającego (referencyjnego) napięcia fazowego,
U_t – szczytowa wartość przebiegu trójkątnego.



Rys 11.8. Przebiegi napięć wyjściowych generowanych w układzie falownika trójfazowego: a) sposób generowania impulsów sterujących, b) przebiegi napięć fazowych w stosunku do ujemnego bieguna (*N*) źródła napięcia stałego, c) przebiegi napięć międzyfazowych

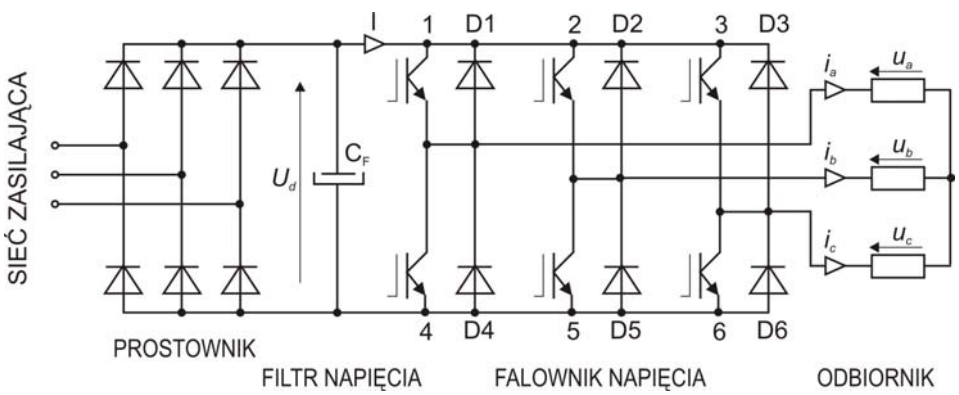
Impulsy sterujące przełączaniem łączników w gałęziach falownika mogą być wytworzone przez porównanie trzech przebiegów sinusoidalnych (u_{ref}) proporcjonalnych do zadanych przebiegów napięć fazowych na wyjściu falownika – ze wspólnym dla trzech faz przebiegiem trójkątnym.

Na rysunku 11.8 przedstawiono sposób generowania impulsów sterujących łącznikami przekształtnika przez komparację (porównanie) trzech przebiegów sinusoidalnych ze wspólnym przebiegiem trójkątnym. Przykład dotyczy modulacji ze współczynnikiem modulacji amplitudy $m_a = 0{,}7$ i współczynnikiem modulacji częstotliwości $m_f = 15$. Na rysunku zaznaczono ponadto sześć kolejnych sektorów (z rys. 11.6a) płaszczyzny zespolonej $\alpha\beta$, na której wiruje wektor napięcia.

Wartość skuteczną podstawowej harmonicznej napięcia międzyfazowego na wyjściu falownika można opisać wzorem [32]

$$U_{1p} = 0{,}61 U_d m_a \tag{11.6}$$

Z zależności 11.6 wynika, że maksymalną wartość skuteczną pierwszej harmonicznej napięcia międzyfazowego osiąga się przy wartości współczynnika modulacji amplitudy $m_a = 1$.



Rys. 11.9. Schemat trójfazowego falownika napięciowego MSI z pośredniczącym obwodem prądu stałego

Na rysunku 11.9 przedstawiono obwody silnoprądowe trójfazowego falownika napięciowego MSI. Zasilanie falownika następuje z sześciopulsowego prostownika niesterowanego w układzie mostkowym. W pośredniczącym obwodzie prądu stałego instalowane są filtry napięcia w celu wyeliminowania tętnień w napięciu U_d. Falowniki takie przeznaczone są do systemów napędowych z silnikami indukcyjnymi klatkowymi. Amplituda i częstotliwość pierwszej harmonicznej napięcia wyjściowego falownika może zmieniać się praktycznie od zera do pewnych wartości maksymalnych.

Kształt napięcia wyjściowego falownika trójfazowego pracującego w układzie napędowym, niezależnie od przyjętego kryterium jego optymalizacji, powinien charakteryzować się:

- brakiem składowej stałej,
- brakiem składowych subharmonicznych,
- nieobecnością harmonicznych parzystych,
- symetrią przebiegów trójfazowych.

11.6. Ćwiczenie 11

11.6.1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest:

a) zapoznanie się z trójfazowym falownikiem MSI,

b) wyznaczenie podstawowych charakterystyk eksploatacyjnych falownika,

c) dokonanie pomiarów parametrów jakości energii pobieranej z sieci trójfazowej i oddawanej do silnika.

11.6.2. Opis modelu laboratoryjnego

Na rysunku 11.10 przestawiono schemat połączeń laboratoryjnego stanowiska do badania trójfazowego falownika napięciowego MSI. Zastosowany przemiennik częstotliwości NORDAC ze sterowaniem wektorowym posiada pośredniczący obwód prądu stałego i służy do regulacji prędkości obrotowej silników asynchronicznych prądu przemiennego. Zainstalowany sterownik mikroprocesorowy, oprócz sterowania pracą łączników, umożliwia nastawy poszczególnych parametrów silnika, zadawanie charakterystyki regulacji, monitorowanie wybranych wielkości itd. Wszystkie dane niezbędne do programowania charakterystyk zawarte są w instrukcji stanowiskowej.

Podstawowe dane znamionowe falownika

Typ SK 1500/3CT:

- maksymalna moc nominalna – 1,5 kW,
- nominalny prąd wyjściowy – 3,6 A,
- maksymalny prąd wyjściowy – 4,0 A,
- napięcie wyjściowe falownika – trójfazowe 380 V –20% do 460 V +10%,
- częstotliwość impulsowania – 2, 8, 16 kHz,
- napięcie zasilania – trójfazowe 380 V –20% do 460 V +10%,
- sprawność – ok. 97%,
- częstotliwość wyjściowa – 0 ... 999 Hz.

Podstawowe dane znamionowe silnika

Typ Sg90L4K – silnik asynchroniczny trójfazowy:

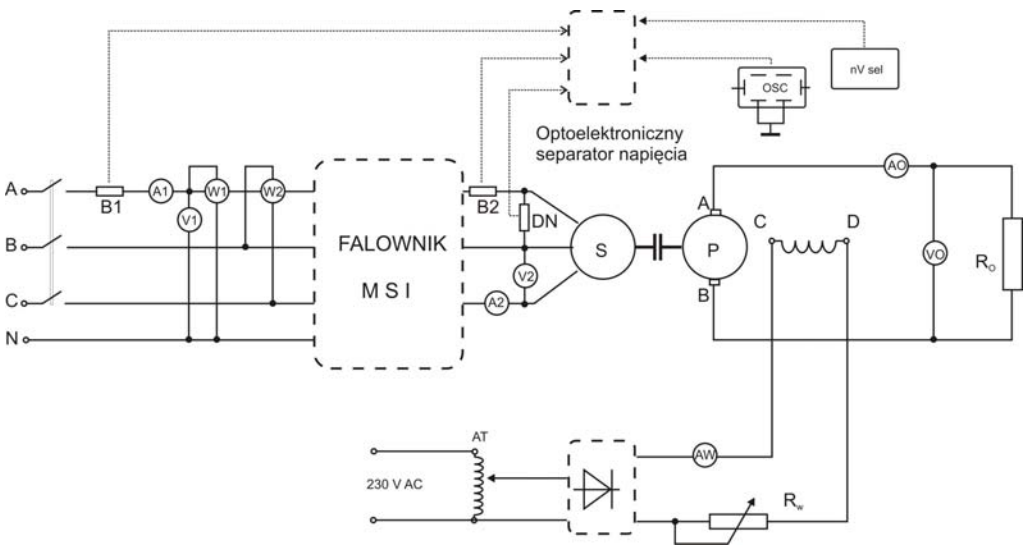
- moc nominalna – 1,5 (kW),
- napięcie znamionowe – 400 (V),
- prąd znamionowy – 3,7 (A),
- znamionowa prędkość obrotowa – 1420 (o/min).

Podstawowe dane znamionowe prądnicy

Typ PZBb – prądnica obcowzbudna:

- moc nominalna – 1,2 (kW),
- napięcie znamionowe – 230 (V),
- prąd znamionowy – 5,2 (A),
- prąd znamionowy wzbudzenia – 0,37 (A),
- znamionowa prędkość obrotowa – 1450 (o/min).

Przyłączane mierniki laboratoryjne umożliwiają pomiary zarówno po stronie prądu przemiennego sieci zasilającej, obwodu wyjściowego falownika, jak i w obwodzie prądu stałego prądnicy stanowiącej obciążenie silnika. Integralną częścią stanowiska jest oscyloskop dwustrumieniowy i nanowoltomierz selektywny. Umożliwiają one obserwację przebiegów prądów i napięcia wyjściowego falownika. Zastosowany separator optoelektroniczny sygnałów zapewnia ćwiczącym nie tylko bezpieczne wykonywanie pomiarów zawartości wyższych harmonicznych, ale i monitorowanie wybranych przebiegów.



Rys. 11.10. Schemat połączeń laboratoryjnego stanowiska
do badania trójfazowego falownika napięciowego MSI

Autotransformator AT wraz z prostownikiem diodowym dają możliwość płynnej regulacji napięcia prądnicy P.

11.6.3. Przebieg ćwiczenia

1. Wykonać badania zawartości wyższych harmonicznych w prądzie pobieranym z sieci zasilającej – bocznik (B1), prądzie silnika – bocznik (B2) i w napięciu międzyfazowym falownika dla stałej wartości obciążenia R_o dla dwóch wartości częstotliwości wyjściowej falownika f_s = 25 i 50 Hz dla zadanej częstotliwości impulsowania f_i = 4 kHz.
2. Powtórzyć badania z p. 1 dla częstotliwości f_i = 8 i 16 kHz.
3. Zadać liniową charakterystykę U/f falownika i częstotliwość f_i = 8 kHz. Przy odłączonym obciążeniu R_o zdjąć charakterystykę rzeczywistą w zakresie częstotliwości $2 < f_s < 60$ Hz.
4. Powtórzyć pomiary z p. 3 dla zadanej kwadratowej charakterystyki U/f.
5. Dla zadanych przez prowadzącego parametrów falownika zdjąć charakterystykę sprawności η układu w funkcji zmian częstotliwości f_s, $\eta = f(f_s)$.
6. Wyniki pomiarów i obliczeń zestawić w tabelkach.

11.6.4. Opracowanie wyników badań

1. Wyznaczyć i zestawić w tabelkach zawartości wyższych harmonicznych w prądzie pobieranym z sieci zasilającej, prądzie silnika i w napięciu międzyfazowym falownika dla pomiarów z p. 1 i 2.
2. Wykreślić charakterystykę U/f falownika z p. 3 i 4.
3. Wykreślić charakterystykę sprawności układu $\eta = f(f_s)$, p. 5.
4. Zależności z p. 2 i 3 umieścić na wspólnych wykresach.
5. W zakresie ograniczonym uzyskanymi pomiarami omówić oddziaływanie badanego falownika MSI na sieć zasilającą.

11.6.5. Zagadnienia kontrolne

1. Omówić zasadę działania trójfazowego falownika napięcia ze sterowaniem półokresowym.
2. Odpowiedzieć, czy istnieje możliwość regulacji wartość podstawowej harmonicznej napięcia falownika z p. 1.
3. Wyjaśnić, dlaczego wymagany jest stały stosunek U_{wy}/f_s falownika.
4. Omówić zasadę realizacji wektora wirującego w falowniku.
5. Wyjaśnić metodę modulacji impulsowej.

6. Opisać, co to jest współczynnik modulacji częstotliwości i czy wartość tego współczynnika może być dowolna.

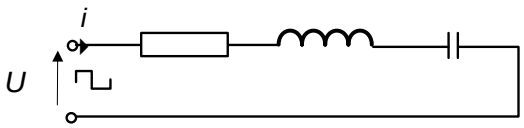
7. Opisać, co to jest współczynnik modulacji amplitudy i na jaką wielkość wyjściową wpływa zmiana jego wartości.

8. Omówić, jakimi cechami powinien charakteryzować się idealny falownik MSI w aspekcie negatywnego oddziaływania zarówno na sieć zasilającą, jak i silnik.

12. Falownik szeregowy

12.1. Wprowadzenie

Falowniki szeregowe, które charakteryzują się obwodem rezonansu szeregowego LC, są zasilane ze źródła napięcia o fali prostokątnej. Obwód obciążenia jest główną częścią szeregowego obwodu rezonansowego. Zasadę działania tego falownika można opisać następująco: szeregowy obwód RLC (rys. 12.1) jest cyklicznie pobudzany prostokątną falą napięciową [13, 15, 21, 27, 29].



Rys. 12.1. Schemat działania falownika szeregowego

Częstotliwość rezonansową tego obwodu opisuje znana zależność

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{12.1}$$

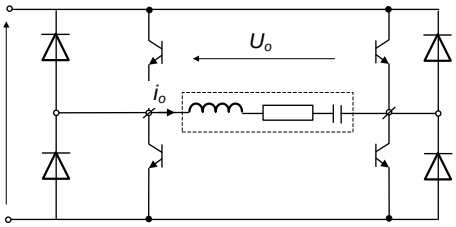
częstotliwość tłumionych drgań własnych obwodu RLC określa natomiast wyrażenie

$$f = \sqrt{f_0^2 - \frac{k^2}{4\pi^2}} \tag{12.2}$$

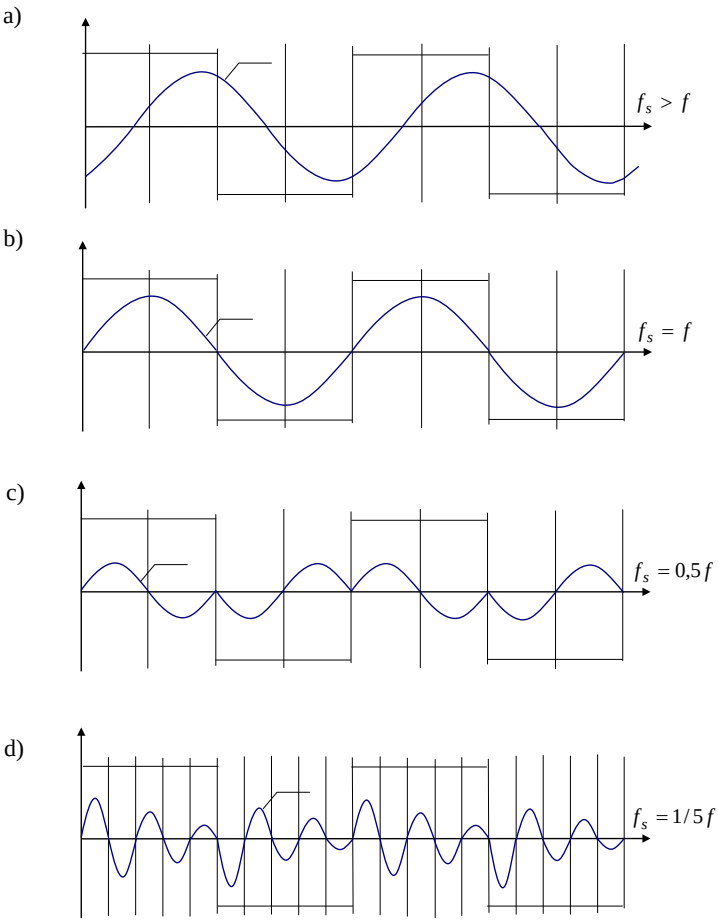
w którym $k = R/2L$ jest współczynnikiem tłumienia obwodu.

Podstawowy układ falownika szeregowego przedstawiono na rys. 12.2. Jest to układ mostkowy składający się z czterech zaworów sterowanych, zbocznikowanych diodami zwrotnymi.

Parametry zastępcze LR szeregowego obwodu rezonansowego RLC reprezentują parametry obwodu obciążenia. W praktyce mogą to być np. parametry zastępcze indukcyjnego układu grzejnego.



Rys. 12.2. Schemat ideowy szeregowego falownika rezonansowego



Rys. 12.3. Przebiegi prostokątnego napięcia wyjściowego falownika i prądu obciążenia i_o dla różnych wartości stosunku f_z/f: a) $f_z > f$, b) $f_z = f$, c) $f_z = 0{,}5f$, d) $f_z = 1/5f$

Działanie falownika jest następujące: tranzystorowe zawory falownika są sterowane parami T1 i T4 oraz T2 i T3 naprzemiennie. Dlatego napięcie wyjściowe falownika

generowane między punktami a i b ma kształt fali prostokątnej. Kształt prądu w obwodzie obciążenia falownika zależy natomiast od stosunku częstotliwości f_z generowanego napięcia falownika i częstotliwości f tłumionych drgań własnych obwodu RLC. Rozróżnia się trzy charakterystyczne warunki pracy falownika [3]:

a) Jeśli $f_z \geq f$, to prąd obciążenia i_0 jest w zasadzie ciągły o kształcie zbliżonym do sinusoidalnego (rys. 12.3a). W tym przypadku na skutek wyłączenia tranzystora prąd przejmuje dioda. Wyłączenie tranzystora i przejęcie prądu obciążenia falownika przez diodę odbywa się w warunkach komutacji wymuszonej. Załączanie tranzystorów i wyłączanie diod odbywa się natomiast w warunkach komutacji naturalnej prądu w obwodzie odbiornika. Jest to korzystny przypadek pracy, bowiem straty komutacyjne są bardzo małe.

b) Jeśli $f_z = f$, to przebieg prądu i_o obciążenia jest sinusoidalny (rys. 12.3b), w takim stanie pracy falownika przełączenia zaworów falownika występują w chwilach przejścia prądu przez zero. Przy omawianych warunkach pracy obwodu obciążenia falownika diody zwrotne nie biorą udziału w cyklu działania falownika.

c) Jeśli $f_z < f$, to prąd i_o w tym obwodzie ma charakter oscylacyjnych drgań tłumionych (rys. 12.3c i d). Liczba oscylacji przebiegu prądu i_o w obwodzie obciążenia jest bezpośrednią krotnością stosunku częstotliwości f/f_z. W granicznym przypadku, kiedy częstotliwość f jest wielokrotnie większa od częstotliwości f_z, może dochodzić do wygasania drgań oscylacyjnych prądu i_o w czasie trwania po fali generowanego napięcia falownika.

12.2. Ćwiczenie 12

12.2.1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest:

a) poznanie budowy i zasady działania szeregowego falownika rezonansowego,

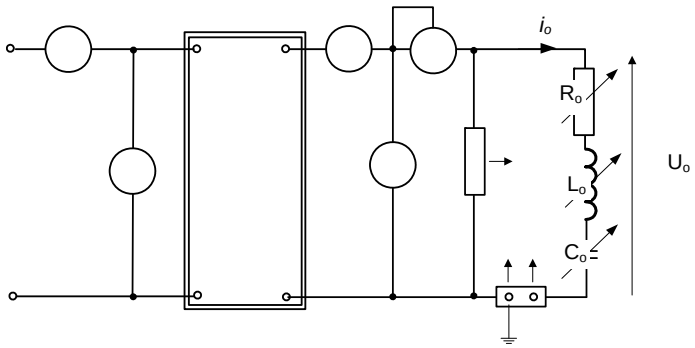
b) dyskusja nad możliwościami wykorzystania falownika szeregowego w praktyce,

c) poznanie charakterystyk eksploatacyjnych falownika szeregowego $U_0 = f(I_0)$ dla różnego stosunku częstotliwości generowanej w falowniku i częstotliwości drgań własnych obwodu obciążenia.

12.2.2. Opis modelu laboratoryjnego

Schemat ideowy badanego falownika szeregowego przedstawiono na rys. 12.2. Na rysunku 12.4. przedstawiono natomiast schemat ideowo-blokowy układu laboratoryjnego do badania falownika szeregowego. Składa się on z następujących elementów:

a) falownik szeregowy,
b) obwód obciążenia o charakterze RLC,
c) źródło zasilania.



Rys. 12.4. Schemat ideowo-blokowy do badania falownika szeregowego

Obwód obciążenia falownika stanowi strojony obwód RLC umożliwiający realizację różnych warunków obciążenia. Do obserwacji przebiegów napięciowych i prądowych falownika przewidziano w rzeczywistym modelu falownika wyprowadzenie sygnałów do gniazdek wtykowych pozwalających na podłączenia sond oscyloskopowych.

Przyrządy pomiarowe w obwodzie zasilania i obciążenia umożliwiają wyznaczenie m.in. sprawności energetycznej tego falownika. Źródło zasilania falownika stanowi zasilacz prądu stałego przyłączony do sieci prądu przemiennego.

12.2.3. Przebieg ćwiczenia

1. Zapoznać się z układem pomiarowym.
2. Przeprowadzić obserwacje przebiegów napięć i prądów w układzie pomiarowym.
3. Wyznaczyć charakterystykę obciążenia falownika dla różnego stosunku częstotliwości generowanej w falowniku i częstotliwości drgań własnych obwodu obciążenia f_z/f.
4. Wyznaczyć sprawności falownika.
5. Określić na podstawie pomiarów impedancję wewnętrzną falownika.

12.2.4. Opracowanie wyników badań

Na podstawie wykonanych pomiarów i obliczeń należy:
1. Wykreślić charakterystyki zależności:

$$U_o = f(I_o) \quad \text{dla} \quad f_z / f = \text{var} \quad \text{i} \quad P_{\text{wy}} / P_{\text{we}} = f(I_o) \quad \text{dla} \quad f = \text{var}$$

2. Zamieścić w sprawozdaniu przykładowe oscylogramy prądów i napięć na wyjściu falownika dla wybranych warunków jego obciążenia.

3. Określić na podstawie przeprowadzonych badań wartość impendancji wewnętrznej falownika.

4. Opracować wnioski ze szczególnym uwzględnieniem:

- porównania wyników pomiarów i obliczeń z zależnościami teoretycznymi,
- oceny falownika jako źródła napięcia przemiennego,
- porównania własności falownika szeregowego z własnościami falownika napięciowego z napięciem kształtowanym metodą MSI.

12.2.5. Zagadnienia kontrolne

1. Narysować schematy wybranych układów falowników szeregowych.

2. Omówić własności, zasadę działania i warunki pracy falownika szeregowego.

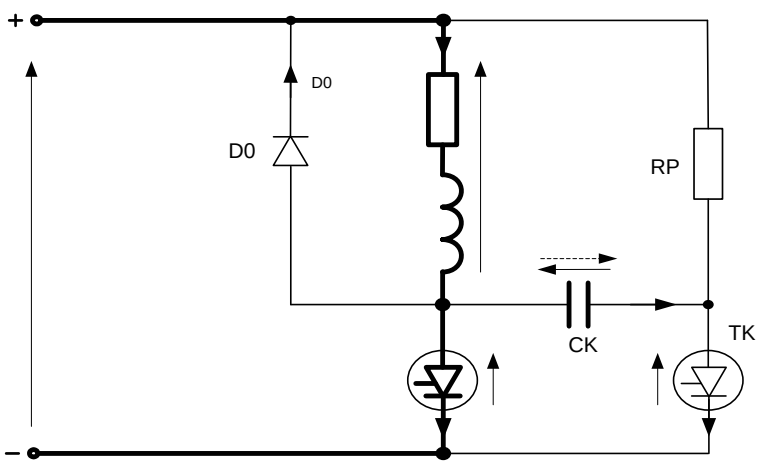
3. Omówić możliwości i zakres wykorzystania falownika szeregowego w praktyce.

4. Przedstawić korzyści wynikające ze stosowania falowników szeregowych w praktyce w porównaniu z falownikami innych rozwiązań.

13. Tyrystorowy łącznik napięcia stałego

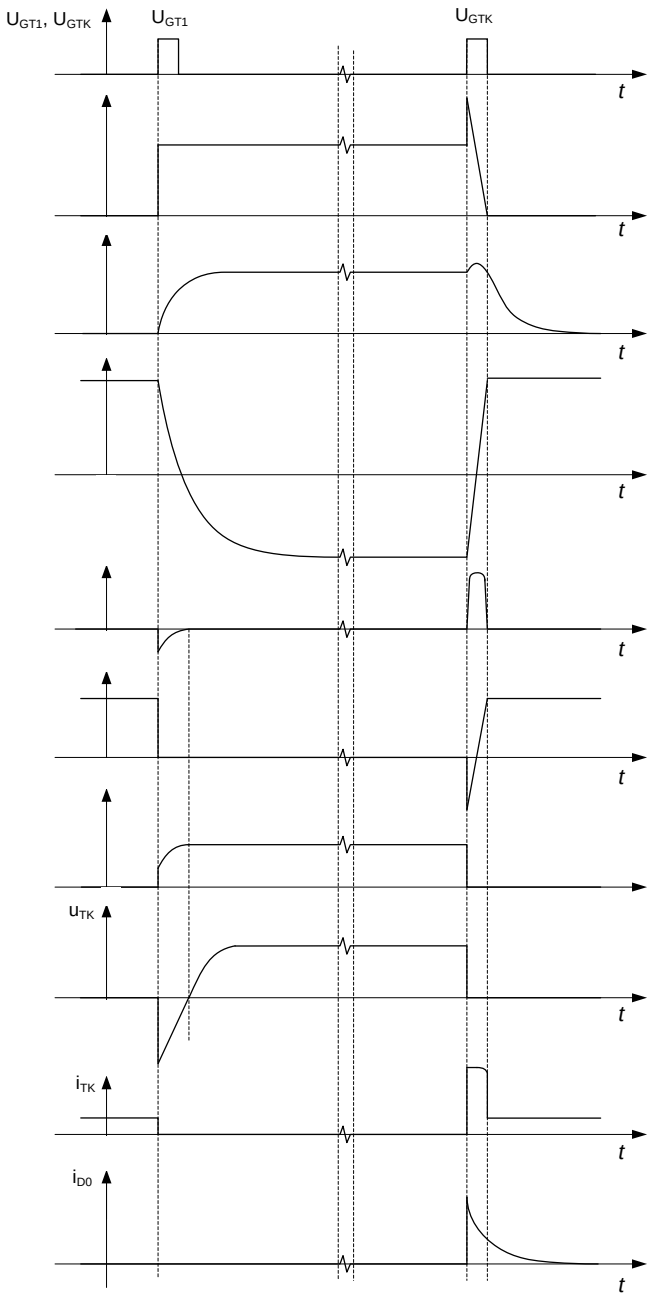
13.1. Wprowadzenie

Tyrystory dzięki swym własnościom doskonale nadają się do budowy łączników napięcia stałego. Stosunkowo krótkie czasy ich załączania i wyłączania umożliwiają dokonywanie łączeń odbiorników prądu stałego ze źródłem zasilania z dużą częstością. Prądy robocze takich łączników osiągają wartości dochodzące nawet do kilku kiloamperów. Napięcia robocze takich łączników także osiągają znaczne wartości, nierzadko przekraczające wartości kilku kiloamperów [13, 15, 21, 28, 29]. Łączniki tyrystorowe charakteryzuje m.in. duża trwałość, znaczna częstość łączeń, łatwość sterowania, krótka zwłoka czasowa przy wyłączaniu. Spośród wielu rozwiązań układowych łączników prądu stałego na uwagę zasługuje układ pokazany na rys. 13.1.



Rys. 13.1. Schemat ideowy tyrystorowego łącznika napięcia stałego

Obwód odbiornika na tym rysunku reprezentują elementy R_o i L_o. Tyrystor T1 znajduje się w obwodzie obciążenia, zaś tyrystor TK jest wykorzystywany w obwodzie wymuszonej komutacji tyrystora T1.



Rys. 13.2. Przebiegi czasowe łącznika dla obciążenia rezystancyjno-indukcyjnego

Działanie układu łącznika ilustrują przebiegi czasowe przedstawione na rys. 13.2. Przebiegi czasowe prądów i napięć w układzie łącznika wyznaczone metodą symulacyjną przedstawiono w pracy [3], gdzie:

u_{GT1}, u_{GTK} – impulsy bramkowe podawane na tyrystory T1 i TK,

u_o, i_o – napięcie i prąd odbiornika,

u_{CK}, i_{CK} – napięcie i prąd kondensatora komutacyjnego CK,

u_{T1}, i_{T1} – napięcie i prąd tyrystora głównego T1,

u_{TK}, i_{TK} – napięcie i prąd tyrystora pomocniczego,

i_{D0} – prąd diody zwrotnej D0.

W stanie wyjściowym układu łącznika, napięcie $U_o = 0$, napięcie na tyrystorze T1 $U_{T1} = U$, tyrystor komutacyjny TK znajduje się w stanie przewodzenia aż do chwili zaniku prądu ładowania kondensatora CK. Dzięki temu kondensator CK osiągnie stan naładowania.

Załączenie układu łącznika prądu stałego odbywa się na skutek podania impulsu sterującego na bramkę głównego tyrystora T1. Załączenie tyrystora T1 spowoduje przepływ prądu i_o w obwodzie odbiornika R_o–L_o.

Jednocześnie załączenie tego tyrystora T1 spowoduje przeładowanie kondensatora komutacyjnego CK w obwodzie utworzonym przez odbiornik R_o–L_o oraz pomocniczy rezystor R_p. W związku z tym napięcie u_{CK} na zaciskach kondensatora komutacyjnego CK zmieni swą polaryzację na przeciwną (rys. 13.2). Taki stan układu łącznika może trwać praktycznie dowolnie długo.

Wyłączenie tyrystora T1, a tym samym przerwanie prądu i_o w obwodzie odbiornika, realizowane jest za pomocą obwodu komutacyjnego, utworzonego przez kondensator komutacyjny CK, tyrystor TK oraz rezystor RP. Proces wyłączenia tyrystora odbywa się przez podanie impulsu sterującego na bramkę komutacyjnego tyrystora TK. Załączony w ten sposób tyrystor TK spowoduje w efekcie końcowym zaporowe spolaryzowanie tyrystora T1 z powodu przyłączenia dodatnio naładowanej okładziny kondensatora CK do katody tego tyrystora. Ujemnie naładowana okładzina kondensatora CK jest natomiast galwanicznie połączona z anodą tego tyrystora T1. Spolaryzowany dzięki temu tyrystor T1 zaporowo przejdzie w tej sytuacji w stan blokowania, co oznacza odłączenie odbiornika od źródła zasilania U. Efektem końcowym procesu jest przeładowanie kondensatora CK. Oznacza to, że polaryzacja napięcia U_{CK} na tym kondensatorze osiągnie początkowy stan wyjściowy.

Ponowne załączenie głównego tyrystora T1 spowoduje przepływ prądu i_o w obwodzie odbiornika oraz wywoła przeładowanie kondensatora komutacyjnego CK. Obwód komutacyjny łącznika jest w ten sposób przygotowany do wyłączenia głównego tyrystora T1.

13.2. Ćwiczenie 13

13.2.1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest:

a) poznanie budowy i zasady działania tyrystorowego łącznika napięcia stałego,

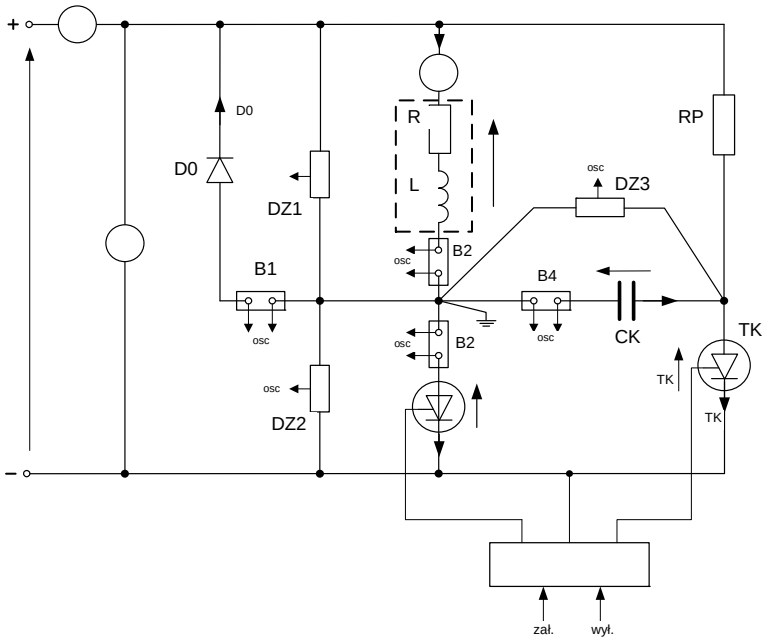
b) przeprowadzenie dyskusji nad możliwościami i zakresem wykorzystania tyrystorowego łącznika napięcia stałego,

c) poznanie charakterystyk eksploatacyjnych łącznika napięcia stałego,

d) omówienie wymagań stawianych łącznikom napięcia stałego.

13.2.2. Opis modelu laboratoryjnego

Na rysunku 13.3 przedstawiono schemat układu laboratoryjnego do badania tyrystorowego łącznika napięcia stałego [13]. Obwód główny łącznika stanowi odbiornik rezystancyjno-indukcyjny R–L, tyrystor T1 i dioda rozładowcza D0. Układ do wymuszonej komutacji tyrystora T1 jest natomiast utworzony z połączenia komutacyjnego kondensatora CK, pomocniczego rezystora RP i pomocniczego tyrystora TK. Obwody bramkowe tyrystorów T1 i TK otrzymują sygnały sterujące z układu sterującego. Układ sterujący jest pobudzany zewnętrznymi sygnałami powodującymi załączanie i wyłączanie łącznika.



Rys. 13.3. Schemat układu do badań laboratoryjnych tyrystorowego łącznika napięcia stałego

Do obserwacji przebiegów prądowych w układzie łącznika służą boczniki B1–B4, zaś do obserwacji wybranych przebiegów napięciowych w tym układzie wykorzystuje się dzielniki napięcia DZ1–DZ3.

Wyznaczanie podstawowych parametrów łącznika

Poprawne funkcjonowanie łącznika tyrystorowego wymaga spełnienia określonych warunków prawidłowej pracy, które podano w publikacji [13] i zestawiono w tab. 13.1.

Tabela 13.1. Warunki prawidłowej pracy tyrystorowego łącznika napięcia stałego

1	Czas dysponowany t_d tyrystora T1 musi być większy od jego czasu wyłączania t_q	obciążenie R obciążenie RL	$t_d = 0{,}69\,RC > t_q$ $t_d = (UC)/I_o > t_q$
2	Stromość narastania napięcia du_T/dt tyrystora T1 mniejsza od jego stromości krytycznej $(du_T/dt)_{crit}$	Obciążenie R Obciążenie RL	$du_T/dt = U/(RC) < (du_T/dt)_{crit}$ $du_T/dt = I_o/C < (du_T/dt)_{crit}$
3	Czas dysponowany na wyłączenie t_{dp} pomocniczego tyrystora TK większy od jego czasu wyłączenia t_q		$t_{dp} = 0{,}69\,RC > t_q$
4	Stromość narastania napięcia blokowania du_T/dt tyrystora TK mniejsza od jego stromości krytycznej $(du_{Tp}/dt)_{crit}$		$du_{TK}/dt = U/(R_pC) < (du_{TK}/dt)_{crit}$
5	Prąd w ustalonym stanie załączenia tyrystora TK większy od jego prądu podtrzymania przewodzenia I_{HTK}		$U/R_p > I_{HTK}$
6	Minimalny czas załączenia łącznika	obciążenie R obciążenie RL	$4R_pC$ $4R_pC$ lub $4(L/R)$
7	Minimalny czas wyłączenia łącznika	obciążenie R obciążenie RL	$4RC$ $(2UC)/I_o$
t_q, $(du_T/dt)_{crit}$, I_H – parametry katalogowe wykorzystanych tyrystorów I_o – prąd obciążenia w chwili podania impulsu wyzwalającego na tyrystor TK ($I_o = U/R_o$)			

13.2.3. Przebieg ćwiczenia

1. Zapoznać się z układem laboratoryjnym.
2. Przeprowadzić dobór parametrów tyrystorowego łącznika napięcia stałego przedstawionego na rys. 13.3 zgodnie z założeniami podanym przez prowadzącego ćwiczenie.
3. Połączyć układ łącznika z obciążeniem rezystancyjno-indukcyjnym.
4. Przeprowadzić obserwację następujących przebiegów:
   - napięciowych impulsów bramkowych tyrystorów T1 i TK,
   - napięcia u_o i prądu i_o odbiornika,
   - napięcia u_{CK} i prądu i_{CK} kondensatora komutacyjnego CK,
   - napięcia u_{T1} i prądu i_{T1} głównego tyrystora T1,

- napięcia u_{TK} i prądu i_{TK} pomocniczego tyrystora TK,
- prądu i_{D0} rozładowanej diody D0,

5. Wyznaczyć uzyskane przebiegi w oparciu o czasy przeznaczone na wyłączanie tyrystorów oraz maksymalną stromość narastania napięcia blokowania tyrystorów.

6. Porównać wyniki uzyskane z pomiarów z wynikami obliczeń przeprowadzonych na podstawie tab. 13.1.

13.2.4. Opracowanie wyników badań

Na podstawie wykonanych pomiarów i obliczeń należy:

1. Przeprowadzić obliczenia podstawowych parametrów łącznika.
2. Zestawić wyniki pomiarów.
3. Wyznaczyć parametry łącznika uzyskane na podstawie przeprowadzonych badań laboratoryjnych.
4. Opracować końcowe wnioski ze szczególnym uwzględnieniem:
   - porównania wyników pomiarów i obliczeń z zależnościami teoretycznymi,
   - porównania własności badanego łącznika tyrystorowego z łącznikami stykowymi,
   - oceny własności łącznika tyrystorowego do zastosowań praktycznych.

13.2.5. Zagadnienia kontrolne

1. Przeprowadzić dyskusję na temat możliwości wykorzystania łącznika do regulacji napięcia na odbiorniku.
2. Podać, jakie warunki powinny być spełnione, aby badany łącznik funkcjonował poprawnie.
3. Omówić parametry łącznika, od których zależy czas pozostawania łącznika w stanie załączonym lub stanie wyłączonym.
4. Omówić rolę diody rozładowczej D0 w układzie łącznika tyrystorowego.

14. Przekształtnik DC/DC obniżający napięcie

14.1. Wprowadzenie

Przekształtniki impulsowe prądu stałego służą do płynnej regulacji wartości średniej napięcia i prądu. W układach przekształtników impulsowych wykorzystuje się elementy półprzewodnikowe [15, 16] – są to zwykle układy zbiorcze, zwane przekształtnikami o komutacji wewnętrznej. Typowymi przykładami tych przekształtników są łączniki tyrystorowe i przerywacze prądu stałego, tzw. przekształtniki bezpośrednie prądu stałego lub impulsowe regulatory prądu stałego. Pojawienie się elementów półprzewodnikowych mocy wyłączalnych pozwala na znaczne uproszczenie układu regulatora. Dzięki własnościom takiego elementu nie ma potrzeby stosowania obwodu komutacji wymuszonej. W układach regulatorów prądu stałego z elementami wyłączalnymi można osiągać większą częstotliwość łączeń niż w układach z tyrystorami. Chodzi o krótszy czas wyłączania takiego elementu od tyrystora. Umożliwia to uzyskanie mniejszych pulsacji prądu wyjściowego i dokładniejszej regulacji prądu odbiornika.

W rozdziale zostaną omówione układy regulatorów prądu stałego zbudowane z wykorzystaniem elementów wyłączalnych. Przyjęto przy tym, że spadek napięcia na elementach półprzewodnikowych w stanie przewodzenia jest pomijalny, a w stanie blokowania lub zaworowym prąd ma pomijalnie małą wartość. Można ponadto przyjąć, że przebiegi napięć i prądów odbiornika w układzie z elementami wyłączalnymi zbliżone są do przebiegów idealnych.

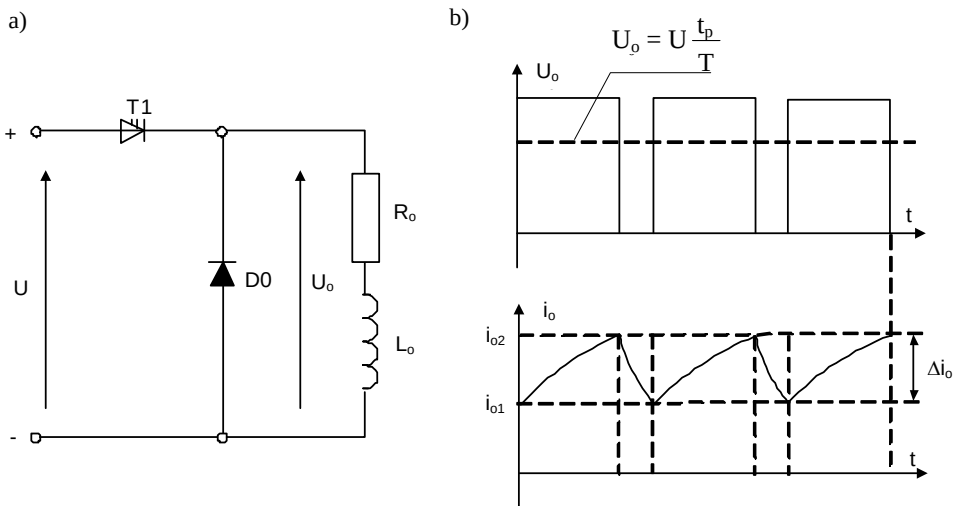
Najprostszym regulatorem impulsowym prądu stałego jest układ pokazany na rys. 14.1. Jeżeli zawór T1 jest załączony, to na odbiorniku występuje napięcie w przybliżeniu równe napięciu zasilania U. Gdy zawór jest wyłączony, na odbiorniku rezystancyjnym U_o równa się zeru. Gdy odbiornik jest indukcyjno-rezystancyjny, po wyłączeniu zaworu w obwodzie odbiornika i diody rozładowczej D0 płynie prąd na skutek energii zmagazynowanej w indukcyjności L_o. Wartość średnia napięcia na odbiorniku $U_{\text{ośr}}$ przy cyklicznym załączeniu i wyłączaniu zaworu T1 jest proporcjonalna do napięcia źródła U i do względnego czasu załączania:

$$U_{\text{ośr}} = U\left(\frac{t_p}{T}\right) \tag{14.1}$$

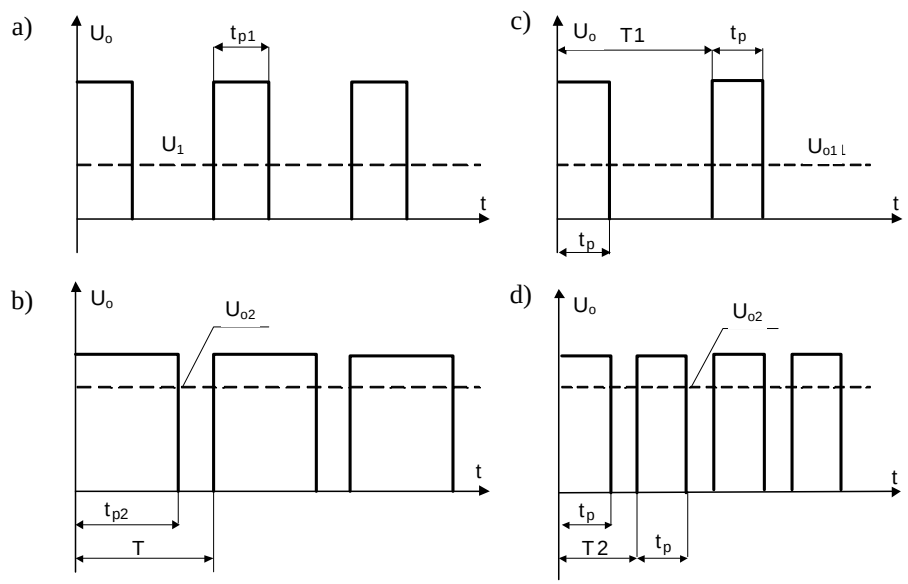
gdzie:

T – okres napięcia na odbiorniku,

t_p – czas załączania zaworu.



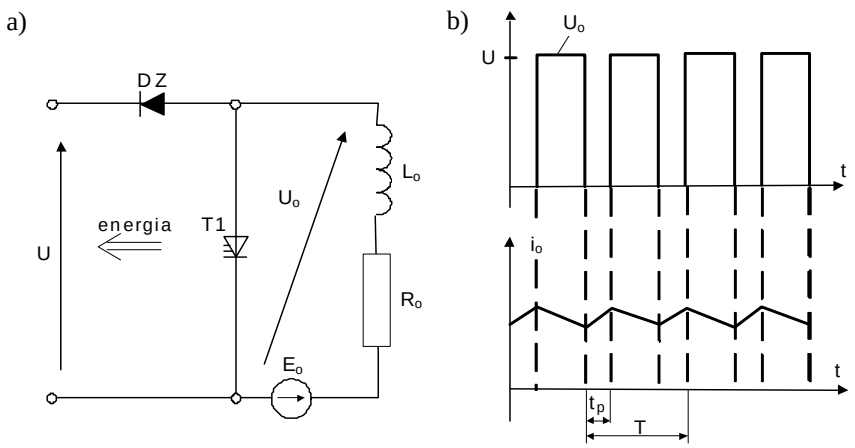
Rys. 14.1. Zasada regulacji impulsowej wartości średniej napięcia stałego:
a) schemat uproszczony regulatora impulsowego, b) przebiegi idealnego napięcia i prądu odbiornika



Rys. 14.2. Regulacja wartości średniej napięcia stałego:
a), b) przez zmianę szerokości impulsów (t_p = var, T = const),
c), d) przez zmianę częstotliwości powtarzania impulsów (t_p = const, T = var)

Zmiana wartości stosunku t_p/T powoduje zmianę wartości średniej napięcia na odbiorniku. W praktyce wykorzystuje się dwa sposoby regulacji względnego czasu przewodzenia. Pierwszy polega na modulacji szerokości impulsów, tzn. zmianie ulega czas t_p, gdy T = const. Drugi realizuje się metodą modulacji częstotliwości, czyli z zachowaniem stałej wartości t_p = const, zmianie ulega częstotliwość powtarzania impulsów $f = 1/T$. Zasadę obydwu sposobów regulacji pokazano na rys. 14.2. Napięcie na odbiorniku zmienia się w czasie, przyjmując wartość minimalną i maksymalną w systemie modulacji szerokości impulsów (rys. 14.2a, b), jak również w systemie modulacji częstotliwości (rys. 14.2c, d). Różnica tych napięć jest miarą pulsacji napięcia na odbiorniku.

W przypadku rozpatrywanego układu regulatora impulsowego prądu stałego zakłada się, że energia jest przekazywana ze źródła do odbiornika. Takie układy regulatorów są najczęściej stosowane w praktyce. Istnieją jednak przypadki, gdy energia musi być za pomocą regulatora przekazywana z odbiornika do źródła zasilania. Przykładem takiej sytuacji może być hamowanie silnika prądu stałego ze zwrotem energii do źródła zasilania.



Rys. 14.3. Regulator impulsowy prądu stałego służący do zwrotu energii z odbiornika do źródła: a) schemat układu, b) przebiegi napięcia i prądu odbiornika

Przepływ energii z odbiornika do źródła umożliwia układ pokazany na rys. 14.3a, w którym zawór wyłączalny T2 jest dołączony równolegle do odbiornika indukcyjno-rezystancyjnego oraz źródła napięcia E_o. Silnik prądu stałego jest właśnie odbiornikiem RLE. Włączona między odbiornik a źródło zasilania dioda DZ, zwana diodą zwrotną, umożliwia tylko przepływ prądu z odbiornika do źródła. Występuje to wtedy, kiedy napięcie na odbiorniku ma większą wartość niż napięcie źródła. Zasadę działania układu przedstawiają przebiegi pokazane na rys. 14.3b. Podczas gdy zawór T2 znajduje się w stanie przewodzenia, prąd odbiornika narasta pod wpływem napię-

cia źródłowego E_o. Po wyłączeniu zaworu T2 prąd odbiornika płynie w dalszym ciągu pod wpływem energii zmagazynowanej w indukcyjności L_o. Prąd zamyka się wówczas przez diodę DZ i źródło napięcia U. Napięcie U_o na odbiorniku przyjmuje wartość równą zeru, gdy zawór T2 jest załączony oraz wartość, jaką ma napięcie źródła, kiedy zawór T2 jest wyłączony.

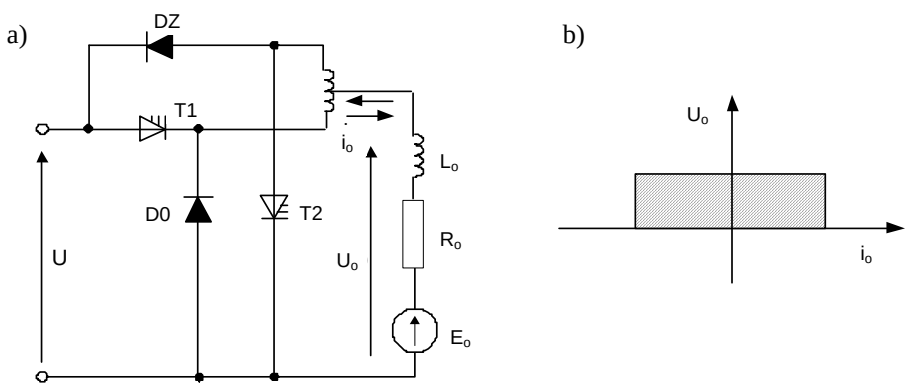
Wartość średnia napięcia odbiornika jest funkcją względnego czasu przewodzenia zaworu T2 zgodnie z zależnością

$$U_o = U\left(1 - \frac{t_p}{T}\right) \tag{14.2}$$

Prąd ciągły od odbiornika do źródła przepływa wówczas, gdy w obwodzie jest indukcyjność L_o. Średnią wartość prądu w takim przypadku określa wyrażenie

$$I_o = \frac{E_o - U\left(1 - \frac{t_p}{T}\right)}{R_o} \tag{14.3}$$

Pulsacja prądu odbiornika zależy od stałej czasowej L_o/R_o oraz od względnego czasu przewodzenia zaworu t_p/T.

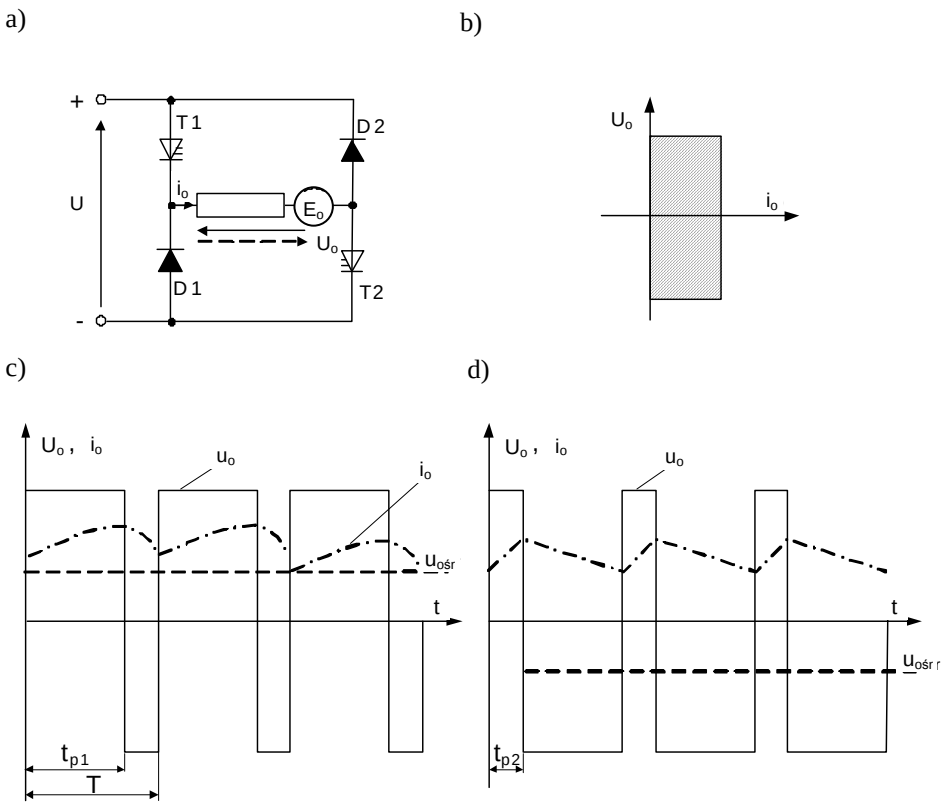


Rys. 14.4. Regulator impulsowy prądu stałego umożliwiający wymianę energii między źródłem i odbiornikiem przez zmianę kierunku prądu:
a) schemat układu, b) zakres pracy

W praktycznych przypadkach zachodzi nieraz potrzeba zastosowania regulatora prądu stałego pozwalającego na wzajemną wymianę energii między źródłem a odbiornikiem. Może się to odbywać przy niezmienionej polaryzacji napięcia odbiornika a zmienianym kierunku prądu. Umożliwia to układ będący kompozycją układów z rys. 14.1–14.3, co przedstawiono na rys. 14.4a.

Podczas przepływu energii ze źródła do odbiornika przewodzą: zawór T1 i dioda rozładowcza D0, zaś zawór T2 jest wyłączony. Podczas przepływu energii z odbiornika do źródła zawór T1 jest wyłączony, prąd płynie natomiast przez diodę DZ i zawór T2. Między obydwoma obwodami prądowymi regulatora zastosowano dławik wyrównawczy L_W zapobiegający w układzie zwarciom na skutek ewentualnego włączenia zaworu T2 w czasie przewodzenia zaworu T1 lub odwrotnie.

Na rysunku 14.4b przedstawiono w układzie współrzędnych U_o–I_o zakres pracy regulatora. W pierwszej ćwiartce określono zakres pracy odpowiadający przepływowi energii ze źródła do odbiornika, zaś w drugiej zwrot energii z odbiornika do źródła przy niezmienionej polaryzacji napięcia na odbiorniku.



Rys. 14.5. Regulator impulsowy prądu stałego umożliwiający przepływ energii między źródłem i odbiornikiem przez zmianę kierunku napięcia: a) schemat układu, b) zakres pracy, c) przebiegi napięcia i prądu odbiornika podczas napięcia ujemnego, d) przebiegi napięcia i prądu odbiornika podczas napięcia dodatniego

Niekiedy zwrot energii z odbiornika do źródła odbywa się przy niezmienionym kierunku prądu, a zmienionej polaryzacji napięcia na odbiorniku. Pozwala na to układ

regulatora przedstawiony na rys. 14.5a. W tym przypadku odbiornik RLE może zarówno pobierać energię ze źródła o napięciu U, jak i oddać ją z powrotem do źródła kosztem źródła E_o [3]. W omawianym przypadku zawory T1 i T2 są jednocześnie sterowane. W stanie przewodzenia tych zaworów prąd odbiornika narasta pod wpływem napięcia źródła U. Po wyłączeniu zaworów na skutek energii zmagazynowanej w indukcyjności L_o płynie nadal przez odbiornik prąd o tym samym kierunku, przy czym obwód zamyka się przez diody D1 i D2. Napięcie na odbiorniku ma wtedy wartość ujemną, a prąd maleje. Zakres pracy takiego układu przedstawiono na rys. 14.5b – jest to praca w pierwszej i czwartej ćwiartce układu współrzędnych U_o–I_o. Jeśli czas przewodzenia zaworów T1 i T2 jest mniejszy od połowy okresu przełączeń regulatora, to wartość średnia napięcia U_o jest dodatnia. Gdy $t_p > 0{,}5T$, wówczas średnia wartość napięcia U_o jest ujemna (rys. 14.5c).

Na podobnej do przedstawionej zasadzie można zbudować złożony układ regulatora, który umożliwia zmianę polaryzacji nie tylko napięcia, ale i prądu odbiornika. Odpowiada to zakresowi pracy regulatora w czterech ćwiartkach układu współrzędnych U_o–I_o.

14.2. Ćwiczenie 14

14.2.1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest:

a) poznanie typowych regulatorów impulsowych prądu stałego,

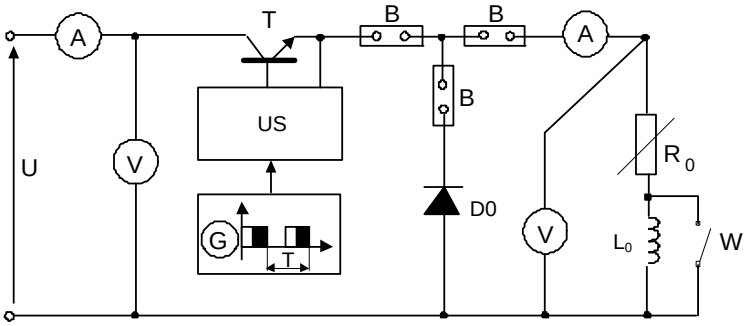
b) doświadczalne wyznaczenie zależności wartości średniej napięcia na odbiorniku R i RL od zmian względnego czasu przewodzenia zaworu,

c) pomiarowe zbadanie pulsacji prądu odbiornika od stałej czasowej odbiornika.

14.2.2. Opis modelu laboratoryjnego

Na rysunku 14.6 przedstawiono schemat modelu laboratoryjnego podstawowego regulatora impulsowego prądu stałego. Model przekształtnika jest zasilany napięciem stałym U. Tranzystor mocy pełni tu rolę zaworu wyłączalnego.

Układ sterowania US tranzystora jest sprzężony z generatorem przebiegów prostokątnych. W generatorze tym istnieje możliwość nie tylko regulacji częstotliwości, lecz również zmiany współczynnika wypełnienia impulsu wyjściowego. Dzięki temu istnieje możliwość sterowania tranzystora mocy tak, że można zadawać niezależnie od siebie wartości parametru t_p i T.



Rys. 14.6. Schemat pomiarowy tranzystorowego układu laboratoryjnego

14.2.3. Przebieg ćwiczenia

Przeprowadzić następujące badania w układzie modelowym przedstawionym na rys. 14.6:

1. Zdjąć charakterystykę $U_{ośr} = f(t_p/T)$ dla:
   a) T = const, t_p = var i obciążenia rezystancyjnego oraz rezystancyjno-indukcyjnego,
   b) T = var, t_p = const i obciążenia rezystancyjno-indukcyjnego.
2. Określić pomiarowo współczynnik pulsacji prądu obciążenia definiowany jako $k_p = i_{omax} - i_{omin}/I_{ośr}$ w zależności od parametru L_o/R_o dla (t_p i T) = const, czyli $k_p = f(L_o/R_o)$ dla T = const i t_p = const.
3. Przeprowadzić obserwację przebiegów prądowych i napięciowych odbiornika oraz obwodów regulatora.

14.2.4. Opracowanie wyników badań

1. Zestawić wyniki pomiarów i przykładowych obliczeń.
2. Sporządzić wykresy zależności uzyskanych podczas pomiarów.
3. Odnotować z oscyloskopu uproszczone przebiegi wybranych napięć i prądów w badanych układach.
4. Dokonać analizy uzyskanych wyników badań.

14.2.5. Zagadnienia kontrolne

1. Opisać, na czym polega regulacja w impulsowych regulatorach prądu stałego.
2. Wykazać różnicę między dwoma znanymi sposobami regulacji impulsowej napięcia i prądu stałego.
3. Omówić zalety regulacji impulsowej.

15. Przekształtnik DC/DC podwyższający napięcie

15.1. Wprowadzenie

Regulatory napięcia i prądu stałego jako układy energoelektroniczne służą do sterowania przepływu energii elektrycznej prądu stałego. Wykorzystywane są do zasilania prądem stałym odbiorników, takich jak: źródła światła, źródła ciepła, silniki prądu stałego, zapewniając jednocześnie możliwość regulacji parametrów przekształcanej energii. Przekształtniki te są najczęściej zasilane z sieci prądu stałego lub baterii akumulatorów. Dynamiczny rozwój sterowalnych elementów półprzewodnikowych pozwolił na osiągnięcie mocy jednostkowych tych urządzeń do kilkudziesięciu kilowatów. Dużą zaletą regulatorów jest łatwa i prosta regulacja przekształcanej energii. Przy projektowaniu urządzeń energoelektronicznych występują istotne różnice podczas stosowania w pełni sterowalnych tranzystorów, a półsterowalnych tyrystorów, które wymagają dodatkowych obwodów do ich wyłączenia. Dzięki prostocie układów z tranzystorami mocy są one częściej wykorzystywane w układach przekształtnikowych [16, 26, 28].

15.2. Ogólne właściwości regulatorów napięcia stałego

Każdy układ regulacji może być przedstawiony w postaci czwórnika, dla którego wielkości wejściowe stanowią napięcia wejściowe, zmieniające się w określonych granicach, i prąd wejściowy, a wielkości wyjściowe – prąd obciążenia i napięcie wyjściowe.

Napięcie wyjściowe u_d jest zawsze zależne od następujących zmiennych:

- napięcia wejściowego U,
- prądu wyjściowego I_d,
- nastawy regulacji napięcia wyjściowego,
- temperatury T,
- czasu t.

Ogólnie możemy zapisać

$$U_d = f(U, I_d, T, t) \tag{15.1}$$

$$I_d = f(U, I_d, T, t) \tag{15.2}$$

Charakterystycznymi parametrami dla regulatorów napięcia stałego są:

- zakres regulacji napięcia wyjściowego

$$\Delta U_d = U_{d\max} - U_{d\min} \tag{15.3}$$

- współczynnik tętnień

$$\chi_T = \frac{U_T}{U_d} \quad \text{dla} \quad I_d, T, t = \text{const} \tag{15.4}$$

gdzie:

U_T – wartość międzyszczytowa napięcia tętnień,

U_d – wartość średnia napięcia wyjściowego,

- rezystancja wyjściowa

$$r_0 = \left(\frac{\delta U_d}{\delta I_d} \right) \quad \text{dla} \quad U, T, t = \text{const} \tag{15.5}$$

Wielkości występujące w równaniach (15.1) i (15.2) zmieniają swe wartości w dość szerokich granicach wraz ze zmianami temperatury, czasu lub obciążenia. Dlatego też dla określonego zakresu zmian do badań przyjmuje się ich średnie wartości.

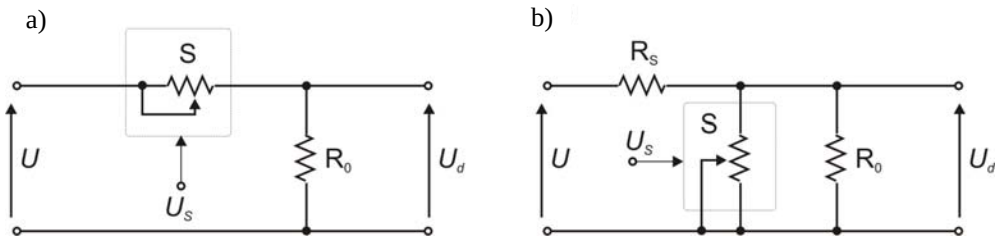
Ze względu natomiast na dużą złożoność obliczeń analizę tych układów przeprowadza się z założeniem, że wszystkie elementy są idealne.

15.2.1. Klasyfikacja regulatorów napięcia stałego

Biorąc pod uwagę sposób regulacji napięcia, rozróżnia się dwa typy regulatorów:

1. Regulator działający w sposób ciągły:

Istota regulacji napięcia wyjściowego polega na „traceniu" części napięcia wejściowego na sterowniku S. Ideę działania tego typu regulatorów przedstawiono na rys. 15.1. Napięcie sterujące U_s, lub inna wielkość sterująca, powoduje zmianę rezystancji sterownika S (rys. 15.1a). W regulatorze równoległym (rys. 15.1b) zmienna rezystancja sterownika włączona jest równolegle do zacisków wyjściowych i wywołuje dodatkowy spadek napięcia na rezystancji R_S, regulując tym samym wartość napięcia wyjściowego U_d. Ujemną cechą tych regulatorów jest mała sprawność układu wynikająca z tego, że cała nadwyżka mocy jest tracona w sterowniku.



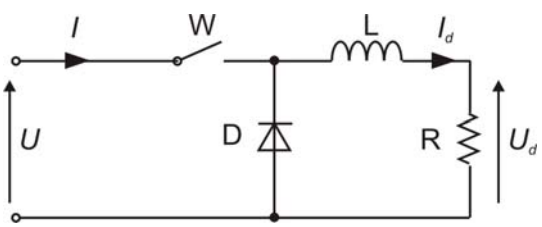
Rys. 15.1. Schematy regulatora typu ciągłego: a) szeregowy, b) równoległy

2. Regulator działający w sposób impulsowy:

W regulatorach tych sterownik pracuje jako łącznik, który w cyklu pracy kolejno przewodzi i przerywa prąd wejściowy I. Napięcie sterujące U_s powoduje w przetworniku impulsowym zmianę wartości współczynnika wypełnienia przebiegu, w takt którego sterownik przewodzi lub jest zablokowany. Przez regulację stosunku czasu włączenia do czasu wyłączenia otrzymujemy regulację średniej wartości napięcia wyjściowego U_d. Regulator impulsowy odznacza się wyższą sprawnością od regulatora ciągłego ze względu na mniejsze straty mocy w sterowniku S. Wynika to z tego, że podczas przewodzenia spadek napięcia na sterowniku jest niewielki, w czasie odcięcia płynie natomiast przez niego tylko niewielki prąd. Podstawową wadą regulatorów impulsowych jest stosunkowo długi czas reakcji na stany przejściowe (np. gwałtowną zmianę prądu obciążenia).

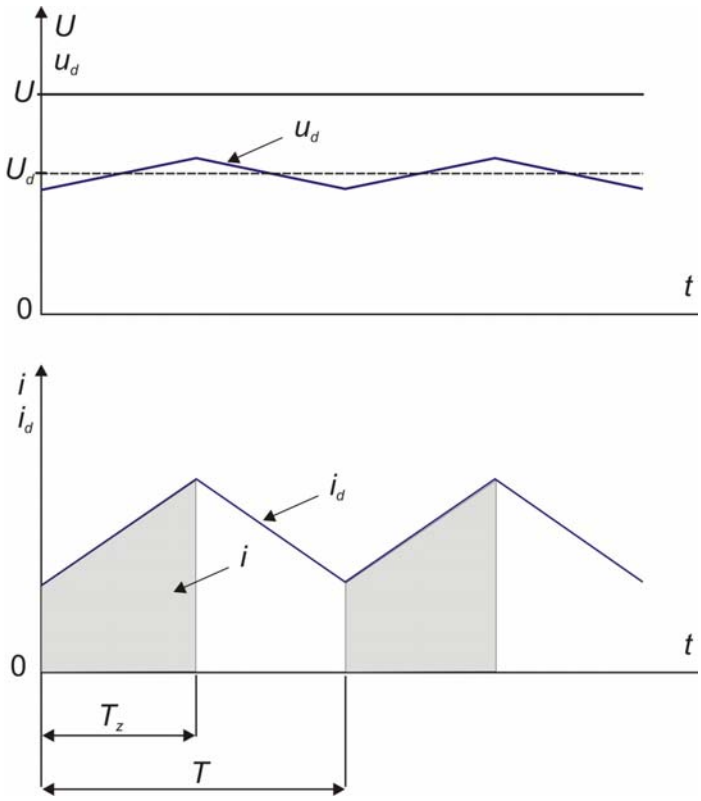
15.2.2. Zasada impulsowej regulacji napięcia

Analizę impulsowego regulatora napięcia można przeprowadzić na podstawie uproszczonego schematu przedstawionego na rys. 15.2. Podstawowym elementem regulatora jest łącznik W, który cyklicznie łączy źródło napięcia wejściowego U na czas T_z i odłącza na czas $T_w = T - T_z$. Indukcyjność L połączona szeregowo z rezystancją obciążenia R pozwala na utrzymanie ciągłości prądu i_d.



Rys. 15.2. Uproszczony schemat impulsowego regulatora napięcia

Dioda D zamyka obwód obciążenia w czasie T_w. Na rysunku 15.3 przedstawiono przebiegi czasowe prądów i napięć regulatora impulsowego z rys. 15.2.



Rys. 15.3. Przebiegi czasowe napięć i prądów w układzie przedstawionym na rys. 15.2

Przy odpowiednio dużej wartości indukcyjności dławika tętnienia prądu obciążenia będą tak małe, że będzie można uważać ten prąd za praktycznie stały. Można zatem zapisać następujące funkcje:

$$u(t) = U = \text{const} \quad \text{dla} \quad 0 \le t \le T,$$

$$i(t) = I_d = \text{const} \quad \text{dla } 0 \le t \le T_z,$$

$$i(t) = 0 \quad \text{dla} \quad T_z \le t \le T,$$

$$u_d(t) = U_d = \text{const} \quad \text{dla} \quad 0 \le t \le T,$$

$$i_d(t) = I_d = \text{const} \quad \text{dla } 0 \le t \le T.$$

Moc doprowadzona do układu zgodnie z definicją przyjmie postać

$$P = \frac{1}{T}\int_0^T uid\,t = \frac{1}{T}\int_0^{T_z} UI_d\,dt = \frac{1}{T}UI_dT_z \tag{15.6}$$

Moc czynna oddawana przez układ do odbiornika

$$P_d = \frac{1}{T}\int_0^T u_d i_d dt = \frac{1}{T}\int_0^T U_d I_d dt = \frac{1}{T} U_d I_d T \tag{15.7}$$

Zakładając, że regulator napięcia zbudowany jest z idealnych elementów, moc pobrana równa jest mocy oddanej. Otrzymujemy więc

$$\frac{U_d}{U} = \frac{T_z}{T} \tag{15.8}$$

W układach impulsowych stosunek czasu trwania impulsu T_z do okresu repetycji T nazywa się współczynnikiem wypełnienia impulsu δ:

$$\delta = \frac{T_z}{T} \tag{15.9}$$

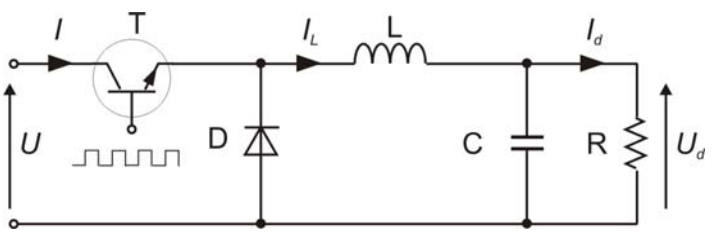
Warunek (15.8) możemy zapisać teraz następująco

$$U_d = \delta U \tag{15.10}$$

Ze wzoru (15.10) wynika, że regulacja napięcia wyjściowego U_d odbywa się przez zmianę współczynnika wypełnienia impulsu δ przy U = const. Warto tu zauważyć, że sterowanie napięcia wyjściowego może odbywać się przez zmianę szerokości impulsu sterującego T_z, przy T = const, lub przez zmianę częstotliwości repetycji T, przy T_z = const.

15.3. Rodzaje impulsowych regulatorów napięcia

Wyróżniamy trzy podstawowe typy impulsowych regulatorów napięcia:
1. Regulator z szeregowym tranzystorem i szeregowym dławikiem.



Rys. 15.4. Regulator z szeregowym tranzystorem i szeregowym dławikiem

Schemat opisywanego regulatora przedstawiono na rysunku 15.4. Różni się on od przykładu z rys. 15.2 tym, że łącznik zastąpiono tranzystorem *T*, a rezystancję obciążenia zbocznikowano dodatkowo pojemnością *C* dla zmniejszenia tętnień napięcia wyjściowego.

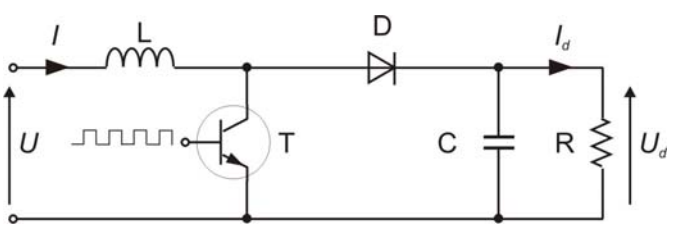
Działanie układu przebiega następująco: gdy tranzystor T zostaje wysterowany do stanu nasycenia, na dławiku L pojawia się napięcie $U - U_d$. Pod wpływem tego napięcia prąd dławika i_L narasta. Część prądu dławika płynie przez odbiornik, a część ładuje kondensator C (od momentu, w którym $i_L > I_d$). Gdy tranzystor przechodzi w stan odcięcia, prąd dławika zamyka się przez odbiornik i diodę D. W tym czasie prąd dławika maleje, gdyż zwrot jego jest przeciwny do zwrotu napięcia na dławiku, które wynosi teraz $-U_d$. Zwrócić jeszcze należy uwagę na to, że zmiany napięcia wyjściowego są nieporównywalnie małe w stosunku do zmian napięcia na dławiku. Pozwala to traktować napięcie U_d jako stałe, regulowane współczynnikiem wypełnienia impulsu δ według zależności

$$U_d = \delta U \tag{15.11}$$

Ponieważ współczynnik wypełnienia impulsu przyjmuje zawsze wartości w zakresie $0 < \delta < 1$, to napięcie wyjściowe U_d w tym układzie zawsze będzie mniejsze od napięcia zasilania *U*.

2. Regulator z równoległym tranzystorem i szeregowym dławikiem.

Schemat opisywanego regulatora przedstawiono na rys. 15.5. Praca tego układu przebiega następująco. W momencie kiedy tranzystor T zostaje wysterowany do nasycenia, dioda D przestaje przewodzić i dzięki temu rozłączają się obwody – wejściowy (dławik L, tranzystor T) i wyjściowy (kondensator C i obciążenie R). W obwodzie wejściowym prąd dławika narasta liniowo tak długo, dopóki tranzystor T jest nasycony, tzn. przez czas $T_z = \delta T$. W tym samym czasie kondensator C rozładowuje się prądem obciążenia. W momencie kiedy tranzystor T zostaje odcięty, dioda D zostaje spolaryzowana w kierunku przewodzenia i prąd dławika doładowuje kondensator. W czasie $T_w = (1 - \delta)T$ prąd dławika maleje liniowo, gdyż napięcie wyjściowe jest zawsze nie mniejsze od *U*. Gdy tranzystor T jest stale odcięty, wyjście układu jest stale połączone z wejściem przez dławik L i w stanie ustalonym napięcie $U_d(\delta = 0) = U$. Charakterystykę sterowania tego układu ujmuje zależność



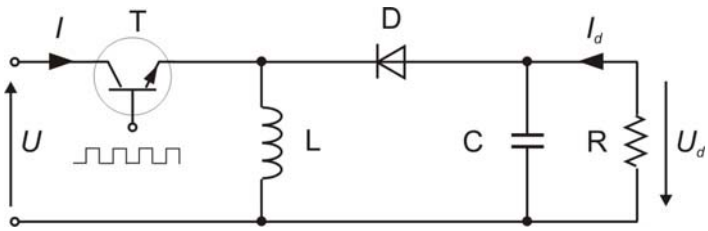
Rys. 15.5. Regulator z równoległym tranzystorem i szeregowym dławikiem

$$U_d = \frac{1}{1-\delta} U \tag{15.12}$$

Ze wzoru (15.12) wynika, że napięcie wyjściowe U_d zawsze jest większe lub równe od napięcia zasilającego U.

3. Regulator z szeregowym tranzystorem i równoległym dławikiem.

Założenia do analizy prezentowanego układu (rys. 15.6) są te same co w poprzednich przypadkach, tzn. praca przy małych tętnieniach napięcia wyjściowego i bezstratność elementów składowych sterownika.



Rys. 15.6. Regulator z szeregowym tranzystorem i równoległym dławikiem

W przedziale czasu $0 \le t \le T_z$, kiedy przewodzi tranzystor T i dioda D jest spolaryzowana zaporowo, prąd dławika i_L zmienia się zgodnie z zależnością

$$L \frac{d i_L}{d t} = U \tag{15.13}$$

Rozwiązaniem tego równania jest funkcja

$$i_L(t) = I_1 + \frac{U}{L} t \tag{15.14}$$

gdzie $i_L(0) = I_1$.

Dla $t = T_z$, $i_L(T_z) = I_2$

$$I_2 = I_1 + \frac{U}{L} T_1 \tag{15.15}$$

W przedziale $T_z \le t \le T_z + T_w = T$ prąd dławika zamyka się w obwodzie: dławik–dioda–obciążenie

$$L \frac{d i_L}{d t} + U_d = 0 \tag{15.16}$$

Rozwiązanie tego równania ma postać

$$i_L(t) = I_2 - \frac{U_d}{L}(t - T_z) \tag{15.17}$$

W końcu okresu $i_L(T) = I_1$ zależność (15.17) przyjmuje postać

$$I_2 = I_1 + \frac{U_d}{L} T_w \tag{15.18}$$

Po porównaniu prawych stron wyrażeń (15.15) i (15.18) otrzymujemy charakterystykę sterowania dla stanu ciągłego przewodzenia dławika

$$U_d = \frac{\delta}{1-\delta} U \tag{15.19}$$

Istotną cechą tego układu jest to, że w zależności od wartości współczynnika wypełnienia impulsu δ napięcie wyjściowe może być zarówno mniejsze, jak i większe od napięcia zasilania.

W celu wyznaczenia charakterystyki napięciowo-prądowej skorzystać należy z warunku równości ładunku dopływającego do kondensatora C i odpływającego z niego w czasie jednego okresu

$$I_d = \frac{1}{T} \int_{T_z}^{T} i_L(t) dt \tag{15.20}$$

Po podstawieniu $i_L(t)$ z zależności (15.17) i wykonaniu całkowania otrzymamy

$$I_d = \frac{I_1 + I_2}{2}(1-\delta) \tag{15.21}$$

Korzystając z zależności (15.18) i (15.21), możemy wyznaczyć prądy I_1 oraz I_2:

$$I_1 = \frac{I_d}{1-\delta} - \frac{U}{2L}\delta T$$

$$I_2 = \frac{I_d}{1-\delta} + \frac{U}{2L}\delta T \tag{15.22}$$

Przejście regulatora ze stanu przewodzenia ciągłego do stanu przewodzenia impulsowego określa się, wyznaczając krytyczną wartość prądu obciążenia $I_{d\,\mathrm{kr}}$. Wartość tę wyznacza się z warunku zanikania prądu dławika w końcu okresu impulsowania. Dla $I_d = I_{d\,\mathrm{kr}}$ $I_1 = 0$ i stąd

$$I_{d\,\mathrm{kr}} = \frac{U}{2Lf}\delta(1-\delta) \tag{15.23}$$

Dla prądów obciążenia $I_d < I_{d\,\mathrm{kr}}$ czas impulsowego przewodzenia wynosi $T_z + t_0$, gdzie t_0 wyraża się wzorem

$$t_0 = \frac{I_2 L}{U_d} \tag{15.24}$$

Charakterystykę napięciowo-prądową w przypadku stanu przewodzenia impulsowego wyznaczamy ze wzoru

$$I_d = \frac{1}{T}\int_{T_z}^{T_z+t_0} i_L(t)dt \tag{15.25}$$

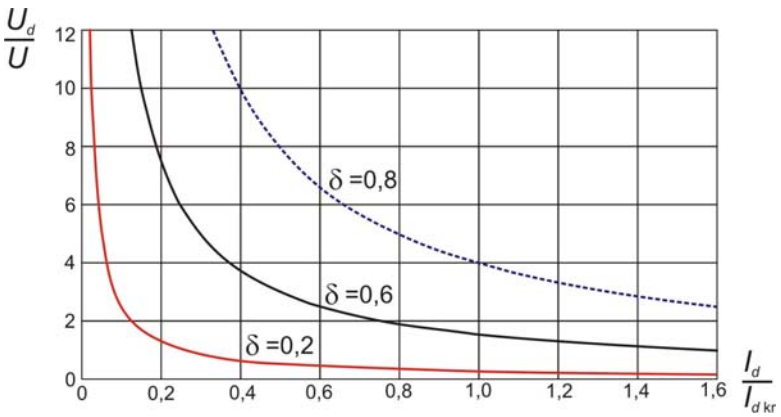
Po podstawieniu $i_L(t)$ z zależności (15.17) i uwzględnieniu, że

$$I_2 = \frac{U}{L}\delta T \tag{15.26}$$

otrzymamy postać analityczną charakterystyki napięciowo-prądowej regulatora dla stanu przewodzenia impulsowego

$$\frac{U_d}{U} = \frac{\delta}{1-\delta}\frac{1}{\frac{I_d}{I_{d\,\mathrm{kr}}}} \tag{15.27}$$

Na rysunku 15.7 przedstawiono zależność (15.27) w formie graficznej.



Rys. 15.7. Charakterystyka $U_d/U = f(\delta, I_d/I_{d\,\mathrm{kr}})$

Analizując charakterystykę napięciowo-prądową regulatora dla stanu przewodzenia, warto zauważyć, że dla prądu obciążenia I_d dążącym do zera napięcie wyjściowe dąży do nieskończoności.

Aby wyznaczyć współczynnik tętnień dla stanu ciągłego przewodzenia, należy przeprowadzić następującą analizę.

W czasie $0 \le t \le T_z$ kondensator C rozładowuje się prądem obciążenia I_d, a składowa zmienna napięcia na kondensatorze $u_C(t)$ wyraża się wzorem

$$u_C(t) = u_{C0} - \frac{I_d}{C} t \tag{15.28}$$

Minimalna wartość napięcia $u_{C\min}$ jest osiągana na krańcu przedziału czasowego

$$u_{C\min} = u_C(T_z) = u_{C0} - \frac{I_d}{C} T_z \tag{15.29}$$

W przedziale czasowym $T_z \le t \le T$ składowa zmienna napięcia na kondensatorze zmienia się wg zależności

$$u_C(t) = u_C(T_z) + \frac{I_2 - I_d}{C}(t - T_z) - \frac{U_d^2}{2L}(t - T_z)^2 \tag{15.30}$$

Czas, po którym napięcie $u_C(t)$ osiąga maksimum, można obliczyć zgodnie z równaniem

$$t_{02} = \frac{I_2 - I_d}{U_d} L + T_w \tag{15.31}$$

Maksimum to zostanie osiągnięte, jeżeli $t_{02} < T$, czyli kiedy

$$\frac{I_2 - I_d}{U_d} L < T_z \tag{15.32}$$

Po podstawieniu do powyższego wzoru I_2 ze wzoru (15.23) i U_d z (15.19) otrzymamy

$$I_d < \frac{I_{d\,\mathrm{kr}}}{\delta} \tag{15.33}$$

Przy spełnionym warunku (15.33) $u_C(t)$ osiąga maksymalną wartość wewnątrz rozważanego przedziału czasowego i jest opisane wzorem

$$u_{C\max} = u_C(T_z) + \frac{(I_2 - I_d)^2}{2U_d} \frac{L}{C} \tag{15.34}$$

Jeżeli nierówność (15.33) nie jest spełniona, to $u_C(t)$ osiąga maksymalną wartość dla $t = T$

$$u_{C\max} = u_C(T) = u_{C0} \tag{15.35}$$

Wartość międzyszczytowa tętnień U_T wynosi odpowiednio:

$$U_T = u_{C\max} - u_{C\min} = \frac{(I_2 - I_d)^2 L}{2U_d C} \quad \text{dla} \quad I_{d\,\mathrm{kr}} \le I_0 \le \frac{I_{d\,\mathrm{kr}}}{\delta} \tag{15.36}$$

$$U_T = u_{C\max} - u_{C\min} = \frac{I_d}{Cf} \quad \text{dla} \quad I_d > \frac{I_{d\,\mathrm{kr}}}{\delta} \tag{15.37}$$

Współczynnik tętnień χ_T natomiast jest wyrażony wzorami:

$$\chi_T = \frac{L}{2C(1-\delta)^2}\left[\frac{\delta}{R} + \frac{(1-\delta)^2}{2Lf}\right]^2 \quad \text{dla} \quad I_{d\,\mathrm{kr}} \le I_d \le \frac{I_{d\,\mathrm{kr}}}{\delta} \tag{15.38}$$

$$\chi_T = \frac{\delta}{RCf} \quad \text{dla} \quad I_d > \frac{I_{d\,\mathrm{kr}}}{\delta} \tag{15.39}$$

Cechą charakterystyczną tego rodzaju regulatora (rys. 15.6) jest zmiana biegunowości napięcia wyjściowego U_d w stosunku do biegunowości napięcia wejściowego U.

15.4. Ćwiczenie 15

15.4.1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest:

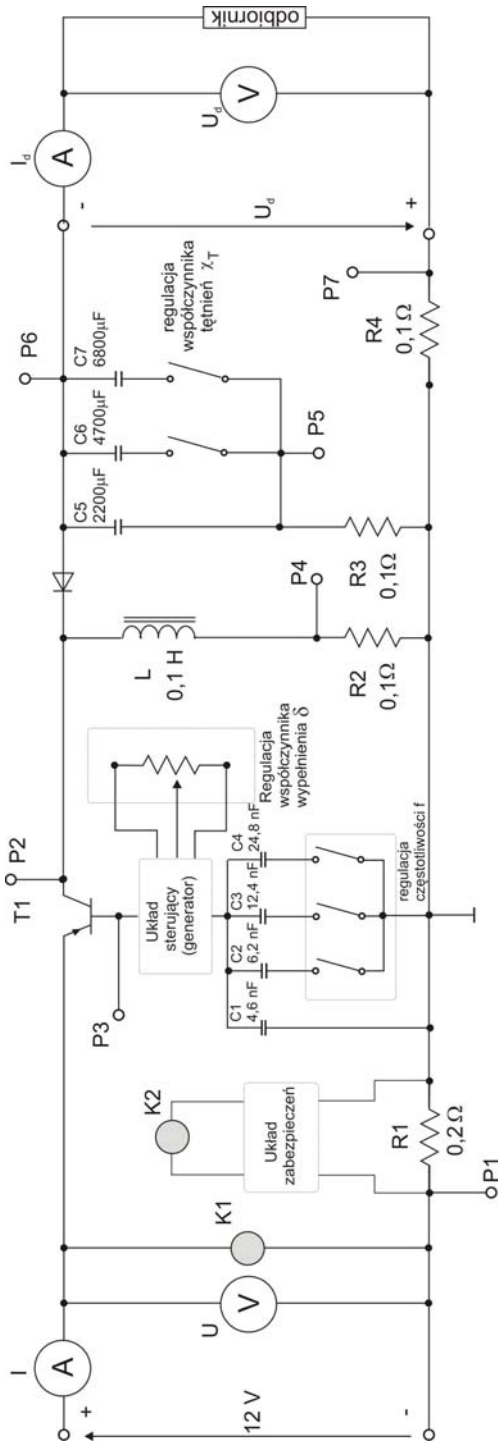
a) zapoznanie się z zasadą pracy jednego z regulatorów napięcia stałego podwyższającego napięcie,

b) doświadczalne wyznaczenie średniej wartości napięcia wyjściowego U_d na odbiorniku o charakterze rezystancyjnym i rezystancyjno-indukcyjnym w zależności od częstotliwości i współczynnika wypełnienia przebiegu sterującego klucza tranzystorowego oraz impedancji wyjściowej,

c) pomiarowe określenie współczynnika tętnień przy różnych parametrach przebiegu sterującego kluczem oraz przy zmianie pojemności filtru C.

15.4.2. Opis modelu laboratoryjnego

Na rysunku 15.8 przedstawiono uproszczony schemat laboratoryjnego modelu impulsowego regulatora napięcia stałego. Układ ten jest rozbudowaną wersją regulatora z szeregowym tranzystorem i równoległym dławikiem (rys. 15.6). Model laboratoryjny został rozbudowany o blok systemu zabezpieczeń prądowych z sygnalizacją K2 i zabezpieczeń napięciowych. Zabezpieczenie nadnapięciowe ogranicza uzyskanie na wyjściu regulatora napięcia wyższego od wartości $U_{d\max} = 50$ V – zwłaszcza w przedziale pracy przewodzenia impulsowego (przy małym obciążeniu). Do sterowania klucza



Rys. 15.8. Uproszczony schemat laboratoryjnego modelu impulsowego regulatora napięcia stałego

zbudowano układ generatora przebiegu prostokątnego z możliwością regulacji częstotliwości i współczynnika wypełnienia impulsu δ. Regulacja współczynnika wypełnienia impulsu odbywa się w sposób ciągły od wartości 0,33 do 0,66 i jest niezależna od częstotliwości generatora. Regulacja czasu repetycji T przebiegu sterującego została zrealizowana w sposób skokowy za pomocą przełączników w następujący sposób:

- do wyprowadzenia układu sterującego podłączony jest na stałe kondensator o pojemności 4,6 nF,
- za pomocą przełączników do tego kondensatora można połączyć równolegle następne kondensatory o pojemnościach odpowiednio: 6,2 nF, 12,4 nF i 24,8 nF,
- zmieniając pojemność w dowolnej kombinacji, możemy otrzymać czas repetycji od wartości T = 1 ms do T = 10 ms – obliczyć go można za pomocą przybliżonego wzoru

$$T\,[\text{ms}] = 0{,}208\ C\,[\text{nF}]$$

W modelu laboratoryjnym wyprowadzono punkty pomiarowe P1–P7 umożliwiające ciągłe monitorowanie i pomiar przebiegów napięć i prądów względem masy układu w charakterystycznych punktach i gałęziach. Punkty te są wyprowadzone za pomocą gniazd BNC-50, co ułatwia połączenie z oscyloskopem. Na wyjściu układu umożliwiono także skokową regulację pojemności filtrującej w celu regulacji napięciowego współczynnika tętnień.

15.4.3. Przebieg ćwiczenia

1. Sporządzić charakterystykę sterowania $U_d = f(\delta)$ dla kilku wartości rezystancji obciążenia R oraz częstotliwości $f = 1/T$ przebiegu sterującego kluczem tranzystorowym.
2. Określić wartość krytycznego prądu obciążenia oraz sporządzić charakterystykę napięciowo-prądową w zakresie impulsowego przewodzenia $U_d = f(I_d)$ dla kilku wartości współczynnika wypełnienia impulsu δ oraz częstotliwości f.
3. Wyznaczyć charakterystykę współczynnika tętnień w zależności od obciążenia $\chi_T = f(R)$ dla kilku wartości pojemności filtru C.
4. Obliczyć sprawność układu $\eta = P_d/P$; sporządzić charakterystykę sprawności $\eta = f(R)$ w funkcji obciążenia oraz w funkcji współczynnika wypełnienia impulsu $\eta = f(\delta)$, przy T= const.
5. Zaobserwować i naszkicować przebiegi prądowe i napięciowe w różnych punktach i gałęziach układu regulatora.

15.4.4. Opracowanie wyników badań

Na podstawie uzyskanych w p. 15.4.3 wyników badań:

1. Sporządzić wykresy zależności uzyskanych podczas pomiarów.
2. Skonfrontować wyniki badań z wartościami obliczonymi.

3. Na podstawie pomiarów oscyloskopowych wykreślić przykładowe przebiegi napięć i prądów w badanym układzie.

4. Dokonać analizy uzyskanych wyników badań.

15.4.5. Zagadnienia kontrolne

1. Omówić podstawowe sposoby regulacji napięcia w przekształtnikach DC/DC.

2. Określić, na czym polega regulacja w impulsowych regulatorach napięcia stałego.

3. Podać, jakie są zalety regulacji impulsowej.

4. Omówić zasadę działania układu regulatora z szeregowym tranzystorem i równoległym dławikiem.

5. Wyjaśnić, dlaczego w układzie regulatora z szeregowym tranzystorem i równoległym dławikiem napięcie wyjściowe ma odwrotną biegunowość.

6. Podać, jakie wartości może przyjmować napięcie wyjściowe regulatora.

16. Negatywne oddziaływanie przekształtników energoelektronicznych na sieć zasilającą

16.1. Wprowadzenie

Podstawowym nośnikiem energii elektrycznej jest trójfazowa sieć prądu przemiennego. W zasadzie wszystkie rodzaje przekształtników energoelektronicznych w sposób bezpośredni lub pośredni pobierają energię z tej sieci. Najliczniejszą grupę przekształtników zasilanych bezpośrednio z sieci stanowią prostowniki. Z uwagi na nieliniowy charakter tych przekształtników są one zaliczane do odbiorników nieliniowych. Możliwość dynamicznej regulacji parametrów przekształcanej energii, a w szczególności mocy czynnej i biernej, czyni je natomiast odbiornikami niespokojnymi. Ich praca wywiera bardzo niekorzystny wpływ na sieć zasilającą, a przede wszystkim na jakość pobieranej energii [4, 6, 22, 24, 32]. Biorąc pod uwagę ciągle wzrastającą liczbę i moc przekształtników, problem ich negatywnego oddziaływania na sieć zasilającą staje się coraz to bardziej palący.

Do bezpośrednich zjawisk związanych z negatywnym oddziaływaniem zalicza się:

a) niesinusoidalny przebieg prądów pobieranych z sieci,

b) występowanie mocy biernej sterowania [1],

c) występowanie komutacyjnych załamań w przebiegach napięć zasilających.

Do wtórnych zjawisk związanych z negatywnym oddziaływaniem zalicza się:

a) odkształcanie się napięć na skutek występowania odkształconych spadków napięcia na impedancjach wzdłużnych sieci zasilającej,

b) możliwość wystąpienia rezonansów szeregowych i równoległych dla harmonicznych generowanych przez przekształtniki,

c) występowanie szybkozmiennych spadków napięcia pierwszej harmonicznej na skutek poboru mocy biernej sterowania [25].

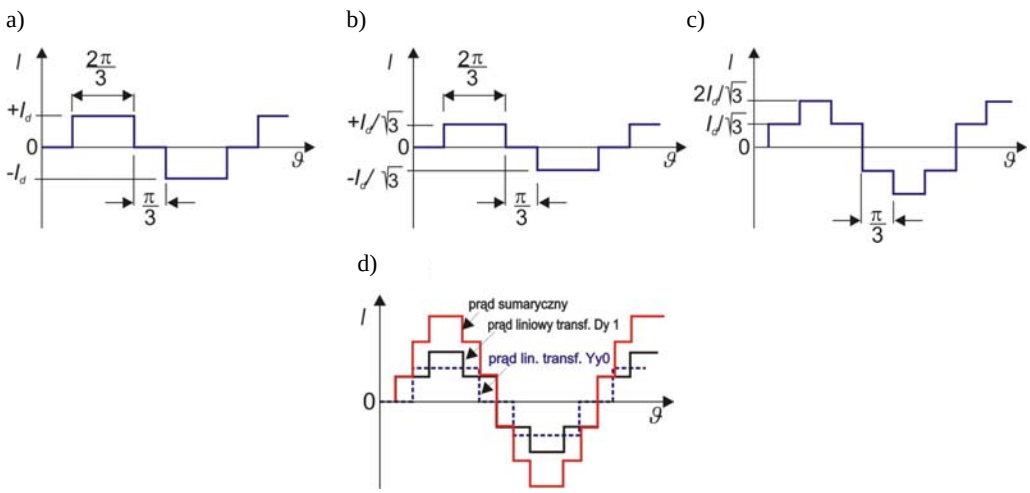
Wymienione zjawiska są ściśle ze sobą związane i analiza tylko jednego z nich przy pomijaniu pozostałych obarczona jest pewnym błędem. Jednakże ze względów dydaktycznych, aby wyjaśnić mechanizm każdego, czyni się następujące założenia:

- napięcia zasilające (źródłowe) mają przebieg sinusoidalny ($THD_U = 0$),

- impedancja zastępcza systemu (źródła) $Z_S = 0$,
- komutacja zaworów jest natychmiastowa ($\mu = 0$),
- sterowanie zaworami przekształtnika jest symetryczne,
- wartość kąta załączenia tyrystorów α_z jest stała.

16.2. Niesinusoidalny przebieg prądów pobieranych z sieci

Przy pominięciu procesów komutacyjnych i prądów gałęzi poprzecznych transformatora przekształtnikowego prądy w jego uzwojeniach pierwotnych oraz prądy pobierane z sieci (przy przekształtniku obciążonym odbiornikiem o charakterze indukcyjnym) mają przebiegi prostokątne lub „schodkowe". Liczba tych „schodków" w jednej półfali prądu wzrasta wraz ze wzrostem liczby pulsów p prostownika. Aby uniknąć zbyt dużego odkształcenia prądu od przebiegu sinusoidalnego przy zasilaniu odbiorników o znacznych wartościach mocy (np. trakcja kolejowa), stosuje się układy sześcio- lub dwunastopulsowe. Układy dwunastopulsowe złożone są z dwóch szeregowo ze sobą połączonych prostowników sześciopulsowych, przy czym są one zasilane z dwóch odrębnych źródeł napięć 3-fazowych przesuniętych wzajemnie o kąt 30° (połowa szerokości pulsu układu sześciopulsowego). Rolę takich źródeł pełni zazwyczaj trójfazowy transformator trójuzwojeniowy. Na rysunku 16.1d przedstawiono



Rys. 16.1. Przebiegi czasowe prądów w uzwojeniach pierwotnych transformatora przekształtnika sześciopulsowego o różnym skojarzeniu uzwojeń strony pierwotnej i stałym połączeniu uzwojeń wtórnych w gwiazdę: a) przy połączeniu uzwojeń pierwotnych w gwiazdę (Yy0), b) przy połączeniu uzwojeń pierwotnych w trójkąt (Dy1), c) prąd w linii zasilającej przy połączeniu uzwojeń pierwotnych transformatora w trójkąt (Dy1), d) sumaryczny prąd w linii zasilającej transformatory Yy0 i Dy1 (przypadek a + c) – prostownik dwunastopulsowy

kształt prądu pobieranego z sieci przez taki układ prostownika dwunastopulsowego. Rząd *k* generowanych harmonicznych prądu sieci zależy od liczby pulsów *p* prostownika i określony jest następująco:

$$k = np \pm 1 \tag{16.1}$$

gdzie:

n – kolejne liczby naturalne (1, 2, 3, ...),

p – liczba pulsów prostownika.

I tak prostownik sześciopulsowy generuje harmoniczne piątą i siódmą, jedenastą i trzynastą itd., podczas gdy dwunastopulsowy począwszy od jedenastej. Wraz ze wzrostem rzędu *k* harmonicznej prądu maleje jej amplituda. Większa częstotliwość generowanych harmonicznych oraz malejąca amplituda sprawiają, że moce ewentualnych filtrów sieciowych nie będą tak duże jak w przypadku filtracji wyższych harmonicznych niższych rzędów.

Oddziaływanie wyższych harmonicznych I_k prądu z przebiegiem harmonicznej podstawowej napięcia U_1 powoduje powstanie mocy odkształcenia $D0$, która ma charakter mocy biernej. Wartość tej mocy w układzie trójfazowym można zapisać jako

$$D0 = 3U_1\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_k^2} \tag{16.2}$$

gdzie:

U_1 – wartość skuteczna podstawowej harmonicznej napięcia fazowego,

I_k – wartość skuteczna *k* harmonicznej prądu.

Stopień odkształcenia napięcia zasilającego przekształtnik jest znacznie mniejszy od stopnia odkształcenia prądów pobieranych przez przekształtniki. Stąd też przy wyznaczaniu poszczególnych mocy często przyjmuje się, że napięcie to nie jest odkształcone ($U_1 = U$) [25].

Przy takim dodatkowym założeniu upraszczającym moc czynna układu jest wynikiem współdziałania nieodkształconego przebiegu napięcia U ze składową ($I_1\cos\varphi_1$) pierwszej harmonicznej odkształconego prądu będącą w fazie z przebiegiem napięcia U. Moc bierna układu jest wynikiem współdziałania nieodkształconego przebiegu napięcia U ze składową ($I_1\sin\varphi_1$) prostopadłą pierwszej harmonicznej odkształconego prądu (zał. C). Moc odkształcenia $D0$ jest natomiast wynikiem współdziałania nieodkształconego przebiegu napięcia U ze wszystkimi (oprócz pierwszej) wyższymi harmonicznymi I_k odkształconego prądu.

16.3. Moc bierna sterowania

Moc bierna pobierana przez przekształtnik ma dwie składowe: moc sterowania i moc komutacji [1]. Moc bierna sterowania Q_S jest wynikiem zmiany kąta przesunię-

cia fazowego φ_1 między przebiegiem napięcia a pierwszą harmoniczną odkształconego prądu (rys. 4.10 – prostowniki trój- i sześciopulsowe sterowane) wskutek zmiany kąta opóźnienia załączenia α_z przekształtnika. Moc bierna komutacji wywołana jest reaktancją obwodów komutacji zaworów. Przy przewodzeniu ciągłym i pominięciu procesów komutacyjnych $\alpha_z = \varphi_1$.

W celu wykazania skutków wynikających z poboru mocy biernej przyjmuje się, że impedancja zastępcza systemu (źródła) $Z_S \neq 0$ jest równa reaktancji zastępczej X_S. Zakładając dodatkowo, że napięcie zasilające przekształtnik jest nieodkształcone ($U_1 = U$) wartość mocy biernej sterowania Q_S w układzie trójfazowym można opisać wzorem

$$Q_S = 3UI_1 \sin\varphi_1 = 3UI_1 \sin\alpha_z \tag{16.3}$$

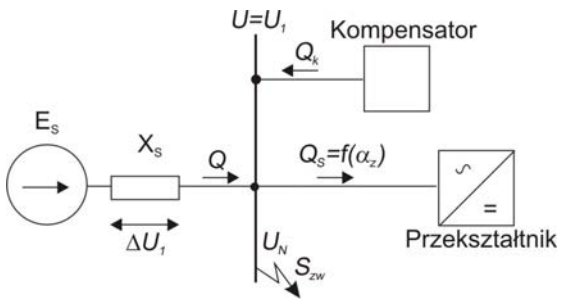
gdzie:

$U = U_1$ – wartość skuteczna napięcia fazowego,

I_1 – wartość skuteczna harmonicznej podstawowej prądu,

φ_1 – kąt przesunięcia fazowego między przebiegiem napięcia a harmoniczną podstawową prądu.

Przy takich założeniach upraszczających moc bierna sterowania Q_S jest mocą bierną podstawowych harmonicznych.



Rys. 16.2. Schemat zastępczy układu zasilania prostownika:
E_s – SEM systemu, X_S – reaktancja zastępcza systemu, S_{zw} – moc zwarciowa systemu na szynach zbiorczych, U_N – napięcie znamionowe szyn, Q – moc bierna pierwszej harmonicznej pobierana z systemu, Q_k – moc bierna pierwszej harmonicznej kompensatora nadążnego

Względna wartość spadku napięcia podstawowej harmonicznej U_R spowodowana szybkozmiennym poborem mocy biernej sterowania Q_S przyjmie postać [25]

$$U_R \cong \frac{\Delta U_1}{U_N} \cong \frac{1{,}1Q_S}{S_{zw}} \tag{16.4}$$

gdzie:

U_R – względny spadek napięcia dla pierwszej harmonicznej,

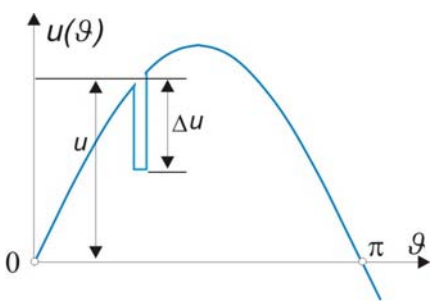
U_N – znamionowa wartość skuteczna napięcia międzyfazowego na szynach.

Na reaktancji systemu X_S wystąpią więc spadki napięcia podstawowej harmonicznej ΔU_1. Na skutek działania układów regulacji przekształtnika szybkie zmiany kąta załączenia α_z zaworów wywołają zmiany mocy biernej sterowania Q_S. W rezultacie tego na szynach (zasilających również innych odbiorców) wystąpią szybkozmienne wahania napięcia. Dystrybutor energii gwarantuje odbiorcom odpowiednią jakość napięcia. Dotyczy to również dopuszczalnych zmian jego wartości w określonym czasie. Rozruchowi dużych układów napędowych towarzyszą więc duże wartości spadków napięć. Jak wynika z zależności (16.4) wahania napięcia będą mniejsze przy zasilaniu przekształtników z sieci sztywnej o dużej wartości mocy zwarciowej S_{zw} (mała wartość reaktancji zastępczej X_S systemu).

Jeśli do szyn zbiorczych nie jest przyłączony kompensator nadążny mocy biernej pierwszej harmonicznej, to moc bierna Q pobierana z systemu jest równa mocy biernej sterowania $Q_S(Q = Q_S)$. Dołączenie kompensatora nadążnego o mocy Q_K przy odpowiednim sterowaniu jego pracą może sprawić, że wartość mocy biernej Q pobieranej z systemu będzie stała. Wówczas $Q = Q_S + Q_K = \text{const}$, a towarzyszący ustabilizowanemu poborowi mocy biernej Q z systemu spadek napięcia pierwszej harmonicznej napięcia można wyrównać za pomocą zaczepów transformatorów energetycznych.

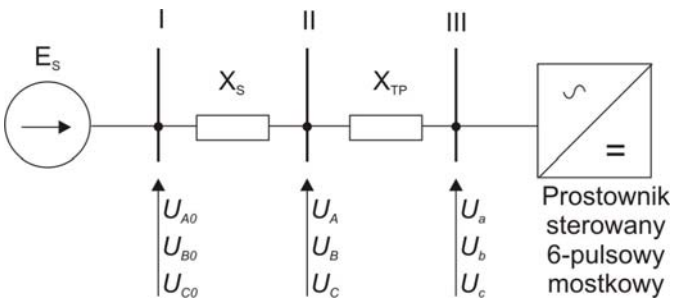
16.4. Komutacyjne załamania przebiegu napięcia

Zjawisko poboru mocy biernej sterowania pokazano na przykładzie, w którym pominięto procesy komutacyjne. W rzeczywistości przekazywanie prądu obciążenia I_d z jednej gałęzi przekształtnika do drugiej, z uwagi na indukcyjności komutujących obwodów i warunek ciągłości prądów, odbywa się w czasie różnym od zera. W praktyce zjawisko to polega na występowaniu krótkich stanów zwarciowych faz komutujących ze sobą, co objawia się krótkotrwałą zmianą wartości chwilowej napięcia fazy komutującej (rys. 16.3), określaną jako komutacyjne załamanie napięcia. Najczęściej spotykaną miarą głębokości komutacyjnych załamań napięcia jest stosunek głębokości załamania Δu do wartości chwilowej u nieodkształconego napięcia w miejscu wystąpienia załamania.



Rys. 16.3. Przebieg napięcia z komutacyjnym załamaniem krzywej napięcia

Problematykę komutacyjnych załamań napięcia pokazano na przykładzie prostownika sterowanego sześciopulsowego zasilanego z sieci o reaktancji X_S przez transformator przekształtnikowy o reaktancji X_{Tp} (rys. 16.4). W układzie zasilania wyróżniono trzy miejsca oznaczone jako: I – napięcia źródła, II – napięcia na szynach zasilających (strona pierwotna transformatora Tp), III – napięcia po stronie wtórnej transformatora Tp.

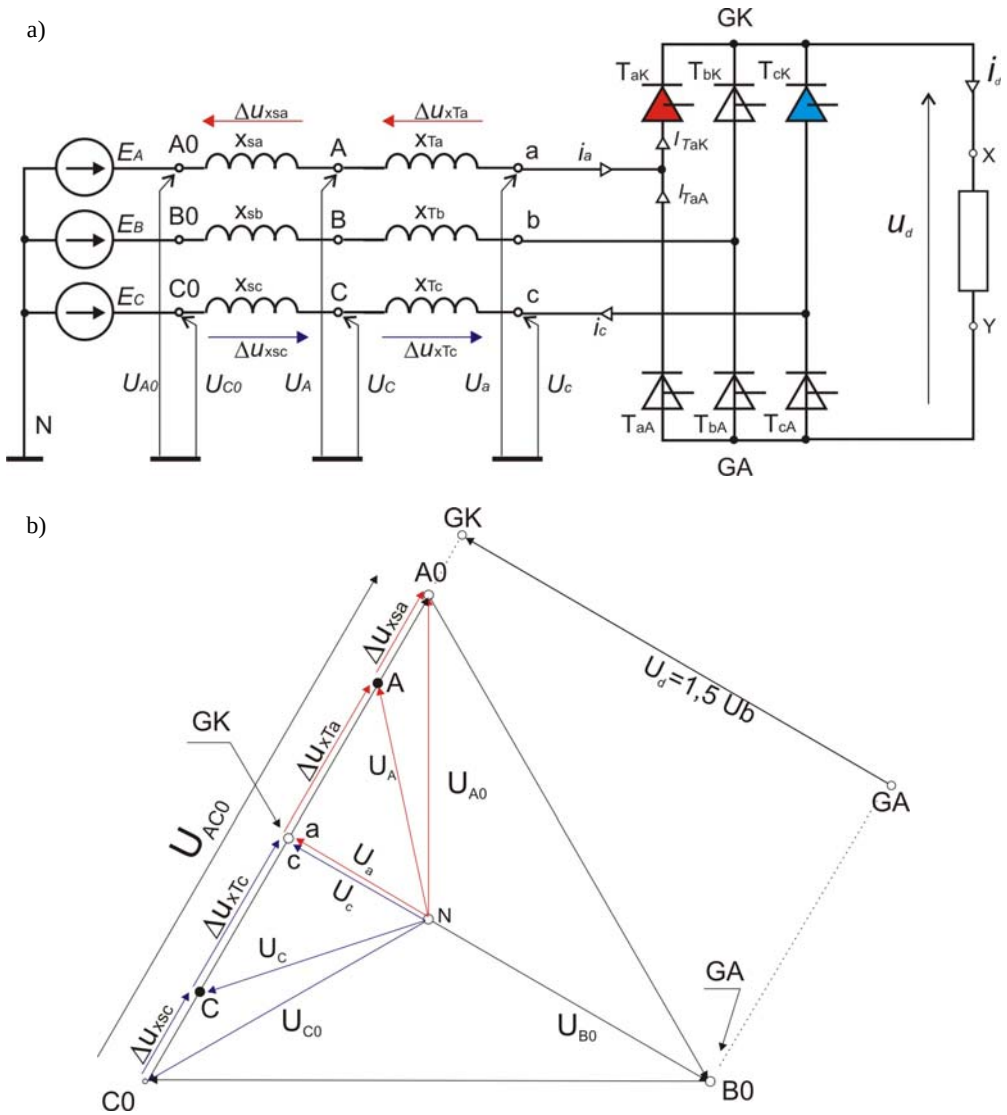


Rys. 16.4. Uproszczony schemat układu zasilania prostownika

Analizę rozpoczęto od oznaczonego nr 1 na wykresie z rys. 16.6 procesu komutacji, kiedy to zawór zasilany z fazy a (T_{ak}) kończy przewodzić, a zawór zasilany z fazy c (T_{ck}) przejmuje prąd i_d. Z uwagi na indukcyjności w komutowanych obwodach zjawisko to przebiega w czasie różnym od zera, któremu odpowiada kąt komutacji μ_k. Jednocześnie przewodzące zawory (T_{ak} i T_{ck}) zwierają przewodzące wówczas fazy (a i c). Wykres wskazowy układu zasilania podczas tego stanu przedstawiono na rys. 16.5b. Napięcia fazowe komutujących ze sobą faz U_a i U_c są sobie równe i wynoszą $-1/2 \cdot U_b$. W przebiegach napięć fazowych U_a i U_c występują komutacyjne załamania napięcia (rys. 15.6). W miarę oddalania się od zacisków przekształtnika fazy wskazów tych napięć dążą do faz napięć źródłowych, a ich amplituda wzrasta. W rezultacie tego głębokość komutacyjnych załamań napięcia maleje w miarę oddalania się od zacisków przekształtnika. Najgłębsze załamania występują w napięciach strony wtórnej transformatora przekształtnikowego, mniejsze po jego stronie pierwotnej. W napięciach źródłowych już nie występują. O ich wielkości (jak widać z wykresu 16.5b) decyduje stosunek reaktancji systemu i transformatora ($X_S/(X_S + X_{Tp})$). Reaktancja systemu X_S powiązana jest z mocą zwarciową i jego napięciem.

$$X_S \approx Z_S = \frac{1{,}1U_N^2}{S_{zw}} \tag{16.5}$$

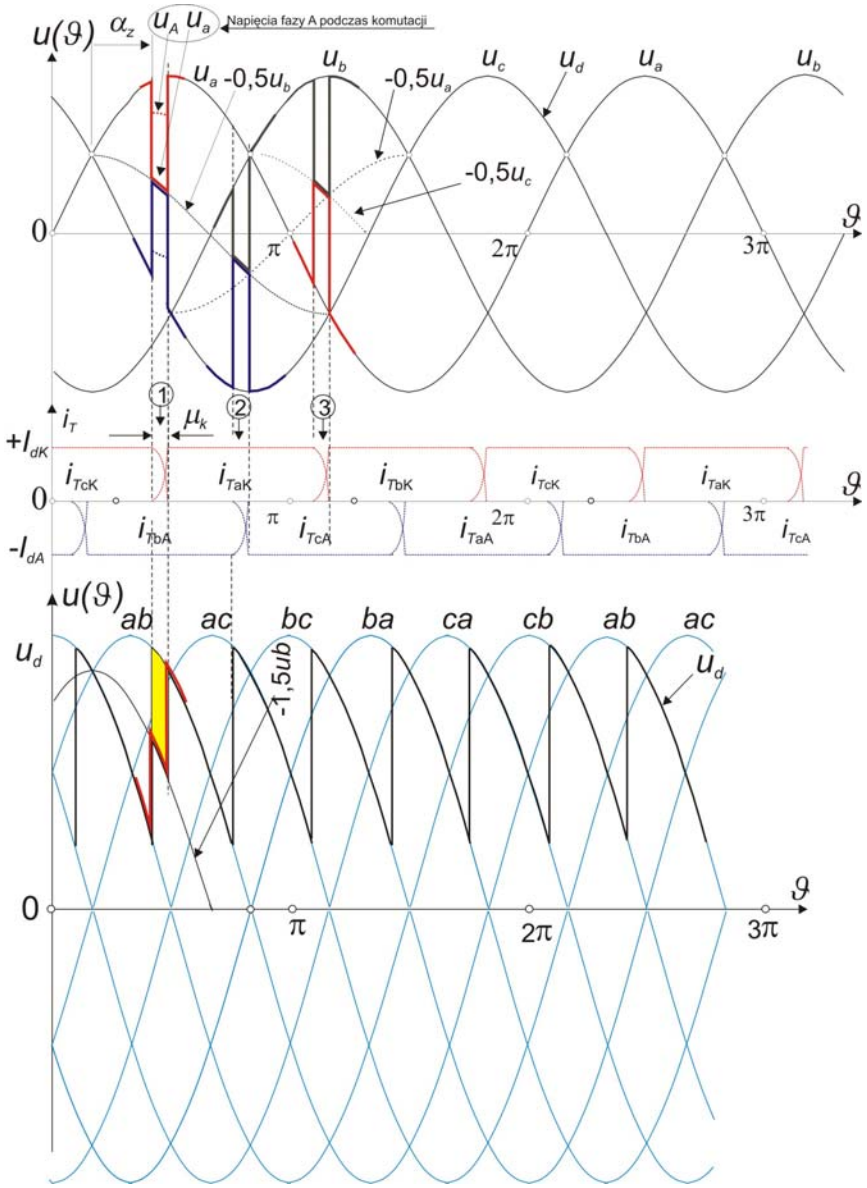
Kolejne komutacyjne załamanie napięcia (2) wystąpi podczas komutacji zaworów grupy anodowej T_{bA} i T_{cA}.



Rys. 16.5. Układ zasilania prostownika sterowanego sześciopulsowego (z rys. 16.4) podczas komutacji (1) zaworów T_{ak} i T_{ck} w grupie katodowej GK:
a) schemat zastępczy, b) wykres wskazowy napięć

Zjawisko komutacji opóźnionej wpływa również na kształt i wartość średnią napięcia w obwodzie prądu stałego. Przy komutacji natychmiastowej grupa GK byłaby na potencjale fazy a, zaś grupa AK na potencjale fazy b, a napięcie u_{ab} stanowiłoby jeden puls w przebiegu napięcia u_d. Jednak z uwagi na jednocześnie przewodzące zawory (T_{ak} i T_{ck}) grupa GK znajduje się na potencjale zwartych faz a i c (rys. 16.5b), a grupa GA na

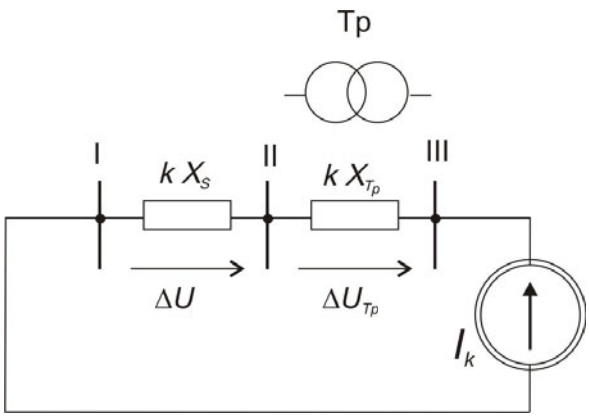
potencjale fazy b. Jak widać na wykresie wskazowym, podczas komutacji opóźnionej wartość napięcia u_d wynosi ok. 1,5 U_b, a nie u_{ab} jak w przypadku komutacji natychmiastowej. W wyniku tego wartość średnia napięcia U_d zmniejszy się. Mówimy o tzw. komutacyjnej stracie napięcia – jej miarą jest pole zaznaczone na rys. 16.6.



Rys. 16.6. Przebiegi napięć fazowych w węzłach I, II i III oraz napięcia U_d podczas kolejnych komutacji zaworów (1, 2, 3)

16.5. Odkształcanie się napięć

W wyniku przepływu prądów odkształconych na reaktancjach wzdłużnych układu zasilania występują odkształcone spadki napięć, na które składają się spadki napięć poszczególnych harmonicznych odkształconego prądu. W miejscu przekształtnika włączone jest źródło prądowe I_k *k* harmonicznej. Harmoniczne prądu wywołują odpowiednio spadki napięcia ΔU_{sk} i ΔU_{Tpk} na reaktancji systemu X_S i transformatora X_{Tp} (rys. 16.7). Należy zaznaczyć, że w rzeczywistym systemie zasilającym jest wiele źródeł napięciowych i prądowych wyższych harmonicznych. Ich prądy rozpływając się w gałęziach systemu, wywołują dodatkowe spadki napięć od tych harmonicznych. W najprostszym przypadku, kiedy w napięciu zasilającym przekształtnik nie ma *k* harmonicznej, schemat zastępczy układu przedstawiono na rys. 16.7.

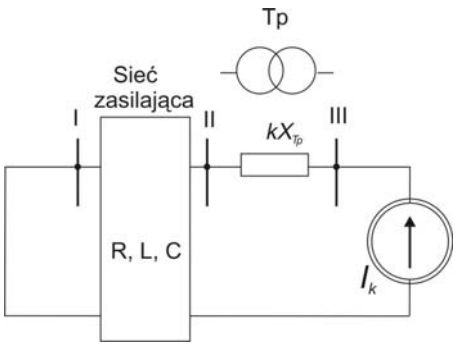


Rys. 16.7. Uproszczony schemat zastępczy układu z rys. 16.4 dla *k* harmonicznej przy założeniu, że tej harmonicznej nie ma w napięciu zasilającym

16.6. Rezonanse

Kolejnym negatywnym skutkiem oddziaływania przekształtnika na sieć jest możliwość pobudzenia systemu do rezonansu harmoniczną generowaną przez przekształtnik.

Sieć zasilająca przekształtnik w rzeczywistości jest układem złożonym, zawierającym reaktancje indukcyjne (transformatory, silniki, dławiki), reaktancje pojemnościowe (kondensatory do kompensacji mocy biernej, pojemności kabli) oraz źródła prądowe i napięciowe wyższych harmonicznych (rys. 16.8).



Rys. 16.8. Uproszczony schemat zastępczy układu z rys. 16.4 dla *k* harmonicznej obrazujący możliwość powstania rezonansów z siecią zasilającą

Zmieniająca się ciągle konfiguracja układu sprawia, że w pewnym zakresie zmieniają się również jego częstotliwości rezonansowe. Wystąpienie rezonansu szeregowego czy też równoległego w systemie pociąga za sobą znane niebezpieczne skutki wzrostu prądów bądź napięć danej harmonicznej. Przy założeniu daleko idących uproszczeń, polegających m.in. na zastąpieniu systemu tylko reaktancją i przyjęciu pojedynczej baterii kondensatorów, można w dużym przybliżeniu określić częstotliwości rezonansowe tego układu [25]. Reaktancja zastępcza systemu X_S wyznaczona dla pierwszej harmonicznej opisana jest zależnością (16.5), dla *k* harmonicznej wynosi natomiast kX_S. Reaktancja X_C baterii kondensatorów przy częstotliwości napięcia zasilającego jest określona w postaci

$$X_C = \frac{U^2}{Q_C} \tag{16.6}$$

gdzie Q_C – moc baterii kondensatorów.

Dla *k* harmonicznej reaktancja baterii przyjmuje wartość X_C/k. Możliwość powstania rezonansu wystąpi wówczas, gdy

$$kX_S = \frac{X_C}{k} \tag{16.7}$$

Przybliżoną wartość rzędu harmonicznej rezonansowej k_r można wyznaczyć z mocy zwarciowej S_{zw} i mocy Q_C baterii kondensatorów [25]

$$k_r \approx \sqrt{\frac{S_{zw}}{Q_C}} \tag{16.8}$$

Z uwagi na znaczne zmiany w konfiguracji systemu energetycznego (wskutek ciągłych przełączeń ruchowych) dokładne określenie wartości mocy zwarcio-

wej S_{zw} jest utrudnione. W celu zmniejszenia prawdopodobieństwa rezonansu w szereg z baterią kondensatorów włącza się dławik tłumiący. Wartość indukcyjności tego dławika dobiera się tak, aby wyeliminować możliwość powstania rezonansu dla wszystkich możliwych do przewidzenia częstotliwości wyższych harmonicznych [24].

16.7. Ćwiczenie 16

16.7.1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest:

a) zapoznanie się z negatywnymi skutkami oddziaływania przekształtników na sieć zasilającą, na przykładzie prostownika sterowanego sześciopulsowego, dotyczącymi:

- wyższych harmonicznych prądów,
- mocy biernej sterowania,
- odkształceń napięć zasilających na skutek przepływu prądów odkształconych,
- odkształcenia napięć w wyniku komutacji zaworów;

b) ocena wpływu reaktancji sieci i transformatora przekształtnikowego na współczynnik odkształcenia napięcia (THD_u);

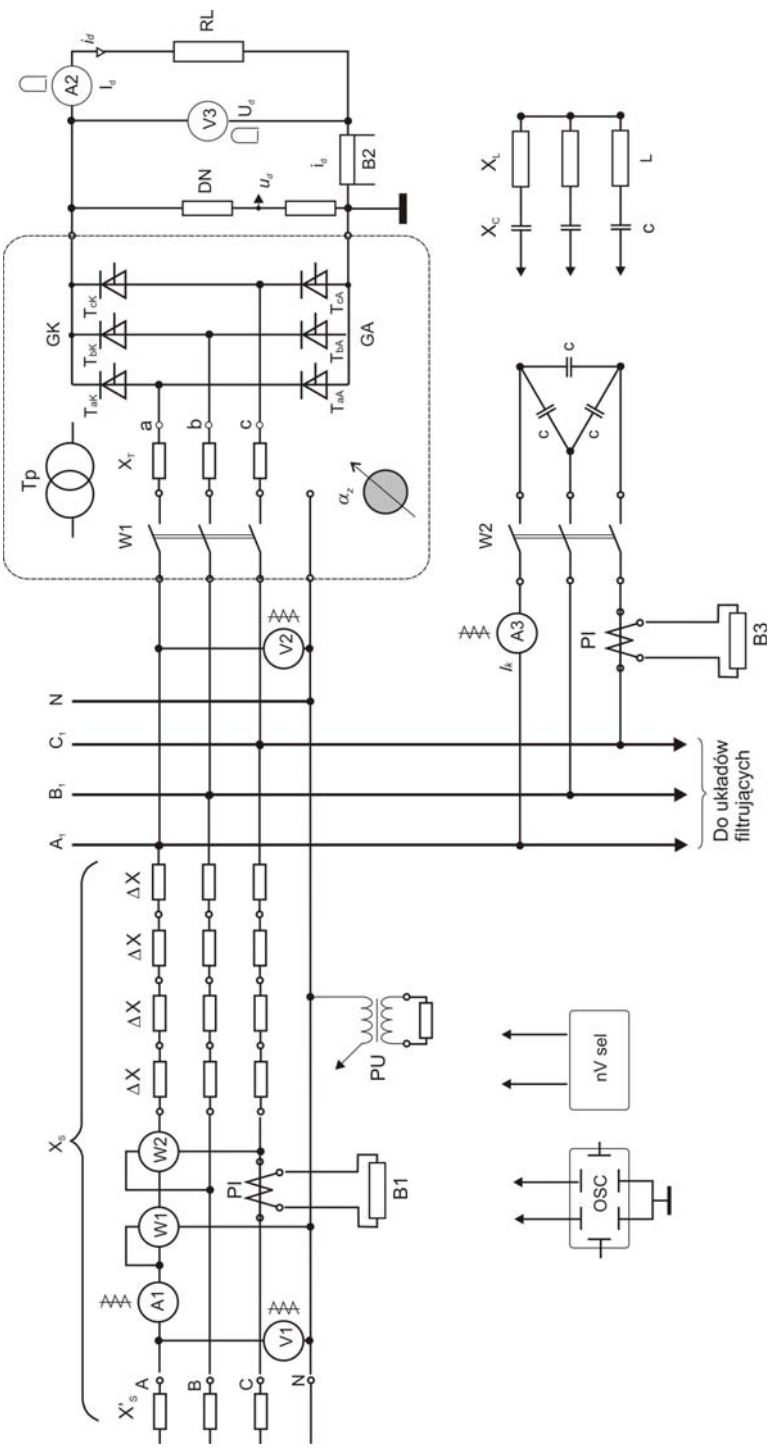
c) ocena wpływu baterii kondensatorów na współczynnik odkształcenia napięcia (THD_u).

16.7.2. Opis modelu laboratoryjnego

Na rysunku 16.9 przedstawiono schemat laboratoryjnego układu do badania skutków negatywnego oddziaływania przekształtnika na sieć zasilającą. Sterowny prostownik sześciopulsowy (rys. 16.10) jest zasilany z trójfazowej sieci 230/400 V przez dławiki o regulowanej odczepami reaktancji. Umożliwiają one ocenę wpływu stosunku ich reaktancji do reaktancji transformatora na odkształcanie się krzywej napięcia. W wyniku przyłączenia baterii kondensatorów do odkształconego napięcia ulegają one przeciążaniu prądami wyższych harmonicznych. Zastosowane w modelu układy monitorowania prądów (2 przekładniki prądowe PI) umożliwiają wyznaczenie wyższych harmonicznych prądów zarówno baterii kondensatorów, jak i prądów liniowych pobieranych z sieci.

Dane transformatora przekształtnikowego Tp:

- moc znamionowa – S_N = 1600 V·A,
- grupa połączeń – Y/z 2,



Rys. 16.9. Schemat układu do badania skutków negatywnego oddziaływania przekształtnika na sieć zasilającą

- przekładnia napięciowa – 400/200 V,
- prąd znamionowy strony pierwotnej – I_{1N} = 2,30 A,
- prąd znamionowy strony wtórnej – I_{2N} = 4,60 A,
- napięcie zwarcia – U_k = 5,9%,
- reaktancja zastępcza transformatora – $X_{TP} \approx 5{,}9\ \Omega$.

Do obserwacji przebiegów i pomiarów wyższych harmonicznych w napięciu zasilającym wykorzystuje się przekładnik napięciowy PU. Integralną częścią stanowiska jest oscyloskop dwustrumieniowy (OSC) i nanowoltomierz selektywny (nV sel). Maksymalna wartość średnia prądu w obwodzie stałoprądowym podczas badań nie powinna przekraczać 5 A. Zmiana kąta opóźnienia załączenia α_z dokonywana jest za pomocą pokrętła na płycie czołowej, a wartość tego kąta mierzy się, wykorzystując przystosowany do tego celu dodatkowy zewnętrzny miernik magnetoelektryczny wyskalowany w °el.

Rys. 16.10. Widok modelu laboratoryjnego prostownika sterowanego sześciopulsowego

16.7.3. Przebieg ćwiczenia

1. Dla wskazanej przez prowadzącego reaktancji ΔX (panel dławików o regulowanej odczepami reaktancji trójfazowej) zmierzyć zastępczą wartość reaktancji sieci X_S (rys. 16.10). Pomiar dokonać za pomocą miernika impedancji pętli zwarciowej. Wyznaczyć stosunek X_S/X_{Tp} ($X_{Tp} \approx 5{,}9\ \Omega$).

2. Przy wyłączonym wyłącznikiem W1 prostowniku i wyłączonej wyłącznikiem W2 baterii kondensatorów zmierzyć zawartość wyższych harmonicznych w napięciu fazowym na szynach zasilających. Pomiary nieparzystych harmonicznych (do dziewiętnastej włącznie) wykonać z wykorzystaniem nanowoltomierza selektywnego, odnotowując jednocześnie wartość skuteczną napięcia fazowego na szynach (V2). Zaobserwować kształt krzywej napięcia fazowego.

3. W układzie jak w p. 2 włączyć baterię kondensatorów C i zmierzyć wartość skuteczną jej prądu (A3) przy wyłączonym prostowniku.

4. Przy załączonym i obciążonym prostowniku (W1 załączony) i wyłączonej baterii kondensatorów zmierzyć wartości piątej, siódmej, jedenastej, trzynastej, siedemnastej i dziewiętnastej harmonicznej napięcia fazowego na szynach zasilających w funkcji kąta opóźnienia załączenia α_z prostownika. Zaobserwować kształt krzywej napięcia fazowego.

5. Zmierzyć zawartość wyższych harmonicznych w prądzie fazowym pobieranym z sieci zasilającej dla zadanej wartości kąta α_z (bocznik B1).

6. Włączyć baterię kondensatorów C i zmierzyć wartość skuteczną jej prądu (A3) przy odkształconym napięciu na szynach (prostownik załączony).

7. Zmierzyć zawartość wyższych harmonicznych w prądzie baterii kondensatorów (bocznik B3).

8. Przy załączonym i obciążonym prostowniku (W1 załączony) i wyłączonej baterii kondensatorów odnotować wskazania wszystkich mierników analogowych w funkcji kąta opóźnienia załączenia α_z prostownika. Dla każdej wartości kąta α_z (wykorzystując przekładnik napięciowy PU i nanowoltomierz selektywny) należy dodatkowo zmierzyć poziom pierwszej harmonicznej napięcia fazowego na zaciskach wejściowych modelu i na szynach zbiorczych.

9. Zmieniając stosunek X_S/X_{Tp} przez odpowiedni wybór zacisków przyłączeniowych modelu impedancji trójfazowych (w stanie beznapięciowym!) zaobserwować na oscyloskopie i wyznaczyć głębokość komutacyjnych załomów napięcia (W1 załączony, W2 wyłączony). Pomiary reaktancji przeprowadzić jak w p. 1.

10. Dla zadanego przez prowadzącego stosunku X_S/X_{Tp} zmierzyć wartości piątej, siódmej, jedenastej, trzynastej, siedemnastej i dziewiętnastej harmonicznej napięcia fazowego na szynach zasilających po załączeniu baterii kondensatorów. Zaobserwować i naszkicować kształt napięcia.

16.7.4. Opracowanie wyników badań

1. Zestawić uzyskane wyniki w tabelkach.

2. Wykorzystując pomiary z p. 2, obliczyć zawartość poszczególnych harmonicznych (w V) w napięciu fazowym oraz wyznaczyć współczynnik odkształcenia napięcia THD_U.

3. Na podstawie przeprowadzonych w p. 4 pomiarów narysować wykresy zmienności poszczególnych harmonicznych napięcia w funkcji kąta opóźnienia załączenia α_z prostownika. Naszkicować kształt krzywej napięcia fazowego.

4. Obliczyć zawartość poszczególnych harmonicznych (w A) w prądzie fazowym (p. 5 przebiegu ćwiczenia).

5. Wyznaczyć prądy (w A) wyższych harmonicznych baterii na podstawie pomiarów przeprowadzonych w p. 7.

6. Dla każdego z pomiarów p. 8 obliczyć wartości mocy czynnej P, mocy biernej sterowania Q_S, mocy pozornej S, $\cos\varphi_1$, współczynnika mocy λ i współczynnika odkształcenia prądu $\sigma = I_1/I$. Wyniki zestawić w tabelce. Wartość $\cos\varphi_1$ obliczyć z trójkąta mocy pierwszych harmonicznych. Narysować wykresy: wartości pierwszych harmonicznych napięć fazowych, P, Q_S, S, $\cos\varphi_1$, λ i σ jako funkcję kąta α_z. Dodatkowo narysować charakterystykę $U_{1h} = f(Q_S)$ – napięcie pierwszej harmonicznej napięcia fazowego na szynach.

7. Naszkicować przebiegi napięć fazowych dla skrajnych wartości stosunku X_S/X_{TP} (p. 9). Wyznaczyć głębokość komutacyjnych załamań napięcia.

8. Wyznaczyć wartość współczynnika THD_U napięcia po załączeniu baterii kondensatorów na napięcie odkształcone (p. 10). Naszkicować kształt napięcia.

16.7.5. Zagadnienia kontrolne

1. Wymienić i omówić bezpośrednie zjawiska związane z negatywnym oddziaływaniem przekształtników na sieć zasilającą.

2. Wymienić i omówić pośrednie zjawiska związane z negatywnym oddziaływaniem przekształtników na sieć zasilającą.

3. Omówić mechanizm powstawania zmian mocy biernej podczas sterowania kątem załączenia tyrystorów.

4. Omówić rolę nadążnego kompensatora mocy biernej sterowania.

5. Omówić mechanizm powstawania komutacyjnych załamań napięcia.

6. Wyjaśnić, od czego zależy głębokość komutacyjnych załamań napięcia.

7. Podać, co to jest komutacyjna strata napięcia.

17. Pasywne filtry wyższych harmonicznych

17.1. Wprowadzenie

Odbiorniki zasilane przez przekształtniki statyczne pobierają z sieci prąd odkształcony wywołujący spadki napięć poszczególnych harmonicznych na reaktancjach tej sieci. Zjawisko to jest jedną z przyczyn odkształcania się przebiegów napięć sieci zasilających. Zespół odbiornik–przekształtnik można potraktować bądź jako źródło prądowe generujące prądy charakterystycznych dla danego przekształtnika harmonicznych, bądź jako źródło napięciowe harmonicznych. Poziom tych harmonicznych może zmieniać się w zależności od stanu pracy i parametru sterowania pracą przekształtnika, np. od kąta załączenia tyrystorów.

Względny spadek napięcia harmonicznej podstawowej U_R (zal. (16.4)) zależy w głównej mierze od mocy zwarciowej systemu S_{zw} i mocy biernej sterowana Q_s.

W celu określenia zmian wartości napięcia w sieci zasilającej niezbędna jest więc informacja o zakresie zmienności obu tych wielkości.

W celu określenia stopnia odkształcenia napięcia w miejscu przyłączenia zespołu odbiornik–przekształtnik należy natomiast oddzielnie wyznaczyć spadki napięcia wywoływane przez każdą z harmonicznych prądu przekształtnika na reaktancji zastępczej X_s sieci zasilającej. Ze względu na wymagania dotyczące jakości energii elektrycznej dostarczanej odbiorcom normuje się dopuszczalne odkształcenie napięcia zasilającego przez określanie wartości współczynnika odkształcenia napięcia THD_U. Jeżeli współczynnik THD_U ma wartość większą od dopuszczonej przez normy lub zalecenia energetyki, należy ograniczyć spadki napięcia wywoływane przez każdą z harmonicznych prądu przez ograniczenie wartości harmonicznych prądów przepływających przez reaktancję sieci zasilającej.

Mechanizm powstawania spadków napięcia poszczególnych harmonicznych na reaktancjach sieci w rzeczywistych warunkach jest bardziej złożony. Należy sobie zdawać sprawę z tego, że w rzeczywistej sieci zasilającej istnieją inne źródła wyższych harmonicznych nie tylko prądowe, ale i napięciowe. I tak prądy tej samej harmonicznej dopływające do danego węzła sieci zarówno od strony sieci, jak i od przekształtnika mogą mieć różne fazy, co w efekcie może prowadzić do osłabiania się lub wzmacniania tej harmonicznej (sumowanie geometryczne).

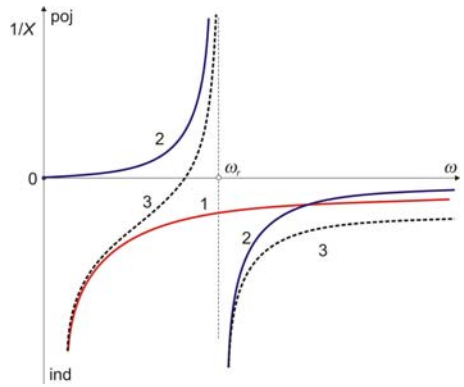
Wyższe harmoniczne prądu sieci zasilającej, oprócz wspomnianych spadków napięć, powodują również zwiększenie jego wartości skutecznej, a tym samym są przyczyną zwiększonych strat mocy w tej sieci (w transformatorach, liniach przesyłowych, generatorach).

Wyższa harmoniczna prądu generowana przez odbiornik nieliniowy rozpływa się między połączone równolegle sieć zasilającą i odbiorniki z niej zasilane. Jeśli odbiorniki te (np. silniki, zasilające je transformatory) są nieobciążone, ich reaktancje są największe, powodując w efekcie wzrost prądu tej harmonicznej w sieci zasilającej. Wzrost obciążenia zmienia rozpływ harmonicznych i zmniejsza zawartość harmonicznych w prądzie sieci.

Jednym ze środków ograniczających zawartość wyższych harmonicznych w sieci, stosowanych w praktyce, są pasywne filtry, których gałęzie zbudowane są z szeregowo ze sobą połączonych elementów *LC*, zwane często filtrami BP (ang. *by pass*) lub bocznikami rezonansowymi [4, 11, 17, 23, 24, 32].

Filtracja harmonicznej prądu polega na włączeniu równolegle do źródła harmonicznych dwójnika reaktancyjnego o minimalnej reaktancji dla częstotliwości filtrowanej harmonicznej. Dopuszczona normą lub zaleceniem dostawcy energii zawartość wyższych harmonicznych w prądzie sieci zasilającej musi być dotrzymana przy minimalnym obciążeniu odbiorników i pełnym obciążeniu odbiornika nieliniowego będącego źródłem harmonicznych prądu.

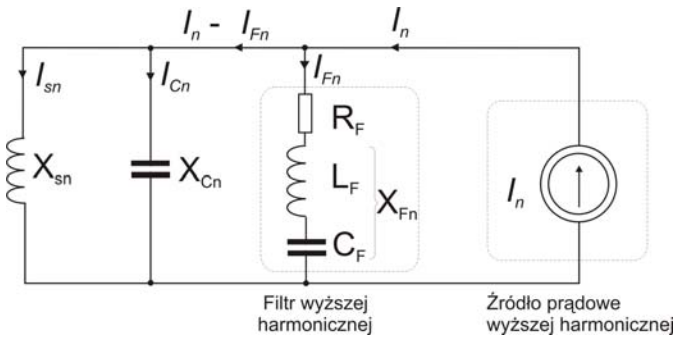
Impedancja Z_F idealnego filtru, którego rezystancja $R_F = 0$, dla częstotliwości rezonansowej jest równa zeru. Admitancja zaś dla częstotliwości mniejszych od częstotliwości rezonansowej ω_r rośnie od zera do nieskończenie wielkiej wartości i ma charakter pojemnościowy. Dla częstotliwości większych od częstotliwości rezonansowej przyjmuje natomiast charakter indukcyjny (rys. 17.1). Filtr zainstalowany w pobliżu odbiornika nieliniowego, jakim jest przekształtnik, stanowi bocznik dla prądu danej harmonicznej, ograniczając tym samym przedostawanie się jej do sieci zasilającej.



Rys. 17.1. Charakterystyka współpracy sieci i filtru wyższej harmonicznej;
1 – admitancja sieci, 2 – admitancja filtru, 3 – admitancja wypadkowa

17.2. Zasada działania równoległych filtrów wyższych harmonicznych

Działanie filtrów zostanie omówione na przykładzie przedstawionym na rys. 17.2. Szeregowo ze sobą połączone pojemność C_F i indukcyjność L_F tworzą gałąź filtru włączoną równolegle do źródła prądowego I_n. Parametry C_F i L_F dobiera się tak, aby zapewnić występowanie rezonansu szeregowego dla harmonicznej rezonansowej n_r. W ten sposób źródło prądowe I_n zostaje zbocznikowane gałęzią filtru o impedancji równej zeru (dla filtru idealnego $R_F = 0$) lub o impedancji bliskiej zeru, jeśli uwzględni się rezystancję $R_F \neq 0$ filtru rzeczywistego. W pierwszym przypadku (filtru idealnego) cały prąd I_n źródła popłynie przez filtr ($I_n = I_{Fn}$). W drugim przypadku przeważająca jego część popłynie przez filtr, a pozostała część ($I_n - I_{Fn}$) rozpłynie się po gałęziach sieci. Zastosowanie filtrów o dużej dobroci znacznie ogranicza wartość prądu filtrowanej harmonicznej „wpływającego" do sieci. Skuteczność filtracji określa współczynnik $k_{Fn} = (I_n - I_{Fn})/I_{Fn}$. Rezystancja filtru $R_F \neq 0$ zmniejsza skuteczność filtracji.



Rys. 17.2. Rozpływ prądu harmonicznej *n* rzędu (I_n) w sieci elektroenergetycznej; X_{sn} – reaktancja systemu dla *n* harmonicznej, X_{Cn} – reaktancja baterii kondensatorów do kompensacji mocy biernej wyznaczona dla *n* harmonicznej, R_F – rezystancja, X_{Fn} – reaktancja wypadkowa dla *n* harmonicznej

Do modelowej sieci przyłączona jest również bateria kondensatorów do kompensacji mocy biernej o reaktancji X_{Cn}. Z uwagi na malejącą ze wzrostem częstotliwości reaktancję ($X_c = 1/\omega C$) znaczna część prądu ($I_n - I_{Fn}$) popłynie przez baterię kondensatorów (I_{Cn}), wywołując w efekcie zwiększenie wartości skutecznej prądu baterii ponad jej wartość znamionową. Zjawisko prądowego przeciążania się baterii kondensatorów pogłębia się jeszcze bardziej, ponieważ przez baterię popłyną także nieodfiltrowane harmoniczne prądu przekształtnika oraz harmoniczne prądów płynących z innych źródeł sieci zasilającej. W efekcie może to prowadzić do przeciążenia prądowego baterii kondensatorów. Pozostała część prądu danej harmonicznej (I_{sn}) popłynie do sieci, wywołując powstawanie spadków napięcia tej harmonicznej na reaktancji

X_{sn}. Biorąc pod uwagę, że wartość reaktancji sieci X_s wzrasta liniowo z rzędem harmonicznej n, nawet niewielkie wartości prądów wyższych harmonicznych mogą wywoływać znaczne wartości spadków napięć i powodować odkształcenie napięcia.

Konieczność instalowania kolejnych filtrów zachodzi tak długo, dopóki nie zostanie zmniejszona wartość współczynnika odkształcenia napięcia THD_U poniżej poziomu określonego w warunkach dostawy energii [4, 27].

17.3. Kryteria doboru elementów filtrów wyższych harmonicznych

Aby zapewnić poprawną pracę filtru, należy dokonać właściwego doboru jego elementów. Prawidłowy dobór elementów ma zapobiec możliwości ich przeciążenia. Najbardziej wrażliwym elementem filtru są kondensatory. Dobór polega na określeniu pojemności przy uwzględnieniu zjawiska ich przeciążania prądowego wyższymi harmonicznymi oraz przeciążenia napięciowego. W praktyce określenie tych parametrów jest złożone z uwagi na to, że napięcie panujące na kondensatorze jest wyższe niż na zaciskach filtru, a napięcie na zaciskach z kolei zależy od pojemności dobieranego właśnie kondensatora. Poza tym, oprócz prądów generowanych przez odbiornik nieliniowy w sieci, istnieją także inne źródła wyższych harmonicznych, które przy normalnej procedurze doboru filtrów należy uwzględnić. W zależności od przewidywanego miejsca zainstalowania projektowanych filtrów może okazać się, że niektóre harmoniczne prądów płynące z sieci osiągają wartości większe niż te generowane przez przekształtnik.

Dobór dławików polega na wyznaczeniu odpowiedniej wartości indukcyjności oraz znamionowego prądu, którego wartość nie powinna być mniejsza od wartości skutecznej prądu filtru I_F określonej zależnością (17.3).

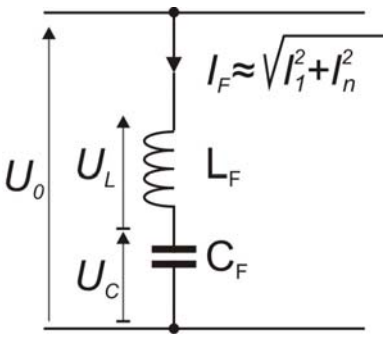
W celu przeprowadzenia pełnego toku doboru niezbędne są podstawowe dane odnośnie do:

1. Odbiornika w zakresie:
   - największych wartości skutecznych poszczególnych harmonicznych prądu generowanych przez odbiornik nieliniowy,
   - znamionowej mocy czynnej i współczynnika mocy.
2. Sieci zasilającej w zakresie:
   - rezystancji i reaktancji zastępczej w miejscu przewidywanego instalowania filtrów,
   - napięcia znamionowego,
   - wartości skutecznych napięć poszczególnych wyższych harmonicznych.

Znajomość rezystancji i reaktancji sieci jak również dane odnośnie do zawartości wyższych harmonicznych w napięciu sieci pozwolą na określenie prądów wyższych harmonicznych płynących do filtru od strony sieci.

Dobór elementów jednej gałęzi filtru powinien rozpocząć się od doboru kondensatora, a w następnej kolejności dławika. Ostatnim krokiem jest sprawdzenie wartości prądu, który popłynie przez filtr i porównanie go z prądem dopuszczalnym dla dobieranych elementów. Podczas doboru należy pamiętać o zasadzie, iż filtrację rozpoczyna się od harmonicznej najniższego rzędu. Przykładowo w układzie jednofazowym nie wolno pozostawić nieodfiltrowanych harmonicznych trzeciej i piątej, a instalować filtr siódmej harmonicznej. Nieprzestrzeganie tej zasady może bowiem prowadzić do wzmocnienia nieodfiltrowanych harmonicznych niższych rzędów, a także do wystąpienia rezonansu równoległego między filtrem a reaktancją systemu. W konsekwencji może dojść do przeciążenia filtrów, a nawet ich zniszczenia.

Na rysunku 17.3 przedstawiono schemat zastępczy jednej gałęzi idealnego filtru harmonicznej *n* rzędu ($R_F = 0$).



Rys. 17.3. Schemat zastępczy jednej gałęzi idealnego filtru harmonicznej *n* rzędu (przy założeniu $R_F = 0$); I_n – wartość skuteczna prądu *n* harmonicznej (filtrowanej) płynącego przez gałąź filtru, U_L, U_C – wartości skuteczne napięć odpowiednio na dławiku i kondensatorze, U_o – wartość skuteczna napięcia na zaciskach filtru, L_F, C_F – indukcyjność dławika i pojemność kondensatora w filtrze

W celu wyznaczenia wartości parametrów C_F i L_F danej harmonicznej prądu przyjmuje się, że przez filtr płynie tylko prąd podstawowej harmonicznej I_1 i prąd filtrowanej harmonicznej I_n generowanej przez odbiornik (odbiorniki) nieliniowy. Zakłada się, że prąd filtrowanej harmonicznej I_n w całości przepływa przez filtr ($I_F = I_n$) i pomija się pozostałe składowe innych harmonicznych prądów przepływających przez filtr.

Założenia te nie odpowiadają rzeczywistym rozpływom harmonicznych prądu. Ze względu na niewielką skuteczną wartość składowych prądu filtru odpowiadających niefiltrowanym harmonicznym i niepełne filtrowanie uproszczenie to nie prowadzi do istotnych błędów, a znacznie ułatwia obliczenia [32].

Napięcie podstawowej harmonicznej U_{C1} na kondensatorze będzie wyższe niż napięcie na zaciskach filtru [2, 4] zgodnie z zależnością

$$U_{c(1)} = a_n U_{o(1)} \tag{17.1}$$

gdzie:

$$a_n = \frac{n^2}{n^2 - 1}$$

$U_{c(1)}$ – napięcie harmonicznej podstawowej na kondensatorze,
$U_{o(1)}$ – napięcie harmonicznej podstawowej na zaciskach filtru,
n – rząd harmonicznej, do której dostrojony jest filtr.

Prąd znamionowy I_N baterii kondensatorów C_F można wyznaczyć z zależności

$$I_N = \frac{U_N}{X_{cN}} = U_N \omega_1 C_F \tag{17.2}$$

gdzie:

U_N – napięcie znamionowe kondensatora,
X_{cN} – reaktancja znamionowa kondensatora określona dla pulsacji podstawowej harmonicznej,
ω_1 – pulsacja podstawowej harmonicznej,
C_F – pojemność kondensatora.

Zgodnie z przyjętym założeniem przez gałąź filtru popłynie tylko prąd podstawowej harmonicznej I_1 i prąd filtrowanej harmonicznej I_n generowanej przez odbiornik.

Wartość skuteczną prądu I_F filtru można zapisać następująco:

$$I_F = \sqrt{(I_1)^2 + (I_n)^2} \tag{17.3}$$

Prąd ten nie może być większy od prądu dopuszczalnego danego kondensatora. Dopuszczalna trwale wartość prądu przeciążenia kondensatora zależy od rodzaju i wykonania kondensatora. Producent baterii kondensatorów podaje w danych katalogowych współczynnik przeciążalności prądowej k_I i współczynnik przeciążalności napięciowej k_U danego typu kondensatorów. Współczynniki te odnoszą się do wartości znamionowych prądu i napięcia kondensatora. Przyjmując ten warunek ograniczenia wartości prądu I_F do wartości $k_I I_N$, otrzymujemy

$$\sqrt{(I_1)^2 + (I_n)^2} \le k_I I_N \tag{17.4}$$

Po podstawieniu do zależności (17.4) za I_N zal. (17.2) otrzymamy maksymalną wartość skuteczną harmonicznej podstawowej prądu $I_{F1\max}$, którą może być trwale obciążona gałąź

$$I_{F1\max} = \sqrt{(k_I)^2 (a_n)^2 (U_{o(1)})^2 (\omega_1)^2 C_F{}^2 - (I_n)^2} \tag{17.5}$$

Wartość skuteczna pierwszej harmonicznej prądu I_{F1} płynącego przez filtr opisana jest wzorem

$$I_{F1} = U_{o(1)} a_n \omega_1 C_F \tag{17.6}$$

Porównując zależności (17.5) i (17.6), otrzymujemy

$$U_{o(1)} a_n \omega_1 C_F \le \sqrt{(k_I)^2 (a_n)^2 (U_{o(1)})^2 (\omega_1)^2 C_F{}^2 - (I_n)^2} \tag{17.7}$$

Po przekształceniu zależności (17.7) otrzymujemy natomiast zależność na minimalną wartość pojemności $C_{F\min}$ kondensatora w filtrze

$$C_{F\min} \ge \frac{1}{\sqrt{0{,}69} a_n \omega_1 U_{o(1)}} \tag{17.8}$$

Po wstępnym ustaleniu wartości pojemności minimalnej można określić indukcyjność L_F dławika filtru według zależności

$$L_F = \frac{1}{n^2 (\omega_1)^2 C_F} \tag{17.9}$$

Dobrany w ten sposób dławik musi mieć prąd znamionowy co najmniej równy wartości prądu filtru (zal. (17.3)). Korzystne jest, aby dławik posiadał liniową charakterystykę magnesowania, w związku z czym stosuje się dławiki powietrzne (bezrdzeniowe) lub rdzeniowe ze szczeliną powietrzną.

Kolejnym krokiem doboru filtru jest sprawdzenie skutecznej wartości napięcia U_{CF} występującego na kondensatorze:

$$U_{CF} = \sqrt{(U_{C1})^2 + (U_{CnF})^2} \tag{17.10}$$

gdzie U_{C1}, U_{CnF} – skuteczne wartości napięcia podstawowej harmonicznej i n harmonicznej napięcia wywołanej filtrowaną n harmoniczną prądu.

Podstawowa harmoniczna napięcia kondensatora U_{C1} ma wartość określoną zależnością (17.1). Skuteczna wartość n harmonicznej napięcia U_{CnF} wywołanej filtrowaną n harmoniczną prądu przyjmie postać

$$U_{CnF} = I_{Fn} \frac{X_{cN}}{n} \tag{17.11}$$

Występujące na kondensatorze filtru napięcie U_{CF} powinno być mniejsze od wartości określonej współczynnikiem przeciążalności napięciowej k_U przez producenta:

$$U_{CF} = \sqrt{(U_{C1})^2 + (U_{CnF})^2} \le k_U U_N \tag{17.12}$$

Aby uzyskać optymalne wartości pojemności kondensatora C_F i indukcyjności dławika L_F, dobór w warunkach laboratoryjnych należałoby prowadzić w dwóch etapach. W pierwszym etapie trzeba by przyjąć wartość pojemności C_F (zal. (17.8))

i wyznaczyć wartość indukcyjności L_F (zal. (17.9)). Włączenie tak dobranego filtru do sieci zasilającej o danych parametrach R_s, X_s spowoduje w efekcie wzrost napięcia $U_{o(1)}$ na zaciskach filtru, a tym samym konieczność skorygowania wyznaczonej już wartości $C_{\min}$ (zal. (17.8)) i indukcyjności L_F. Ponowne wyznaczenie napięcia $U_{o(1)}$ na zaciskach uwarunkowane jest m.in. parametrami sieci zasilającej (R_s, X_s) oraz tym, czy w miejscu instalowania są już przyłączone inne filtry. W ostatnim bowiem przypadku należy uwzględnić wypadkową reaktancję już zainstalowanych filtrów. W praktyce prądy wyższych harmonicznych zamykające się w gałęzi filtru pochodzą nie tylko od odbiornika nieliniowego, ale również płyną z innych źródeł prądowych sieci. Ponadto gałąź filtru dla częstotliwości podstawowej generuje moc bierną pojemnościową, co uwzględnia się w ogólnym bilansie mocy biernej danego węzła. Sygnalizowane problemy, z uwagi na znaczną złożoność zagadnień, nie będą brane pod uwagę przy omawianiu pasywnych filtrów harmonicznych.

17.4. Ćwiczenie 17

17.4.1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest:

a) zapoznanie się z filtrami pasywnymi wyższych harmonicznych na przykładzie filtru jednofazowego,

b) zapoznanie się z kryteriami doboru filtrów,

c) dobranie jednofazowych filtrów trzeciej i piątej harmonicznej w modelu laboratoryjnym,

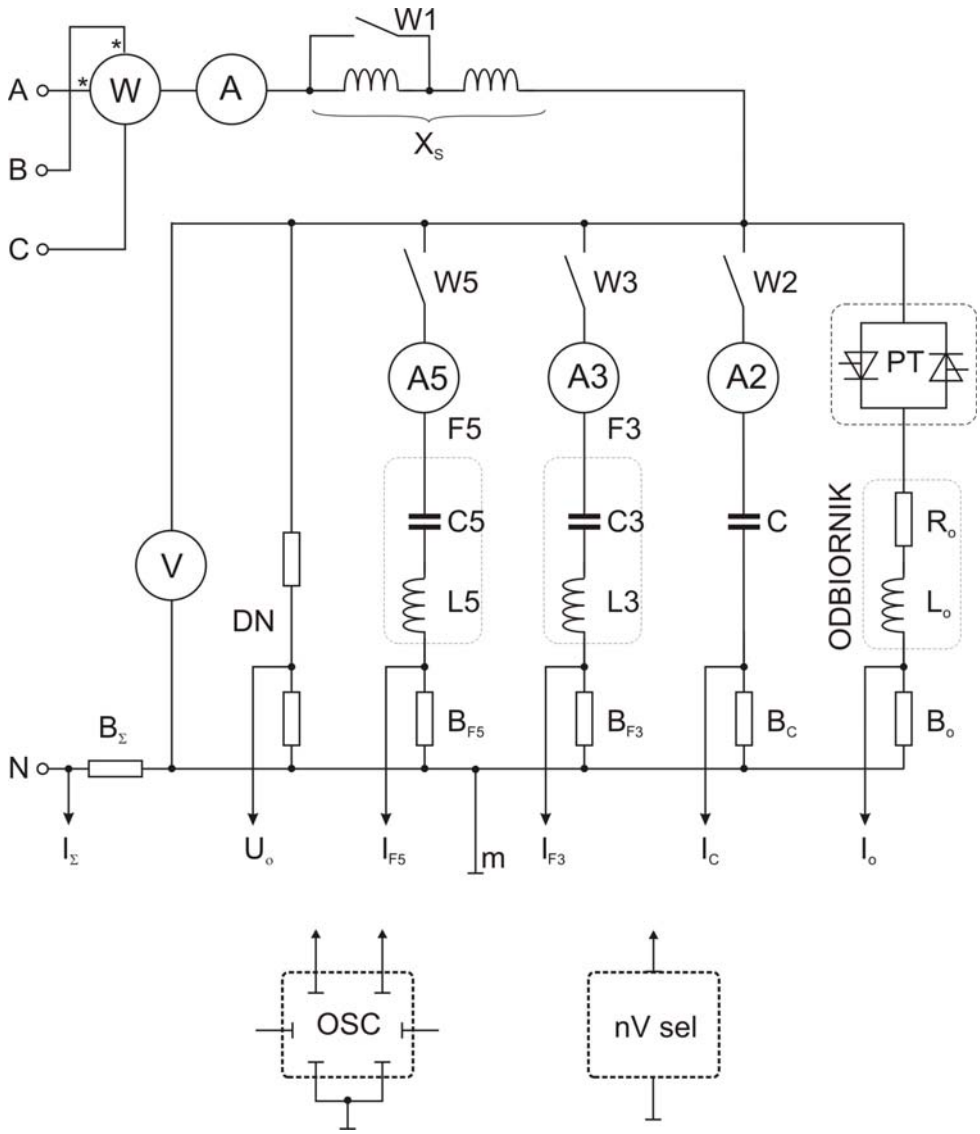
d) zapoznanie się z rozpływem wyższych harmonicznych w sieci,

e) przeprowadzenie pomiarów odnośnie do skuteczności zbudowanych filtrów.

17.4.2. Opis modelu laboratoryjnego

Przedstawiony na rys. 17.4 model laboratoryjny służy do badania jednofazowych filtrów pasywnych. Wykonany jest w formie panelu z przyłączanymi miernikami laboratoryjnymi. Układ wyposażony jest w nanowoltomierz selektywny umożliwiający pomiar wyższych harmonicznych oraz oscyloskop dwustrumieniowy do obserwacji przebiegów w charakterystycznych punktach układu. Uziemiony przewód neutralny sieci sprawia, że wszystkie boczniki posiadające wspólny punkt pomiarowy *m* znajdują się na bezpiecznym dla ćwiczącego potencjale.

Część reprezentująca system elektroenergetyczny składa się z indukcyjności L_s o zmiennej wartości (zmienianej wyłącznikiem W1) odwzorowującej reaktancję indukcyjną systemu elektroenergetycznego, przez którą zasilane są szyny stacji, oraz zestawu przyrządów pomiarowych. Należą do nich:



Rys. 17.4. Laboratoryjny układ do badania jednofazowych filtrów wyższych harmonicznych

- amperomierz elektromagnetyczny do pomiaru wartości skutecznej odkształconego prądu odbiornika,
- waromierz mierzący moc bierną (w przedstawionym układzie powiększoną o $\sqrt{3}$ służący jedynie do kontroli, czy nie następuje przekompensowanie układu,
- woltomierz elektromagnetyczny mierzący wartość skuteczną odkształconego napięcia, którym zasilany jest układ,

• bocznik B_Σ służący do obserwacji i pomiarów prądów wyższych harmonicznych płynących między systemem elektroenergetycznym a szynami zasilającymi.

Szyny stacji elektroenergetycznej zasilają następujące odbiorniki:

1. Odbiornik rezystancyjno-indukcyjny (R_oL_o) z możliwością regulacji wartości skutecznej prądu (I_o) za pomocą sterownika jednofazowego PT zbudowanego z dwóch tyrystorów połączonych przeciwrównolegle. Układ sterowania umożliwia zmianę wartości kąta opóźnienia załączania tyrystorów w zakresie $0° < \alpha_z < 180°$. W gałęzi odbiornika umieszczony jest bocznik B_o umożliwiający pomiar wyższych harmonicznych w prądzie $i_o(t)$ i obserwację przebiegu tego prądu.

2. Zestaw dwóch jednofazowych filtrów BP trzeciej i piątej harmonicznej (n = 3 i 5). W celu umożliwienia obserwacji i pomiarów prądów wyższych harmonicznych każdego z tych filtrów w ich obwód włączono boczniki pomiarowe (B_{F3}, B_{F5}).

3. Bateria kondensatorów do kompensacji mocy biernej (C) jest załączana wyłącznikiem W2. W gałęzi zawierającej baterię kondensatorów włączono bocznik pomiarowy B_C, który umożliwia pomiar oraz obserwację prądów wyższych harmonicznych płynących przez kondensator.

4. Dzielnik napięcia DN umożliwiający pomiar napięć wyższych harmonicznych na szynach stacji i określenie stopnia odkształcenia napięcia.

17.4.3. Przebieg ćwiczenia

Dla zadanych przez prowadzącego wartości pojemności filtrów trzeciej i piątej harmonicznej wyznaczyć i dobrać wartości indukcyjności:

1. Przy stałych wartościach L_s, R_o, L_o (podanych przez prowadzącego) w zakresie kątów opóźnienia załączenia α_z sterownika $\varphi < \alpha_z < 180°$ przeprowadzić następujące pomiary:

- Przy wyłączonym układzie filtrów i wyłączonej baterii kondensatorów C (wyłączone W2, W3, W5) zmierzyć:
  - a) wyższe harmoniczne prądu generowane przez sterownik tyrystorowy (bocznik B_o),
  - b) wyższe harmoniczne napięć na szynach zasilających (dzielnik napięcia DN).
- Załączyć baterię kondensatorów (W2) i zmierzyć:
  - a) wyższe harmoniczne prądu generowane przez sterownik tyrystorowy (bocznik B_o),
  - b) wyższe harmoniczne prądu płynące przez gałąź z kondensatorem C (bocznik B_C),
  - c) wyższe harmoniczne prądu płynące między systemem elektroenergetycznym a szynami zasilającymi (bocznik B_Σ),
  - d) wyższe harmoniczne napięcia na szynach zasilających (dzielnik napięcia DN).

2. Ustalić wartość kąta α_z, dla której trzecia harmoniczna prądu odbiornika osiąga wartość maksymalną. Załączyć filtr trzeciej harmonicznej (W3) i zmierzyć:

a) wyższe harmoniczne prądów płynących przez gałąź z kondensatorem C (bocznik B_C),

b) wyższe harmoniczne prądów płynących między systemem elektroenergetycznym a szynami zasilającymi (bocznik B_Σ),

c) wyższe harmoniczne prądów płynących przez filtr trzeciej harmonicznej (bocznik B_{F3}),

d) wyższe harmoniczne napięć na szynach zasilających (dzielnik napięcia DN).

3. Załączyć filtr piątej harmonicznej (W5) i zmierzyć:

a) wyższe harmoniczne prądów płynących przez gałąź z kondensatorem C (bocznik B_C),

b) wyższe harmoniczne prądów płynących między systemem elektroenergetycznym a szynami zasilającymi (bocznik B_Σ),

c) wyższe harmoniczne prądów płynących przez filtr trzeciej harmonicznej (bocznik B_{F3}),

d) wyższe harmoniczne prądów płynących przez filtr piątej harmonicznej (bocznik B_{F5}),

e) wyższe harmoniczne napięć na szynach zasilających (dzielnik napięcia DN).

17.4.4. Opracowanie wyników badań

1. Na podstawie zmierzonych wielkości należy wykreślić następujące zależności:

a) $I_n = f(\alpha_z)$,

b) $I_o = f(\alpha_z)$, gdzie: I_n – wartość skuteczna prądu n harmonicznej, I_o – wartość skuteczna odkształconego prądu odbiornika.

2. Wykonać charakterystyki dla pomiarów przy odłączonych i załączonych filtrach:

a) $I_{3C}/I_C = f(\alpha_z)$,

b) $I_{5C}/I_C = f(\alpha_z)$, gdzie: I_{3C} – wartość skuteczna prądu trzeciej harmonicznej płynąca przez gałąź z kondensatorem C, I_C – wartość skuteczna odkształconego prądu płynąca przez gałąź z kondensatorem C.

3. Wykreślić charakterystykę współczynnika THD odkształcenia napięcia $THD_U = f(\alpha_z)$.

4. Ocenić wpływ baterii kondensatorów C do kompensacji mocy biernej na rozpływ prądów wyższych harmonicznych w modelowej sieci.

5. Na podstawie zmierzonych wielkości ocenić skuteczność działania poszczególnych filtrów wyższych harmonicznych (skuteczność filtracji określa współczynnik k_{Fn}).

6. Ocenić wpływ poszczególnych filtrów jako elementów kompensacji mocy biernej podstawowej harmonicznej.

17.4.5. Zagadnienia kontrolne

1. Omówić, na czym polega niekorzystne oddziaływanie wyższych harmonicznych na sieć zasilającą oraz podać sposoby ograniczania tych zjawisk.
2. Wyjaśnić, jak określa się stopień odkształcenia napięcia i jakie zjawiska wpływają na jego wartość.
3. Omówić zasadę działania równoległych filtrów pasywnych.
4. Opisać, jak ocenia się skuteczność filtru.
5. Wyjaśnić, dlaczego rzeczywiste filtry nie stanowią idealnych boczników rezonansowych.
6. Wymienić, od jakich czynników zależy decyzja instalowania filtru rezonansowego oraz ich liczba.
7. Podać kryteria doboru poszczególnych elementów filtru oraz metodę określania ich parametrów.

18. Nadążna kompensacja mocy biernej

18.1. Wprowadzenie

Napędy sterowane są za pomocą przekształtników tyrystorowych. Stosuje się je często m.in. w energochłonnych przemysłach, takich jak przemysł hutniczy i wydobywczy [3, 6]. W krajowych kopalniach węgla kamiennego i rud metali instaluje się urządzenia wyciągowe, napędzane silnikami o mocy do 10 MW. Są to silniki prądu stałego, zasilane prawie wyłącznie z przekształtników tyrystorowych. Przekształtniki te oprócz zalet obarczone są pewnymi wadami. Najważniejszą z nich jest niekorzystne oddziaływanie przekształtników na sieć zasilającą. Obciążenie sieci odbiornikami sterowanymi za pomocą przekształtników powoduje obniżenie jakości napięcia w węzłach sieciowych, z których często zasilane są inne odbiorniki. Obniżenie jakości napięcia w sieci jest tu skutkiem poboru prądu odkształconego, a przede wszystkim gwałtownych zmian obciążenia. Powoduje to występowanie w sieci zmiennych w czasie spadków napięcia. Dominującą rolę odgrywają tu udarowe zmiany poboru mocy biernej m.in. w czasie rozruchu silnika prądu stałego sterowanego z przekształtnika tyrystorowego [24].

Sterowanie odbiorników przekształtnikami tyrystorowymi stwarza zatem duże problemy dla gospodarki mocą bierną. Kompensacja mocy biernej w tych warunkach nie może się odbywać przy użyciu baterii kondensatorów o stałej pojemności włączanych równolegle do odbiornika lub grupy odbiorników. W układach nawrotnych pracujących w szerokim zakresie szybkozmiennych obciążeń jest pożądane wykorzystanie regulowanych źródeł mocy biernej w zależności od chwilowego jej zapotrzebowania. W takim przypadku stosuje się baterie kondensatorów z łącznikami tyrystorowymi, kompensatory synchroniczne z układem nadążnej regulacji prądu wzbudzenia albo statyczne kompensatory mocy biernej sterowane układami tyrystorowymi. Zadaniem takiego układu jest wówczas nie tylko poprawa współczynnika mocy, ale także ograniczenie wyższych harmonicznych w napięciu sieci. Tak postawione zadanie nakłada na urządzenie kompensacyjne duże wymagania. Chodzi o szybkość działania, przystosowanie do pracy w warunkach niesymetrii i odkształcenia napięć, płynności regulacji mocy biernej, jak również o niezawodność działania.

18.2. Układy energoelektroniczne do poprawy współczynnika mocy

Urządzenia do kompensacji mocy biernej, realizowane przy użyciu kondensatorów przyłączonych do sieci, wykazują wiele zalet, a także i wad. Do najważniejszych zalet należy zaliczyć:

a) możliwość ich instalowania w dowolnym punkcie układu elektroenergetycznego,

b) łatwość budowy i rozbudowy źródeł mocy biernej,

c) niewielkie straty mocy czynnej przy sinusoidalnym napięciu.

Do wad natomiast zaliczyć należy:

a) ograniczoną częstość przełączeń sekcji baterii ze względu na wytrzymałość łączników mechanizmowych,

b) możliwość występowania udarów prądowych w chwili włączenia baterii.

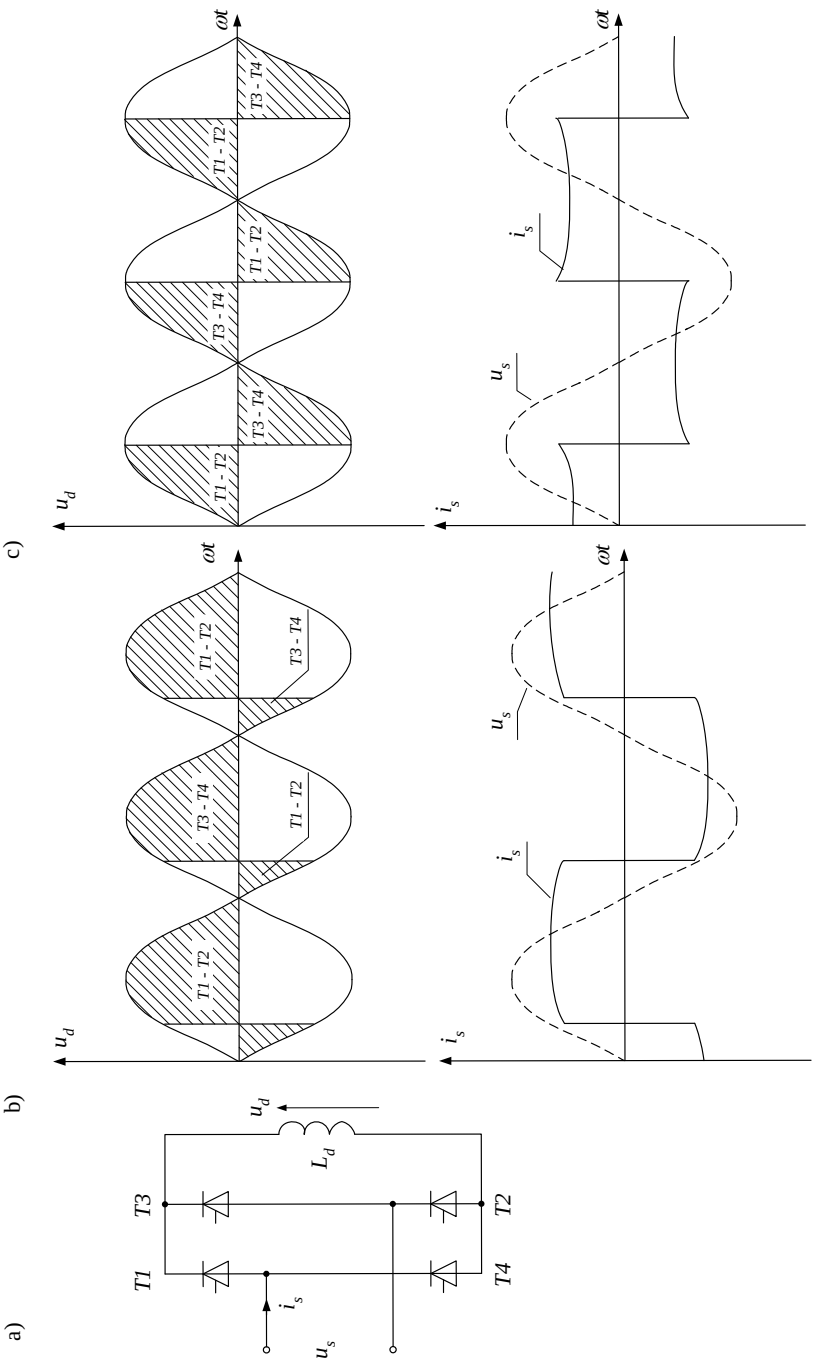
Wymienione wady mogą zostać znacznie wyeliminowane przez zastosowanie łączników tyrystorowych do samoczynnego załączania sekcji baterii kondensatorów.

Regulacja mocy biernej w układach wykorzystujących baterie kondensatorów załączone łącznikami jest prowadzona w funkcji tangensa kąta przesunięcia fazowego odbiornika. Układ regulacyjny decyduje o liczbie włączanych sekcji baterii kondensatorów w funkcji różnicy między kątem zadanym i mierzonym kątem fazowym obciążenia [15].

Ze względu na równomierną kompensację w całym zakresie zmian poboru mocy biernej z sieci zasilającej wartość pojemności poszczególnych stopni baterii powinna być jednakowa lub podporządkowana kodowi dwójkowemu. Uszeregowanie pojemności kolejnych stopni baterii, zgodnie z tym kodem o wagach 8421, jest bardzo ekonomiczne. Maleje wtedy liczba stopni, czyli liczba łączników jest minimalna. Pojemność kondensatora najniższego stopnia baterii dobiera się tak, aby uzyskać żądaną dokładność regulacji.

Przekształtnikowe kompensatory mocy biernej

Przekształtnik tyrystorowy zasilany z sieci prądu przemiennego może być również wykorzystany jako kompensator mocy biernej [17]. W tym przypadku w przekształtniku stosuje się wymuszoną komutację zaworów. Dzięki temu tyrystory mogą rozpoczynać przewodzenie prądu wcześniej, niż to wynika z warunków naturalnej komutacji. Oznacza to, że harmoniczna podstawowa prądu pobieranego z sieci wyprzedza napięcie zasilające. Przekształtnikowy kompensator mocy biernej umożliwia wprowadzenie automatycznej regulacji mocy biernej oddawanej do sieci. Wartość średnia napięcia na wyjściu takiego kompensatora jest teoretycznie równa zeru.



Rys. 18.1. Przekształtnik dwupulsowy mostkowy o komutacji wymuszonej: a) schemat układu, b) przebiegi prądu pobieranego z sieci i napięcia wyprostowanego w pracy prostownikowej, c) przebiegi jak w b), gdy układ pracuje jako kompensator mocy biernej

Zasadę działania takiego kompensatora można przedstawić na przykładzie mostkowego przekształtnika dwupulsowego. Schemat układu oraz przebiegi napięcia i prądu pobieranego z sieci pokazano na rys. 18.1. Przekształtnik jest wyposażony w zawory w pełni sterowalne i obciążony indukcyjnością L_d o dużej dobroci. Na rysunku 18.1b przedstawiono prostownikową pracę przekształtnika, a na rys. 18.1c działanie układu jako kompensatora mocy biernej. W przedziałach czasowych, w których napięcie wyjściowe jest dodatnie, w indukcyjności L_d akumuluje się energia elektromagnetyczna. Energia ta jest oddawana do sieci wówczas, gdy w przedziałach czasowych napięcie wyjściowe jest ujemne.

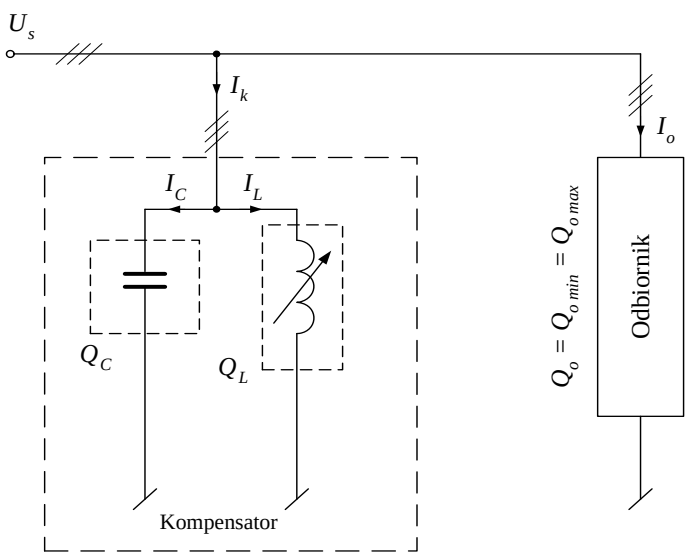
Kompensator mocy biernej ze sterownikiem prądu indukcyjnego

Kompensator mocy biernej ze sterownikiem prądu indukcyjnego wyposażony jest w stałą baterię kondensatorów oraz indukcyjność z układem do regulacji prądu [15]. Schemat blokowy takiego kompensatora pokazano na rys. 18.2, a na rys. 18.3 – schemat rozwinięty tego układu. Obciążenie sieci stanowi odbiornik o charakterze indukcyjno-rezystancyjnym, pobierający z sieci określoną moc bierną. Moc ta może ulegać zmianom w zakresie $Q_{o\min}$–$Q_{o\max}$. Bateria kondensatorów powinna być tak dobrana, aby kompensować maksymalną noc bierną odbiornika, czyli musi być spełniona równość

$$Q_{o\,\max} = Q_c$$

gdzie:

$$Q_c = -CU_c^2, \quad Q_o = 3LI_o^2 \tag{18.1}$$



Rys. 18.2. Schemat blokowy kompensatora z regulacją prądu indukcyjnego

Regulator prądu indukcyjnego powinien utrzymywać stałą wartość mocy biernej indukcyjnej pobieranej z sieci niezależnie od poboru mocy odbiornika. Można to przedstawić zależnością

$$Q_o + Q_L = Q_C = \text{const} \tag{18.2}$$

gdzie Q_L – moc indukcyjna pobierana przez sterownik prądu indukcyjnego kompensatora.

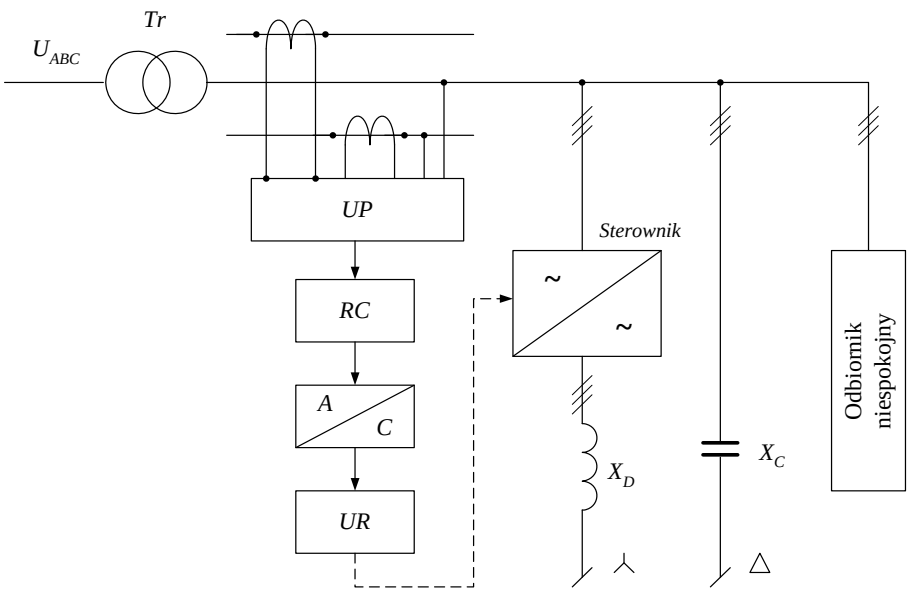
Wyrażenia określające składowe bierne prądów odbiornika i kompensatora przyjmują postać:

$$I_{bo} + I_{bL} = I_{bC} = \text{const} \tag{18.3}$$

lub

$$I_o \sin \varphi_o + I_{bL} = I_{bC} = \text{const} \tag{18.4}$$

bowiem $I_L = I_{bL}$ oraz $I_C = I_{bC}$.

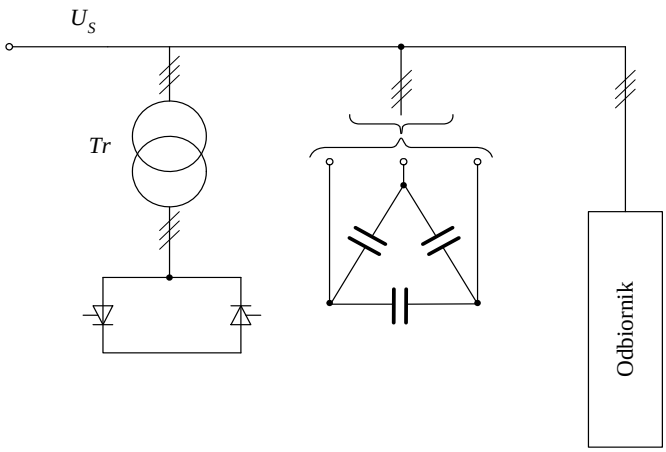


Rys. 18.3. Schemat rozwinięty tyrystorowego kompensatora mocy biernej dla obciążenia symetrycznego; UP – człon pomiarowy mocy biernej do skompensowania, RC – rejestrator cyfrowy, A/C – przetwornik analogowo-cyfrowy, UR – człon regulacyjny, S – trójfazowy sterownik tyrystorowy

Z powyższych uwag wynika, że zmianom prądu biernego pobieranego przez odbiornik powinna towarzyszyć taka zmiana prądu biernego (sterownika), aby suma tych prądów miała wartość stałą. Kompensatory tego typu są stosowane głównie w sieciach

niskiego napięcia. Ograniczenie to wynika z dopuszczalnego napięcia tyrystorów nieprzekraczającego ok. 2,4 kV.

Istnieją w praktyce układy tego typu kompensatorów dostosowane do pracy po stronie wysokiego napięcia. Wyposażane są one w baterie kondensatorów włączone na napięcie robocze sieci oraz sterownik prądu indukcyjnego utworzony z transformatora T o napięciu zwarcia $e_{z\%}$ = 100% i regulatora tyrystorowego. Schemat blokowy takiego układu przedstawiono na rys. 18.4.



Rys. 18.4. Schemat ideowy układu nadążnej kompensacji mocy biernej odbiornika wysokonapięciowego

Transformator pełni rolę dławika o dużej dobroci, a regulator tyrystorowy, synchronizowany napięciem zasilającym, reguluje wartość prądu indukcyjnego kompensatora w wymaganym zakresie.

18.3. Ćwiczenie 18

18.3.1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest:

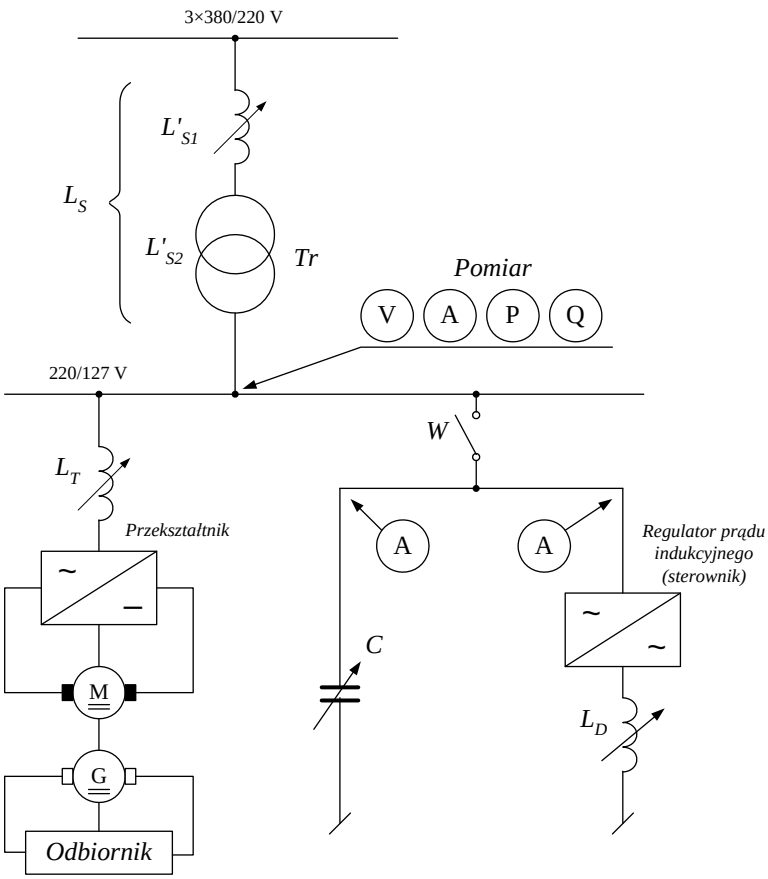
a) zapoznanie się charakterem obciążenia sieci mocą bierną przez odbiorniki zasilane z przekształtników energoelektronicznych,

b) poznanie sposobów kompensacji mocy biernej odbiorników niespokojnych,

c) poznanie rozwiązań układowych statycznych kompensatorów mocy biernej obciążeń szybkozmiennych.

18.3.2. Opis modelu laboratoryjnego

Do prowadzenia badań laboratoryjnych statycznego kompensatora mocy biernej odbiorników niespokojnych zbudowano model układu sterowania silnika prądu stałego za pomocą przekształtnika tyrystorowego. Model ten odpowiada w pewnej skali najprostszemu układowi zasilania napędu maszyny wyciągowej kopalni spotykanemu w praktyce. Przedstawiony na rys. 18.5 schemat tego układu uwzględnia wyłącznie prosty wariant z jednym silnikiem zasilanym przez sześciopulsowy przekształtnik tyrystorowy. Reaktancję sieci zasilającej X_s modeluje się za pomocą indukcyjności L'_{s1} z uwzględnieniem parametru wzdłużnego transformatora Tr, tj. L_{s2}. Wypadkowa reaktancja przyjmie więc postać $L_s = L'_{s1} + L'_{s2}$. Parametry wzdłużne transformatora



Rys. 18.5. Schemat pomiarowy modelu laboratoryjnego układu zasilania silnika prądu stałego przez tyrystorowy układ prostownika sterowanego

przekształtnikowego można modelować za pomocą dławika o indukcyjności L'_T. W modelu pomija się wpływ rezystancji obwodu. Zmiany obciążenia silnika uzyskuje się przez zmianę obciążenia generatora prądu stałego G napędzanego przez ten silnik.

Pojemność C i indukcyjność L_D układu kompensacji mocy biernej mogą być zmieniane w szerokich granicach odpowiednio do potrzeb wynikających z określenia maksymalnej mocy biernej pobieranej przez przekształtnik.

18.3.3. Przebieg ćwiczenia

1. Zamodelować układ zasilania przekształtnika przez nastawienie reaktancji X_s i S_T według zaleceń prowadzącego.
2. Wstępnie obciążyć przekształtnik według zaleceń prowadzącego.
3. Przy wyłączonym układzie kompensatora wyznaczyć doświadczalnie charakterystykę poboru nocy biernej Q_p w funkcji kąta wysterowania przekształtnika α_p.
4. Wyznaczyć obliczeniowo wymaganą pojemnościową moc bierną baterii i indukcyjną dławika w układzie kompensatora (rys. 18.2), przyjmując za punkt wyjścia maksymalną wartość poboru mocy biernej przez przekształtnik.
5. Zamodelować układ kompensatora i przy wyłączonym przekształtniku wyznaczyć doświadczalnie zależność mocy biernej kompensatora Q_k od kąta wysterowania sterownika prądu indukcyjnego α_k (np. rys. 18.3 i 18.5).
6. Zbadać układ do kompensacji mocy biernej w następujący sposób:
   - wyłączyć obciążony przekształtnik,
   - włączyć układ kompensatora,
   - zmieniać kąt wysterowania przekształtnika α_p, a następnie doświadczalnie dobierać wartość kąta wysterowania regulatora indukcyjnego kompensatora sterownika α_k tak, aby sumaryczny pobór mocy biernej przez układ złożony z przekształtnika i kompensatora był równy zeru.
7. Przeprowadzić badania układu jak w p. 6, z tą różnicą, że dla kąta wysterowania przekształtnika α_p = const zmieniać obciążenie przekształtnika mocą czynną, a następnie doświadczalnie dobierać wartość kąta wysterowania kompensatora α_k tak, aby sumaryczny pobór mocy biernej przez układ złożony z przekształtnika i kompensatora odbywał się przy stałej i zadanej wartości kąta fazowego φ wyrażonego współczynnika tgφ.
8. Zanalizować uzyskane wyniki badań i sporządzić wykresy otrzymanych zależności.

18.3.4. Opracowanie wyników badań

Na podstawie wykonanych wyników pomiarów i obliczeń należy:
1. Przeprowadzić ich analizę i sporządzić wykresy otrzymanych zależności:

$$Q_p = f(\alpha_p),\quad Q_k = f(\alpha_k),\quad \mathrm{tg}\,\varphi = f(\alpha_p)\quad \text{i}\quad \alpha_k = f(\alpha_p)\quad \text{dla}\quad \mathrm{tg}\,\varphi = \text{const}$$

2. Opracować wnioski ze szczególnym uwzględnieniem:

- porównania wyników pomiarów z wynikami obliczeń uzyskanych teoretycznie,
- oceny skuteczności działania badanego układu w roli nadążnego kompensatora mocy biernej obciążeń szybkozmiennych.

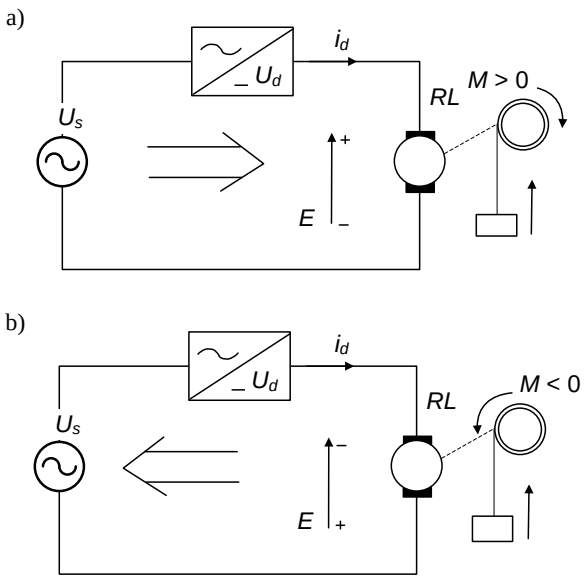
18.3.5. Zagadnienia kontrolne

1. Podać przykłady odbiorników niespokojnych stosowanych w praktyce.
2. Omówić wymagania, jakie powinny spełniać układy do kompensacji mocy biernej odbiorników niespokojnych.
3. Wymienić, jakie rozwiązania układów do kompensacji mocy biernej omawianych odbiorników wykorzystuje się w praktyce.
4. Omówić własności znanych układów do kompensacji mocy biernej obciążeń szybko zmiennych.

19. Praca falownikowa tyrystorowych układów prostownikowych

19.1. Wprowadzenie

W większości przypadków sterowane prostowniki tyrystorowe stosuje się do sterowania prędkością obrotową silników prądu stałego o mocy od ułamków wata do kilku megawatów. Silnik prądu stałego stanowi dla prostownika odbiornik o charakterze rezystancyjno-indukcyjnym z SEM skierowaną przeciwnie do prądu wyprostowanego. Pracę prostownikową przekształtnika przedstawiono na rys. 19.1a [3, 9, 10, 15].



Rys. 19.1. Schemat zastępczy tyrystorowego układu napędowego prądu stałego w pracy przekształtnika: a) prostownikowej, b) falownikowej

Dzięki działaniu indukcyjności L_o silnika dla stałej czasowej obwodu L–R silnika spełniającej warunek $L/R >> T$ (okres napięcia zasilającego) prąd wyprostowany jest ciągły. Warunkiem przepływu prądu obciążenia i_d w pracy prostownikowej dla $R \neq 0$ jest dodatnia wartość różnicy $U_d - E > 0$. Średnią wartość prądu obciążenia określa zależność

$$I_d = \frac{U_d - E}{R} \tag{19.1}$$

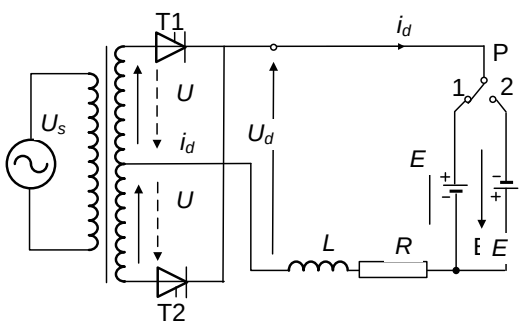
Przepływ prądu I_d dla $U_d - E > 0$ oznacza przekazywanie energii elektrycznej z sieci zasilającej do silnika. Silnik wytwarza dodatni moment napędowy, przekazując energię mechaniczną napędzanemu urządzeniu. Sytuacja ta zmieni się, kiedy mechanizm napędzany przekaże energię mechaniczną silnikowi. Wówczas silnik staje się generatorem prądu stałego (rys. 19.1b). SEM E zmienia w tym przypadku znak na przeciwny i wymusza przepływ prądu w obwodzie prostownika sterowanego i źródła. Przejście silnika na pracę generatorową nie wymaga zmiany biegunowości napięcia zasilania obwodu wzbudzenia. Prąd wyprostowany i_d nie zmienia kierunku, zaś jego wartość można wyznaczyć z wyrażenia

$$I_d = \frac{E - U_d}{R} \tag{19.2}$$

przy czym

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha_z \tag{19.3}$$

Kąt załączania α_z z przekształtnika dla pracy falownikowej zawiera się w granicach $\pi/2 < \alpha_z < \pi - \beta_{\min}$. Wartość średnia napięcia U_d w zakresie pracy falownikowej prostownika jest więc ujemna. Warunkiem przepływu dodatniego prądu i_d ze względu na jednokierunkowe przewodzenie zaworów jest dodatnia wartość różnicy $|E| - |U_d| > 0$. Zagadnienie to zostanie wyjaśnione na przykładzie dwupulsowego prostownika sterowanego współpracującego z baterią akumulatorów. Schemat układu dla pracy prostownikowej i falownikowej pokazano na rys. 19.2.

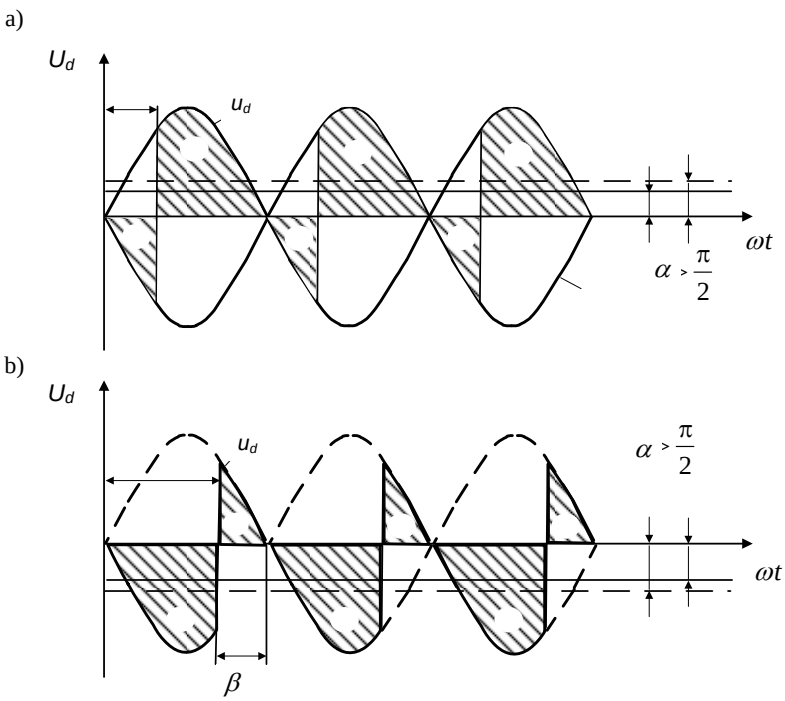


Rys. 19.2. Schemat układu prostownikowego obciążonego obwodem RLE

Dla prostownikowej pracy przekształtnika (przełącznik P w poz. 1) kąt α_z jest mniejszy od $\pi/2$. Kiedy prąd odbiornika jest ciągły, przebieg napięcia wyjściowego jest taki jak na rys. 19.3a [1]. Po zwiększeniu kąta α_z wartość średnia napięcia maleje. Stan pracy falownikowej przekształtnika uzyskuje się w poz. 2 przełącznika P. Wtedy kierunek SEM E jest zgodny z kierunkiem przepływu prądu i_d. W układach praktycznych mogą wystąpić dwa przypadki pracy falownikowej układu prostownikowego:

- podczas przewodzenia ciągłego prądu obciążenia,
- podczas przewodzenia impulsowego.

W pracy falownikowej przekształtnika średnią wartość prądu w obwodzie odbiornika wyraża zależność (19.2).



Rys. 19.3. Przebiegi napięcia wyjściowego układu z rys. 19.2 w pracy: a) prostownikowej, b) falownikowej

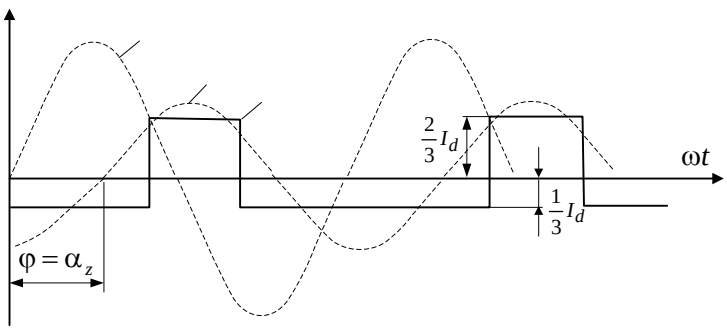
Bezzwarciową pracę falownikową zapewnia spełnienie warunku [3]

$$\beta_{\min} = \mu_k + t_q \tag{19.4}$$

W układzie p-pulsowym kolejny zawór przejmuje przewodzenie prądu od zaworu poprzedniego jak w układzie prostownikowym. Zawór rozpoczynający pracę ma wyższe napięcie anodowe względem katody niż zawór kończący pracę. Jeśli komutacja

tych zaworów nie kończy się przed momentem komutacji naturalnej w pracy falownikowej (punkt q – rys. 19.3 lub 19.5), to warunek (19.4) nie zostanie spełniony. Wystąpi wtedy zwarcie falownika, zwane przewrotem.

Na rysunku 19.4 pokazano przykładowe przebiegi napięcia i prądu w układzie prostownika trójpulsowego podczas pracy ciągłej. Dla uproszczenia przyjęto, że prąd odbiornika jest w pełni wygładzony, a komutacja zaworów natychmiastowa, czyli $\mu_k = 0$. Podstawowa harmoniczna prądu fazowego pobieranego z sieci jest przesunięta o kąt $\varphi = \alpha_z$ względem napięcia zasilającego [3], [10] (rys. 19.4).

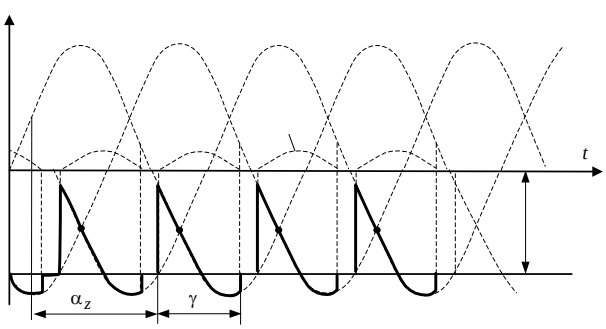


Rys. 19.4. Przebiegi napięcia i prądu wejściowego prostownika trójpulsowego obciążonego obwodem RLE w pracy falownikowej; u_a – napięcie fazowe, i_a – prąd fazowy

Moc czynna układu wyznaczona z zależności

$$P = 3U_f I \cos\alpha_z \tag{19.5}$$

dla $\pi/2 < a_z < \pi$ przyjmuje wartości ujemne. Oznacza to, że odbiornik oddaje energię czynną do sieci.



Rys. 19.5. Przebiegi napięć zasilających i prądu w układzie prostownika trójpulsowego w pracy falownikowej podczas przewodzenia impulsowego

Granice pracy falownikowej układu prostowniczego podczas pracy impulsowej są niełatwe do jednoznacznego określenia ze względu na uwikłaną zależność od kąta α_z załączenia tyrystorów, fazowego kąta φ odbiornika i stosunku E/U_m w układzie. Ze względu na pominięcie komutacji zaworów przewrót falownika nie jest możliwy. Na rysunku 19.5 przedstawiono przykładowe przebiegi napięcia i prądu w układzie prostownika trójpulsowego podczas pracy impulsowej.

Układy prostownicze sterowane, pracujące jako falowniki, są nazywane falownikami o komutacji sieciowej. Silniki prądu stałego zasilane z takich przekształtników mogą więc oddawać energię do sieci podczas hamowania. Ma to duże znaczenie praktyczne, zwłaszcza w napędach nawrotnych, np. w napędach maszyn wyciągowych w kopalniach.

Inna ważna dziedzina zastosowań takich falowników to przekazywanie energii hamowania silników spalinowych i elektrycznych do sieci na stacjach prób tego typu maszyn. Hamownie takie w tradycyjnych rozwiązaniach były wyposażone w generatory prądu stałego obciążone rezystancją. Energia hamowania jest wówczas przekazana do sieci, a nie bezużytecznie zamieniana na ciepło. Po sprzęgnięciu generatora prądu stałego hamowni z siecią prądu przemiennego za pomocą falownika można energię hamowania badanej maszyny przekazać do sieci.

Rozwiązanie tego problemu przyniosłoby gospodarce narodowej znaczne oszczędności. Istnieje również możliwość wykorzystania falowników do przekazywania energii z dowolnego źródła prądu stałego do sieci prądu przemiennego.

19.2. Ćwiczenie 19

19.2.1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest [3]:

a) poznanie działania tyrystorowych układów prostownikowych w stanie pracy falownikowej,

b) doświadczalne wyznaczenie podstawowych parametrów i charakterystyk,

c) obserwacja przebiegów prądów i napięć.

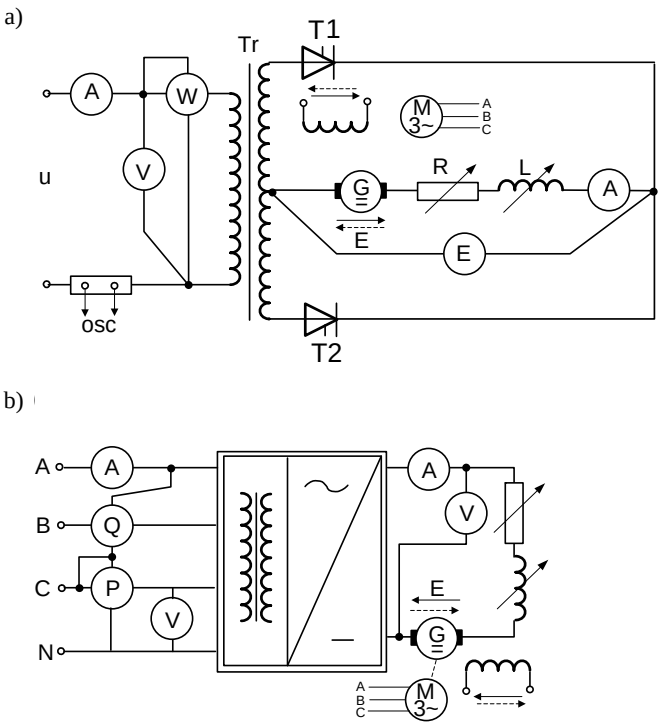
19.2.2. Opis modelu laboratoryjnego

Na rysunku 19.6 przedstawiono schemat ideowy układu dwupulsowego prostownika sterowanego pracującego jako falownik o komutacji sieciowej, który składa się z:

a) transformatora,

b) układu prostownika sterowanego z tyrystorowym T1 i T2,

c) obwodu ciążenia R–L i generatora prądu stałego G w roli siły elektromotorycznej E o kierunku zgodnym z kierunkiem prądu wyprostowanego i_d.



Rys. 19.6. Schemat układu do badań prostownika sterowanego w pracy falownikowej:
a) układ jednofazowy, b) układ trójfazowy

Do obserwacji przebiegu prądu po stronie źródła zasilania i obciążenia tego układu zastosowano bocznik. Przyrządy pomiarowe włączone w obwodzie zasilania i obciążenia tego układu pozwalają na określenie podstawowych parametrów energetycznych badanego układu falownikowego. Źródło zasilania badanego układu stanowi sieć techniczna.

19.2.3. Przebieg ćwiczenia

Układ prostownikowy, którego schemat pokazano na rys. 19.6, jest obciążony rezystancją, indukcyjnością oraz siłą elektromotoryczną E o kierunku zgodnym z kierunkiem prądu wyprostowanego i_d. Jest to stan pracy falownikowej prostownika. W układzie tym należy przeprowadzić następujące badania:

1. Zdjąć zależności:

a) $U_d = f(I_d)$ dla α_z = const,

b) mocy czynnej P układu w funkcji kąta α_z załączenia tyrystorów $P = f(\alpha_z)$,

c) mocy biernej układu w funkcji kąta α_z załączania tyrystorów $Q = f(\alpha_z)$,

d) współczynnika mocy λ układu w funkcji kąta α_z załączania prostownika $\lambda = f(\alpha_z)$.

2. Przeprowadzić obserwację przebiegów napięć i prądów po stronie napięcia przemiennego i stałego.

3. Z ekranu oscyloskopu zdjąć oscylogramy kilku charakterystycznych przebiegów dla różnych rodzajów obciążenia.

19.2.4. Opracowanie wyników badań

Na podstawie wykonanych pomiarów należy:

1. Wyniki badań i przykładowe obliczenia zestawić w tabeli wyników badań.
2. Wykreślić zależności: $U_d = f(I_d)$ dla α_z = const, $P = f(\alpha_z)$, $Q = f(\alpha_z)$.
3. Wykreślić zależność współczynnika mocy λ układu w funkcji kąta α_z załączania prostownika ($\lambda = f(\alpha_z)$).
4. Zamieścić przykładowe oscylogramy napięć i prądów na wyjściu układu prostownikowego.
5. Opracować wnioski końcowe ze szczególnym uwzględnieniem:
   - porównania wyników pomiarów z wynikami obliczeń teoretycznych,
   - oceny układu prostownikowego jako falownika sieciowowzbudnego,
   - oceny oddziaływania omawianego układu na sieć zasilającą.

19.2.5. Zagadnienia kontrolne

1. Wyjaśnić pracę falownikową układu prostownikowego.
2. Podać, w jakich warunkach falownikowej pracy prostownika występuje ciągłe i impulsowe przewodzenie prądu.
3. Wyjaśnić, co to jest przewrót falownika.
4. Podać przykłady praktycznego wykorzystania falownikowej pracy prostownika.

20. Sześciopulsowy falownik sieciowzbudny

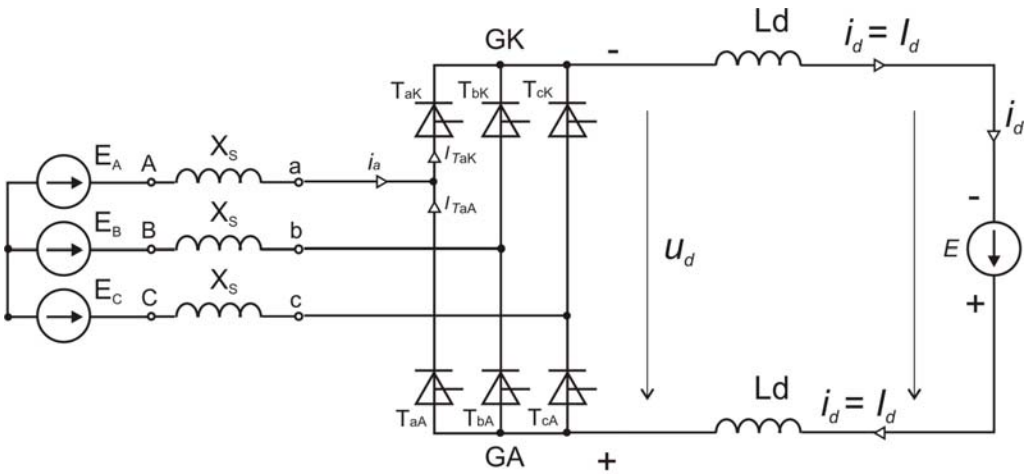
20.1. Wprowadzenie

Układy przekształtnikowe sieciowzbudne oprócz podstawowej (najczęściej spotykanej) właściwości przekształcania energii prądu przemiennego na energię prądu stałego (jednokierunkowego) posiadają możliwość odwrotnego przekształcania, czyli przesyłania energii prądu stałego (akumulator, prądnica prądu stałego) do istniejącej sieci prądu przemiennego. Taki stan pracy określany jest mianem pracy falownikowej przekształtnika sieciowzbudnego [1, 3, 9, 19, 27]. W praktyce eksploatacyjnej do tego rodzaju przekształcenia wykorzystywane są przekształtniki sześcio- lub dwunastopulsowe. Podyktowane jest to koniecznością uzyskania kształtu prądu oddawanego do sieci zbliżonego do sinusoidy. W miarę wzrostu liczby pulsów schodkowa krzywa prądu oddawanego do sieci zbliża się do krzywej sinusoidalnej. Stosowanie diody zerowej w obwodzie prądu stałego uniemożliwia pracę falownikową przekształtnika. Dlatego też do pracy falownikowej nie można wykorzystać układów półsterowanych (jedną z grup stanowią zawory niesterowane – diody). Falowniki sieciowzbudne znalazły zastosowania w różnego rodzaju układach hamowania odzyskowego, w energetycznych sprzęgłach stałoprądowych łączących dwa systemy energetyczne, gdzie umożliwiają swobodną wymianę energii między systemami, w układach regulacji prędkości obrotowej silników asynchronicznych pierścieniowych dużej mocy (tzw. kaskady podsynchroniczne) oraz w coraz częściej spotykanych statycznych zasobnikach energii (gdzie gromadzą energię w bateriach akumulatorów w czasie trwania „dolin energetycznych", a oddają do sieci w godzinach szczytu).

20.2. Układ sześciopulsowego falownika sieciowzbudnego

Na rysunku 20.1 przedstawiono schemat falownika sieciowzbudnego.

W obwód prądu stałego, zgodnie z kierunkiem przepływu prądu i_d, włączone jest źródło napięcia stałego E. Rolę źródła może pełnić: sieć prądu stałego, prądnica prądu stałego, prostownik sterowany lub niesterowany, bateria akumulatorów.



Rys. 20.1. Schemat układu falownika sieciowzbudnego sześciopulsowego

Badania przeprowadza się przy założeniu, że komutacja prądu zachodzi w czasie $t = 0$ (komutacja natychmiastowa). Ponadto zakłada się, że prąd i_d jest idealnie wygładzony.

Jak wiadomo, średnia wartość napięcia U_d w zakresie przewodzenia ciągłego opisana jest zależnością

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha_z \tag{20.1}$$

Napięcie U_d przyjmuje wartości ujemne dla kątów $\pi/2 < \alpha_z < \pi$.

Warunkiem przepływu prądu i_d w pracy falownikowej jest spełnienie ogólnej nierówności

$$E - U_d > 0$$

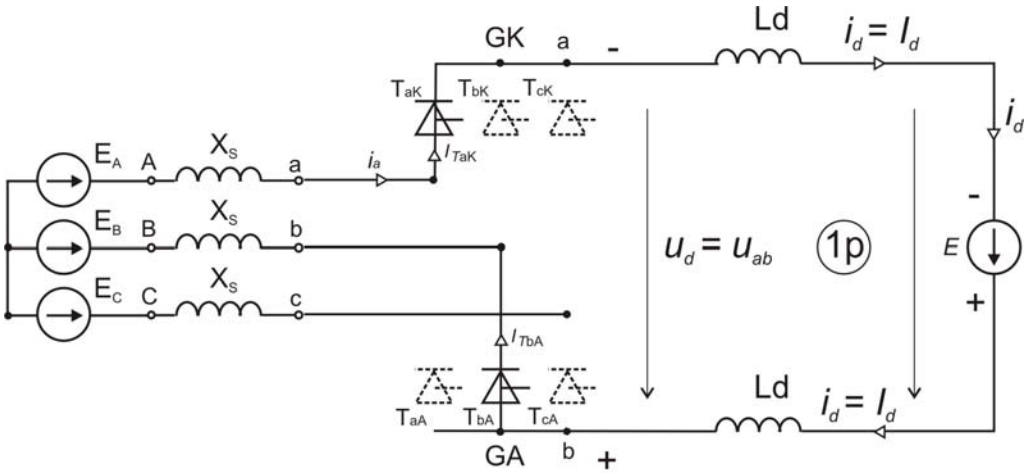
czyli

$$|E| > |U_d| \tag{20.2}$$

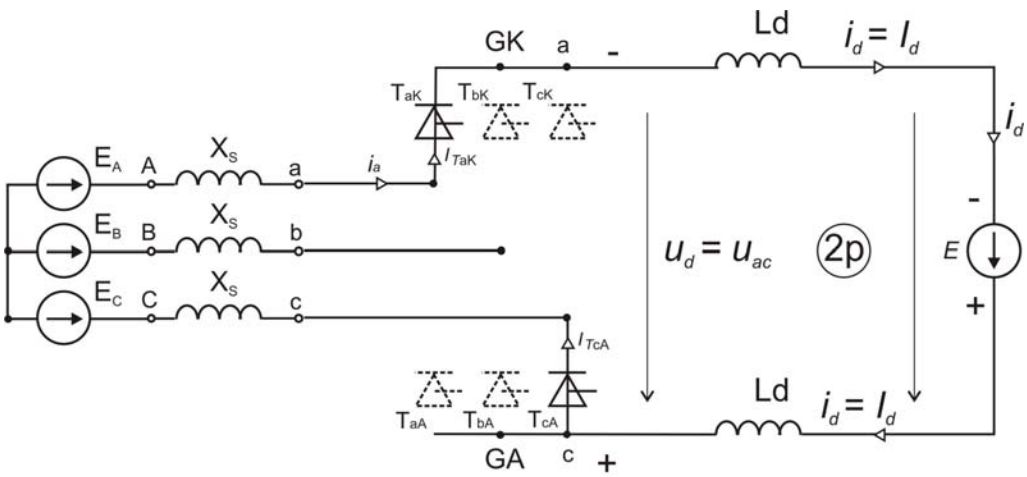
Jednak z uwagi na komutację opóźnioną i możliwość tzw. *przewrotu falownika* (wystąpienie zwarcia siły E przez dwa przewodzące równocześnie tyrystory różnych grup) wartość kąta opóźnienia załączenia α_z w praktyce ogranicza się do przedziału $\pi/2 < \alpha_z < \pi - \beta_{\min}$.

Na rysunku 20.4 zaprezentowano charakterystyczne przebiegi czasowe z układu przedstawionego na rys. 20.2. Analizę zjawisk należy zacząć od kształtowania

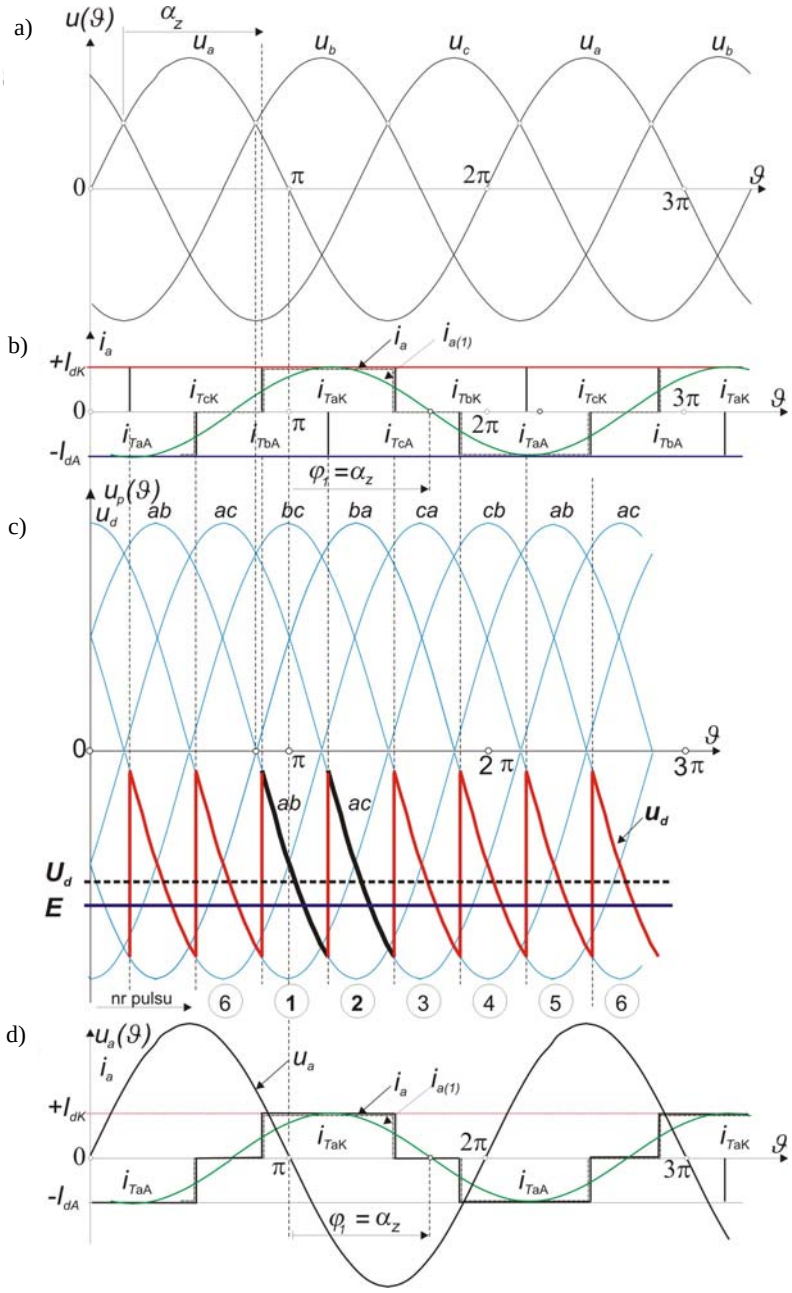
pierwszego pulsu (rys. 20.2). Ponieważ krzywa napięcia u_d składa się z odpowiednich wycinków napięć międzyfazowych (o zmiennych w czasie wartościach chwilowych), a siła E z zasady jest wartością stałą, zastosowanie dławików L_d ogranicza wartości prądów, które popłynęłyby na skutek różnicy wartości chwilowych tych napięć.



Rys. 20.2. Schemat zastępczy układu dla pierwszego pulsu prądu i_d



Rys. 20.3. Schemat zastępczy układu dla drugiego pulsu prądu



Rys. 20.4. Przebiegi prądów i napięć falownika sieciowzbudnego sześciopulsowego (rys. 20.1): a) napięcia fazowe, b) prądy poszczególnych grup zaworów, c) napięcia u_d na tle napięć międzyfazowych, d) oddawany do sieci prąd fazowy i_a jego pierwszej harmoniczna $i_{a(1)}$ na tle napięcia fazowego u_a

Z kątem opóźnienia załączenia, np. $\alpha_z = 135°$ (rys. 20.4), podane zostają impulsy bramkowe na tyrystory T_{aK} i T_{bA}, powodując ich załączenie (w obwodzie występują: napięcie $u_{ab} < 0$ i siła E). Jeśli SEM E jest większa od wartości chwilowej napięcia u_{ab}, to obydwa tyrystory są spolaryzowane w kierunku blokowania i podanie impulsów bramkowych spowoduje ich załączenie. Tak więc od fazy a do fazy b popłynie pierwszy puls prądu. Grupa katodowa GK znajduje się na potencjale fazy a, zaś grupa anodowa GA – na potencjale fazy b. Napięcie u_d przyjmuje wartość napięcia u_{ab}. Pozostałe tyrystory są wyłączone (znajdują się odpowiednio w stanie blokowania lub zaworowym). Proces oddawania energii przebiega podczas każdego pulsu podobnie jak w omawianym wcześniej układzie jednofazowym, z tym że napięciem przemiennym jest napięcie międzyfazowe (w pierwszym pulsie u_{ab}). W celu wymuszenia kolejnego (drugiego) pulsu prądu (rys. 20.3) podaje się równocześnie impulsy bramkowe na tyrystory T_{aK} i T_{cA}, powodując ich załączenie. Z uwagi na mniejszą od E wartość chwilową napięcia u_{ac} (różnica tych wielkości jest teraz większa niż różnica odpowiednich napięć pod koniec pierwszego pulsu) nastąpi wyłączenie przewodzącego dotychczas tyrystora T_{bA} w grupie anodowej (rys. 20.3, 20.4). Wyłączenie następuje na skutek przejęcia prądu i_d przez tyrystor T_{cA} w wyniku czego prąd tyrystora dotychczas przewodzącego T_{bA} spada do zera, powodując jego wyłączenie. Z uwagi na przyjęte założenie że mamy do czynienia z komutacją natychmiastową, na rys 20.4b prądy poszczególnych komutujących tyrystorów zmieniają się skokowo w czasie $t = 0$. W rzeczywistości procesy komutacji zachodzą w czasie $t \neq 0$. Podczas drugiego pulsu prądu napięcie u_d przyjmuje wartość napięcia u_{ac}. Równoczesne wygenerowanie impulsów bramkowych tyrystorów T_{bK} i T_{cA} pod koniec trwania drugiego pulsu powoduje ich załączenie i przepływ trzeciego pulsu prądu. Wyłączenie tyrystora T_{aK} następuje w wyniku komutacji z tyrystorem T_{bK}. Kolejne pulsy realizowane są podobnie, przy czym komutują naprzemiennie zawory grupy anodowej i katodowej. W celu wyznaczenia przebiegu prądu i_a oddawanego do fazy a dodajemy poszczególne prądy zaworów T_{aK} i T_{aA}:

$$i_a = i_{aK} + i_{aA} \tag{20.3}$$

Na rysunku 20.4d przedstawiono przebieg prądu i_a oraz fragment przebiegu napięcia fazowego fazy a. Przesunięcie fazowe φ_1 między nieodkształconym napięciem u_a i pierwszą harmoniczną $i_{a(1)}$ odkształconego prądu i_a przy zachowaniu warunku przewodzenia ciągłego jest równe kątowi opóźnienia załączenia α_z:

$$\varphi_1 = \alpha_z \tag{20.4}$$

Ponieważ moc czynna przenoszona jest przez harmoniczne prądu i napięcia tego samego rzędu, przy założeniu sinusoidalnego przebiegu napięcia sieci, moc ta jest wynikiem oddziaływania tylko pierwszej harmonicznej prądu i nieodkształconego napięcia. Przy założeniu pełnej symetrii układu moc czynną P oddawaną do sieci można opisać zależnością

$$P = 3U_a I_{a1} \cos\varphi_1 = 3UI_1 \cos\varphi_1 = 3UI_1 \cos\alpha_z \tag{20.5}$$

gdzie:

U – wartość skuteczna napięcia fazowego,

I_1 – wartość skuteczna pierwszej harmonicznej prądu fazowego,

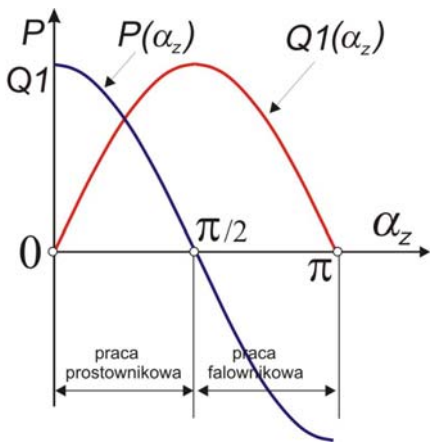
φ_1 – kąt przesunięcia fazowego między pierwszą harmoniczną prądu fazowego i nieodkształconym napięciem fazowym.

W zakresie pracy falownikowej $(\pi/2 < \alpha_z < \pi)$ wartość mocy czynnej jest ujemna, co jest jednoznaczne z oddawaniem energii do sieci prądu przemiennego.

Moc bierna Q_1, zwana mocą bierną sterowania, podobnie jak moc czynna, przenoszona jest przez odpowiednie pierwsze harmoniczne napięć oraz prądów i przyjmie postać

$$Q_1 = 3U_a I_{a1} \sin\varphi_1 = 3UI_1 \sin\varphi_1 = 3UI_1 \sin\alpha_z \tag{20.6}$$

Wartość tej mocy jest dodatnia zarówno w pracy falownikowej, jak i prostownikowej. Moc czynna P natomiast zmienia znak z dodatniego na ujemny przy przechodzeniu z pracy prostownikowej do pracy falownikowej (rys. 20.5).



Rys. 20.5. Przebiegi mocy czynnej P i mocy biernej pierwszej harmonicznej Q_1 w funkcji kąta α_z

Spełnienie warunku pracy falownikowej, czyli $|E| > |U_d|$, jest możliwe albo przez zmianę wartości średniej napięcia U_d (zmiana kąta α_z), albo przez zmianę wartości siły elektromotorycznej E (np. przez regulację prądu wzbudzenia prądnicy prądu stałego). Jeżeli regulacja ta nie jest możliwa (np. bateria akumulatorów), to przy stałej wartości SEM E spełnienie warunku pracy falownikowej jest możliwe tylko dla bardzo wąskiego zakresu zmian kątów α_z. W wyniku niedopasowania napięciowego obu źródeł może okazać się, że praca falownikowa zachodzi przy bardzo niskiej wartości

współczynnika $\cos\varphi_1$ (mała wartość mocy czynnej w porównaniu z mocą pozorną pierwszej harmonicznej – znaczna wartość skuteczna prądu fazowego). Dlatego też, w celu osiągnięcia wysokiej wartości współczynnika $\cos\varphi_1$, kąt opóźnienia załączenia α_z powinien być bliski wartości π. Z drugiej zaś strony, aby zapobiec przewrotowi układu, kąt ten powinien znaleźć się w przedziale $\pi/2 < \alpha_z < \pi - \beta_{\min}$, gdzie kąt $\beta_{\min}$ – przedział bezpieczeństwa wynikający z rzeczywistych warunków komutacji opóźnionej (zależny m.in. od kąta komutacji μ).

W przypadku braku możliwości regulacji SEM E można więc wyznaczyć największą wartość skuteczną napięcia fazowego, która zapewni pracę falownikową przy współczynniku mocy $\cos\varphi_1$ bliskim jedności

$$|E| \geq |U_d| \geq U_{d0}\cos\varphi_1 \geq 2{,}34U\cos\varphi_1 \tag{20.7}$$

Stąd największa dopuszczalna wartość skuteczna napięcia fazowego

$$U' \approx \frac{E}{2{,}34} \tag{20.8}$$

Przez dobór odpowiedniego transformatora przekształtnikowego, a głównie jego przekładni, możemy uzyskać najbardziej optymalne warunki przesyłu energii z obwodu prądu stałego do sieci prądu przemiennego przy korzystnej wartości współczynnika mocy.

20.3. Ćwiczenie 20

20.3.1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest:

a) zapoznanie się z pracą falownikową prostownika sterowanego,

b) badanie możliwości regulacji wartości mocy czynnej i biernej przez zmianę wartości kąta α_z,

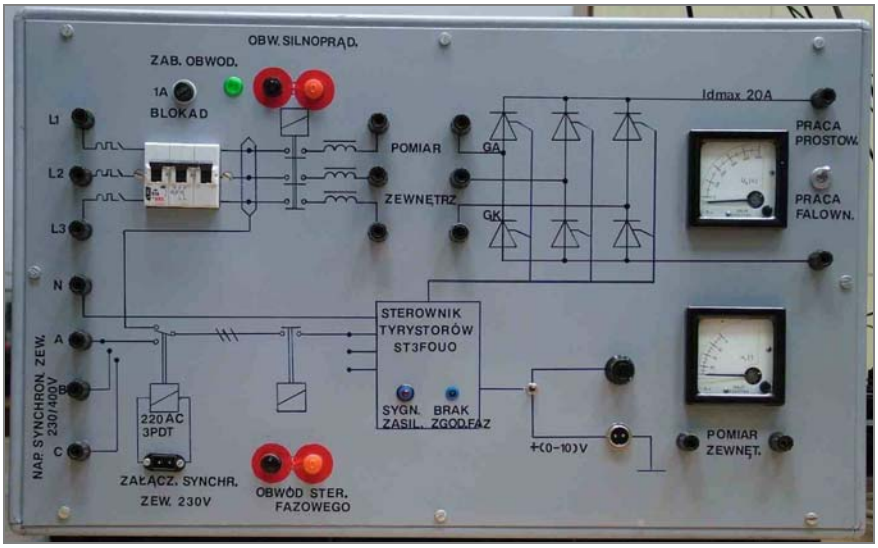
c) badanie możliwości regulacji wartości mocy czynnej i biernej przez zmianę wartości SEM E_0,

d) poznanie charakterystyk eksploatacyjnych.

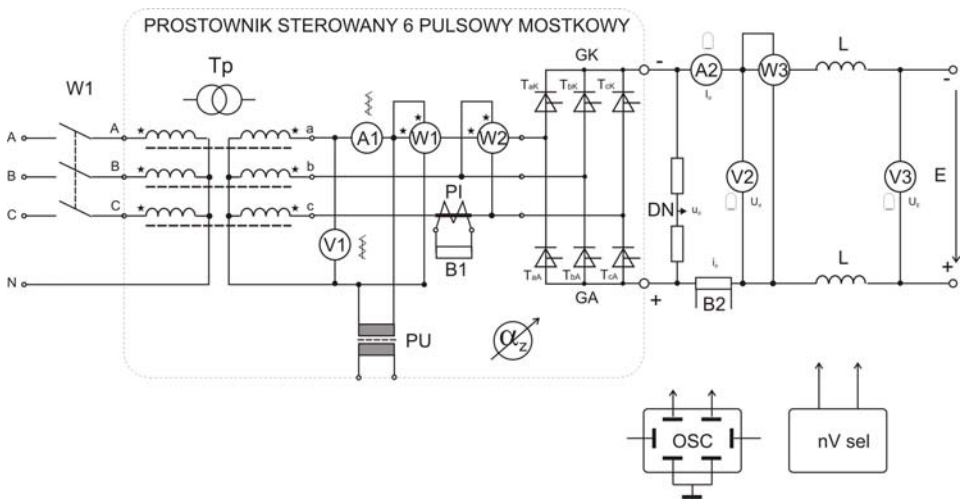
20.3.2. Opis modelu laboratoryjnego

Przedstawiony na rysunku 20.6 model laboratoryjny przekształtnika służy do badania zjawisk zachodzących podczas pracy falownikowej. Wykonany jest w formie zwartej z własnym układem sterowania fazowego. Przyłączane mierniki laboratoryjne umożliwiają pomiary zarówno po stronie prądu przemiennego, jak i stałego. Układ

może współpracować z transformatorem przekształtnikowym Tp o grupie połączeń Y/y 0 i regulowanej skokowo przekładni. Nie tylko część mierników, ale i sam transformator są dołączane do zacisków pomiarowych „pomiar zewnętrzny" wyprowadzonych na płytę czołową modelu. Z uwagi na zastosowane tyrystory maksymalna wartość średnia prądu w obwodzie stałoprądowym podczas badań nie powinna



Rys. 20.6. Sześciopulsowy przekształtnik komutowany siecią wykorzystywany do badania pracy falownikowej



Rys. 20.7. Schemat układu pomiarowego stanowiska do badania pracy falownikowej

przekraczać 12 A. Zakłada się, że z uwagi na pomijalnie małe odkształcenie napięcia watomierze ferromagnetyczne (P_f, Q_f) w obwodzie prądu przemiennego wskazują moce pierwszych harmonicznych. Do monitorowania prądów w obwodzie prądu stałego I_d służy bocznik B. Do obserwacji przebiegów po stronie zasilania wykorzystuje się przekładnik napięciowy 220/6 V (napięcie fazowe) i przekładnik prądowy obciążony bocznikiem. Integralną część stanowiska stanowi oscyloskop dwustrumieniowy i nanowoltomierz selektywny. Regulację kąta opóźnienia załączenia α_z przeprowadza się za pomocą potencjometru α_z. Odczytu kąta dokonuje się bądź z miernika umieszczonego na płycie czołowej, bądź z zewnętrznego miernika przyłączanego do zacisków „pomiar zewnętrzny". Schemat układu pomiarowego przedstawiono na rys. 20.7.

Jako regulowane źródło zasilania ($0 < E < 400$ V) wykorzystywany jest dodatkowy prostownik diodowy sześciopulsowy mostkowy zasilany z trójfazowego autotransformatora. Maksymalna wartość prądu I_d tego źródła wynosi 15 A.

20.3.3. Przebieg ćwiczenia

1. Przy wyłączonym układzie dla zadanej przez prowadzącego przekładni transformatora przekształtnikowego wyznaczyć wartość napięcia U_{d0} falownika sieciowzbudnego.

2. Przy rozłączonym obwodzie prądu stałego, zmieniając kąt opóźnienia załączenia α_z, ustawić wartość napięcia $U_{d\alpha} = 200$ V. Z zależności (20.7) wyznaczyć wartość SEM E odpowiadającej współczynnikowi mocy $\cos \varphi_1 = 0{,}8$. Za pomocą autotransformatora ustawić wartość napięcia stałego źródła $E = 200$ V DC.

3. Wyłączyć zasilanie układu, połączyć ponownie obwód prądu stałego i załączyć układ, postępując zgodnie ze wskazówkami instrukcji stanowiskowej.

4. Dla każdej z zadanych wartości $E = 100, 200, 300$ V DC = const, zmieniając powoli wartość kąta opóźnienia załączenia α_z od wartości $U_{d\alpha} = E$ w dół, dokonać pomiarów wszystkich wielkości w funkcji zmian tego kąta. Pomiary zakończyć, gdy wartość prądu I_d osiągnie 12 A.

5. Dla każdej z zadanych wartości $U_{d\alpha} = 100, 200, 300$ V DC = const (α_z = const), zmieniając powoli wartość SEM E od wartości $E = U_{d\alpha}$ w górę, dokonać pomiarów wszystkich wielkości w funkcji zmian SEM E. Pomiary zakończyć, gdy wartość prądu I_d osiągnie 12 A.

6. Wyniki pomiarów i obliczeń zestawić w tabelkach.

20.3.4. Opracowanie wyników badań

1. Na podstawie pomiarów uzyskanych w p. 4 i 5 obliczyć i zestawić w tabelkach następujące wielkości: moc czynną P oddawaną do sieci prądu przemiennego, moc bierną Q, całkowitą moc pozorną S, współczynnik mocy λ układu, kąt przesunięcia

fazowego φ_1, moc odkształcenia D_0, współczynnik odkształcenia prądu σ, współczynnik sprawności układu η.

2. Wykreślić następujące charakterystyki z uwzględnieniem p. 4 przebiegu ćwiczenia (E = const): $P = f(\alpha_z)$, $Q = f(\alpha_z)$, $\lambda = f(\alpha_z)$, $\varphi_1 = f(\alpha_z)$, $\eta = f(\alpha_z)$.

3. Wykreślić następujące charakterystyki z uwzględnieniem p. 5 (α_z = const): $P = f(E)$, $Q = f(E)$, $\lambda = f(E)$, $\varphi_1 = f(E)$, $\eta = f(E)$.

4. Sformułować wnioski z uzyskanych wyników pomiarów.

20.3.5. Zagadnienia kontrolne

1. Omówić zasadę działania falownika sieciowzbudnego.
2. Wymienić dziedziny zastosowań falownika sieciowzbudnego.
3. Podać warunki pracy falownikowej.
4. Omówić rolę przekładni transformatora przekształtnikowego w aspekcie uzyskania możliwości pracy układu przy korzystnej wartości współczynnika mocy.

21. Układy przekształtnikowe o zmniejszonym oddziaływaniu na sieć zasilającą

21.1. Wprowadzenie

Oddziaływanie przekształtników na sieć zasilającą występuje głównie z powodu poboru prądu odkształconego oraz szybkozmiennego obciążenia mocą bierną. Odkształcenie napięcia w sieci i dalsze tego konsekwencje, wynikające z takiego oddziaływania, można kompensować za pomocą dodatkowych układów (por. rozdz. 17 i 18). Istnieje jednocześnie tendencja rozwoju konstrukcji przekształtników o zmniejszonym oddziaływaniu na sieć i odbiornik [4, 6, 11, 22, 24]. Są to przede wszystkim przekształtniki i układy przekształtników, w których wykorzystuje się komutację wewnętrzną. W przekształtnikach o komutacji wewnętrznej, zwanej też komutacją wymuszoną, przełączenia zaworów odbywają się niezależnie od przebiegów napięć systemu, z którym współpracuje ten przekształtnik. W układach tych włączanie i wyłączanie zaworów występuje w dowolnej chwili. Dlatego napięcie wyjściowe przekształtnika można regulować podczas poboru prądu będącego w fazie z napięciem zasilającym.

Zmniejszenia oddziaływania przekształtników na sieć zasilającą dokonuje się w praktyce w różny sposób. Poprawę kształtu prądu pobieranego z sieci przez przekształtnik uzyskuje się przez:

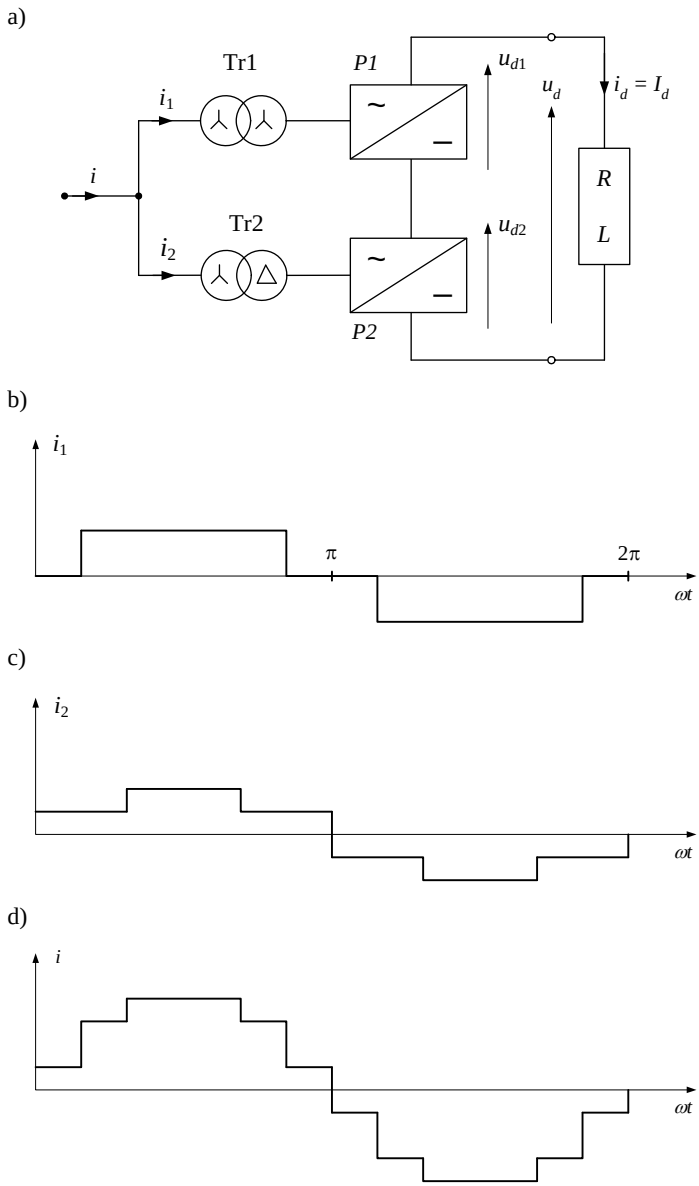
a) zwiększanie reaktancji układu zasilania przekształtnika,

b) stosowanie przekształtników wielopulsowych.

Zwiększanie reaktancji indukcyjnej układu zasilania pozwala w naturalny sposób na zmniejszenie zawartości wyższych harmonicznych w prądzie zasilającym przekształtnik. Wiadomo bowiem, że reaktancja indukcyjna rośnie z częstotliwością, a więc im wyższy prąd harmonicznej, tym większa wartość reaktancji. Prowadzi to zwłaszcza do ograniczania wartości skutecznych prądów wyższych harmonicznych.

Zmniejszenie zawartości wyższych harmonicznych w prądzie pobieranym przez układ przekształtnikowy uzyskuje się też w układach prostownikowych złożonych [1, 24]. W praktyce układy prostownikowe złożone są równoległym bądź szeregowym połączeniem sterowanych lub niesterowanych układów przekształtnikowych prostych. Układy prostownikowe proste są najczęściej mostkami trójfazowymi. Łączone ze sobą

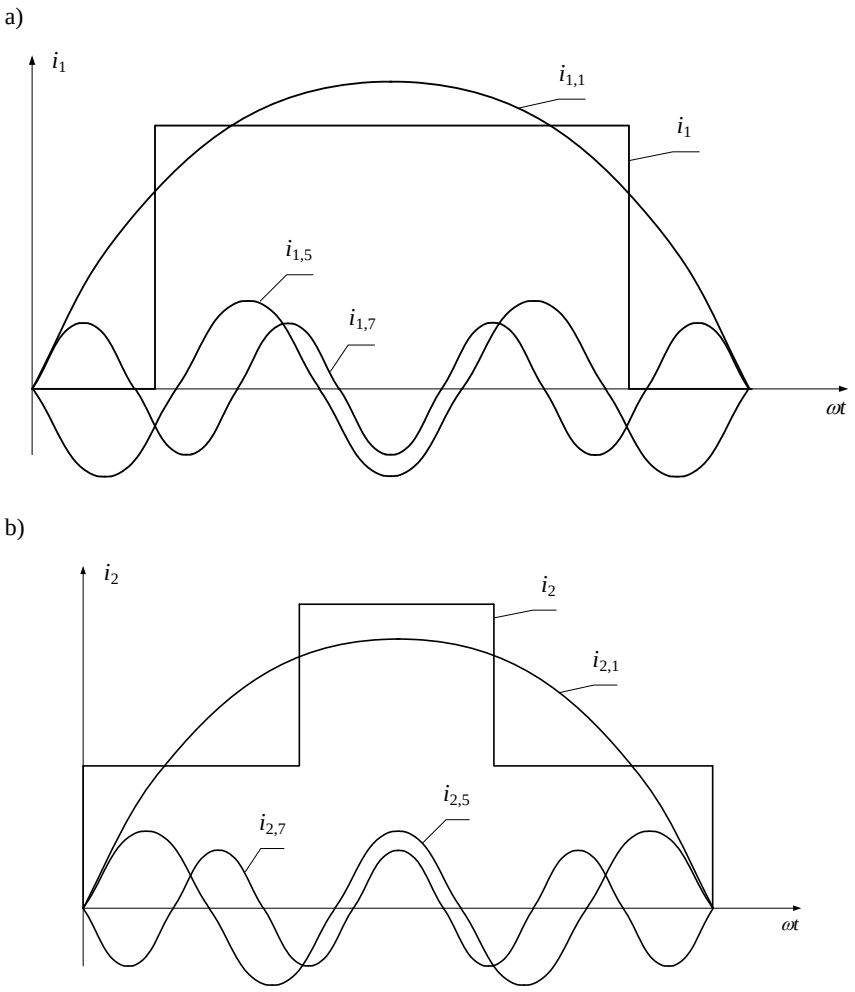
układy prostownikowe muszą mieć tę samą liczbę pulsów, a ich prądy znamionowe powinny być jednakowe.



Rys. 21.1. Układ szeregowy dwóch mostków prostownikowych trójfazowych:
a) schemat obwodu głównego, b) przebieg prądu pobieranego z sieci przez mostek P1,
c) przebieg prądu pobieranego z sieci przez mostek P2, d) przebieg prądu pobieranego przez układ

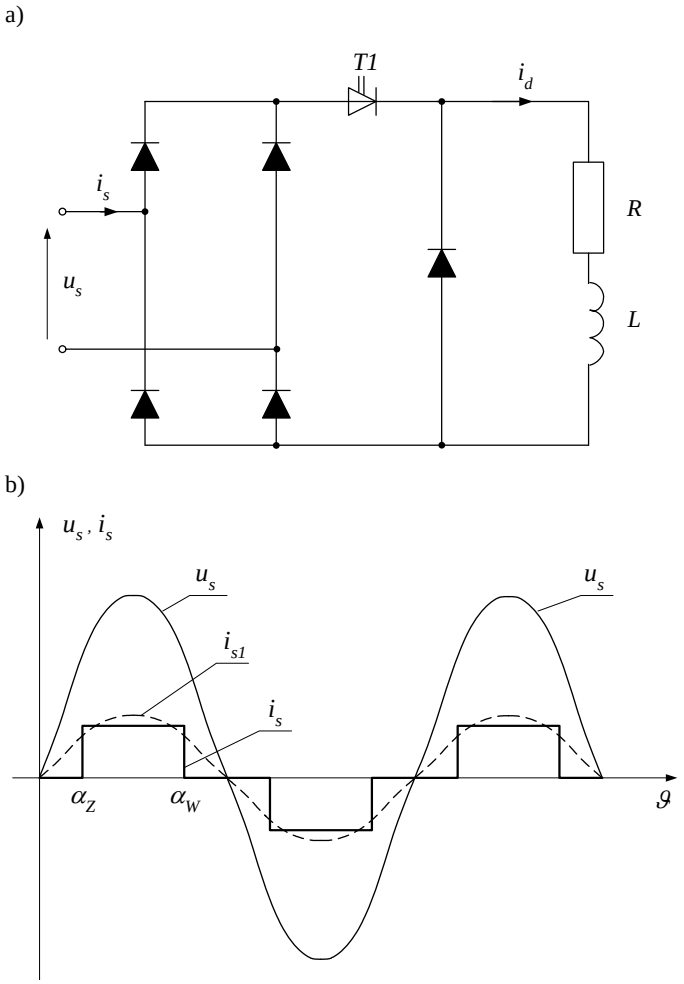
Schemat szeregowego podwójnego układu prostownikowego sterowanego oraz uproszczony przebieg prądu pobieranego przez ten układ z sieci zasilającej pokazano na rys. 21.1. Jak widać, kształt prądu pobieranego z sieci przez układ prostownikowy podwójny jest korzystniejszy niż dla układu prostownikowego prostego [15].

Przyjmuje się przy tym przebieg prądu wygładzonego na wyjściu prostownika oraz natychmiastową komutację zaworów. Kształt prądu pobieranego z sieci przez każdy z przekształtników P1 i P2 (rys. 21.1a) zależy przede wszystkim od grupy połączeń transformatora. Zakłada się przy tym symetryczne sterowanie obu przekształtników P1 i P2 oraz takie same wartości fazowych napięć zasilających te przekształtniki [6, 22].



Rys. 21.2. Przebieg podstawowej i początkowych wyższych harmonicznych prądu:
a) mostka P1, b) mostka P2 z rys. 21.1

Na rysunku 21.2a pokazano przebieg prądu po stronie pierwotnej transformatora o grupie połączeń uzwojeń Yy, obciążonego przekształtnikiem P1. Na rysunku 21.2b natomiast przebieg prądu transformatora o grupie połączeń uzwojeń Yd, zasilającego przekształtnik P2.



Rys. 21.3. Zasada ograniczania poboru mocy biernej z sieci przez układ przekształtnikowy:
a) schemat ideowy przekształtnika sterowanego impulsowo,
b) przebieg napięć i prądu pobieranego z sieci

Po spełnianiu wymienionych warunków wartości skuteczne poszczególnych harmonicznych w prądach pobieranych z sieci przez obydwa transformatory są sobie odpowiednio równe. Z tym, że harmoniczne piąta i siódma w prądzie zasilania przekształtnika P1 są przesunięte względem harmonicznych piątej i siódmej w prądzie

zasilania przekształtnika P2 o kąt 180°. Takie połączenie szeregowe lub równoległe dwóch trójfazowych układów prostownikowych sterowanych symetrycznie daje w wyniku złożony układ prostownikowy dwunastopulsowy. W tym układzie harmoniczne piąta i siódma, siedemnasta i dziewiętnasta itp. wzajemnie się kompensują [15].

Problem ograniczania oddziaływania przekształtników na sieć z powodu szybkozmiennego poboru mocy biernej wymaga oddzielnego rozwiązania. W rozpatrywanym przypadku kompensacja składowej biernej prądu pobieranego z sieci przez przekształtnik dokonuje się w samym przekształtniku. Polega to na określonym sterowaniu przekształtnika, tak aby podstawowa harmoniczna prądu pobieranego z sieci była w fazie z napięciem, niezależnie od wartości parametrów wyjściowych przekształtnika.

Na rysunku 21.3 przedstawiono sposób sterowania układu prostownikowego, który nie obciąża sieci mocą bierną. W tym układzie regulacja prądu wyprostowanego odbywa się przez cykliczne załączanie „elektronicznego klucza" T1 dla kąta α_Z oraz przez wyłączenie dla kąta α_W. Sterowanie zaworu jest dzięki temu zsynchronizowane z przebiegiem napięcia sieci (rys. 21.3b). Przebieg prądu natomiast jest symetryczny względem napięcia zasilającego, dla $\alpha_W = \pi - \alpha_Z$. W tej sytuacji przekształtnik jest dla sieci układem obciążającym sieć tak jak odbiornik rezystancyjny.

21.2. Ćwiczenie 21

21.2.1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest:

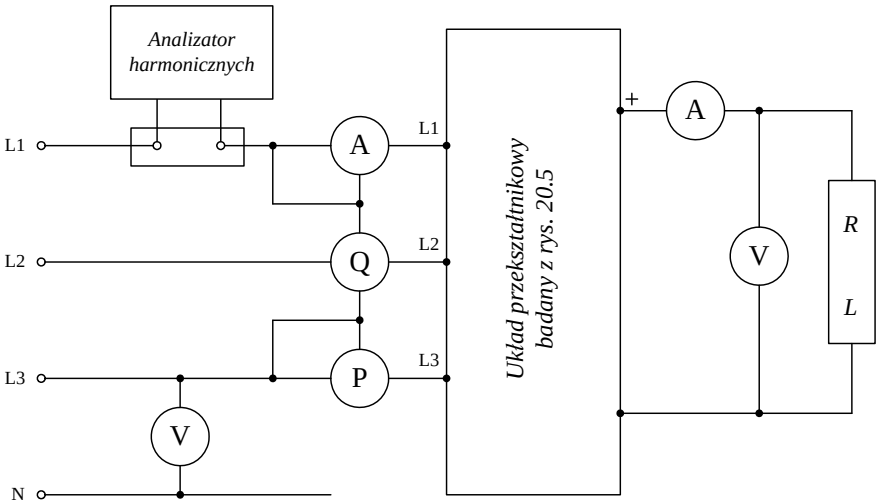
a) zapoznanie się z układami przekształtnikowymi wielopulsowymi,

b) poznanie sposobów poprawy kształtu prądu pobieranego z sieci przez układ przekształtnikowy,

c) poznanie możliwości ograniczania poboru mocy biernej przez układ przekształtnikowy za pomocą określonego sposobu sterowania zaworów.

21.2.2. Opis modelu laboratoryjnego

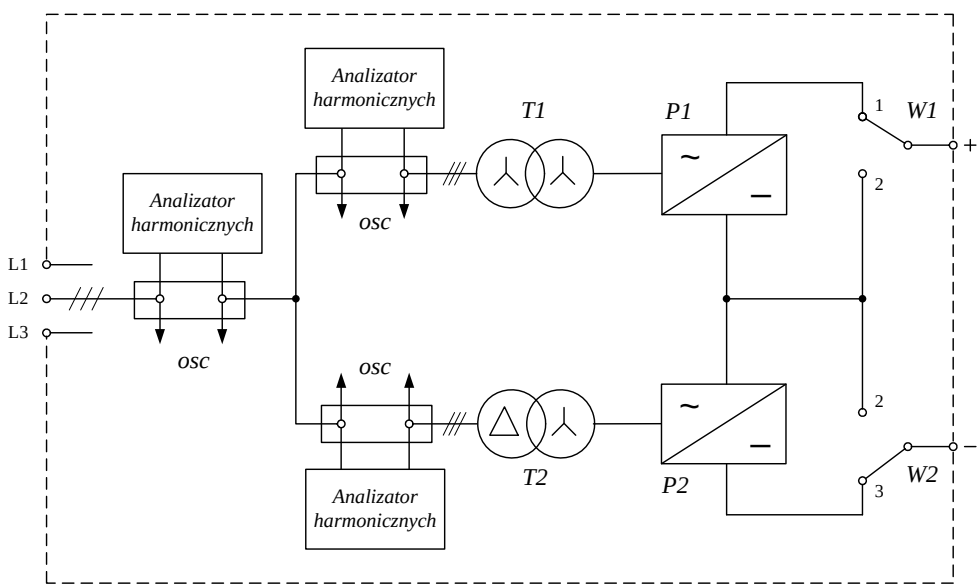
Model laboratoryjny (rys. 21.4) składa się z układu przekształtnikowego i odbiornika [3]. Układ zasilający jest trójfazowym źródłem napięcia sinusoidalnego. Na wejściu układu przekształtnikowego znajduje się zestaw przyrządów do pomiaru napięcia prądu, mocy czynnej i biernej dla pierwszej harmonicznej. Do pomiaru wartości skutecznych harmonicznych w prądzie zasilania służy analizator harmonicznych Ah przyłączony do bocznika prądowego.



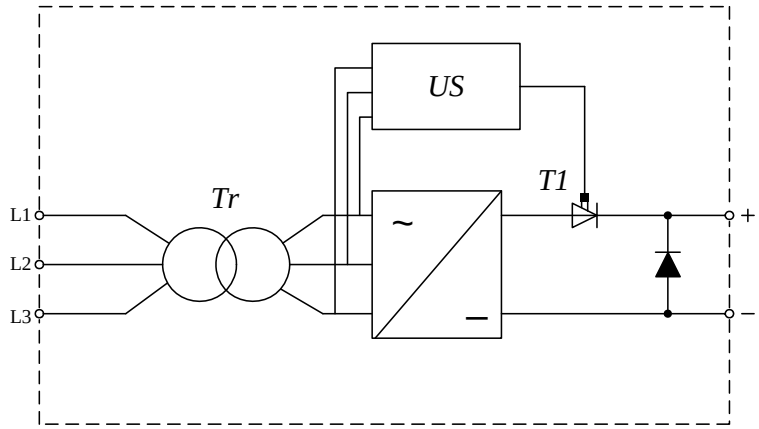
Rys. 21.4. Schemat blokowy układu do badania przekształtników (z rys. 21.5) o zmniejszonym oddziaływaniu na sieć zasilającą

Odbiornik jest szeregowym połączeniem rezystancji i indukcyjności z możliwością zmiany wartości stałej czasowej (L/R).

a)



b)



Rys. 21.5. Układy laboratoryjne przekształtników o zmniejszonym oddziaływaniu na sieć: a) schemat prostownika podwójnego, b) schemat układu przekształtnika sterowanego impulsowo

W omawianym modelu laboratoryjnym układ przekształtnikowy jest układem prostownika podwójnego (rys. 21.5a) do badania możliwości poprawy kształtu prądu pobieranego z sieci przez układ przekształtnikowy. Omawiany układ prostownika podwójnego jest zasilany z dwóch transformatorów trójfazowych o grupach połączeń Yy oraz Dy. Zaciski wyjściowe układów prostownikowych P1 i P2 łączy się z odbiornikiem przez wyłączniki W1 i W2. Wprowadzenie do układu laboratoryjnego tych wyłączników umożliwia prowadzenie badań z udziałem każdego układu prostownikowego P1 i P2 – oddzielnie, a także razem.

Do badania możliwości ograniczania poboru mocy biernej przez układ przekształtnikowy w modelu laboratoryjnym wykorzystuje się układ, którego schemat pokazano na rys. 21.5b.

21.2.3. Przebieg ćwiczenia

1. Zapoznać się z układem pomiarowym.
2. Przeprowadzić obserwację kształtu prądu zasilania układu przekształtnikowego przedstawionego na rys. 21.5a.
3. Doświadczalnie wyznaczyć zawartość harmonicznych w prądzie zasilania układu prostownikowego:
   - podczas obciążenia przekształtnika P1,
   - podczas obciążenia przekształtnika P2,
   - podczas obciążenia przekształtników P1 i P2.
4. Zmierzyć U_1, P_1, Q_1, I podczas obciążenia przekształtników P1 i P2 oddzielnie i razem.

5. Doświadczalnie wyznaczyć charakterystyki poboru mocy P_1 i Q_1 z sieci przez układ przekształtnikowy przedstawiony na rys. 21.5b:

- dla $\alpha_W = \pi - \alpha_Z$ przy $0 < \alpha_Z < \pi/2$,
- dla α_W İ $\pi - \alpha_Z$ przy $\alpha_Z = 0$ i $\pi/2 < \alpha_W < \pi$.

21.2.4. Opracowanie wyników badań

Na podstawie wyników pomiarów należy:

1. Zestawić w tabeli wyniki badań i przykładowe obliczenia.
2. Wykreślić zależności uzyskane podczas badań: U_1, P_1, $Q_1 = f(I)$.
3. Przedstawić w formie graficznej widmo harmonicznych prądu pobieranego z sieci dla wszystkich badanych konfiguracji układu prostownikowego.
4. Zarejestrować przebiegi wybranych napięć i prądów w badanych układach.
5. Przeprowadzić analizę uzyskanych wyników badań.
6. Zamieścić oscylogramy prądu pobieranego z sieci przez układ prostownikowy dla wybranych konfiguracji badanego układu prostownikowego.
7. Opracować wnioski ze szczególnym uwzględnieniem:
   - porównania wyników badań z wynikami obliczeń uzyskanych teoretycznie,
   - oceny możliwości ograniczania oddziaływania układów prostownikowych na sieć zasilającą.

21.2.5. Zagadnienia kontrolne

1. Wymienić sposoby ograniczania wpływu układów prostownikowych sterowanych na sieć zasilającą.
2. Opisać, jakie korzyści uzyskuje się przez zastosowanie układów przekształtnikowych wielopulsowych.
3. Podać, jak można ograniczyć pobór mocy biernej z sieci przez przekształtnik sterowany impulsowo.

22. Układy fazowego sterowania przekształtników energoelektronicznych

22.1. Wprowadzenie

Jednym ze sposobów regulacji wielkości wyjściowych przekształtników o komutacji sieciowej jest płynna zmiana fazy impulsów bramkowych zaworów w odniesieniu do punktów komutacji naturalnej danego przekształtnika (niesterowanego) [1, 3]. Idea sterowania fazowego polega na generowaniu ciągu impulsów bramkowych synchronizowanych przebiegiem napięcia sieci zasilającej z możliwością płynnej regulacji ich opóźnienia w stosunku do miejsca przejścia przez zero przebiegu napięcia synchronizującego. Przy czym napięcia synchronizujące dobierane są zazwyczaj w taki sposób, aby przejścia przez zero ich przebiegów pokrywały się z punktami komutacji naturalnej danego przekształtnika. Kąt liczony od punktu komutacji naturalnej do chwili wygenerowania impulsu bramkowego określany jest zwykle *kątem opóźnienia załączenia* α_z. Takie określenie kąta pozwala na uzyskanie czytelnych zależności określających regulowane wielkości wyjściowe przekształtnika sterowanego w odniesieniu do tych wielkości występujących w przekształtniku niesterowanym ($\alpha_z = 0$).

W układach jednofazowych kąt opóźnienia załączenia α_z liczony jest chwili przejścia przez zero przebiegu napięcia sieciowego, w układach trójfazowych natomiast od punktów komutacji naturalnej (swobodnej) występującej w punktach przecięcia się przebiegów napięć fazowych trójfazowej sieci zasilającej.

W bramkowym załączaniu tyrystora SCR stosuje się dwa podstawowe układy:

- układ sterowania fazowego,
- układ formowania impulsów bramkowych.

Podstawowym zadaniem układu sterowania fazowego jest wygenerowanie odpowiedniej sekwencji impulsów bramkowych z możliwością regulacji ich fazy. W analogowych rozwiązaniach tego układu wykorzystuje się zazwyczaj czasowy moduł opóźniający z regulowanym płynnie czasem opóźnienia. Działanie tego modułu opiera się zazwyczaj na komparacji dwóch przebiegów: napięcia piłokształtnego (ładowanie lub rozładowanie kondensatora) synchronizowanego napięciem sieci zasilającej oraz napięcia stałego o odpowiednio regulowanej wartości. We współczesnych rozwiąza-

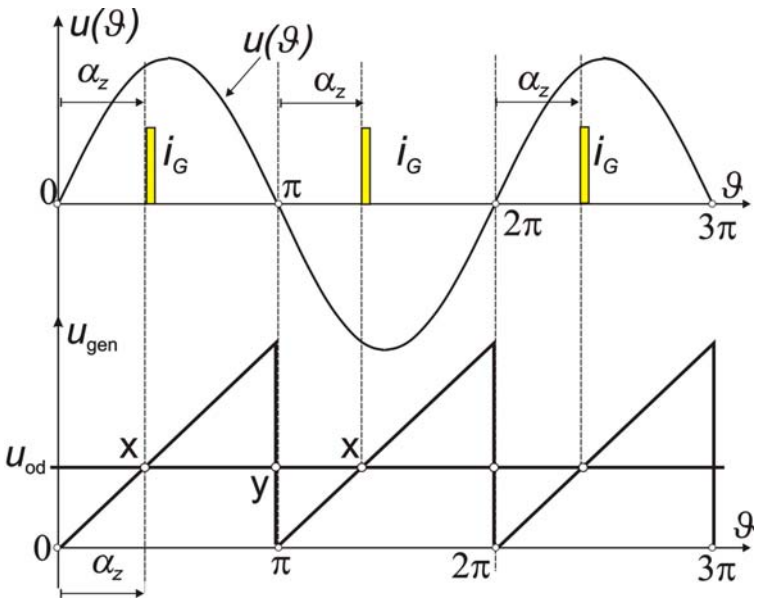
niach przekształtników używa się bądź specjalizowanych układów scalonych, bądź też różnego rodzaju układów mikroprocesorowych, które programowo generują odpowiednio opóźniane impulsy bramkowe [30, 31]. Rozwiązania te, kompatybilne ze sterownikami programowalnymi, dają w efekcie możliwość łatwego sterowania pracą przekształtnika w układach automatyki.

Układ formowania impulsów bramkowych zapewnia odpowiednie parametry generowanym impulsom bramkowym (kształt, stromość, odpowiednią wartość prądu, czas trwania) oraz wprowadza separację galwaniczną między obwodami słabo i silnoprądowymi. Separację galwaniczną realizuje się albo za pomocą transformatorów bramkowych, albo z wykorzystaniem układów optoelektronicznych. Te ostatnie charakteryzują się niewrażliwością na zakłócenia elektromagnetyczne generowane przez przekształtnik.

22.2. Idea sterowania fazowego

Układy sterowania fazowego powinny zachowywać dużą dokładność i stałość fazy generowanych impulsów bramkowych, a dodatkowo nie być podatne zarówno na różnego rodzaju zakłócenia elektromagnetyczne, jak i na wpływ odkształconego przez obwody silnoprądowe napięcia sieci zasilającej.

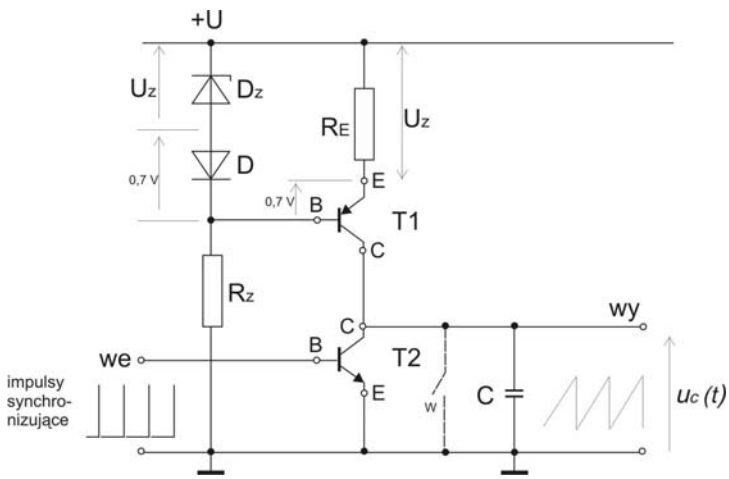
Ideę sterowania fazowego przedstawiono na rys. 22.1.



Rys. 22.1. Idea sterowania fazowego

Podstawowym sygnałem sterującym w układach komutowanych siecią są napięcia synchronizujące. Są one tak dobierane, aby przejścia przez zero ich przebiegów odpowiadały punktom komutacji naturalnej danego przekształtnika. W układach trójfazowych wykorzystuje się trzy niezależne napięcia synchronizujące przesunięte względem siebie o 120° el.

W miejscu przejścia przez zero przebiegu napięcia synchronizującego $u(\vartheta)$ następuje synchronizacja generatora przebiegu piłokształtnego u_{gen}. W przykładowym rozwiązaniu realizuje się ją przez impulsowe rozładowanie kondensatora ładowanego prądem stałym. Każde kolejne przejście przebiegu napięcia synchronizującego $u(\vartheta)$ przez zero powoduje skokowe zmniejszenie się wartości napięcia u_{gen} do zera. Porównując synchronizowany przebieg napięcia u_{gen} z napięciem stałym u_{od} (odniesienia) o regulowanej wartości, w każdym półokresie uzyskuje się dwa punkty przecięcia – oznaczone *x* i *y*. Odpowiednia zmiana wartości napięcia u_{od} pociąga za sobą zmianę fazy (kąta α_z) punktu *x* w granicach od 0 do 180°. Faza punktu *y* pozostaje natomiast praktycznie niezmienna i odpowiada miejscu przejścia przez zero przebiegu napięcia synchronizującego $u(\vartheta)$. Kąt α_z określany jest jako *kąt opóźnienia załączenia*. Zachowanie liniowego charakteru napięcia u_{gen} daje w efekcie liniową zależność $\alpha_z = f(u_{od})$. Przykładowy układ takiego generatora przedstawiono na rys. 22.2.



Rys. 22.2. Synchronizowany generator przebiegu piłokształtnego

Podstawowy element generatora stanowi kondensator C ładowany ze źródła prądowego prądem o niezmiennej wartości. Źródło prądowe realizowane jest z wykorzystaniem tranzystora T1. Impulsy synchronizujące, generowane w miejscach kolejnych przejść przebiegu napięcia synchronizującego $u(\vartheta)$ przez zero, przez tranzystor T2 powodują krótkotrwałe rozładowanie kondensatora C. Prąd ładowania *I* ma stałą wartość określoną zależnością

$$I = \frac{U_z}{R_E} \tag{22.1}$$

gdzie:

U_z – napięcie diody Zenera,

R_E – rezystancja emiterowa.

Ładunek elektryczny Q gromadzony w kondensatorze C opisuje równanie

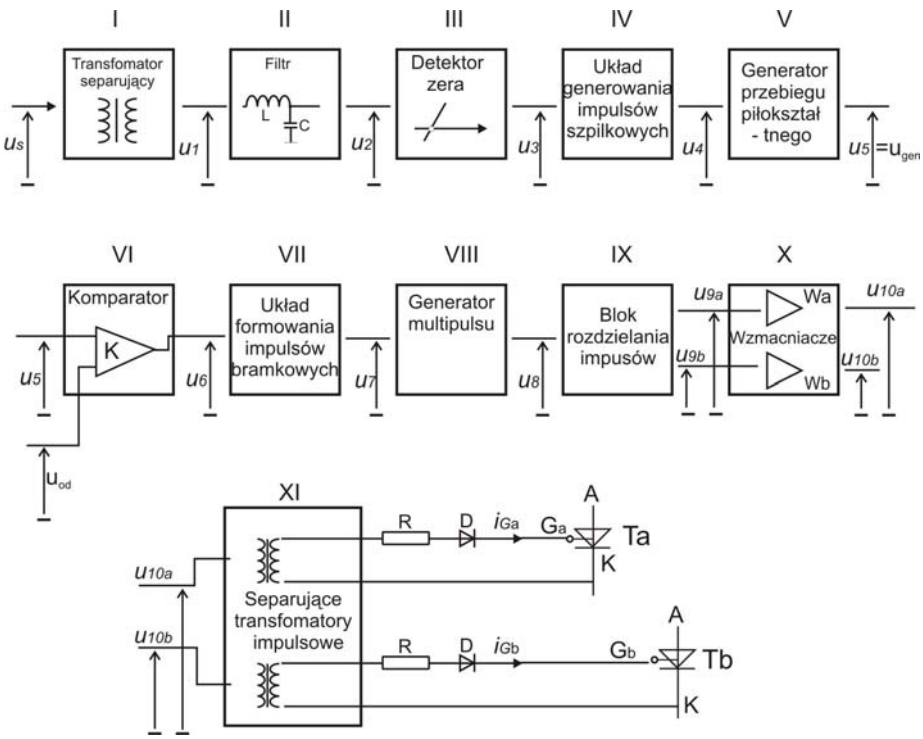
$$Q = It \tag{22.2}$$

Napięcie na kondensatorze U_c stanowiące jednocześnie napięcie wyjściowe u_{gen} generatora piłokształtnego wynosi

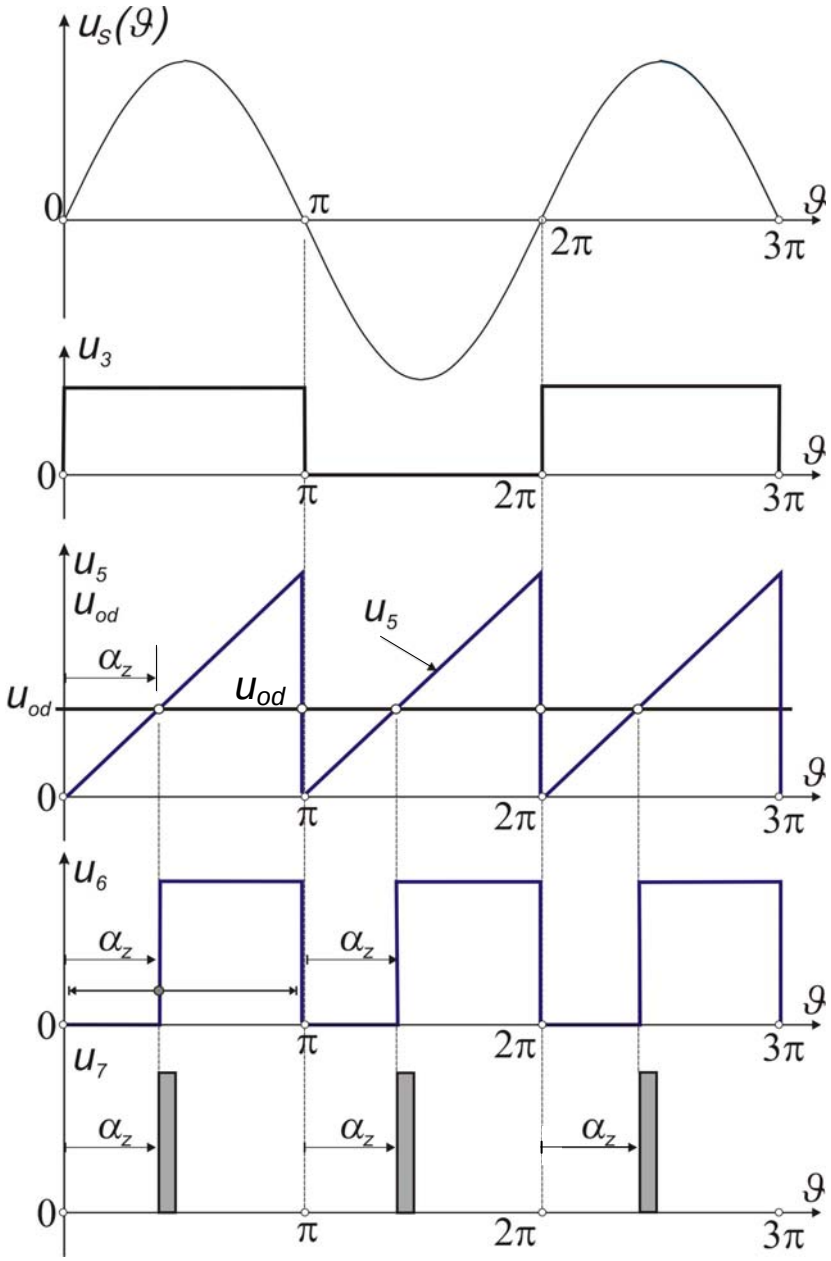
$$U_c(t) = \frac{Q}{C} = \frac{It}{C} = \frac{U_z}{R_E C} t \tag{22.3}$$

i jest linową funkcją czasu t.

Schemat blokowy układu fazowego sterowania pokazano na rys. 22.3, a wybrane przebiegi w charakterystycznych punktach tego układu na rys. 22.4.



Rys. 22.3. Schemat blokowy układu fazowego sterowania



Rys. 22.4. Wybrane przebiegi w charakterystycznych punktach układu z rys. 22.3

Napięcie przemienne obwodów silnoprądowych przekształtnika, wykorzystane jako przebieg synchronizujący, doprowadzone jest do transformatora separacyjne-

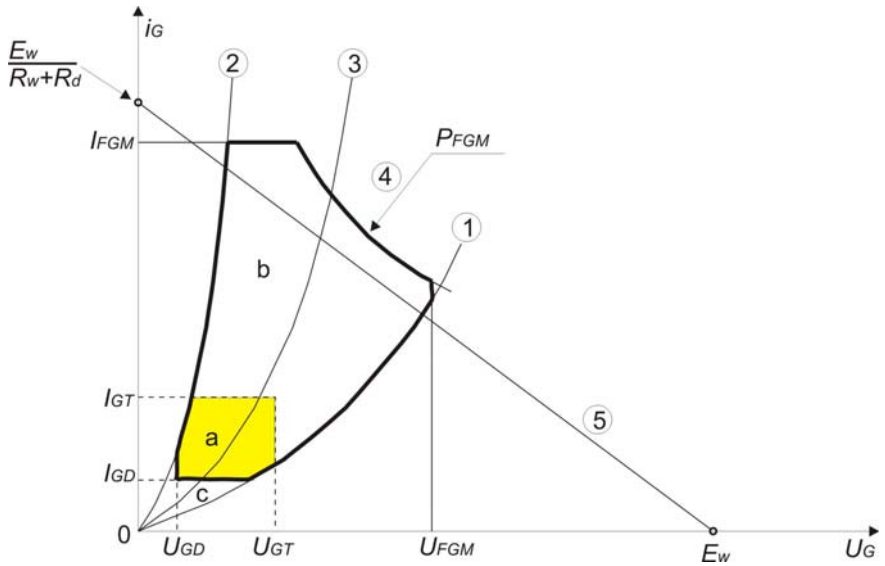
go (I). W bloku II z napięcia synchronizującego zostają odfiltrowane wyższe harmoniczne. Filtr wprowadza przesunięcie fazowe pierwszej harmonicznej, o czym należy pamiętać, określając żądany zakres regulacji fazy impulsów bramkowych. Odfiltrowany sygnał zostaje doprowadzony do detektora zera (III) w wyniku czego uzyskuje się przebieg prostokątny u_3. W bloku IV są generowane impulsy szpilkowe (u_4) synchronizujące generator przebiegu piłokształtnego (V) – rys. 22.2 i 22.3. Blok VI stanowi komparator K, do którego wejść doprowadzony jest przebieg piłokształtny (u_5) z jednej strony, z drugiej zaś strony napięcie odniesienia u_0. W wyniku porównania obu przebiegów na wyjściu komparatora uzyskuje się przebieg u_6 o zmiennym współczynniku wypełnienia. W fazie ze zboczem narastającym tego przebiegu w bloku VII są generowane i formowane impulsy bramkowe u_7 o regulowanej szerokości.

Z uwagi na korzystniejsze warunki załączania tyrystorów „paczką impulsów" (multipuls) impulsy u_7 mogą zostać wypełnione w bloku VIII impulsami szpilkowymi. W bloku IX impulsy te, w zależności od znaku półfali napięcia synchronizującego, zostają rozdzielone na u_{9a} oraz u_{9b} i skierowane do odrębnych wzmacniaczy (X), których zadaniem jest zapewnienie im odpowiednich parametrów prądowo-napięciowych.

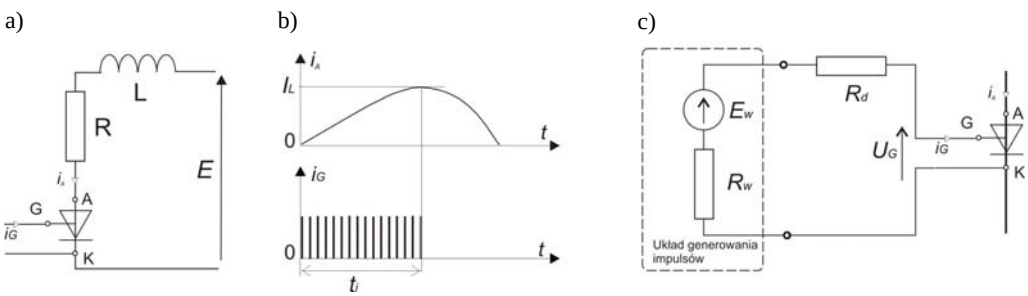
22.3. Charakterystyka obwodu bramkowego tyrystora

Pewność załączenia tyrystorów decyduje w znaczącym stopniu o bezawaryjnej pracy przekształtnika. Określenie optymalnych parametrów impulsów bramkowych wymaga znajomości charakterystyki $i_G = f(u_G)$ obwodu bramkowego. Dla danego typu tyrystorów producent podaje obszar ograniczony dwoma skrajnymi charakterystykami 1 i 2 (rys. 22.5), między którymi zawarte są charakterystyki bramkowe wszystkich egzemplarzy danego typu. Obszar ten ograniczony jest od góry hiperbolą mocy szczytowej P_{FGM}, traconej w obwodzie bramki, oraz wartościami szczytowymi I_{FGM} i U_{FGM} prądu, a także napięcia przewodzenia bramki. Optymalny dobór parametrów impulsów bramkowych sprowadza się do określenia współrzędnych punktu przecięcia się nieliniowej charakterystyki bramkowej 3 danego egzemplarza tyrystora i charakterystyki prądowo-napięciowej 5 danego układu generowania impulsów. Przy narzuconej zazwyczaj wartości SEM E_w tego układu, przez włączenie dodatkowego rezystora R_d (rys. 22.6c) dobiera się tak wartość prądu zwarcia, aby charakterystyka 5 przecinała się z charakterystyką bramkową 3 w obszarze b pewnych przełączeń.

Z uwagi na charakter RL obciążenia obwodów silnoprądowych (rys. 22.6a) prądy narastają z odpowiadającymi im stałymi czasowymi, w wyniku czego zbyt krótki impuls bramkowy może nie doprowadzić do pewnego załączenia tyrystora, gdyż prąd obciążenia nie osiągnie w tym czasie wartości podtrzymania I_L (rys. 22.6b).



Rys. 22.5. Przykładowa charakterystyka obwodu bramkowego tyrystora;
1, 2 – charakterystyki graniczne, 3 – charakterystyka typowa, 4 – hiperbola mocy szczytowej P_{FGM},
5 – prosta obciążenia; obszary: a – możliwych przełączeń, b – pewnych przełączeń,
c – niemożliwych przełączeń; I_{FGM}, U_{FGM} – wartości szczytowe prądu i napięcia
przewodzenia bramki, I_{GT}, U_{GT} – wartości prądu i napięcia przełączającego bramki,
I_{GD}, U_{GD} – nieprzełączające wartości prądu i napięcia bramki



Rys. 22.6. Wyznaczanie minimalnego czasu trwania impulsu bramkowego:
a) zadane obciążenie rezystancyjno-indukcyjne w obwodzie silnoprądowym tyrystora,
b) wykres narastania prądu $i_A = f(t)$ determinujący minimalną szerokość t_i impulsu bramkowego i_G,
I_L – prąd podtrzymania załączenia tyrystora, c) schemat zastępczy obwodu bramkowego
z dodatkową rezystancją R_d ustalającą punkt pracy obwodu bramkowego;
E_w, R_w – siła elektromotoryczna i rezystancja wewnętrzna układu generowania impulsów

Zbyt krótki czas trwania impulsu bramkowego (rys. 22.6b) nie spowoduje podtrzymania załączenia tyrystora, a w efekcie zmniejszenie się prądu I_A do zera.

Niezbędny czas trwania impulsu bramkowego t_i określony jest zależnością

$$t_i \geq t_d + \frac{L}{R} \ln \frac{1}{1 - \frac{I_L}{I}} \tag{22.4}$$

gdzie:

R, L – rezystancja i indukcyjność obciążenia,
I_L – prąd podtrzymania załączenia tyrystora,
I – ustalona wartość prądu po załączeniu,
t_d – czas opóźnienia załączenia.

W przypadku gdy $I_L/I < 0{,}1$, zależność (22.4) upraszcza się do postaci

$$t_i \geq t_d + \frac{L}{R} \frac{I_L}{I} \tag{22.5}$$

Przy obciążeniach silnie indukcyjnych czas opóźnienia załączenia t_d w zależnościach (22.4) i (22.5) może być pominięty. Minimalny czas trwania impulsu t_i nie powinien z reguły być mniejszy niż 10 μs. W przypadku, gdy zachodzi konieczność zapewnienia długiego czasu trwania impulsu, należy sprawdzić wartość średnią mocy traconej w obwodzie bramkowym. Stosowanie systemu „multipuls" wydatnie zmniejsza wartość tej mocy, poprawiając jednocześnie warunki załączania tyrystora.

22.4. Ćwiczenie 22

22.4.1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest:
a) zapoznanie się z analogową metodą sterowania fazowego tyrystorów SCR,
b) dobór parametrów impulsów bramkowych,
c) wyznaczenie charakterystyk sterowania.

22.4.2. Opis modelu laboratoryjnego

Model laboratoryjny wykonany jest w postaci panelu, na którym narysowano schemat blokowy (rys. 22.3) układu fazowego sterowania z wyprowadzonymi punktami pomiarowym.

22.4.3. Przebieg ćwiczenia

1. Do modelu laboratoryjnego układu sterowania fazowego (w ujęciu blokowym przedstawionym na rys. 22.3) przyłączyć zewnętrzny obwód silnoprądowy wskazany przez prowadzącego.

2. Za pomocą oscyloskopu dwustrumieniowego przeprowadzić obserwację sygnałów poszczególnych bloków na tle napięcia synchronizującego. Poszczególne przebiegi naszkicować jeden pod drugim. Obserwacje przeprowadzić przy odłączonych bramkach tyrystorów.

3. Wyznaczyć zakres sterowania ($\alpha_{z\,\min}$ i $\alpha_{z\,\max}$) kąta opóźnienia załączenia i zakres regulacji szerokości impulsów bramkowych. Zmierzyć częstotliwość impulsów w „multipulsie".

4. Opierając się na odczytach z oscyloskopu, wyznaczyć błąd skali miernika wskazującego aktualną wartość kąta opóźnienia załączenia α_z.

5. Wyznaczyć charakterystykę $\alpha_z = f(U_{od})$.

6. Wykorzystując oscyloskop, zmierzyć wartość SEM E_w układu generowania impulsów i wyznaczyć jego rezystancję wewnętrzną R_w.

7. Dla podanych przez prowadzącego parametrów obwodu silnoprądowego (R, L, I_L, I) wyznaczyć wartość minimalnego czasu trwania impulsu bramkowego t_i, a obliczoną wartość ustawić na modelu laboratoryjnym.

8. Wyznaczyć charakterystykę bramkową tyrystora w przedziale wartości wskazanym przez prowadzącego.

9. Wykorzystując zmierzoną w p. 7 charakterystykę obwodu bramkowego, nanieść wyznaczoną w p. 5 wartość SEM E_w układu generowania impulsów i wyznaczyć wykreślnie wymagany prąd zwarcia układu. Na jego podstawie obliczyć wartość rezystancji dodatkowej R_d i ustawić tę wartość w układzie laboratoryjnym.

10. Dołączyć bramki tyrystorów do odpowiednich obwodów wyzwalających i, zmieniając kąt opóźnienia załączenia α_z, zaobserwować wywołane zmiany prądu i napięcia w obwodzie silnoprądowym.

11. Zmieniając nachylenie prostej obciążenia 5 przez zwiększanie rezystancji R_d, wyznaczyć wartość $R_{d\,\max}$, przy której załączanie tyrystora będzie niestabilne.

12. Dla optymalnej wartości rezystancji R_d (wyznaczonej w p. 9) zmniejszać czas trwania impulsu bramkowego t_i aż do wartości $t_{i\,\min}$, dla której załączanie tyrystora będzie niestabilne.

22.4.4. Opracowanie wyników badań

1. Opracować wyniki zgodnie z p. 2, 3, i 4.
2. Wykreślić charakterystykę $\alpha_z = f(U_{od})$.
3. Wyznaczyć zmierzoną w p. 6 rezystancję wewnętrzną R_w i opisać sposób jej wyznaczenia.
4. Wyznaczyć wartość minimalnego czasu trwania impulsu bramkowego t_i.
5. Wykreślić zmierzoną charakterystykę obwodu bramkowego i charakterystykę układu generowania impulsów.
6. Wyznaczyć wartość rezystancji dodatkowej R_d optymalnej dla pewnego załączania tyrystora.

7. Dla wyznaczonej w p. 7 wartości t_i wyznaczyć zakres zmian wartości rezystancji R_d, dla którego załączanie tyrystora jest pewne.

8. Dla wyznaczonej w p. 9 wartości R_d wyznaczyć wartość $t_{i\ \min}$, dla której załączanie tyrystora będzie niestabilne.

9. Narysować w układzie blokowym schemat układu fazowego sterowania dla przekształtnika sześciopulsowego mostkowego (dobór odpowiednich napięć synchronizujących i odpowiednie rozdzielenie impulsów bramkowych).

22.4.5. Zagadnienia kontrolne

1. Wyjaśnić ideę sterowania fazowego.
2. Omówić charakterystykę bramkową i jej rolę przy określaniu parametrów impulsów bramkowych.
3. Wyjaśnić, dlaczego zbyt odkształcony przebieg napięcia synchronizującego może prowadzić do wadliwej pracy układów sterowania przekształtników.
4. Opisać parametry impulsów bramkowych i kryteria ich wyznaczania.
5. Omówić problematykę sterowania fazowego w układach trój- i sześciopulsowych.

Dodatek A
Klasyczne przyrządy pomiarowe w obwodach elektrycznych z odkształconymi przebiegami

A.1. Wprowadzenie

Klasyczne przyrządy pomiarowe, takie jak amperomierze i woltomierze elektromagnetyczne, są z natury przeznaczone do pomiaru głównie wielkości elektrycznych o kształcie sinusoidalnym. Dlatego też ich dane metrologiczne zostały określone dla przebiegów o kształcie sinusoidalnym przy określonej częstotliwości. Podobnie klasyczne przyrządy elektrodynamiczne, powszechnie stosowane w układach pomiarowych do wyznaczania mocy czynnej i mocy biernej, są cechowane przy założeniu sinusoidalnej fali napięcia i prądu.

Zastosowanie omawianych przyrządów pomiarowych w obwodach elektrycznych, gdzie występują odkształcone przebiegi napięcia i prądu, wymaga przeprowadzenia oceny, na ile ich wskazania pozwalają na uzyskanie wiarygodnych wyników pomiaru mierzonej wielkości elektrycznej. Dlatego też w takich przypadkach, wykorzystując omawiane przyrządy pomiarowe, należy się liczyć z występowaniem pewnych uchybów pomiarowych. W dalszej części rozdziału zostanie przeprowadzona dyskusja nad zachowaniem się wymienionych rodzajów przyrządów pomiarowych w warunkach występowania odkształceń przebiegów napięciowych i prądowych.

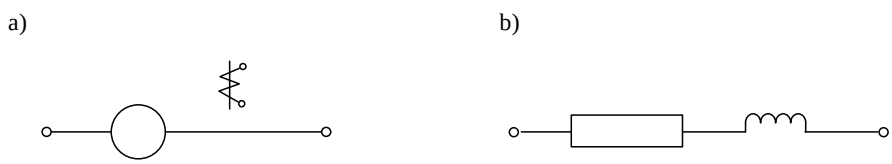
W Laboratorium Energoelektroniki w ramach wykonywania ćwiczeń laboratoryjnych dokonuje się za pomocą omawianych przyrządów pomiaru napięcia, prądu i mocy w obwodach, gdzie odkształcenie przebiegów napięcia i prądu osiąga nawet kilkadziesiąt procent. W opisywanej sytuacji zawartość wyższych harmonicznych w takich przebiegach jest niezwykle wysoka. Oznacza to, że nawet harmoniczne wyższych rzędów osiągają znaczące wartości. Wiadomo, że przebiegi o stosunkowo wysokiej częstotliwości ulegają w ustrojach pomiarowych rozpatrywanych klasycznych przyrządów pomiarowych znacznemu tłumieniu. Wobec tego ich udziały w powstawaniu momentu napędowego w ustroju pomiarowym maleją ze wzrostem częstotliwo-

ści przebiegów. Skutkuje to niestety zaniżaniem wskazań wyniku pomiaru w odniesieniu do wartości rzeczywistej.

Próbę oceny zachowania się poszczególnych rodzajów przyrządów pomiarowych w układach z odkształconymi przebiegami napięcia i prądu przedstawiono poniżej.

A.2. Amperomierz elektromagnetyczny w obwodzie o odkształconym przebiegu prądu

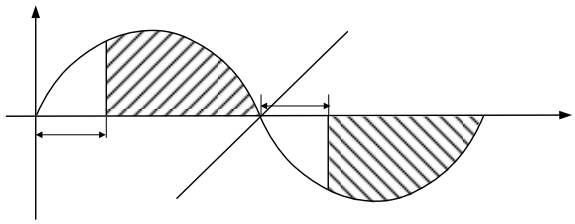
Klasyczny amperomierz elektromagnetyczny wykorzystywany jest zwykle w obwodach elektrycznych do pomiaru wartości skutecznej prądu, gdzie najczęściej występują niewielkie jego odkształcenia. Na rysunku A.1 pokazano uproszczony schemat zastępczy amperomierza, w którym R_A i L_A oznaczają rezystancję i indukcyjność cewki ustroju pomiarowego amperomierza. W przypadku wystąpienia znacznych odkształceń prądu amperomierz elektromagnetyczny pracuje w znacznie odmiennych warunkach pracy związanych z kształtem krzywej tego prądu. W ustrojach elektromagnetycznych zasilanych prądem przemiennym pole wytworzone w cewce indukuje prądy wirowe we wszystkich elementach przewodzących, znajdujących się w zasięgu tego pola. Wartość prądów wirowych jest proporcjonalna do częstotliwości prądu w cewce ustroju pomiarowego przyrządu pomiarowego. Pole wywołane prądami wirowymi osłabia pole cewki, obniżając indukcję w rdzeniach. Skutkuje to zaniżeniem wskazań przyrządu.



Rys. A.1. Amperomierz elektromagnetyczny:
a) symbol graficzny, b) uproszczony schemat zastępczy

Ujemny uchyb przyrządu zwiększa się z częstotliwością. Analiza wpływu odkształconego przebiegu na uchyb pomiaru prądu przez amperomierz elektromagnetyczny jest niezwykle złożona. Dlatego też w celach dydaktycznych przyjęto, że uchyb pomiarowy powodowany prądami wirowymi zostanie pominięty. Biorąc pod uwagę, że odkształcony przebieg prądu zostanie przedstawiony w formie szeregu Fouriera, według definicji prąd ten będzie superpozycją prądów sinusoidalnych o częstotliwościach podstawowej i prądów wyższych harmonicznych.

Przykładowo przebieg prądu pokazany na rys. A.2 jest przebiegiem antysymetrycznym i tworzą go jedynie harmoniczne prądów o krotności nieparzystej.



Rys. A.2. Przykładowy przebieg prądu lub napięcia w laboratoryjnym układzie napędowym

Można przy tym przyjąć, że prądy poszczególnych harmonicznych tworzą w ustroju pomiarowym składowe momentów proporcjonalne do kwadratu prądu danej harmonicznej. Sumaryczny moment napędowy wytworzony w ustroju pomiarowym amperomierza można przedstawić za pomocą zależności

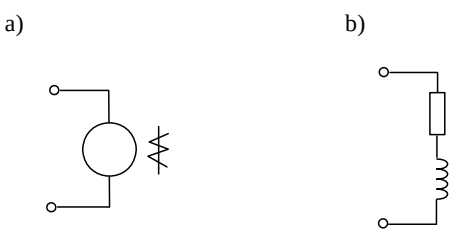
$$M_A \sim \left[\sum_{\upsilon=1,3,5}^{\infty} i_\upsilon^2 \right]^{\frac{1}{2}} \tag{A.1}$$

gdzie v – rząd harmonicznej prądu.

Oznacza to, że z teoretycznego punktu widzenia dla odkształconego przebiegu prądu, amperomierz elektromagnetyczny mierzy jego wartość skuteczną.

A.3. Woltomierz w obwodzie z odkształconym napięciem

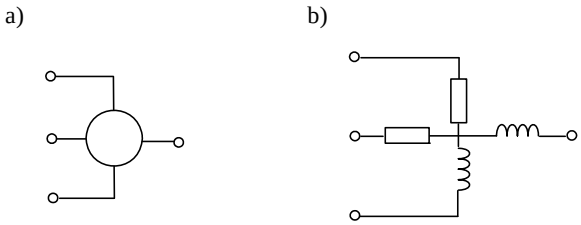
Wydaje się, że ze względu na podobieństwo konstrukcji woltomierza i amperomierza elektromagnetycznego, nie ma różnic w ich działaniu w warunkach występowania odkształceń. Jednakże w woltomierzu elektromagnetycznym, którego schemat zastępczy przedstawiono na rys. A.3, oprócz uchybu pochodzącego od prądów wirowych występuje dodatkowo znaczny ujemny uchyb spowodowany wzrostem reaktancji cewki indukcyjnej jego ustroju pomiarowego.



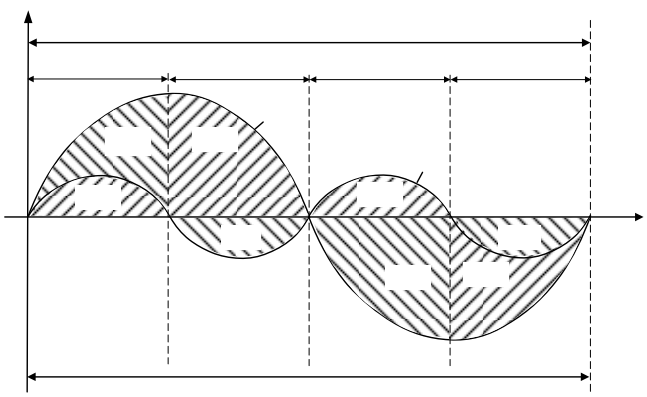
Rys. A.3. Woltomierz elektromagnetyczny:
a) symbol graficzny, b) uproszczony schemat zastępczy

A.4. Elektrodynamiczne przyrządy pomiarowe w obwodach z odkształconymi przebiegami napięcia i prądu

W ustroju elektrodynamicznym występuje wzajemne oddziaływanie dynamiczne dwóch przewodów z prądem. W praktycznym wykorzystaniu tego zjawiska ustrój pomiarowy przyrządu wykorzystywanego najczęściej do pomiaru mocy czynnej i mocy biernej stanowi zespół dwóch cewek – ruchomej i nieruchomej. Jedna z tych cewek to cewka prądowa, a druga napięciowa. Z cewką ruchomą jest sprzężona wskazówka przyrządu pomiarowego. Na rysunku A.4 przedstawiono symbolicznie schemat zastępczy takiego przyrządu pomiarowego.



Rys. A.4. Elektrodynamiczny przyrząd pomiarowy:
a) symbol graficzny, b) uproszczony schemat zastępczy



Rys. A5. Ilustracja przebiegu momentu napędowego w ustroju pomiarowym klasycznego watomierza elektrodynamicznego dla przebiegu pierwszej harmonicznej napięcia i drugiej harmonicznej prądu w ciągu jednego okresu fali napięciowej

Z literatury technicznej wiadomo, że dla przebiegów prądu przemiennego moment napędowy wytworzony w ustroju pomiarowym jest proporcjonalny do iloczynu napię-

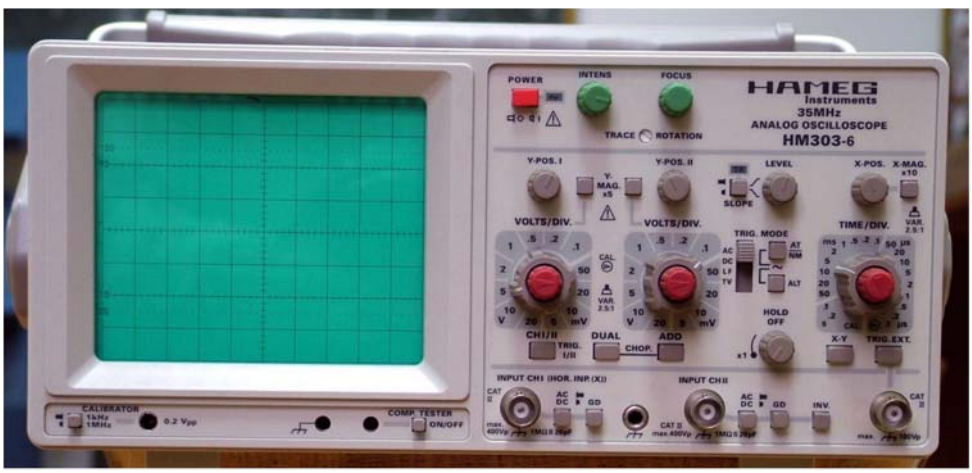
cia panującego na cewce napięciowej, prądu płynącego przez cewkę prądową oraz cosinusa kąta zawartego między tymi wielkościami przy tej samej częstotliwości obu przebiegów. W warunkach laboratoryjnych watomierze najczęściej pracują wtedy, kiedy do napięciowego ustroju pomiarowego przyłożone jest napięcie w przybliżeniu sinusoidalne, zaś przez cewkę prądową płynie prąd odkształcony. W warunkach występowania odkształconych przebiegów i prądu zachowanie się ustroju pomiarowego przyrządu można zilustrować na przykładzie przedstawionym na rys. A.5, na którym pokazano przebieg napięcia o częstotliwości podstawowej przyłożonego do cewki napięciowej watomierza oraz przebieg drugiej harmonicznej prądu płynącego przez jego cewkę prądową. Wyróżniono cztery charakterystyczne przedziały o czasie trwania $\pi/2$ dla przebiegu napięciowego w ustroju pomiarowym, gdzie panują podobne warunki. W przedziale I czasowym moment M_{I} wytworzony w ustroju pomiarowym przyrządu jest dodatni ponieważ zarówno napięcie, jak i prąd mają wartości dodatnie. W II i w III przedziale czasowym momenty M_{II} i M_{III} przyjmują wartości ujemne. W IV natomiast przedziale czasowym moment M_{IV} jest dodatni. Wartości tych momentów są sobie równe. W związku z tym sumaryczny moment wytworzony w opisywanych warunkach w ustroju pomiarowym za okres przebiegu napięciowego przedstawiony wyrażeniem

$$M_{\Sigma} = M_{\mathrm{I}} + M_{\mathrm{II}} + M_{\mathrm{III}} + M_{\mathrm{IV}} \tag{A.2}$$

przyjmuje wartość równą zeru.

Dodatek B
Pomiary i monitorowanie przebiegów w obwodach silnoprądowych

Do monitorowania przebiegów prądów i napięć w stanowiskach laboratoryjnych wykorzystuje się oscyloskopy dwustrumieniowe (rys. B.1). Pomiary zawartości wyższych harmonicznych w monitorowanych przebiegach dokonywane są za pomocą selektywnych nanowoltomierzy (rys. B.3).



Rys. B.1. Oscyloskop dwustrumieniowy do monitorowania przebiegów

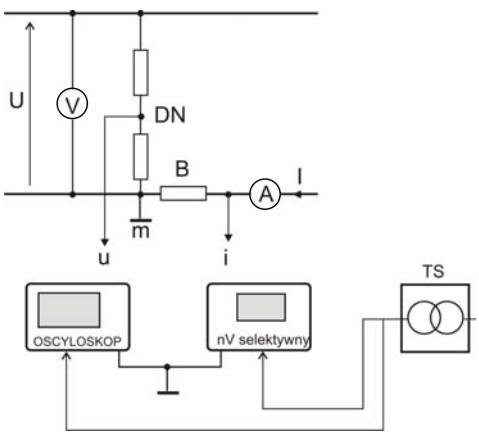
B.1. Obwody zasilane napięciami separowanymi

Jednoczesna obserwacja przebiegów napięć i prądów przy zastosowaniu jednego oscyloskopu dwustrumieniowego w obwodzie możliwa jest w układzie, w którym te dwie wielkości są mierzone w odniesieniu do tego samego punktu pomiarowego zwanego masą pomiarową *m* (rys. B.2). Stanowiska laboratoryjne wyposaża się w wymien-

ne panele z opisanymi dzielnikami napięcia (DN) i bocznikami (B), z których sygnały podawane są na oscyloskop i nanowoltomierz selektywny. Zwraca się uwagę na to, że wykorzystanie wspólnego punktu odniesienia dwóch sygnałów często daje w efekcie odwrócenie fazy jednego z nich o 180°. Użycie dodatkowych mierników laboratoryjnych pozwala na proste wyznaczenie zależności między wielkościami w obwodzie silnoprądowym a wielkościami monitorowanymi uzyskanymi z dzielników bądź boczników bez znajomości parametrów tych ostatnich. Niezależnie od tego, czy monitorowane są wielkości z obwodu separowanego czy też nie, wszystkie oscyloskopy i układy pomiarowe zasilane są z sieci za pośrednictwem transformatorów separujących.

W niektórych układach, gdzie zachodzi potrzeba jednoczesnego monitorowania kilku wielkości, mogą występować punkty odniesienia (masy pomiarowe) będące na różnych potencjałach. Wówczas stosuje się dwa transformatory separacyjne do zasilania sprzętu pomiarowego. Podkreśla się, że między tymi masami występuje napięcie.

W modelach laboratoryjnych różnica tych potencjałów nie przekracza 24 V w obwodach AC i 48 V w obwodach DC.



Rys. B.2. Typowy układ do monitorowania przebiegów prądu i napięcia w obwodach separowanych (np. obwód prądu stałego)

B.2. Obwody zasilane napięciami nieseparowanymi

Typowym przykładem takiego obwodu jest sieć prądu przemiennego 230/400 V zasilająca przekształtnik statyczny. Przeprowadzenie obserwacji przebiegów prądów liniowych w układzie jak w obwodach separowanych prowadziłoby do wystąpienia niebezpiecznej wartości napięcia fazowego na oscyloskopie lub innym sprzęcie pomiarowym.

W celu umożliwienia bezpiecznego monitorowania prądów i napięć każde stanowisko laboratoryjne wyposażono w wymienne panele zawierające odpowiednie przekładniki prądowe (PI) oraz napięciowe (PU).

Zwarty po stronie wtórnej taśmą oporową przekładnik prądowy PI zapewnia zarówno galwaniczną separację obwodu pomiarowego od sieci zasilającej, jak i odpowiednią wartość sygnału. Z uwagi na jednoczesny pomiar prądu lub napięcia obwodu silnoprądowego laboratoryjnym miernikiem analogowym wyznaczenie stałej wiążącej wartości tego obwodu z monitorowanymi po stronie wtórnej wielkościami nie sprawia kłopotu.

Jako przekładniki napięciowe wykorzystywane są specjalne transformatory napięciowe o przekładni 230/3 V AC. Używane w laboratorium przekładniki transformują przebiegi z wystarczającą dla potrzeb dydaktyki dokładnością. Należy jednak pamiętać, że transformacja wyższych harmonicznych rzędów może być obarczona znacznymi błędami.

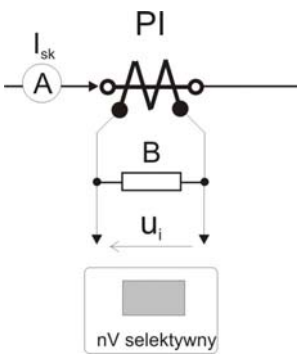
B.3. Sposób wyznaczania zawartości wyższych harmonicznych w przebiegach prądów i napięć przy użyciu nanowoltomierza selektywnego

Wykorzystywane w laboratorium nanowoltomierze selektywne umożliwiają pomiar wartości skutecznej poszczególnych harmonicznych w sygnałach napięciowych o maksymalnej wartości napięcia 100 mV. Na rysunku B.3 przedstawiono zdjęcie używanego w laboratorium miernika do pomiarów wartości skutecznych poszczególnych harmonicznych w sygnałach prądowych lub napięciowych. Z powodu konieczności dopasowania znacznych wartości napięć i prądów modeli laboratoryjnych do

Rys. B.3. Nanowoltomierz selektywny do pomiarów wartości skutecznych poszczególnych harmonicznych w sygnałach prądowych lub napięciowych

obwodów wejściowych tych mierników oraz w celu zapewnienia bezpieczeństwa ćwiczącym wielkości te transformowane są z zastosowaniem wspomnianych już przekładników napięciowych (PU) oraz prądowych (PI) (rys. B.4). Przekładniki te przez galwaniczną separację obwodów silnoprądowych zapewniają możliwość bezpiecznego monitorowania wybranych przebiegów za pomocą oscyloskopów oraz pomiarów zawartości wyższych harmonicznych z wystarczającą dla celów dydaktycznych dokładnością.

Do wyznaczenia wartości skutecznych poszczególnych harmonicznych w prądzie (wyrażonych w [A]) wykorzystuje się pomiary tych harmonicznych w proporcjonalnym sygnale napięciowym uzyskanym z bocznika obciążającego przekładnik prądowy PI (rys. B.4).



Rys. B.4. Schemat układu do wyznaczenia wartości skutecznych *k* harmonicznych odkształconego prądu za pomocą nanowoltomierza selektywnego

Wartość skuteczną U^i (mierzonego w mV) odkształconego sygnału prądowego u_i można zapisać jako

$$U^i = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} U_{ik}^2}$$

gdzie:

U^i – wartość skuteczna odkształconego sygnału napięciowego (dostarczanego np. ze strony wtórnej przekładnika prądowego) wyznaczona z pomiarów wartości skutecznych poszczególnych harmonicznych w tym sygnale, mV,

U_{ik} – wartość skuteczna *k* harmonicznej odkształconego sygnału zmierzona za pomocą nanowoltomierza selektywnego, mV.

Mierząc jednocześnie wartość skuteczną odkształconego napięcia przy użyciu laboratoryjnego miernika elektromagnetycznego, można wyznaczyć współczynnik proporcjonalności *p* wiążący wielkości obwodu silnoprądowego z wielkościami mierzonymi za pomocą nanowoltomierza selektywnego:

$$I = pU^i$$

$$I = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} I_k^2}$$

gdzie:

I – wartość skuteczna odkształconego prądu mierzona za pomocą amperomierza elektromagnetycznego, A,

I_k – wartość skuteczna k harmonicznej prądu, A.

Przy założeniu, że amperomierz elektromagnetyczny wskazuje wartość skuteczną I odkształconego prądu z uwzględnieniem wszystkich wyższych harmonicznych, można zapisać

$$I\,[\mathrm{A}] = p\,[\mathrm{A/mV}] \cdot U^i\,[\mathrm{mV}]$$

Z powyższej zależności wyznacza się współczynnik p, a dalej wartości skuteczne I_k k harmonicznych jako

$$I_k\,[\mathrm{A}] = p\,[\mathrm{A/mV}] \cdot U_{ik}\,[\mathrm{mV}]$$

W identyczny sposób można wyznaczyć wyższe harmoniczne w odkształconym napięciu.

Dodatek C
Moce w obwodach o niesinusoidalnych przebiegach napięć i prądów. Pomiary

C1. Moc w obwodach o okresowych niesinusoidalnych przebiegach napięć i prądów

Każda funkcja okresowa (przy spełnieniu warunków Dirichletta może być rozwinięta w szereg Fouriera

$$f(t) = A_0 + A_{1m}\sin(\omega t + \psi_1) + A_{2m}\sin(2\omega t + \psi_2) + ... = \sum_{k=0}^{\infty} A_{km}\sin(k\omega t + \psi_k)$$

Odkształcony od sinusoidy przebieg napięcia $u(t)$ można opisać wzorem

$$u(t) = \sum_{k=0}^{\infty} U_{km}\sin(k\omega t + \psi_k)$$

Przebieg prądu odkształcony od sinusoidy

$$i(t) = \sum_{k=0}^{\infty} I_{km}\sin(k\omega t + \psi_k - \varphi_k)$$

Moc czynna P takiego obwodu:

$$P = \frac{1}{T}\int_0^T u(t)i(t)dt \quad \text{(wartość średnia mocy)}$$

$$P = \frac{1}{T}\int_0^T \left[\sum_{k=0}^{\infty} U_{km}\sin(k\omega t + \psi_k)\sum_{k=0}^{\infty} I_{km}\sin(k\omega t + \psi_k - \varphi_k)\right]dt$$

Ponieważ wartość średnia iloczynu dwóch funkcji o różnych częstotliwościach jest równa zeru, pozostają tylko iloczyny funkcji o jednakowych częstotliwościach. Moc czynna P przyjmuje więc postać

$$P = \sum_{k=0}^{\infty} U_k I_k \cos\varphi_k$$

gdzie: U_k, I_k – wartości skuteczne k harmonicznych.

Moc bierna Q natomiast przez analogię

$$Q = \sum_{k=1}^{\infty} Q_k = \sum_{k=1}^{\infty} U_k I_k \sin\varphi_k$$

Moc pozorna S z definicji opisana jest jako

$$S = UI$$

Gdzie: U, I – wartości skuteczne odkształconego przebiegu napięcia i prądu:

$$U = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T u^2(t)dt}, \qquad I = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i^2(t)dt}$$

$$U = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} U_k^2}, \qquad I = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} I_k^2}$$

W praktyce najczęściej spotykaną sytuacją jest pobór prądu odkształconego przez przekształtnik przy sinusoidalnym (lub prawie sinusoidalnym) napięciu zasilającym. W takich obwodach wyróżnia się następujące rodzaje mocy:

1. Moc czynną P będącą wynikiem oddziaływania sinusoidalnego przebiegu napięcia nieodkształconego (jednocześnie pierwsza harmoniczna) z sinusoidalną składową prądu (pierwszą harmoniczną) będącą w fazie z napięciem

$$P = U_1 \Leftrightarrow (I_1 \cos\varphi_1)$$

2. Moc bierną Q (zwaną mocą bierną przesunięcia) będącą wynikiem oddziaływania sinusoidalnego przebiegu napięcia nieodkształconego (jednocześnie pierwsza harmoniczna) z sinusoidalną składową prądu (pierwszą harmoniczną) prostopadłą do napięcia

$$Q = U_1 \Leftrightarrow (I_1 \sin\varphi_1)$$

3. Moc odkształcenia (deformacji) D_0 będącą wynikiem oddziaływania sinusoidalnego przebiegu napięcia nieodkształconego (jednocześnie pierwsza harmoniczna) z harmonicznymi prądu (z wyjątkiem pierwszej):

$$D_0 = U_1 \Leftrightarrow (I_2, I_3, I_4, I_5, I_6, ..., I_k)$$

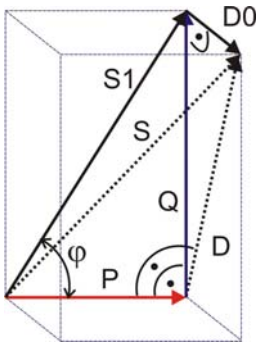
$$D_0 = U\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_k^2}$$

- moc pozorna S określona jako

$$S^2 = P^2 + Q^2 + D_0^2$$

- moc dystorsji określona jako

$$D^2 = Q^2 + D_0^2$$



Rys. C.1. Wykres wskazowy mocy w układach nieliniowych

C.2. Współczynnik mocy λ układów przekształtnikowych

Współczynnik mocy λ w układach liniowych (napięcie i prąd sinusoidalne) jest określany popularnie jako współczynnik $\cos\varphi$

$$\lambda = \cos\varphi = \frac{P}{S_1} = \frac{UI\cos\varphi}{UI}$$

W układach nieliniowych, do jakich zalicza się układy przekształtnikowe, współczynnik ten określa się mianem współczynnika mocy układu przekształtnikowego

$$\lambda = \frac{P}{S}$$

Przy poczynionym wcześniej założeniu, że napięcie zasilające U ma przebieg sinusoidalny, odpowiednie moce pozorne można opisać wzorami:

$$S_1 = UI_1, \qquad S = UI$$

Stąd:

$$\frac{S_1}{S} = \frac{I_1}{I} \Rightarrow S = \frac{S_1 I}{I_1}$$

$$\lambda = \frac{P}{S_1}\frac{I_1}{I} = \cos\varphi \frac{I_1}{I} = \gamma - \cos\varphi = \lambda$$

gdzie $\sigma = \frac{I_1}{I}$ – współczynnik odkształcenia prądu.

C.3. Współczynnik zawartości harmonicznych napięcia sieci (THD)

Odkształcone od sinusoidy przebiegi prądów odbiorników nieliniowych wywołują na impendancjach wzdłużnych układu przesyłowego odkształcone spadki napięć, w wyniku czego napięcia w węzłach ulegają odkształceniu. Dodatkową przyczyną odkształcania się przebiegów napięć są tzw. komutacyjne załamania krzywej napięcia.

Przebieg napięcia odkształconego od sinusoidy

$$u(t) = \sum_{k=0}^{\infty} U_{km} \sin(k\omega t + \psi_k)$$

oprócz harmonicznej podstawowej U_1 zawiera również wyższe harmoniczne U_k. Współczynnik THD (ang. *Total Harmonic Distortion*) zawartości harmonicznych napięcia określony jest zależnością

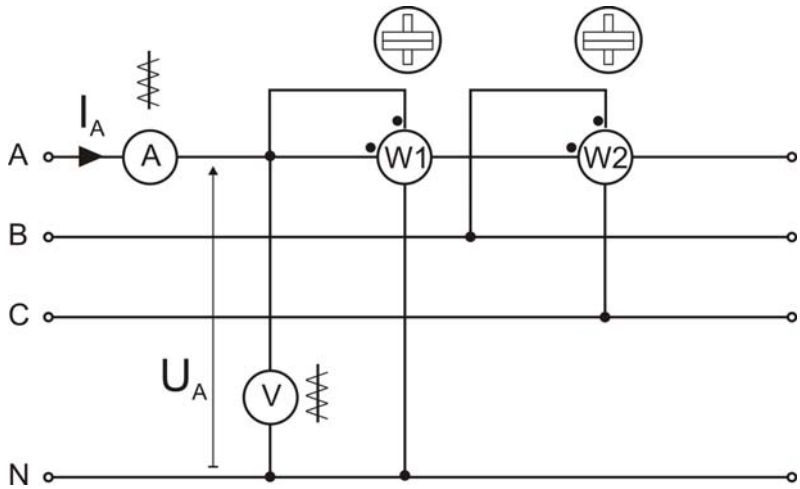
$$\mathrm{THD} = \frac{\sqrt{\sum_{k=3}^{\infty} U_k^2}}{U_1} 100\,[\%]$$

Przebieg idealnie sinusoidalny zawiera jedynie składową U_1, a więc THD = 0.

C.4. Pomiary

Pomiary omówionych wcześniej mocy opierają się na wskazaniach mierników elektromagnetycznych i elektrodynamicznych. Znając wartości poszczególnych mocy, można obliczyć pozostałe parametry układu, jak: współczynnik mocy, moc odkształcenia, współczynnik odkształcenia prądu.

Sposób wyznaczania poszczególnych wielkości zostanie pokazany na przykładzie z rys. C.2 przy założeniu, że wszystkie napięcia fazowe i międzyfazowe nie są odkształcone, czyli nie zawierają wyższych harmonicznych.



Rys. C.2. Laboratoryjny układ do pomiarów poszczególnych mocy w układzie trójfazowym

Amperomierz elektromagnetyczny A wskazuje wartość skuteczną odkształconego prądu

$$I_A = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} I_{A_k}^2}$$

Woltomierz elektromagnetyczny V wskazuje wartość skuteczną nieodkształconego napięcia U_A, czyli wartość skuteczną pierwszej harmonicznej tego napięcia

$$U_A = U_{A_1}$$

Watomierz elektrodynamiczny W1, przy założeniu że napięcie zasilające jego cewkę napięciową zawiera tylko podstawową harmoniczną, a przez cewkę prądową płynie odkształcony prąd I_A, wskazuje całkowitą wartość mocy czynnej P_A jednej fazy (A). Moc ta przenoszona jest tylko przez pierwsze harmoniczne obu przebiegów

$$P_A = U_A I_{A_1} \cos\varphi_1$$

Wynika to z tego, iż moment napędowy w ustrojach elektrodynamicznych wywołany jest przez harmoniczne tego samego rzędu odpowiednio w cewce prądowej i cewce napięciowej.

Sumaryczna wartość mocy czynnej P w układzie trójfazowym, przy założeniu symetrii układu, przyjmie postać

$$P = 3P_A = 3U_A I_{A_1} \cos\varphi_1$$

Watomierz elektrodynamiczny W2, przy założeniu że napięcie przewodowe zasilające jego cewkę napięciową zawiera tylko podstawową harmoniczną, a przez cewkę prądową płynie odkształcony prąd I_A, wskazuje wartość mocy biernej Q'_A. Z uwagi na zasilanie cewki napięciowej napięciem międzyfazowym przesuniętym o 90° w stosunku do napięcia U_A wartość ta jest o $\sqrt{3}$ większa od rzeczywistej wartości mocy biernej Q_A fazy *A*. Moc ta generowana jest tylko przez pierwsze harmoniczne obu przebiegów.

$$Q_A = \frac{Q'_A}{\sqrt{3}}$$

Sumaryczną wartość mocy biernej Q w układzie trójfazowym (rys. C.1), przy założeniu symetrii układu, można opisać wzorem

$$Q = 3\frac{Q'_A}{\sqrt{3}} = Q'_A\sqrt{3}$$

Mając zmierzone ww. wielkości, można wyliczyć pozostałe z rys. C.1:

- Moc pozorną S_1 przenoszoną w układzie trójfazowym przez pierwsze harmoniczne prądów i napięć

$$S_1 = 3U_A I_{A_1} = \sqrt{P^2 + Q^2}$$

Z równości tej wyliczy się wartość skuteczną pierwszej harmonicznej I_{A_1} odkształconego prądu I_A.

- Moc pozorną S przenoszoną w układzie trójfazowym

$$S = 3U_A I_A$$

gdzie U_A, I_A – wskazania mierników z rys C.2.

- Moc dystorsji D w układzie trójfazowym

$$D = \sqrt{S^2 - P^2}$$

- Moc odkształcenia D_0 w układzie trójfazowym

$$D_0 = \sqrt{D^2 - Q^2}$$

Dodatek D

Wytyczne do sporządzania sprawozdania z ćwiczenia i sposobu opracowania wyników badań

Sprawozdanie z przeprowadzonego ćwiczenia powinno zawierać:

1. Tabelkę nagłówkową, w której należy podać wszystkie informacje analogicznie do zamieszczonych w przykładowej tabeli poniżej.

<table>
<tr><td>Instytut
Energoeletryki
Politechniki
Wrocławskiej</td><td>Laboratorium Energoelektroniki
lub
Laboratorium Przekształtników Statycznych</td><td>Rodzaj studiów, rok, semestr:
.....</td></tr>
<tr><td>Nr grupy laboratoryjnej:

.....</td><td>Numer ćwiczenia: .....
Tytuł ćwiczenia: .....
.....
.....</td><td rowspan="2">Data wykonania ćwiczenia:

.....</td></tr>
<tr><td rowspan="2">Skład grupy laboratoryjnej:
1. .....
2. .....
3. .....
4. .....</td><td></td></tr>
<tr><td rowspan="2">Termin wykonywania ćwiczeń (dzień, godziny):</td><td>Ocena:</td></tr>
</table>

2. Precyzyjnie określony cel ćwiczenia.
3. Aktualny schemat układu pomiarowego.
4. Spis przyrządów i mierników.
5. Krótki opis sposobu wykonywania pomiarów, np. w układzie pomiarowym z rysunku ... zmieniając ... (regulując) ..., przy stałej wartości ... odczytywano następujące wielkości, a wyniki pomiarów zestawiono w tabeli pomiarów nr ...
6. Tabelę wyników badań, w której należy zestawić wszystkie zmierzone podczas realizacji danego punktu ćwiczenia wielkości, wyrażone w odpowiednich jednostkach np. A, V, W.

Przykładowa tabela wyników badań

Lp.	U_1, V	U_2, V	I, A	W_1, W	W_2, VAR
1	.....	.....	.....	.....	.....

gdzie: U_1, U_2, I, W_1, – wskazania mierników układu pomiarowego wyrażone w odpowiednich jednostkach.

7. Tabela wyników obliczeń, w której należy zestawić wszystkie wyliczone wielkości.

Przykładowa tabela wyników obliczeń – podać warunki pomiarów

Lp.	P_1, W	P_2, W	S, VA	tg φ_1	η
1	.....	.....	.....	.....	.....

gdzie: P_1 – moc czynna na wejściu układu trójfazowego,
P_2 – moc czynna na wyjściu układu trójfazowego,
$\mathrm{tg}\varphi_1$ – współczynnik mocy określony dla pierwszej harmonicznej,
η – współczynnik sprawności układu.

.....

8. Zależności wykorzystane do obliczeń i przykłady obliczeń.
9. Wykresy.
10. Wnioski końcowe.

Literatura

[1] Barlik R., Nowak M., *Technika tyrystorowa*, WNT, Warszawa 1997.

[2] Barton T.H., *Rectifiers, cycloconverters and ac controllers*, Clarendon Press, Oxford 1994.

[3] Borecki J. i in., *Przekształtniki energoelektroniczne – ćwiczenia laboratoryjne*, Wydawnictwo Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 1990.

[4] Borecki J., Humiński A., Szkółka S., *Ograniczenie wpływu obwodów nieliniowych na układ elektroenergetyczny*, Raport Instytutu Energoelektryki Politechniki Wrocławskiej nr SPR 315/ 1984.

[5] Bird B.M., King K.G., *An Introduction to Power Electronics*, J. Willey & Sons Ltd, New York 1983.

[6] Büchner P., *Stromrichter-Netzrückwirkungen und ihre Beherschung*, Auflage VEB Deutscher Verlag für Grudstoffindustrie, Leipzig 1982.

[7] Dmowski A., *Energoelektroniczne układy zasilania prądem stałym w telekomunikacji i energetyce*, WNT, Warszawa 1998.

[8] Frąckowiak L., Januszewski S., *Energoelektronika*, cz. 1: *Półprzewodnikowe przyrządy i moduły energoelektroniczne*, Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, Poznań 2001.

[9] Frąckowiak L., *Energoelektroniczne układy hamowania odzyskowego silników spalinowych*, Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, Poznań 1997.

[10] Frąckowiak L., *Energoelektronika*, cz. 2: *Przekształtniki i łączniki energoelektroniczne o komutacji zewnętrznej*, Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, Poznań 2000.

[11] Geppart A., Smajek L., *Dobór filtrów wyższych harmonicznych w zakładach przemysłowych wyposażonych w przekształtniki tyrystorowe*, Energetyka 1972, Biuletyn Instytutu Energetyki, nr 11/12.

[12] Gil A., *Podstawy elektroniki i energoelektroniki*, cz. 2: *Ćwiczenia laboratoryjne*, Wydawnictwo Uczelniane Akademii Morskiej w Gdyni, Gdynia 2003.

[13] Grzesik B., *Energoelektronika – ćwiczenia laboratoryjne*, praca zbiorowa, Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, Gliwice 2001.

[14] Kaźmierkowski M.P., Matysik J., *Podstawy elektroniki i energoelektroniki*, Wydawnictwo Politechniki Warszawskiej, Warszawa 1996.

[15] Krykowski K., *Energoelektronika*, Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, Gliwice 2002.

[16] Luo Fang Lin., *Advanced DC/DC converters*, Boca Raton: CRC Press, Power Electronics and Applications Series.

[17] Nartowski Z., *Baterie kondensatorów do kompensacji mocy biernej*, WNT, Warszawa 1967.

[18] Nowacki Z., *Modulacja szerokości impulsów w napędach przekształtnikowych prądu przemiennego*, WNT, Warszawa 1991.

[19] Nowak M., Barlik R., *Poradnik inżyniera energoelektronika*, WNT, Warszawa 1998.

[20] Pawlaczyk L., Załoga Z., *Energoelektronika – ćwiczenia laboratoryjne*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2005.

[21] Piróg S., *Energoelektronika*, Uczelniane Wydawnictwa Naukowo-Dydaktyczne, Kraków 1998.

[22] Piróg S., *Energoelektronika: negatywne oddziaływania układów energoelektronicznych na źródła energii i wybrane sposoby ich ograniczania*, Uczelniane Wydawnictwa Naukowo-Dydaktyczne, AGH, Kraków 1998.

[23] Strojny J., *Kondensatory w sieci zakładu przemysłowego*, WNT, Warszawa 1976.
[24] Supronowicz H., *Poprawa współczynnika mocy układów przekształtnikowych*, WNT, Warszawa 1981.
[25] Trzynadlowski A., *Introduction to modern power electronics*, John Wiley & Sons, New York 1998.
[26] Tunia H. i in., *Układy energoelektryczne – obliczanie, modelowanie, projektowanie*, WNT, Warszawa 1982.
[27] Tunia H., Barlik R., *Teoria przekształników*, Wydawnictwa Politechniki Warszawskiej, Warszawa 1992.
[28] Tunia H., Winiarski B., *Energoelektronika*, WNT, Warszawa 1994.
[29] Tunia H., Winiarski B., *Podstawy energoelektroniki*, WNT, Warszawa 1987.
[30] Wójciak A., *Mikroprocesory w energoelektronice*, WNT, Warszawa 1984.
[31] Wójciak A., *Mikroprocesory w układach przekształtnikowych*, WNT, Warszawa 1982.

Prezentowany podręcznik *Energoelektronika. Podstawy i wybrane zastosowania* jest poprawioną i rozszerzoną wersją pierwszego wydania zatytułowanego *Przekształtniki energoelektroniczne*, które ukazało się w 1990 r. To zasadniczo zbiór, opatrzonych solidnym omówieniem, 22 ćwiczeń laboratoryjnych poświęconych prostym i złożonym układom przekształtnikowym. Poszczególne rozdziały zawierają m.in. podstawowe, wprowadzające informacje dotyczące badanego układu, opis modelu laboratoryjnego oraz przebiegu ćwiczenia w praktyce.

Książka jest przeznaczona zarówno dla studentów studiów stacjonarnych I i II stopnia Wydziału Elektrycznego, jak i dla studentów studiów niestacjonarnych.

Wydawnictwa Politechniki Wrocławskiej
są do nabycia w księgarni „Tech"
plac Grunwaldzki 13, 50-377 Wrocław
budynek D-1 PWr., tel. 071 320 29 35
Prowadzimy sprzedaż wysyłkową

ISBN 978-83-7493-432-9