

**POLITECHNIKA BIAŁOSTOCKA**

---

**SKRYPTY**

*Tadeusz Citko*

**ANALIZA UKŁADÓW  
ENERGOELEKTRONIKI**

---

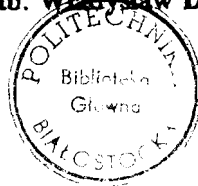
**WYDAWNICTWA POLITECHNIKI BIAŁOSTOCKIEJ**

***Recenzent:***

**prof. dr inż. Henryk Tunia**

***Redaktor naukowy:***

**prof. dr hab. Władysław Dybczyński**



**Odda. inż.**

***Opracowanie redakcyjne:***

**Jadwiga Żukowska**

***Skład komputerowy:***

**Iwona Joanna Garnarcz**

***Korekta:***

**Maria Antonina Łaniewska**

**Skład komputerowy w Dziale Wydawnictw Politechniki Białostockiej. Druk w Zakładzie Poligraficznym Politechniki Białostockiej. Nakład 300 egz. Format B--5. Ark. wyd. 9,5. Ark. druk. 15,5. Oddano do druku w maju 1992. Druk ukończono w czerwcu 1992 r. Zam. 58/92.**

## SPIS TREŚCI

	Strona
<b>1. WSTĘP</b> .....	7
<b>2. ELEMENTY I PODZESPOŁY STOSOWANE W ENERGO-ELEKTRONICE</b> .....	9
2.1. Tranzystory mocy .....	9
2.1.1. Podstawowe parametry i sposoby sterowania .....	9
2.1.2. Straty mocy przy przełączaniu; sieci odciążające .....	11
2.2. Tyrystory .....	20
2.2.1. Podstawowe właściwości i parametry .....	20
2.2.2. Zabezpieczanie od przepięć komutacyjnych .....	22
2.3. Tranzystory unipolarne z izolowaną bramką (typu MOSFET). .....	25
2.3.1. Podstawowe właściwości i charakterystyki .....	25
2.3.2. Układy sterowania tranzystorem polowym typu MOSFET .....	27
2.4. Tyrystory wyłączalne prądem bramki .....	30
2.5. Tranzystory bipolarne z izolowaną bramką .....	31
2.6. Zintegrowane układy przekształtnikowe .....	36
<b>3. PRZEKSZTAŁTNIKI BEZPOŚREDNIE</b> .....	41
3.1. Prostowniki sterowane .....	43
3.1.1. Praca prostownika sterowanego w przypadku obciążenia o różnym charakterze .....	43
3.1.2. Sposoby sterowania prostownikiem .....	52
3.1.3. Wpływ prostownika na sieć zasilającą .....	55
3.1.4. Praca transformatora prostownikowego .....	69
3.1.5. Komutacja w układach prostownikowych .....	80
3.1.6. Prostowniki rewersyjne .....	87
3.2. Cyklokonwerty .....	99
3.2.1. Napięcie wyjściowe cyklokonwertora .....	99
3.2.2. Cyklokonwerty o trójfazowym wyjściu .....	105
3.2.3. Określanie przebiegów i parametrów związanych z wyjściem cyklokonwertora .....	112

	Strona
3.3. Niezależny przemiennik częstotliwości .....	117
3.3.1. Fala napięcia wyjściowego .....	117
3.3.2. Regulacja napięcia metodą zmiany szerokości impulsów	120
3.3.3. Prądy i parametry wejściowe niezależnego przemiennika częstotliwości .....	125
<b>4. PRZEKSZTAŁTNIKI NAPIĘCIA STAŁEGO NA STAŁE .....</b>	<b>130</b>
4.1. Wymuszona komutacja tyrystorów .....	130
4.1.1. Stan przejściowy szeregowego obwodu RLC zasilanego napięciem stałym .....	131
4.1.2. Komutacja szeregową .....	134
4.1.3. Komutacja równoległa .....	137
4.1.4. Komutacja impulsowa z dławikiem w obwodzie głównym .....	138
4.1.5. Komutacja impulsowa z dławikiem w obwodzie komutacyjnym .....	144
4.1.6. Projektowanie obwodów komutacji impulsowej .....	147
4.2. Podstawowe struktury przekształtników DC/DC .....	150
4.2.1. Przekształtnik obniżający napięcie (buck converter) .....	150
4.2.2. Przekształtnik podwyższający napięcie (boost converter) .....	152
4.2.3. Przekształtnik obniżająco – podwyższający napięcie (buck-boost converter) .....	153
4.2.4. Przekształtniki wielokwadrantowe .....	155
4.2.5. Tranzystorowe przekształtniki DC/DC .....	157
<b>5. FALOWNIKI NAPIĘCIA .....</b>	<b>166</b>
5.1. Regulacja napięcia w falownikach jednofazowych .....	167
5.2. Napięcie wyjściowe i jego regulacja w falownikach napięcia z trójfazowym wyjściem .....	186
5.3. Wektorowa reprezentacja napięć wyjściowych trójfazowego falownika napięcia .....	192
5.4. Tyrystorowe układy falowników napięcia .....	194
5.4.1. Jednofazowe falowniki tyrystorowe .....	195
5.4.2. Podstawowe układy trójfazowych tyrystorowych falowników napięcia .....	203
5.5. Filtry wyjściowe falowników napięcia .....	209
5.6. Falowniki napięcia z rezonansowym obwodem zasilającym ...	220

	Strona
<b>6. FALOWNIKI PRĄDU</b> .....	226
6.1. Zasada działania .....	226
6.2. Sposoby komutacji stosowane w tyrystorowych falownikach prądu .....	229
6.3. Falownik prądu z wyjściem trójfazowym .....	234
6.4. Sposoby komutacji w trójfazowym tyrystorowym falowniku prądu .....	239
<b>7. PRZEKSZTAŁTNIKI STATYCZNE JAKO KOMPENSATORY MOCY BIERNEJ</b> .....	244
<b>LITERATURA</b> .....	251

# 1. WSTĘP

Energoelektronika jest dziedziną nauki i techniki, która zajmuje się przekształcaniem parametrów charakteryzujących energię elektryczną. Przekształcanie energii jest niezbędne zarówno z punktu widzenia odbiornika (regulacja oraz sterowanie i automatyzacja) jak i źródła zasilającego (sprawność, zniekształcenia oraz zakłócenia). Z nazwy wynika, że dziedzina kojarzy zagadnienia energetyki (w aspekcie poziomów: prądów, napięć i mocy) z elektroniką (w aspekcie regulacji i sterowania). Każde urządzenie energoelektroniczne, zwane przekształtnikiem, zawiera część siłową i sterującą. W części siłowej stosowane są półprzewodnikowe przyrządy mocy, pracujące w zakresie impulsowym.

Dla uzyskania coraz efektywniejszych parametrów przekształcania dąży się do coraz wyższych częstotliwości pracy przyrządów. Wiąże się to również z coraz bardziej rozbudowanymi układami sterowania o coraz większej skali integracji. Problem zintegrowanej technologii dotyczy także siłowej części przekształtnika.

Niezależnie od stopnia integracji, a nawet rodzaju przyrządów półprzewodnikowych, problemem podstawowym pozostają zjawiska fizyczne i cechy charakterystyczne wynikające ze specyfiki poszczególnych grup przekształtników i podstawowych praw elektrotechniki. W skrypcie opisane są przede wszystkim cechy i zjawiska charakteryzujące poszczególne grupy przekształtników z uwzględnieniem różnych metod sterowania przekształtników.

Szczegółową treść skryptu stanowią wymienione kolejno zagadnienia.

1. Właściwości statyczne i dynamiczne, parametry oraz sposoby sterowania półprzewodnikowych przyrządów: tranzystorów mocy, tyrystorów, tranzystorów typu MOSFET, tranzystorów IGBT, tyrystorów GTO.
2. Układy monolityczne przekształtników oraz zintegrowane układy sterowania.
3. Charakterystyczne stany pracy, przebiegi wielkości wyjściowych i wejściowych różnych układów prostownikowych.
4. Sterowanie prostowników rewersyjnych oraz cyklokonwertorów.
5. Właściwości i sposoby sterowania przekształtników bezpośrednich.

6. Sposoby i obwody komutacji wymuszonej.
7. Zasady sterowania i właściwości tranzystorowych i tyrystorowych przekształtników DC/DC.
8. Tranzystorowe i tyrystorowe falowniki napięcia w układach jedno i trójfazowych.
9. Sposoby regulacji napięcia wyjściowego.
10. Falowniki z rezonansowym obwodem zasilania.
11. Tranzystorowe i tyrystorowe falowniki prądu w układach jedno i trójfazowych.
12. Zastosowanie przekształtników jako kompensatorów mocy biernej i filtrów aktywnych.

Skrypt przeznaczony jest dla studentów zainteresowanych teorią układów energoelektroniki, a więc może być wykorzystany w przedmiotach: podstawy energoelektroniki, teoria przekształtników, automatyka napędu elektrycznego.

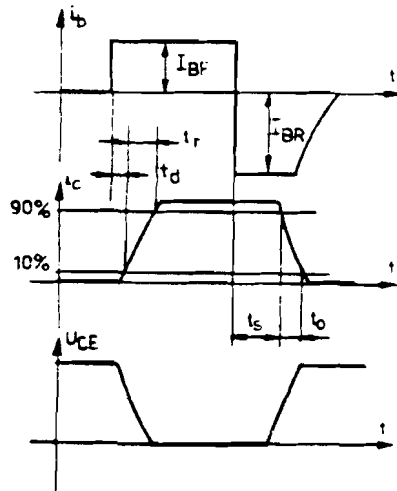
## 2. ELEMENTY I PODZESPOŁY STOSOWANE W ENERGOELEKTRONICE

### 2.1. Tranzystory mocy

#### 2.1.1. Podstawowe parametry i sposoby sterowania

Bipolarny tranzystor mocy, pracujący dwustanowo, jest elementem najchętniej stosowanym w technice przekształtnikowej. Obszar jego zastosowania określany jest dopuszczalnym napięciem kolektor-emiter oraz dopuszczalnym prądem kolektora. Parametrem ograniczającym zastosowanie jest niski współczynnik wzmocnienia prądowego  $h_{21E} = 3 \div 8$  [9].

Pracę impulsową tranzystora charakteryzują parametry dynamiczne określające szybkość jego przełączania, z którą związana jest także wielkość strat przełączających, a więc sprawność układu. Idealizowane przebiegi napięcia i prądu tranzystora podczas przełączania pod obciążeniem rezystancyjnym pokazane są na rysunku 2.1.1. Po skokowej zmianie prądu bazy prąd kolektora narasta z opóźnieniem związanym z ładowaniem pojemności złączowych oraz z czasem propagacji (przemieszczania się nośników w bazie). Czas opóźnienia  $t_d$  określa się do momentu, w którym prąd

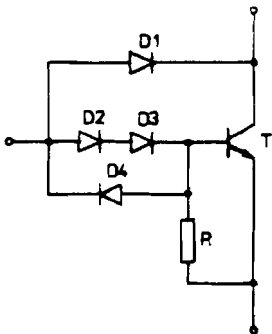


Rys. 2.1.1. Przebiegi napięcia i prądu podczas przełączania tranzystora obciążonego rezystancją



kolektora osiągnie 10% swej końcowej wartości. Prąd kolektora narasta wykładniczo, ze stałą czasową zależną od jego parametrów wewnętrznych. Czas narastania  $t_r$  określa przedział czasowy, w którym prąd kolektora wzrośnie do 90% swej końcowej wartości. Wielkość tego czasu zależy od przesterowania tranzystora  $k_F = I_{BF}/I_{BG}$  (gdzie:  $I_{BG}$  – prąd bazy przy granicznym nasyceniu tranzystora). Gdy wzrasta  $k_F$ , czas narastania maleje, przy czym nadwyżka prądu ponad wartość  $I_{BG}$  powoduje gromadzenie nadmiernego ładunku w bazie. Po skokowej zmianie kierunku prądu bazy tranzystora celem jego wyłączenia, następuje rozładowanie tego ładunku nagromadzonego w bazie w czasie magazynowania  $t_s$ , w którym prąd kolektora pozostaje niezmienny (maleje do 90%). Następnie przy praktycznie niezmiennym prądzie bazy  $I_{BR}$  prąd kolektora maleje wykładniczo w czasie opadania  $t_f$  (od 90% do 10% swej wartości początkowej). Zarówno czas magazynowania  $t_s$ , jak i opadania  $t_f$  zależy od współczynnika przesterowania tranzystora przy wyłączaniu  $k_R = I_{BR}/I_{BG}$ . Przy obciążeniu rezystancyjnym napięcie kolektor–emiter tranzystora zmienia się wykładniczo wraz ze zmianami prądu kolektora.

Czasem, który szczególnie decyduje o częstotliwości przełączania tranzystora jest czas magazynowania  $t_s$ . Poza wspomnianym przesterowaniem tranzystora przy wyłączaniu  $k_R$  stosuje się w praktyce, dla skrócenia czasu  $t_s$ , diody antynasyceniowe. Na rysunku 2.1.2 zaprezentowany jest tranzystor w układzie z diodą antynasyceniową. Przy przewo-

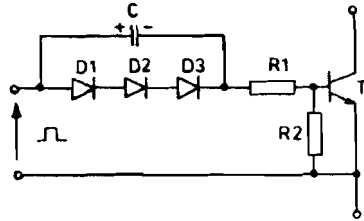


Rys. 2.1.2. Sterowanie tranzystorem z zastosowaniem sprzężenia poprzez diodę antynasyceniową

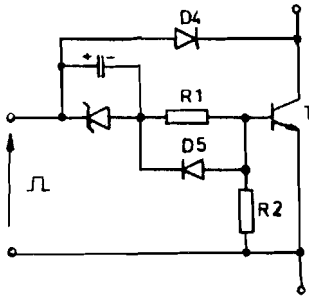
zującym tranzystorze potencjał bazy jest o jeden spadek napięcia na przewodzącej diodzie (0,8 V) niższy od potencjału kolektora, co zabezpiecza tranzystor przed osiągnięciem pełnego nasycenia. Dioda  $D_4$  pozwala na przepływ wstecznego prądu bazy  $I_{BR}$  przy wyłączeniu.

Sposób generowania wstecznego prądu bazy  $I_{BR}$  przy wyłączaniu jest zilustrowany na rysunku 2.1.3. Dodatni impuls napięcia sterującego wywołuje prąd bazy  $I_{BF}$  wprowadzający tranzystor w nasycenie i jednocześnie ładujący kondensator  $C$  do napięcia określonego spadkiem na przewodzących diodach. Gdy napięcie sterujące spadnie do zera, rozładowujący się kondensator dostarczy

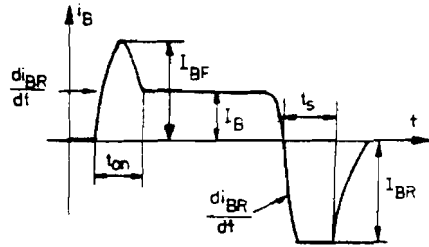
wstecznego prądu bazy przyspieszającego wyłączenie tranzystora. Obydwie zaprezentowane metody mogą być stosowane równocześnie, jak to pokazano na rysunku 2.1.4, dając dobre rezultaty w zakresie minimalizacji czasu  $t_s$ . Należy przy tym zwrócić uwagę, że zbyt duża wartość ujemnego prądu bazy  $I_{BR}$  prowadzi do szybkiego odprowadzenia nośników ze strefy bazy i w konsekwencji szybkiego przejścia złącza baza – emiter w stan nieprzewo-



Rys. 2.1.3. Sterowanie tranzystorem z kształtowaniem impulsu wstecznego przy wyłączeniu poprzez kondensator



Rys. 2.1.4. Sterowanie tranzystorem z zastosowaniem diody antynasyceńowej i impulsu wstecznym przy wyłączaniu kształtowanym poprzez kondensator



Rys. 2.1.5. Impuls sterujący tranzystorem mocy

dzenia. Prowadzi to do niestabilności termicznej i w rezultacie do zniszczenia tranzystora.

Zalecany w literaturze przebieg czasowy impulsu sterującego tranzystorem kluczującym [9] przedstawiony jest na rysunku 2.1.5. Zalecane przy tym parametry wynoszą:  $k_F = k_R = 3$ ;  $I_B = 1,5 I_{BG}$ ;  $\frac{di_{BF}}{dt} = \frac{di_{BR}}{dt} = (5 - 15) \text{ A}/\mu\text{s}$ . Przy takich parametrach czas:  $t_r, t_o = (1 \div 2,5) \mu\text{s}$  zaś czas  $t_s = (3 \div 6) \mu\text{s}$ , co pozwala na pracę przy częstotliwościach (10 – 100) kHz.

### 2.1.2. Straty mocy przy przelączaniu; sieci odciążające

Jeśli założyć znikomą wartość napięcia kolektor–emiter w stanie nasycenia tranzystora ( $U_{CEsat} = 0$ ), straty w przelączanym tranzystorze

wystąpią jedynie w czasie jego załączania i wyłączenia. Przyjmijmy przy tym wykładniczy przebieg napięcia i prądu tranzystora:

$$u_{CE} = E e^{-t/\tau} \quad ; \quad i_C = I_C(1 - e^{-t/\tau}), \quad (2.1.1)$$

gdzie:

$E$  – napięcie źródła zasilającego,

$I_C$  – ustalony prąd kolektora  $\left( I_C = \frac{E - u_{CE_{sat}}}{R} \right)$ ,

$\tau$  – odpowiednia stała czasowa.

Stąd straty przy załączaniu tranzystora wyniosą:

$$W = \int_0^{\infty} u_{CE} i_C dt = \frac{E I_C \tau}{2}. \quad (2.1.2)$$

Zakładając, że przebieg napięcia i prądu ustala się po trzech stałych czasowych  $t_{on} = 3\tau$  można straty przy załączaniu określić zależnością:

$$W_{on} = \frac{E I_C t_{on}}{6}, \quad (2.1.3)$$

W podobny sposób, przyjmując wykładniczy przebieg prądu i napięcia przy wyłączaniu, możemy wyznaczyć straty mocy w czasie wyłączenia  $t_{off}$ :

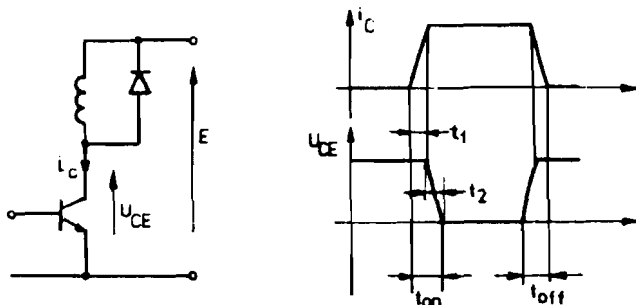
$$W_{off} = \frac{E I_C t_{off}}{6}. \quad (2.1.4)$$

Zauważmy, że wartość strat energii została określona odpowiednio czasem załączania i wyłączania tranzystora. Dla uproszczenia obliczeń w dalszych rozważaniach przyjmijmy, że prąd i napięcie tranzystora w stanach przejściowych zmienia się liniowo. Założenie to nie zmienia zasadniczo traconej mocy w tranzystorze, gdyż np. przy załączaniu

$$u_{CE} = E \left( 1 - \frac{t}{t_{on}} \right) \quad ; \quad i_C = I_C \frac{t}{t_{on}} \quad \text{a stąd:}$$

$$W_{om} = \int_0^{t_{om}} E I_C \frac{t}{t_{om}} \left(1 - \frac{t}{t_{om}}\right) dt = \frac{E I_C t_{om}}{6}. \quad (2.1.5)$$

Oszacujmy teraz straty mocy w tranzystorze pracującym pod obciążeniem indukcyjnym. W tym przypadku (rys. 2.1.6) obciążenie jest boczniowane diodą, która rozładowuje podczas wyłączenia tranzystora energię zmagazynowaną w indukcyjności.

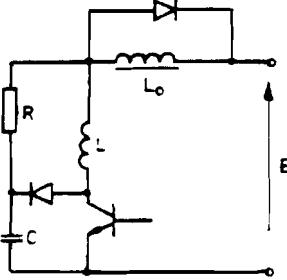


Rys. 2.1.6. Przełączanie tranzystora pracującego na obciążenie indukcyjne

Mozemy przyjąć, że w krótkim czasie przełączania prąd w indukcyjności pozostaje stały, równy  $I_C$ . Stąd w procesie załączania tranzystora prąd kolektora narasta do wartości  $I_C$  przy pełnym napięciu  $u_{CE} = E$ , gdyż przewodzi dioda zwrotna. Dopiero po przyjęciu całego prądu obciążenia przez tranzystor wyłącza się dioda zwrotna i zaczyna spadać napięcie na tranzystorze  $u_{CE}$ . Z kolei przy wyłączaniu, aby wysterowała się dioda zwrotna, najpierw napięcie  $u_{CE}$  musi przekroczyć wartość napięcia źródła, a dopiero wówczas prąd tranzystora może być przejmowany poprzez diodę zwrotną. Straty energii podczas załączania, zgodnie z rysunkiem 2.1.6, wyniosą:

$$W_{om} = E \frac{1}{2} I_C t_1 + I_C \frac{1}{2} E t_2 = \frac{E I_C t_{om}}{2}. \quad (2.1.6)$$

Zależności (2.1.5) i (2.1.6) w konfrontacji z rysunkiem 2.1.1 oraz 2.1.6 wykazują, że straty energii w tranzystorze kluczującym obciążenie indukcyjne są kilkakrotnie większe od strat w przypadku obciążenia rezystancyjnego.



Rys. 2.1.7. Sieć odciążająca tranzystor podczas przełączania

W celu zmniejszenia strat przy przełączaniu wprowadza się tak zwane sieci odciążające [12]. Aby umożliwić zmianę napięcia  $u_{CE}$  podczas narastania prądu w tranzystorze wprowadza się szeregową indukcyjność  $L$  (rys. 2.1.7), a z kolei aby prąd tranzystora  $i_C$  mógł maleć bezpośrednio po jego wyłączeniu wraz ze wzrostem napięcia  $u_{CE}$  równolegle do tranzystora wprowadza się pojemność  $C$ . Jednocześnie, aby ograniczyć prąd rozładowania kondensatora po załączeniu tranzystora,

jak też aby rozładować po wyłączeniu tranzystora energię zgromadzoną w dławiku  $L$ , wprowadza się rezystancję rozładowującą  $R$ .

Dzięki wprowadzonej indukcyjności  $L$  napięcie tranzystora  $u_{CE}$  podczas załączania jest jednoznacznie określone schematem wewnętrznym tranzystora i zgodnie z przyjętym założeniem zmienia się liniowo:

$$u_{CE} = E \left( 1 - \frac{t}{t_{on}} \right). \quad (2.1.7)$$

Prąd tranzystora określany jest działaniem dławika  $L$ , stąd:

$$i_C = \frac{1}{L} \int_0^t (E - u_{CE}) dt = \frac{E}{L} \int_0^t \frac{t}{t_{on}} dt = \frac{E t^2}{2 L t_{on}}. \quad (2.1.8)$$

(Przyjmujemy przy tym, że rezystancja rozładowująca  $R$  jest na tyle duża, że prąd rozładowania kondensatora  $C$  można pominąć).

Przy wyłączeniu, dzięki równoległej pojemności, prąd tranzystora jest określony jego schematem wewnętrznym i, jak założyliśmy, zmienia się liniowo:

$$i_C = I_C \left( 1 - \frac{t}{t_{off}} \right).$$

Napięcie  $u_{CE}$  jest określone procesem ładowania kondensatora (przy zaniedbanym prądzie rozładowania indukcyjności  $L$  poprzez rezystancję  $R$ ), stąd:

$$u_{CE} = \frac{1}{C} \int_0^t (I_C - i_C) dt = \frac{1}{C} \int_0^t \frac{t}{t_{off}} dt = \frac{I t^2}{2C t_{off}} \quad (2.1.9)$$

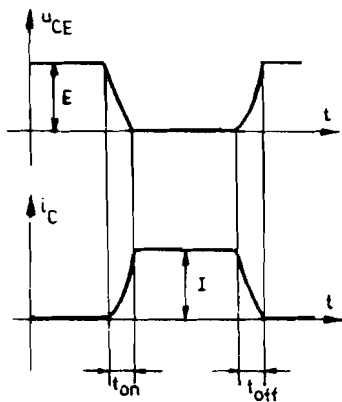
Korzystając z równań (2.1.8) oraz (2.1.9) możemy tak dobrać parametry sieci odciążającej, aby prąd narastał do wartości końcowej podczas załączania w czasie  $t_{on}$ , zaś napięcie  $u_{CE}$  zdążyło narosnąć do wartości  $E$  w czasie  $t_{off}$  (rys. 2.1.8). Wyznaczone w ten sposób parametry sieci odciążającej nazwijmy nominalnymi:  $L_n$  oraz  $C_n$ . Z wymienionych równań otrzymujemy:

$$L_n = \frac{E t_{on}}{2I} \quad \text{oraz} \quad C_n = \frac{I t_{off}}{2E} \quad (2.1.10)$$

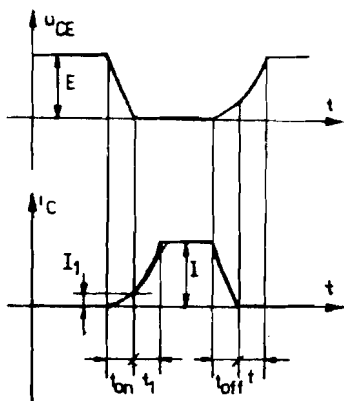
Ze względu na minimalizację strat w tranzystorze wskazane są jak największe elementy sieci odciążającej, ponieważ jednak elementy te są również źródłem poboru dodatkowej energii, należy poszukiwać takich parametrów  $L$  i  $C$ , które minimalizują łączne straty energii.

Weźmy najpierw przypadek, w którym  $L > L_n$  oraz  $C > C_n$ . Oznacza to, że w procesie załączania napięcie  $u_{CE}$  zmaleje do zera (rys. 2.1.9). Przy załączeniu napięcie  $u_{CE}$  opisane jest równaniem (2.1.7). Prąd, w chwili, gdy napięcie  $u_{CE}$  zmaleje do zera, narosnie do wartości

$$i_C(t_{on}) = I_1 = \frac{E t_{on}}{2L} = I \frac{L_n}{L} \quad (2.1.11)$$



Rys. 2.1.8. Zmiany napięcia i prądu przelączonego tranzystora z zastosowaną siecią odciążającą o nominalnych parametrach



Rys. 2.1.9. Zmiany napięcia i prądu przelączonego tranzystora z siecią odciążającą o parametrach większych od nominalnych



Pozostały przedział czasu  $t_1$ , w którym prąd narasta do wartości  $I$  wyznaczamy z równania przyrostowego

$$t_1 = \frac{I - I_1}{di_C/dt|_{t_{on}}} = \frac{I - I_1}{E/L} \quad (2.1.12)$$

Korzystając kolejno z zależności (2.1.11) oraz (2.1.10) otrzymamy

$$t_1 = \frac{t_{on}}{2} \left( \frac{L}{L_n} - 1 \right) \quad (2.1.13)$$

Stąd całkowity czas przełączania:

$$t_c = t_{on} + t_1 = \frac{t_{on}}{2} \left( \frac{L}{L_n} + 1 \right) \quad (2.1.14)$$

Chwilowa moc strat w tranzystorze podczas załączania

$$p = u_{CE} i_C = \frac{E^2}{2L} \left( 1 - \frac{t}{t_{on}} \right) \frac{t^2}{t_{on}} \quad (2.1.15)$$

oraz straty energii w tranzystorze

$$w_r = \int_0^{t_{on}} p dt = \frac{E^2 t_{on}^2}{24L} = \frac{E I t_{on} L_n}{12 L} \quad (2.1.16)$$

Energia pobrana przez sieć odciążającą podczas załączania

$$W_s = \frac{L I^2}{2} = \frac{E I t_{on} L}{4 L_n} \quad (2.1.17)$$

Stąd całkowita energia związana z załączaniem tranzystora wynosi:

$$W_c = W_r + W_s = \frac{E I t_{on}}{2} \left( \frac{1}{6} \frac{L_n}{L} + \frac{1}{2} \frac{L}{L_n} \right) \quad (2.1.18)$$

Ze względu na dwoistość przebiegów te same zależności obowiązywać będą przy wyłączaniu tranzystora. Należy tylko zamienić miejscami odpowiednie wielkości i parametry ( $i_c \rightarrow u_{CE}$ ;  $E \rightarrow I$ ;  $L \rightarrow C$ ;  $L_n \rightarrow C_n$ ).

Przeanalizujmy teraz przypadek, gdy  $L < L_n$  oraz  $C < C_n$ . W tym przypadku prąd w załączonym tranzystorze wzrośnie do wartości ustalonej zanim napięcie  $u_{CE}$  zmaleje do zera i, odwrotnie, przy wyłączaniu napięcie  $u_{CE}$  wzrośnie do  $E$  zanim prąd  $i_c$  zmaleje do zera (rys. 2.1.10).

Czas narastania prądu podczas załączania  $t_1$  określimy z równania (2.1.8)

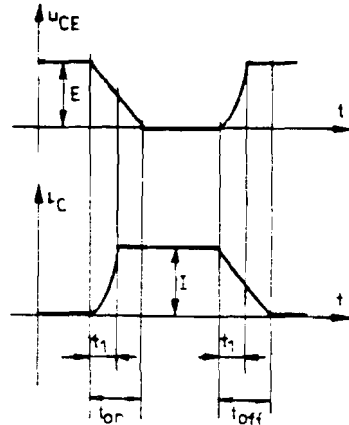
$$t_1 = \sqrt{\frac{2 I_c L t_{on}}{E}} = \sqrt{\frac{L}{L_n}} t_{on}. \quad (2.1.19)$$

Straty energii w tranzystorze w czasie  $t_1$ :

$$\begin{aligned} W_1 &= \int_0^{t_1} u_{CE} i_c dt = \int_0^{t_1} \frac{E^2}{2L} \left(1 - \frac{t}{t_{on}}\right) \frac{t^2}{t_{on}} dt = \\ &= \frac{E^2}{2L} \left(\frac{t_1^3}{3t_{on}} - \frac{t_1^4}{4t_{on}^2}\right) = E I t_{on} \left[\frac{1}{3} \frac{t_1}{t_{on}} - \frac{1}{4} \left(\frac{t_1}{t_{on}}\right)^2\right]. \end{aligned} \quad (2.1.20)$$

Energia tracona w tranzystorze w przedziale czasu  $t_1 \leq t \leq t_{on}$ :

$$\begin{aligned} W_2 &= \int_{t_1}^{t_{on}} u_{CE} i_c dt = \int_{t_1}^{t_{on}} E \left(1 - \frac{t}{t_{on}}\right) I_L dt = \\ &= \frac{E I t_{on}}{2} \left[1 - \frac{t_1}{t_{on}} \left(2 - \frac{t_1}{t_{on}}\right)\right]. \end{aligned} \quad (2.1.21)$$



Rys. 2.1.10. Zmiany napięcia i prądu przełączanego tranzystora z siecią odcciążającą o parametrach mniejszych od nominalnych



### Stąd sumaryczne straty energii w tranzystorze

$$\begin{aligned}
 W_t &= W_1 + W_2 = \frac{E I t_{on}}{2} \left[ 1 - \frac{4}{3} \left( \frac{t_1}{t_{on}} \right) + \frac{1}{2} \left( \frac{t_1}{t_{on}} \right)^2 \right] = \\
 &= \frac{E I t_{on}}{2} \left( 1 - \frac{4}{3} \sqrt{\frac{L}{L_n}} + \frac{1}{2} \frac{L}{L_n} \right). \quad (2.1.22)
 \end{aligned}$$

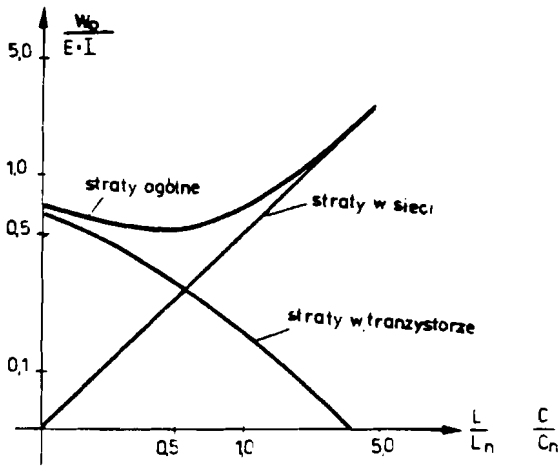
Całkowita energia związana z tranzystorem i siecią odciążającą wynosi:

$$W_c = \frac{E I t_{on}}{2} \left( 1 - \frac{4}{3} \sqrt{\frac{L}{L_n}} + \frac{L}{L_n} \right). \quad (2.1.23)$$

Na zasadzie dwoistości możemy napisać podobne zależności dla procesu wyłączania tranzystora.

Korzystając z wyprowadzonych zależności można określić wielkość strat energii związanej z przełączaniem tranzystora w funkcji parametrów sieci odciążającej, odniesionych do ich wartości nominalnych  $\frac{L}{L_n}; \frac{C}{C_n}$ . Wyniki takich obliczeń w postaci zmian względnej energii strat w układzie podczas przełączania (odniesionej do strat energii w układzie bez sieci odciążającej), w funkcji względnych parametrów sieci [12], przedstawione są na rysunku 2.1.11. Minimalna wartość całkowitej energii traconej wypada przy  $\frac{L}{L_n} = \frac{4}{9}$  i wynosi  $W_{cmin} = \frac{5 E I t_{on}}{9}$ . Te minimalne straty całkowite dzielą się na straty w tranzystorze, równe  $W_t = \frac{1 E I t_{on}}{3}$ , i w sieci odciążającej  $W_s = \frac{2 E I t_{on}}{9}$ .

Powyższe rozważania ilościowe przeprowadzono zanedbując proces rozładowania kondensatora podczas procesu załączania tranzystora oraz rozładowania dławika podczas wyłączania tranzystora. Przyjęto też liniową zmianę napięcia  $u_{CE}$  przy załączaniu i prądu  $i_C$  przy wyłączaniu. Bardziej dokładna analiza z pominięciem powyższych uproszczeń wymaga zastosowania komputerowej techniki symulacyjnej. W takim przypadku tranzystor w stanach przejściowych można traktować jako zmienną przewodność  $g_{ce}(t)$ , zdefiniowaną następująco [26]:



Rys. 2.1.11. Zależność strat mocy podczas przełączania tranzystorów w funkcji wielkości parametrów sieci

– dla stanu załączania:

$$g_{ce}(t) = 0 \quad \text{– przed załączeniem, } t < 0$$

$$g_{ce}(t) = G_{CEsat} \left( \frac{t}{t_{on}} \right)^\beta \quad \text{– w trakcie załączania } 0 \leq t \leq t_{on} \quad (2.1.24)$$

$$g_{ce}(t) = G_{CEsat} \quad \text{– po załączeniu } t_{on} < t$$

gdzie: 
$$G_{CEsat} = \frac{I}{U_{CEsat}};$$

– dla stanu wyłączenia:

$$g_{ce}(t) = G_{CEsat} \quad \text{– przed wyłączeniem } t < 0$$

$$g_{ce}(t) = G_{CEsat} \left( 1 - \frac{t}{t_{off}} \right)^\alpha \quad \text{– w trakcie wyłączenia } 0 \leq t \leq t_{off} \quad (2.1.25)$$

$$g_{ce}(t) = 0 \quad \text{– po wyłączeniu } t_{off} > t.$$

Parametry  $\beta$  i  $\alpha$  dobiera się doświadczalnie, tak aby krzywe aproksymujące (2.1.24) i (2.1.25) były zgodne z przebiegiem zdjętym eksperymentalnie dla danego tranzystora.

## 2.2. Tyrystory

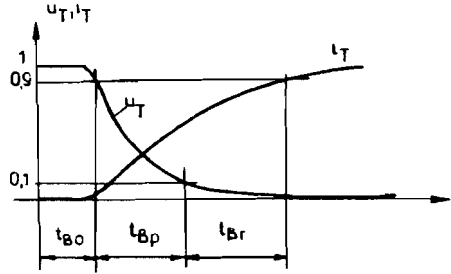
### 2.2.1. Podstawowe właściwości i parametry

Tyrystor jest elementem najczęściej stosowanym w praktyce przekształtnikowej, w szczególności przy układach większej mocy. Jego podstawową zaletą jest impuls prądu bramkowego  $I_{GT}$  o małej wartości, niezbędny do przełączenia w stan przewodzenia elementu, który może mieć znaczne wartości prądu przewodzenia  $I_{T(AV)M}$  (wartość graniczna) i znaczne napięcie wsteczne  $U_{RRM}$  jak i blokowania  $U_{DRM}$  (parametry powtarzalne). Zasadniczym mankamentem jest brak możliwości wyłączenia elementu przy sterowaniu od strony bramki. Przebiegi napięcia i prądu tyrystora w stanach przejściowych podane są na rysunkach 2.2.1 i 2.2.3. Podobnie jak w tranzystorze parametry dynamiczne charakteryzowane są w kolejnych przedziałach czasu. I tak przy załączaniu tyrystora (rys. 2.2.1) definiowane są następujące czasy:

- $t_{Bo}$  – czas opóźnienia mierzony od momentu doprowadzenia impulsu bramkowego do chwili, gdy napięcie na tyrystorze zmaleje do 90% swej wartości początkowej; jego wartość zależy od wielkości napięć i prądów w obwodach bramki i w obwodzie anodowym oraz od temperatury;
- $t_{Bp}$  – czas przełączania, w którym napięcie na tyrystorze zmaleje od 90% do 10% swej początkowej wartości; wartość tego czasu zależy w praktyce wyłącznie od parametrów obwodu zewnętrznego;
- $t_{BR}$  – czas rozprzestrzeniania liczony od momentu, w którym prąd tyrystora wzrośnie do 90% swej wartości końcowej; wartość tego czasu musi być ograniczona stromością narastania prądu  $\frac{di_T}{dt}$  (za pomocą elementów zewnętrznych); przekroczenie zalecanego parametru  $\frac{di_T}{dt}$  grozi przegrzaniem struktury.

Suma tych czasów stanowi czas załączania tyrystora i wyznacza minimalną długość bramkowego impulsu sterującego.

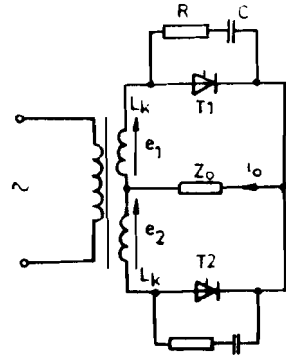
Istnieje niebezpieczeństwo samoczynnego wyzwolenia się tyrystora przy braku impulsu wyzwalającego. Może tak się stać, gdy stromość opadania napięcia przykładanego do tyrystora będzie zbyt duża (większa od dopuszczalnej  $\frac{dU_D}{dt}$ ). Tyrystor jest



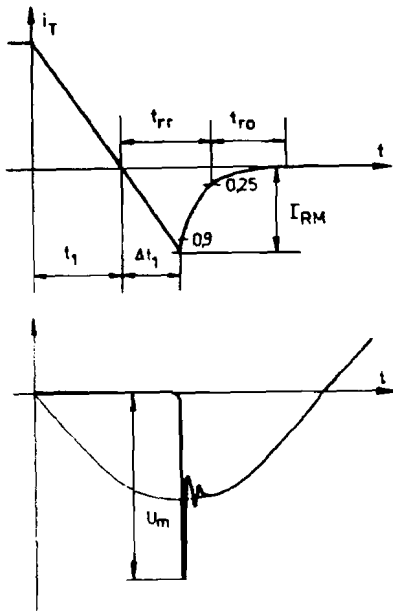
Rys. 2.2.1. Przebiegi napięcia i prądu podczas załączania tyrystora

wówczas wyzwalały prądem, który pojawia się w pojemności pomiędzy bramką a katodą.

Wyłączanie tyrystora odbywa się poprzez wymuszenie napięcia wstecznego na tyrystorze, przy czym napięcie to może pochodzić bezpośrednio ze źródła zasilającego (komutacja naturalna) lub z dodatkowego układu kształtującego to napięcie (komutacja wymuszona). Zaobserwujemy mechanizm wyłączania tyrystora przy komutacji naturalnej w prostym układzie prostownika dwupołówkowego (rys. 2.2.2). Zakładamy przy tym, że wskutek indukcyjnego charakteru obciążenia prąd  $i_o = I_o = \text{const.}$  Wyzwolenie tyrystora  $T_2$  przy przewodzącym tyrystorze  $T_1$  powoduje przejmowanie prądu z obwodu tyrystora  $T_1$  do  $T_2$ , przy czym stromość zmniejszania się prądu w tyrystorze  $T_1$  jest uwarunkowana indukcyjnością źródła (rys. 2.2.3). W czasie  $t_1$  prąd ten maleje do zera, a następnie płynie w kierunku przeciwnym z tą samą stromością, rozładowując ładunek nagromadzony w czasie przewodzenia. Po czasie  $\Delta t_1$  prąd wsteczny osiąga wartość maksymalną  $I_{RM}$ , która jest zależna od zgromadzonego ładunku. Po czasie  $\Delta t_1$  (gdy zaszła rekombinacja nośników) prąd wsteczny gwałtownie maleje. Nagła zmiana prądu w obwodzie z indukcyjnością wywołuje



Rys. 2.2.2. Dwupołówkowy prostownik tyrystorowy



Rys. 2.23. Przebiegi napięcia i prądu tyrystora podczas wyłączenia

istotnym parametrem elementu, szczególnie podczas pracy przy wyższych częstotliwościach.

przebiegi, które może zniszczyć tyrystor, jeżeli jego wartość przekroczy niepowtarzalne napięcie wsteczne  $U_{RSM}$ . Dla pomniejszenia tej wartości stosuje się obwody RC bocznikujące tyrystor.

Jako dynamiczne parametry procesu wyłączenia definiuje się następujące czasy:

- $t_{rr}$  - czas rekombinacji, określony od momentu przejścia wyłączanego prądu przez zero do punktu przecięcia się prostej (poprowadzonej przez punkty  $0,9 I_{RM}$  oraz  $0,25 I_{RM}$ ) z osią czasu  $t$ ,
- $t_{ro}$  - czas odzyskiwania własności zaworowych, który musi upłynąć, aby tyrystor odzyskał zdolności blokowania napięcia.

Suma tych czasów stanowi czas wyłączenia tyrystora, który jest bardzo

### 2.2.2. Zabezpieczanie od przebiegów komutacyjnych

Zastanówmy się jak dobrać parametry bocznikującego obwodu RC, aby uniknąć przy wyłączaniu przebiegi niebezpiecznego dla tyrystora. Analizę przeprowadzimy na przykładzie układu prostownika z rysunku 2.2.2. Ponieważ założyliśmy stały prąd w obciążeniu, w rozpatrywaniu stanów przejściowych możemy ten obwód pominąć. W schemacie zastępczym pozostaje więc napięcie źródła  $u = e_1 + e_2$ , szeregowo indukcyjność  $L = 2L_k$  oraz obwód RC zwarty poprzez tyrystor  $T_1$  (tyrystor  $T_2$  również przewodzi i bocznikuje swój obwód RC) (rys. 2.2.4). Proces przebiegowy wywołujemy poprzez otwarcie łącznika symulującego  $T_1$ . Powstaje więc obwód elektryczny opisany równaniem różniczkowym:

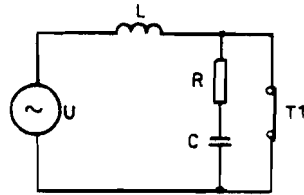
$$LC \frac{d^2 u_c}{dt^2} + RC \frac{du_c}{dt} + u_c = u = U_m \sin \varphi, \quad (2.2.1)$$

przy warunku początkowym  $u_c(0) = 0$ ;

$$C \frac{du_c}{dt} \Big|_{t=0} = I_{RM} = \frac{di_T}{dt} \Delta t_1,$$

gdzie:

- $u_c$  – napięcie kondensatora,
- $\varphi$  – faza napięcia zasilającego, przy której nastąpiło otwarcie obwodu (zaniedbujemy chwilową zmianę napięcia zasilającego w krótkim czasie przełączenia).



Rys. 2.2.4. Schemat zastępczy obwodu prostownika dwupółokowego podczas wyłączenia tyrystora T1

Natomiast napięcie na tyrystorze związane jest z napięciem kondensatora następująco:

$$u_T = u_c + RC \frac{du_c}{dt}. \quad (2.2.2)$$

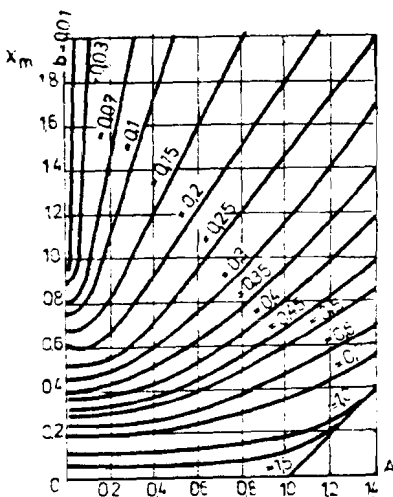
Rozwiązując równania (2.2.1) oraz (2.2.2), z uwzględnieniem stromości zmian prądu w wyłączonym obwodzie  $\frac{di_T}{dt} = \frac{U_m}{L} \Delta t_1 \sin \varphi$ , otrzymamy równania [14]:

$$u_T = U_m \sin \varphi \{ 1 - \exp(-\omega_o b \Delta t_1) [(2\omega_o b \Delta t_1 - 1) \cos \omega_1 t + \frac{\omega_o}{\omega_1} (\omega_o \Delta t_1 - 2\omega_o b^2 \Delta t_1 + b) \sin \omega_1 t] \}, \quad (2.2.3)$$

gdzie:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}; \quad b = \frac{1}{2} \omega_o RC = \frac{1}{2} R \sqrt{\frac{C}{L}}$$

$$\omega_1 = \omega_o \sqrt{1 - b^2}.$$



Rys. 2.2.5. Wykresy względnej wartości napięcia w funkcji parametru A przy różnym tłumieniu b

Maksymalne przebiegi wystąpi przy wyłączaniu tyrystora w momencie, gdy faza napięcia zasilającego wynosi  $\varphi = \frac{\pi}{2}$ . Przebieg czasowy tego napięcia uzależniony jest od dwóch parametrów — b i  $\Delta t_1$ . Korzystając z powyższej zależności można określić wartość maksymalną napięcia jako funkcję parametrów b i  $\Delta t_1$ . Odpowiednie wykresy przedstawione są w literaturze [28], która ponadto precyzuje parametry zastępcze obwodu z rysunku 2.2.4 dla różnych konfiguracji prostowników. Przykładowy wykres prezentuje rysunek 2.2.5, na którym przedstawiono zmiany względnego napięcia określonego jako

$$x_m = \frac{U_{RM} - U_m}{U_m} \quad \text{w funkcji parametru} \quad A = \frac{I_{RM} R}{U_m} \quad \text{przy ustalonych war-}$$

tościach b. Znając więc wartość powtarzalnego napięcia wstecznego  $U_{RM}$  charakterystyczną dla określonego tyrystora, wartość maksymalną  $U_m$  napięcia źródła zasilającego oraz wartość maksymalną prądu wstecznego  $I_{RM}$  możemy określić współczynnik tłumienia b, określający parametry obwodu RC. Przy tym wartość rezystancji R dobieramy tak, aby chwilowy prąd rozładowania kondensatora C po ponownym załączeniu tyrystora  $T_1$  ograniczyć poniżej 40 A. Stąd  $R \geq \frac{U_m}{40}$ .

Wartość  $I_{RM}$  obliczamy na podstawie znajomości  $\Delta t_1$ ;  $I_{RM} = \frac{di_T}{dt} \Delta t_1$ . Często jednak w katalogach zamiast czasu  $\Delta t_1$  podawany jest ładunek  $Q_T$ , wówczas  $\Delta t_1$  wyznaczamy na podstawie zależności:

$$Q_T = 0,5 I_{RM} t_T \quad \text{zaś} \quad \Delta t_1 = \frac{t_T}{k}, \quad \text{gdzie: } k = 1, 2 \div 1,5$$

stąd:

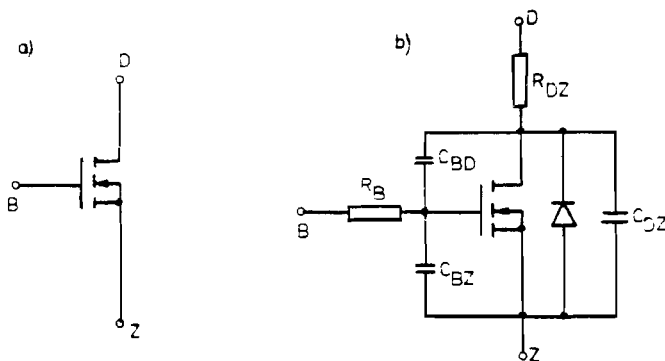
$$\Delta t_1 = \sqrt{2 Q_{rr} k^{-1} \left( \frac{di_T}{dt} \right)^{-1}}.$$

W przypadku zupełnego braku danych katalogowych  $\Delta t_1$  można szacować na poziomie  $10 \mu s$ .

## 2.3. Tranzystory unipolarne z izolowaną bramką (typu MOSFET)

### 2.3.1. Podstawowe właściwości i charakterystyki

W ciągu ostatnich lat w zastosowaniach przekształtnikowych, szczególnie w układach pracujących przy dużych częstotliwościach (powyżej 20 kHz nawet do 100 kHz, a niekiedy i 200 kHz) proponowane są tranzystory unipolarne z izolowaną bramką (ang. Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor). Symbol i schemat zastępczy takiego tranzystora pokazany jest na rysunku 2.3.1.



Rys. 2.3.1. Symbol i schemat zastępczy tranzystora typu MOSFET

Zasadniczą różnicą w stosunku do tranzystora bipolarnego jest to, że jest to element sterowany napięciowo. Ze względu na izolację elektryczną bramki od źródła (rezystancja warstwy dielektryka stanowiąca o rezystancji wejściowej jest rezystancją rzędu  $10^{14} \Omega$ ). MOSFET jest elementem o wielkim wzmocnieniu prądowym i wielkiej impedancji wejściowej. Impuls napięciowy doprowadzany pomiędzy bramką a źródłem w celu



włączenia tranzystora dostarcza prądu ładowania pojemności wejściowej w pożądanym czasie. Zgodnie ze schematem zastępczym pojemność wejściowa jest sumą pojemności uformowanych poprzez strukturę tlenko-metalową bramki:  $C_{BD}$  – pomiędzy bramką i drenem oraz  $C_{BZ}$  – pomiędzy bramką i źródłem. Dla osiągnięcia więc dużej szybkości przełączania rezystancja źródła sterującego  $R_g$  musi być bardzo niska.

Wymaganą rezystancję źródła oraz pożądaną prąd sterowania można oszacować z zależności [8]:

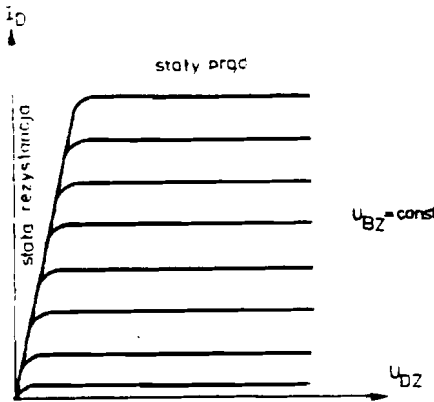
$$R_g = \frac{t_r (\text{lub } t_f)}{2,2 C_{iss}} \quad \text{oraz} \quad I_g = C_{iss} \frac{dU_g}{dt}, \quad (2.3.1)$$

gdzie:

- $R_g$  – rezystancja źródła sterującego [ $\Omega$ ],
- $C_{iss}$  – pojemność wejściowa tranzystora [pF],
- $\frac{dU_g}{dt}$  – stromość zmian napięcia sterującego [ $V/\mu s$ ].

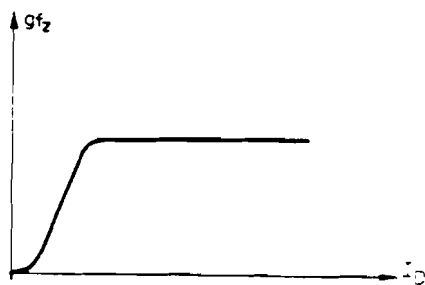
MOSFET przestaje przewodzić po zaniku napięcia sterującego, prezentując dużą impedancję pomiędzy źródłem a drenem, nie wymaga więc żadnego prądu rewersyjnego do wyłączenia, jak jest to w przypadku tranzystora bipolarnego.

Rysunek 2.3.2 ilustruje przykładowe charakterystyki napięciowo-prądowe tranzystora typu MOSFET. Gdy wzrasta napięcie pomiędzy drenem a źródłem (przy stałym napięciu bramka-źródło) aż do ustalonego napięcia zwanego napięciem odcięcia, prąd drenu wzrasta proporcjonalnie. Gdy napięcie  $U_{DZ}$  dalej wzrasta wymuszany jest stały prąd drenu. MOSFET jako klucz pracuje w pierwszym zakresie (stałej rezystancji, gdy napięcie  $U_{DZ}$  jest proporcjonalne do prądu drenu  $i_D$ ). Rezystancja przewodzenia  $R_{DZ, on}$  jest ważnym parametrem, podobnie jak  $U_{CE, sat}$  w przypadku tranzystora bipolarnego, gdyż określa straty mocy przy określonym prądzie drenu.



Rys. 2.3.2. Charakterystyka prądowo-napięciowa tranzystora typu MOSFET

Dostrzegalny prąd drenu zaczyna płynąć, gdy napięcie bramki przekroczy wartość progową praktycznie równą  $2 \div 4$  V. Powyżej tego napięcia zależność pomiędzy prądem drenu a napięciem bramki jest w praktyce proporcjonalna. Typowy kształt zmian konduktancji przejściowej (definiowanej jako stosunek zmian prądu drenu do przyrostu napięcia bramki) w funkcji prądu drenu pokazuje rysunek 2.3.3. Konduktancja ta szybko osiąga „nasylenie”, gdy prąd drenu rośnie, niefortunnie



Rys. 2.3.3. Zmiany konduktancji przejściowej w funkcji prądu drenu

– rośnie także pojemność wejściowa MOSFET-a. Stąd, ponieważ napięcie bramki musi dostarczyć prądu ładującego te pojemności, jego wartość dla uzyskania maksymalnej szybkości przełączania tranzystora musi być dobrana rozsądnie. Dodatkową zaletą tranzystora polowego jest to, że nie występuje w nim tzw. drugie przebicie, które w tranzystorze bipolarnym związane jest z przekraczaniem w stanach przejściowych dopuszczalnych parametrów prądowo-napięciowych. W konsekwencji MOSFET może przełączać przy dopuszczalnym prądzie i napięciu bez potrzeby stosowania sieci odciążających.

### 2.3.2. Układy sterowania tranzystorem polowym typu MOSFET

Ponieważ tranzystory typu MOSFET są preferowane do pracy przy wysokiej częstotliwości, określone przedsięwzięcia muszą być podejmowane dla zapobiegania przed powstawaniem oscylacji. Podstawowym środkiem zapobiegawczym jest minimalizacja doprowadzeń do elektrod tranzystora, szczególnie do bramki. Jeżeli krótkie doprowadzenia nie są możliwe, należy zastosować ferrytowy wałek lub, szeregowo z bramką, małą rezystancję [8]. Każdy z tych elementów umieszczony blisko bramki tranzystora tłumi oscylacje pasożytnicze.

Z powodu dużej impedancji wejściowej tranzystora impedancja źródła sterującego musi być niska dla uniknięcia dodatkowego sprzężenia, które może wywołać oscylacje. Zauważmy na marginesie, że duża jest wejściowa impedancja statyczna, impedancja dynamiczna zmienia się wraz z częstotliwością.

Napięcie pomiędzy bramką a źródłem nie może przekroczyć wartości określonej przez producenta (max.  $20 \div 30$  V) łącznie z możliwymi przepięciami, gdyż krzemowo-tlenkowa warstwa pomiędzy regionami bramki a regionami źródła może być łatwo przebita [8].

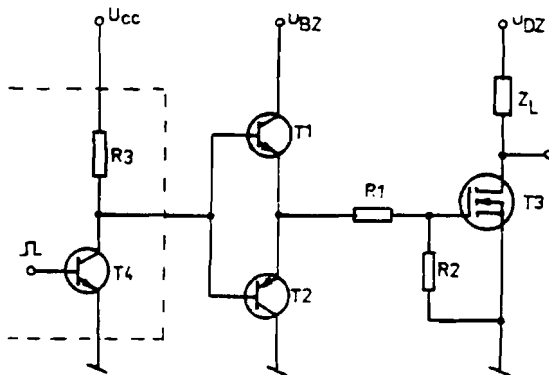
Możliwe, aczkolwiek nie zalecane, jest sterowanie tranzystorów typu MOSFET bezpośrednio z układów TTL, ponieważ w przypadku tym tranzystor przed osiągnięciem nasycenia zbyt długo pracuje w zakresie liniowym, co pozostaje w sprzeczności z szybkim przełączaniem. Dla szybkiego przełączania niezbędne jest źródło, które szybko naładuje pojemność wejściową tranzystora. Takie źródło przedstawione jest na rysunku 2.3.4, przy czym tranzystory  $T_1$  i  $T_2$  winny mieć wysokie wzmocnienie. Do obliczania prądów w tych tranzystorach można wykorzystać następujące zależności [8]:

– prąd ładowania (tranzystor  $T_1$ )

$$I_{\text{lad}} = \frac{C_{BZ} V_{BZ}}{t_r} ; C_{BZ} = C_{iZZ} - C_{rZZ} , \quad (2.3.2)$$

gdzie:

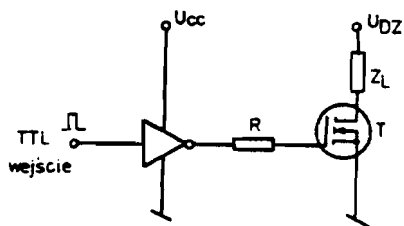
- $C_{BZ}$  – pojemność bramka – źródło [pF],
- $C_{iZZ}$  – pojemność wejściowa [pF],
- $C_{rZZ}$  – zwrotna pojemność przejściowa [pF],
- $V_{BZ}$  – napięcie pomiędzy bramką a źródłem [V],
- $t_r$  – czas narastania impulsu [ $\mu$ s];



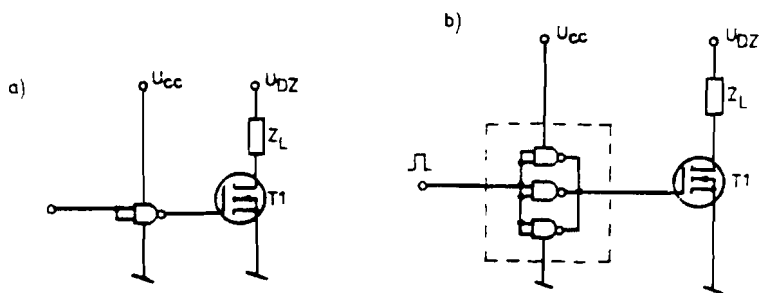
Rys. 2.3.4. Układ sterowania tranzystorem typu MOSFET

- prąd rozładowania ( tranzystor  $T_2$ ), przy założeniu, że czas rozładowania pojemności pomiędzy bramką a drenem jest jednako-  
wy,  $t_r = t_f$ :

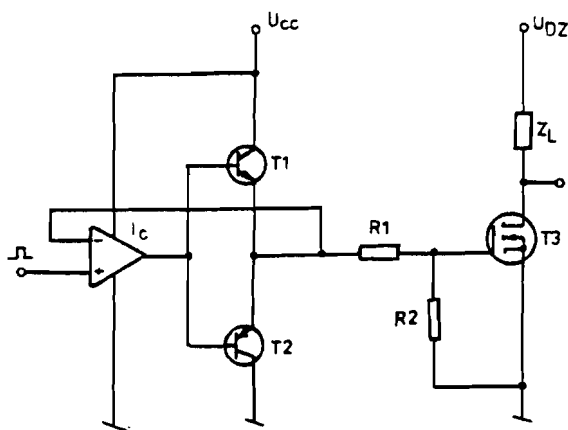
$$I_{rozlad} = \frac{C_{rZZ} V_{DZ}}{t_r} \quad (2.3.3)$$



Rys. 2.3.5. Sterowanie tranzystorem MOSFET ze sterownika scalonego



Rys. 2.3.6. Sterowanie tranzystorem MOSFET za pomocą bramek CMOS



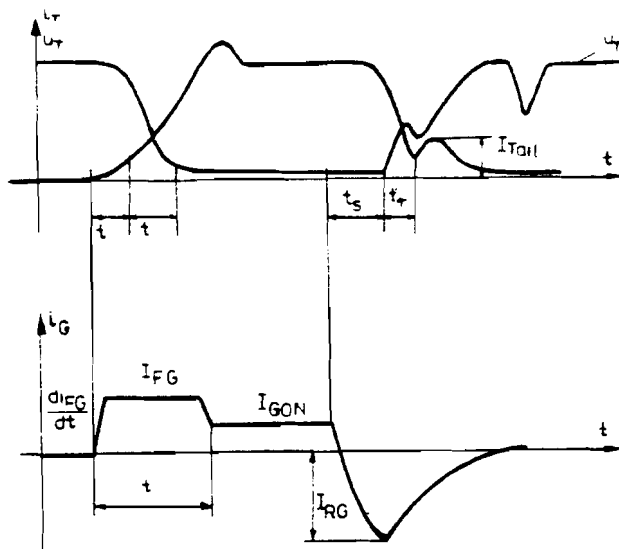
Rys. 2.3.7. Sterowanie tranzystorem MOSFET za pomocą wzmacniacza operacyjnego

Tranzystor typu MOSFET może być sterowany za pomocą scalonego sterownika wysokiego prądu DS0026, jak na rysunku 2.3.5. Można również sterować omawianym tranzystorem bezpośrednio za pomocą bramki CMOS (rys. 2.3.6a). Przy tym sposobie sterowania można uzyskać czasy narastania i opadania w granicach 60 ns. Dla przyspieszenia przełączania łączy się kilka bramek równolegle (rys. 2.3.6b). Można także sterować tranzystorem typu MOSFET za pomocą wzmacniacza operacyjnego uzupełniając jednak układ tranzystorowym wtórnikiem buforowym dla powiększenia szybkości (rys. 2.3.7)

## 2.4. Tyrystory wyłączalne prądem bramki

Przodujące firmy światowe produkują tyrystory wyłączalne prądem bramki GTO (ang. gate turn off). Ich parametry graniczne są coraz wyższe i przewiduje się, że mogą osiągnąć wartości identyczne z wartościami tyrystorów konwencjonalnych.

Przebiegi prądów i napięć w obwodzie głównym i w obwodzie bramki tyrystora podczas procesów załączania i wyłączania przedstawia rysunek 2.4.1.



Rys. 2.4.1. Przebiegi napięcia i prądu podczas przełączania GTO

Tyristor jest załączany impulsem bramkowym o wartości  $I_{FG}$ , przy czym dla podtrzymania przewodzenia wymagany jest prąd bramki o wartości  $I_{GON}$ . Tyristor jest wyłączany ujemnym prądem bramki o wartości maksymalnej  $I_{RG}$ . Przebieg procesu wyłączania jest odmienny niż w tyristorze klasycznym, przy czym charakterystyczne jest przeciąganie prądu tyristora tzw. „ogon” prądowy, który jest przyczyną znacznych strat wyłączania. Dla zmniejszenia strat przy wyłączaniu stosuje się, podobnie jak w bipolarnych tranzystorach mocy, sieci odciążające. Przykładowe zalecane parametry impulsów sterujących są następujące [9]:

$$I_{GON} = (2 \div 5) \text{ A} ; I_{FG} = (4 \div 6) I_{GON} ; \text{ przy } t_{w1} = (10 \div 20) \mu\text{s}$$

oraz 
$$\frac{d i_{FG}}{dt} = (10 \div 15) \text{ A} / \mu\text{s}$$

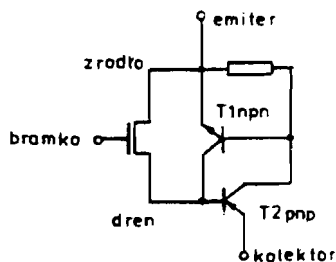
$$I_{RG} = 1,5 \frac{I_T}{h_{FE}}, \text{ gdzie } h_{FE} - \text{współczynnik wzmocnienia prądowego}$$

$$h_{FE} = \frac{I_T}{I_G} = 5.$$

Ten niewielki współczynnik wzmocnienia prądowego jest jednym z mankamentów w zastosowaniach GTO.

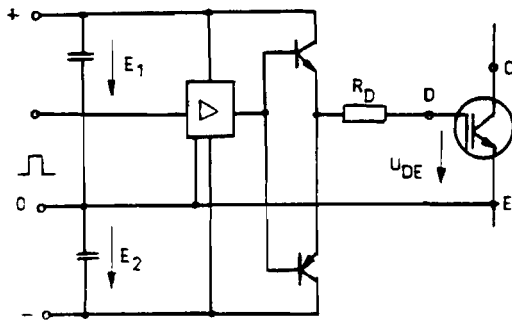
## 2.5. Tranzystory bipolarnie z izolowaną bramką

Tranzystor bipolarny z izolowaną bramką IGBT (isolated gate bipolar transistor) łączy w sobie pozytywne cechy tranzystora bipolarnego i tranzystora typu MOSFET. Jego schemat zastępczy pokazany jest na rysunku 2.5.1. Element ten charakteryzuje się krótkim czasem przełączania przy jednocześnie wysokim poziomie prądów przewodzenia. Produkowane obecnie elementy charakteryzują się prądami; 15–400 A przy napięciu 500–1000 V [4]. Podobnie jak MOSFET jest to element sterowany napięciowo, chociaż i tu, z powodu pojemności

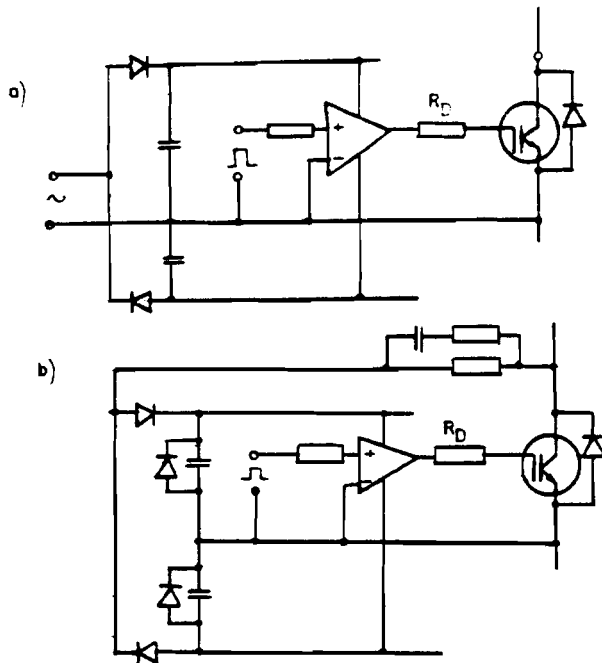


Rys. 2.5.1. Schemat zastępczy tranzystora IGBT

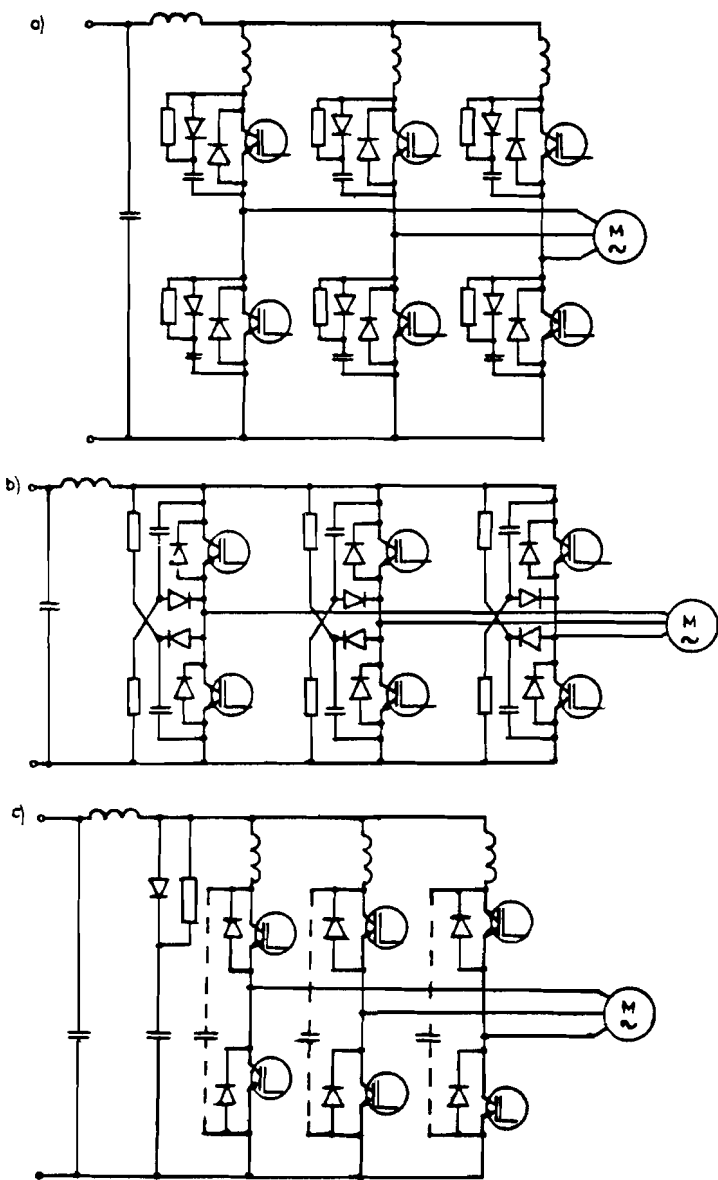
wejściowych, do przełączenia niezbędne są krótkie impulsy prądowe. Stopień sterujący tranzystorem IGBT pokazany jest na rysunku 2.5.2.



**Rys. 2.5.2.** Stopień sterujący (ang. driver) tranzystorem IGBT



**Rys. 2.5.3.** Stopień sterujący tranzystorem IGBT: a) zasilany z zewnętrznego źródła przemiennego, b) zasilany z obciążenia



Rys. 254 Zabezpieczenie IGBT przed przepięciami

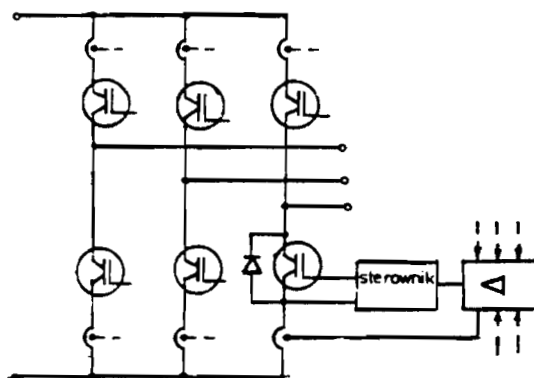
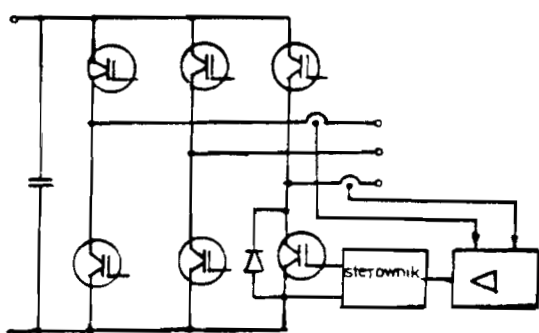
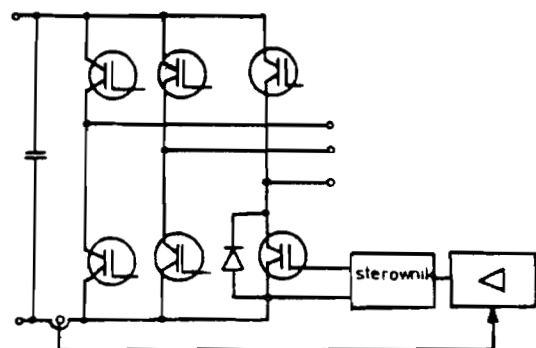


Poprzez dobór napięć  $E_1$  i  $E_2$  i rezystancji  $R_D$ , możemy wpłynąć na napięcie kolektor–emiter w stanie nasycenia, jak również na czas, a tym samym straty przełączania. I tak dla modułu IGBT o parametrach 50 A/1000 V przy pracy z częstotliwością  $f_o = 20$  kHz wartość maksymalna prądu bramki wynosi 0,9 A a straty mocy w bramce równe są zaledwie 0,13 W [4]. Stąd mogą być one sterowane bezpośrednio z elementów zintegrowanych. Kilka stopni sterujących tranzystorem IGBT ilustruje rysunek 2.5.3.

Tranzystor IGBT pracuje przy wysokich częstotliwościach, stąd bardzo groźne są wszelkie indukcyjności pasożytnicze w obwodzie głównym; one są powodem przebiegów. Dla ich minimalizacji zwraca się szczególnie uwagę na rozmieszczenie doprowadzeń a ponadto stosuje się ograniczniki napięcia. Różne przykłady ograniczników napięcia pokazane są na rysunku 2.5.4.

Na rysunku 2.5.4a dla tłumienia przebiegów zastosowane są typowe sieci odciążające, które dodatkowo regulują straty mocy w tranzystorach podczas przełączania. Podczas wyłączenia tranzystora prąd płynie poprzez diodę i ładuje kondensator do napięcia, przy którym włączy się dioda współpracująca, przejmująca prąd obciążenia. Po załączeniu IGBT kondensator rozładowuje się poprzez rezystancję gdzie zostaje rozproszona zgromadzona energia. Dla przypadku pokazanego, na rysunku 2.5.4b, podczas wyłączenia IGBT energia zmagazynowana w indukcyjności pasożytniczej jest przekazywana do kondensatora, gdyż prąd zamyka się poprzez kondensator i odpowiednią diodę. Przy tym w czasie przewodzenia IGBT kondensator nie rozładowuje się do zera tylko do napięcia zasilania, stąd tylko część energii zgromadzonej w kondensatorze rozprasza się w rezystancji. Obwód ten pełni więc rolę ogranicznika napięcia, nie pełni natomiast roli sieci odciążającej dla tranzystora. Jedno wspólne zabezpieczenie dla całego układu falownika przedstawia rysunek 2.5.4c. Jego funkcja jest identyczna z funkcją ogranicznika z rysunku 2.5.4b. Ewentualnie dodajemy dodatkowe niewielkie pojemności dla zabezpieczenia skutków powodowanych indukcyjnościami pasożytniczymi w gałęziach falownika.

Do zabezpieczenia tranzystorów IGBT przed nadmiernym prądem, w przypadku wzrostu prądu, stosuje się szybkie ich wyłączenie. Przetężenie w falowniku może wystąpić z kilku powodów. Mogą to być zwarcia obciążenia, może też być jednoczesne wysterowanie tranzystorów w jednej gałęzi mostka. Do szybkiego wyłączenia tranzystora niezbędna jest szybka detekcja wartości prądu. Detekcja ta może być dokonywana w różnych miejscach obwodu falownika, jak to pokazuje rysunek 2.5.5.



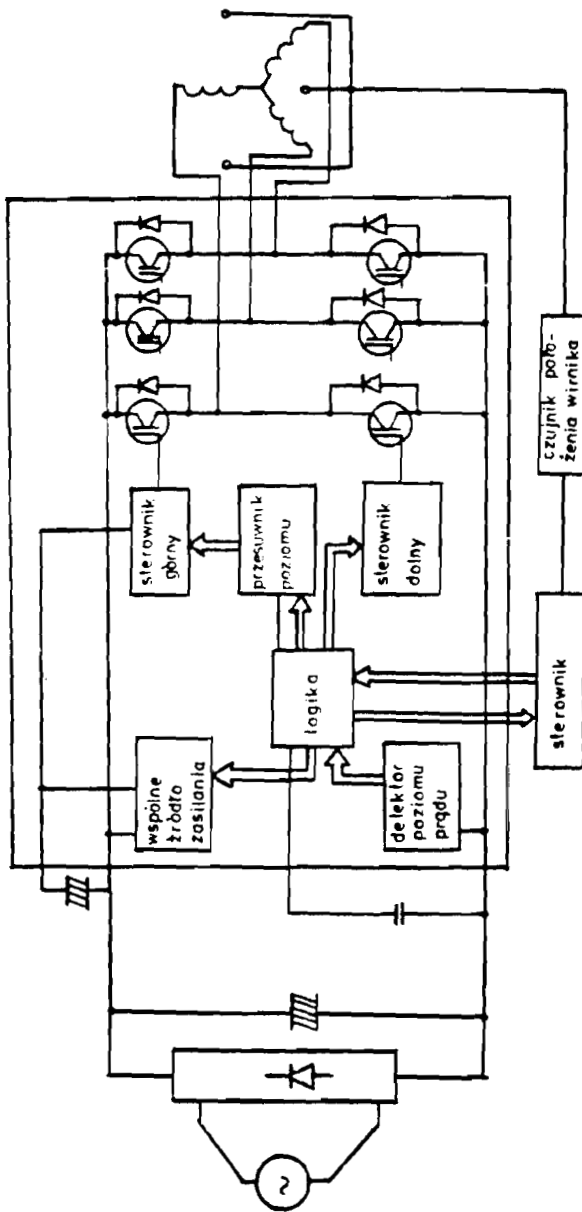
Rys. 2.5.5. Sposoby detekcji prądów przeciążenia

W przypadku odbiornika symetrycznego monitorowany może być prąd wejściowy falownika, jak pokazuje rysunek 2.5.5a, i mogą być wyłączane wszystkie tranzystory IGBT, gdy pojawi się przetężenie. W przypadku asymetrycznego obciążenia monitorujemy prąd wyjściowy (rys. 2.5.5b) jednak w tym przypadku nie zabezpieczymy układu przed zwarciem spowodowanym jednoczesnym wysterowaniem obu tranzystorów w jednej gałęzi. Pełne zabezpieczenie układu przed wszystkimi możliwymi zwarciami zapewnia układ na rysunku 2.5.5c, w którym monitorowane są prądy wszystkich tranzystorów.

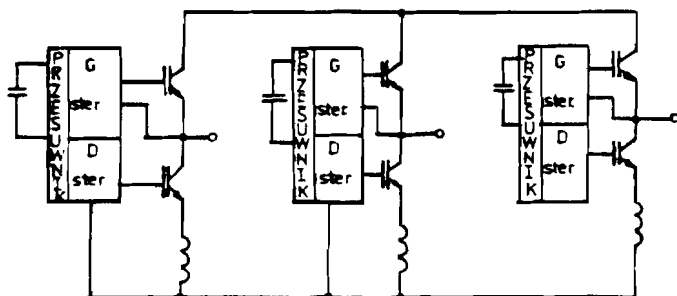
## 2.6. Zintegrowane układy przekształtnikowe

Integracja obwodów przekształtnikowych ma na celu połączenie w jeden monolit tranzystorów mocy ich obwodów sterowania (ang. drivers), zabezpieczeń, obwodów diagnostyki i ewentualnie obwodów sterowania całym przekształtnikiem. Istnieją dwie drogi integracji: monolityczna pastylka (ang. chip) lub moduł hybrydowy. Integracja monolityczna (chip), łącznie z przyrządami mocy, jest ograniczona do układów niskiego napięcia i małej mocy, stosowanych przeważnie w automatyce i gospodarstwie domowym. Przykład takiego układu monolitycznego, który nie zawiera jedynie prostownika, wejściowego kondensatora i układu sterowania falownikiem przedstawia rysunek 2.5.6. Napięcie izolacji tego układu wynosi 250 V [18].

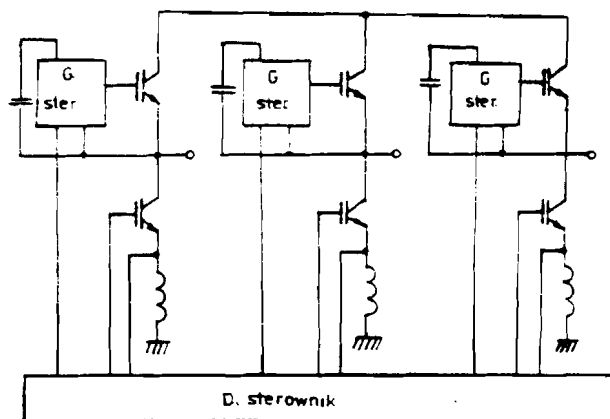
W napędach przemysłowych integracja monolityczna nie jest stosowana z kilku względów. Po pierwsze są to układy o wyższym poziomie mocy, gdzie jako przyrządy występują bipolarne tranzystory lub tyrystory wyłączalne prądem bramki GTO. Ponadto minimalizacja wymiarów w tym przypadku nie jest tak istotna. Istotna jest natomiast minimalizacja kosztów. Monolityczna integracja jest realizowana tylko w tych napędach przemysłowych, które budowane są z zastosowaniem IGBT i ogranicza się tylko do ich obwodów sterowania (drivers). Spotykane są przy tym dwa różne rozwiązania [18]. Rozwiązanie pierwsze ilustruje rysunek 2.5.7. Przedstawiono na nim trzy monolityczne sterowniki z wysokonapięciową izolacją pomiędzy górną a dolną stroną każdy. Drugie rozwiązanie ilustruje rysunek 2.5.8. Do sterowania trzech dolnych tranzystorów wykorzystany jest układ monolityczny (do 40 V izolacji) tranzystory górne zaś sterowane są z trzech niezależnych układów monolitycznych, wykonanych w niskonapięciowej technologii.



Rys. 2.5.6. Schemat blokowy monolitycznego układu falownika



Rys. 2.5.7. Przykład falownika z monolitycznymi półmostkowymi sterownikami tranzystorów

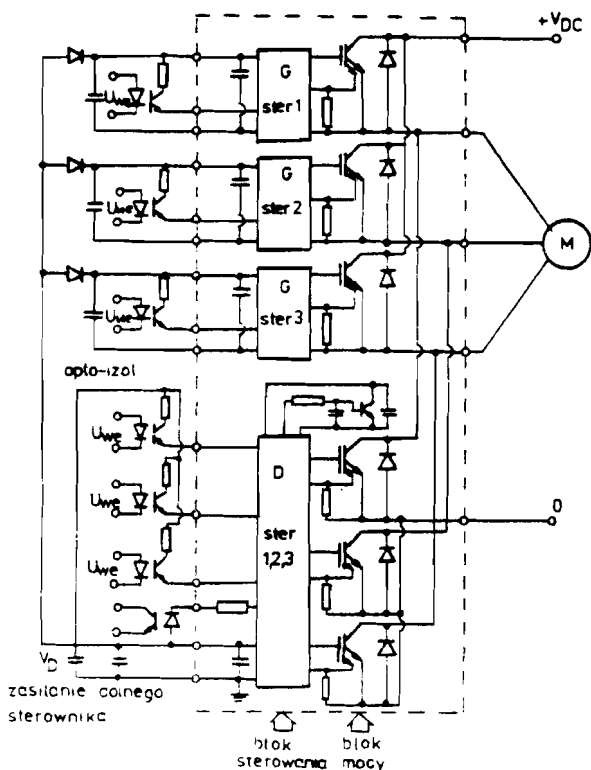


Rys. 2.5.8. Przykład falownika z jednym monolitycznym sterownikiem tranzystorów dolnych i trzema indywidualnymi sterownikami tranzystorów strony górnej

W napędzie przemysłowym rozwijają się układy hybrydowe. Początkiem ich był moduł złożony z górnego i dolnego tranzystora bipolarnego wraz z diodami zwrotnymi. W praktyce spotyka się sześć modułów tranzystor–dioda w jednym opakowaniu stanowiącym kompletny falownik o parametrach 600 V i 50 A lub 1 100 V i 25 A [18].

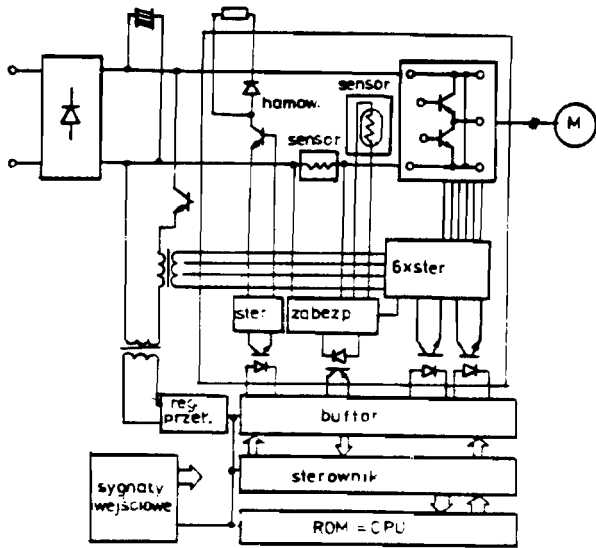
Najbardziej prawdopodobny kierunek rozwoju to wykorzystanie hybrydowej technologii do integracji przekształtnikowych subsystemów,

z których każdy zrealizowany jest jako chip. Przykładowy inteligentny moduł mocy pokazany jest na rysunku 2.5.9.



Rys. 2.5.9. Inteligentny moduł mocy jako przykład hybrydowej integracji monolitycznych układów (chips)

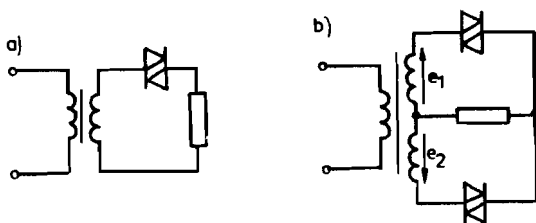
Ma on wymiary zewnętrzne 98 mm × 73 mm × 10 mm. Cztery monolityczne sterowniki (trzy górne indywidualne i jeden dolny wspólny) dostarczają zabezpieczeń przed przetężeniem, wzrostem i spadkiem napięcia oraz przed wzrostem temperatury. Zapewniają także odpowiednią diagnostykę. Blok ma izolację optoelektroniczną [18]. Innym przykładem hybrydowej integracji jest układ na rysunku 2.5.10. Ma on trójfazowy falownik oraz obwód hamowania, sterowniki oraz elementy optoizolacji w jednej obudowie, o wymiarach 90 mm × 115 mm × 21 mm [18].



**Rys. 2.5.10.** Zintegrowany hybrydowo falownik 150 A, 450 A i jego zewnętrzne obwody

### 3. PRZEKSZTAŁTNIKI BEZPOŚREDNIE

Nazwa przekształtnik bezpośredni związana jest z faktem kształtowania pożądanej fali napięcia na wyjściu urządzenia, bezpośrednio z  $q$ -pulsowego układu napięć wejściowych. Zadaniem półprzewodnikowych elementów przełączających, z których budowany jest przekształtnik, jest tworzenie połączeń umożliwiających przepływ prądu pomiędzy kolejnymi napięciami źródła wejściowego a wyjściem. Napięcia wejściowe są bezpośrednio napięciami sieci zasilającej lub napięciami strony wtórnej zastosowanego transformatora wejściowego. Stąd przy jednofazowym źródle zasilającym, w zależności od budowy transformatora wejściowego, mamy do dyspozycji jedno lub dwa napięcia wejściowe (rys. 3.1).



Rys. 3.1. Przekształtnik bezpośredni: a) jednopulsowy, b) dwupulsowy

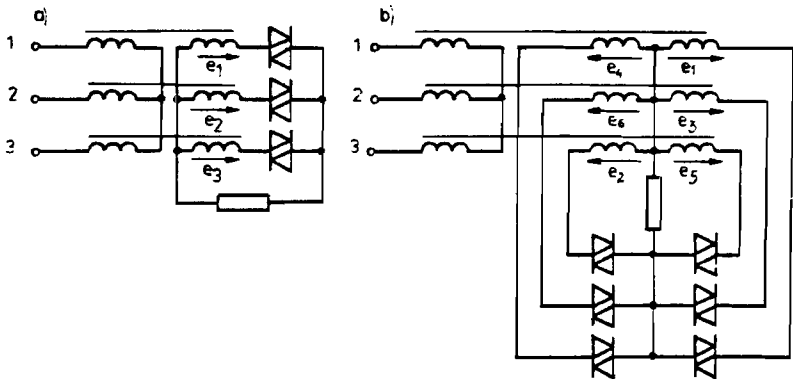
Przedstawiony układ przekształtnika w przypadku ogólnym może mieć dwukierunkowe elementy przełączające, co symbolicznie zaznaczono na rysunku 3.1, przy czym przekształtnik z rysunku 3.1a nazywany jest jednopulsowym, a z rysunku 3.1b dwupulsowym.

Wykorzystując odpowiedni transformator możemy, w przypadku trójfazowej sieci zasilającej, otrzymać trzy lub sześć napięć wejściowych i zbudować przekształtnik trój lub sześciopulsowy (rys. 3.2). Przekształtnik o większej liczbie pulsów możemy uzyskać stosując kilka odpowiednio kojarzonych przekształtników wejściowych [23].

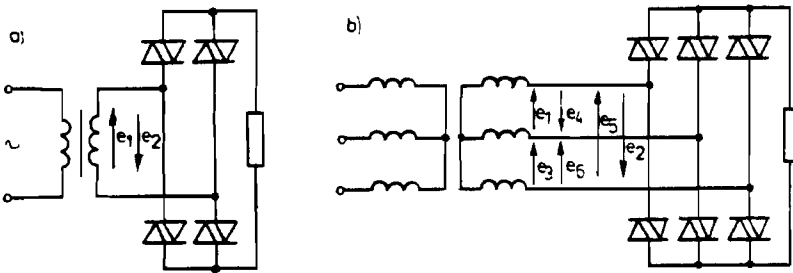
Oznaczmy jako  $k_p$  stosunek skutecznej wartości napięcia wejściowego, z którego kształtowana jest fala wyjściowa, do skutecznej war-



tości napięcia fazowego sieci. W prezentowanych układach stosunek ten jest równy przekładni napięciowej zastosowanego transformatora.



Rys. 3.2. Przekształtnik bezpośredni: a) trójfazowy, b) sześciopulsowy



Rys. 3.3. Mostkowe układy przekształtników bezpośrednich: a) dwupulsowy, b) sześciopulsowy

W zastosowaniach praktycznych chętnie wykorzystuje się tzw. mostkową konfigurację przekształtnika (rys. 3.3). Przy tej konfiguracji napięcie wejściowe kojarzone jest z obciążeniem za pomocą dwóch szeregowo połączonych elementów przełączających, jednego z grupy anodowej i drugiego z katodowej. Przy trójfazowej sieci zasilającej (rys. 3.3b) układ napięć stanowi sześć napięć międzyfazowych, stąd jest to przekształtnik sześciopulsowy, a współczynnik  $k_p$  w tym przypadku jest równy  $k_p = \sqrt{3} k_T$  (gdzie  $k_T$  jest przekładnią transformatora wejściowego).

Podstawową wyodrębnioną grupę wśród przekształtników bezpośrednich stanowią prostowniki.

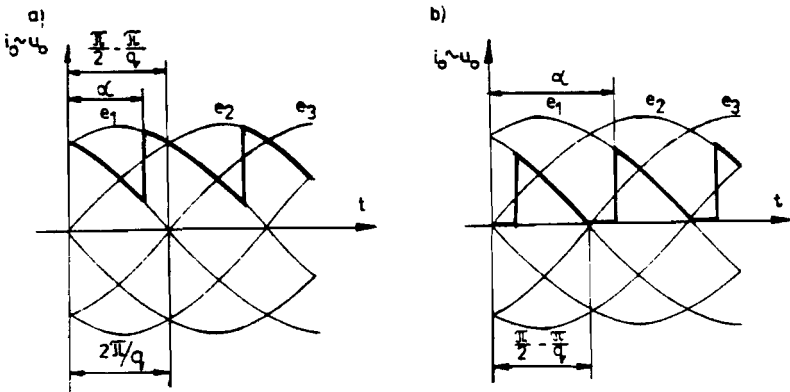
### 3.1. Prostowniki sterowane

Elementami powszechnie stosowanymi do budowy prostowników są diody i tyrystory. Ponieważ analiza prostownika diodowego (niesterowanego) jest szczególnym przypadkiem analizy prostownika tyrystorowego (sterowanego) nie będą one dalej omawiane. Analizując prostowniki sterowane będziemy tworzyć zależności matematyczne ogólne, prawdziwe dla prostownika q-pulsowego (z wyłączeniem prostownika jednopulsowego jako przypadku nietypowego) posługując się przy tym rysunkami dla przypadku sześciopulsowego przy prezentacji przebiegów.

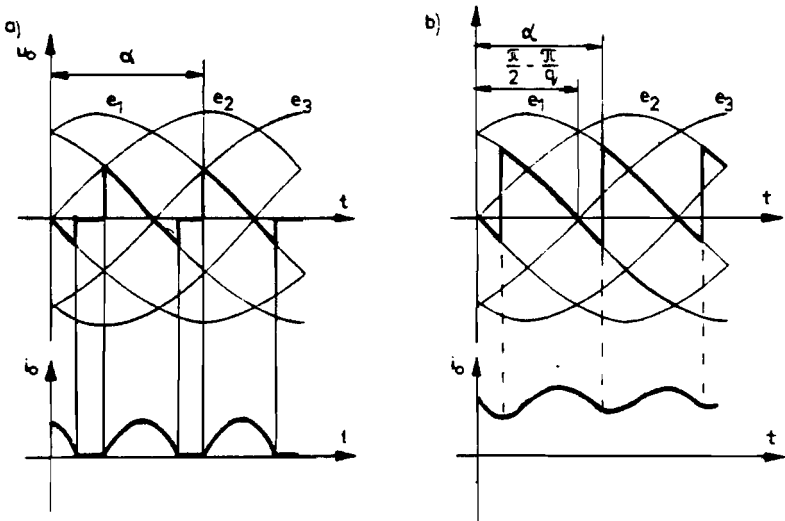
#### 3.1.1. Praca prostownika sterowanego w przypadku obciążenia o różnym charakterze

Aby określony tyrystor (lub para tyrystorów w układzie mostkowym) przewodził prąd od źródła zasilającego do obciążenia musi zostać wysterowany oraz musi mieć dodatni potencjał anody względem katody. Moment wysterowania tyrystora charakteryzuje się za pomocą kąta wysterowania  $\alpha$ . Kąt wysterowania jest miarą opóźnienia momentu wysterowania tyrystora w stosunku do chwili czasowej, w której napięcie wejściowe danego tyrystora (pary tyrystorów w układzie mostkowym) zaczyna przewyższać wartość pozostałe napięcia wejściowe.

Rozważmy najpierw przypadek rezystancyjnego obciążenia prostownika. Przy tym obciążeniu dla kątów wysterowania, spełniających warunek  $0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{q}$ , prąd obciążenia jest ciągły (przez cały czas różny od zera), przy tym przewodzący w określonej chwili tyrystor wyłącza się wskutek uzyskania napięcia wstecznego po wysterowaniu tyrystora kolejnego. Dla kątów wysterowania  $\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{q} \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{q}$  przewodzący tyrystor wyłącza się, gdy skojarzone z nim napięcie wejściowe przyjmuje wartość ujemną, a prąd obciążenia jest nieciągły. Obydwa przypadki są pokazane na rysunku 3.4.



Rys. 34. Prąd i napięcie wyjściowe prostownika obciążonego rezystancją: a) przewodzenie ciągłe, b) przewodzenie nieciągłe

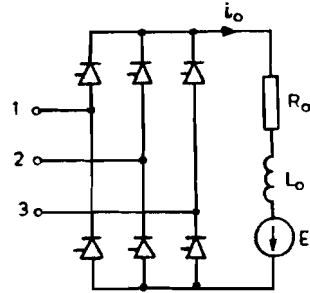


Rys. 35. Napięcie i prąd prostownika obciążonego odbiornikiem o charakterze indukcyjnym: a) przewodzenie nieciągłe, b) przewodzenie ciągłe

W przypadku obciążenia o charakterze rezystancyjno-indukcyjnym zakres przewodzenia ciągłego powiększa się ponad kąty wysterowania  $\alpha = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{q}$ . Dzieje się tak wskutek nagromadzenia energii w indukcyjności podczas narastania prądu obciążenia. Energia ta jest rozładowywana

przy prądzie malejącym, indukującym takie napięcie  $L_o \frac{di_o}{dt}$ , że tyrystor jest spolaryzowany w kierunku przewodzenia (mimo ujemnego napięcia wejściowego) do czasu, gdy prąd tyrystora zaniknie do zera (rys. 3.5a) lub zostanie przejęty przez kolejno wysterowany tyrystor (rys. 3.5b). Maksymalny kąt wysterowania, przy którym jeszcze występuje przewodzenie ciągle dąży do  $\alpha = \frac{\pi}{2}$ , gdy indukcyjność obciążenia dąży do nieskończoności (lub rezystancja obciążenia dąży do zera).

W przypadku odbiornika o charakterze czynnym tak zakres przewodzenia ciągłego, jak i maksymalny kąt wysterowania, może przyjmować znaczne (ekstremalne) wartości. Taki odbiornik, będący obwodem zastępczym twornika maszyny prądu stałego, pokazany jest na rysunku 3.6. Odpowiedni kierunek sem obciążenia E powoduje, że tyrystory prostownika są polaryzowane w kierunku przewodzenia nawet przy ujemnych wartościach napięć wejściowych (rys. 3.7a). Prąd w obciążeniu jest tu wymuszany poprzez sem E, a więc maszyna pracuje jako prądnica oddając



Rys. 3.6. Prostownik obciążony odbiornikiem czynnym (twornikiem maszyny prądu stałego)

energię do sieci poprzez prostownik, o którym mówimy, że znajduje się w zakresie pracy falownikowej. Przy odpowiednio dużej wartości E kąt wysterowania prostownika może mieć maksymalnie dużą wartość, równą:

$$\alpha_{\max} = \pi - v_{oo}, \quad (3.1.1)$$

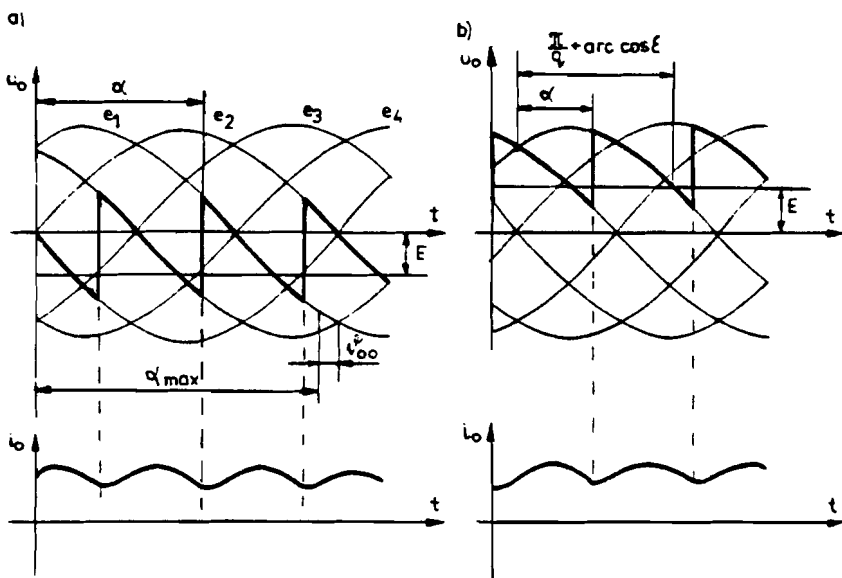
gdzie:

$v_{oo}$  – kąt, w zakresie którego wyłączany tyrystor musi odzyskać właściwości zaworowe  $v_{oo} \geq \omega(t_{rr} + t_{re})$ .

W przypadku gdyby tyrystor, którego prąd zmalał do zera nie zdążył w czasie  $\frac{v_{oo}}{\omega}$  odzyskać właściwości zaworowych nie zostanie wyłączony, gdyż jego napięcie wejściowe stanie się większe od napięcia wejściowego tyrystora, który kolejno ma być załączany (nie będą więc spełnione

warunki komutacji naturalnej). Taki awaryjny stan pracy prostownika w literaturze określany jest mianem przewrotu.

Przy odwrotnym do omówionego kierunku  $E$  maszyna pracuje



Rys. 3.7. Napięcie i prąd prostownika obciążonego odbiornikiem aktywnym: a) praca falownika, b) praca prostownika

jako silnik pobierając energię z sieci poprzez przekształtnik, który znajduje się w zakresie pracy prostownikowej (rys 3.7b). W tym przypadku największy kąt wysterowania  $\alpha$  jest ograniczony do wartości

$$\alpha = \frac{\pi}{q} + \arccos \epsilon \quad (\text{gdzie } \epsilon = \frac{E}{k_p U_{mf}}),$$

gdyż sem oddziałuje w kierunku polaryzowania tyristorów w kierunku zaporowym.

Wyznamy zależność analityczną na przebieg prądu obciążenia w przypadku ogólnym, tzn. przy obciążeniu  $R_o, L_o, E$  (przypadki szczególne otrzymamy przyjmując  $E = 0$  lub  $L_o = 0$ ). Jeżeli niezależną zmienną czasu odmierzać będziemy od momentu wysterowania tyristora (rys. 3.8) właściwe równanie przyjmie postać:

$$k_p U_{mf} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{q} + \alpha\right) = R_o i_o + L_o \frac{di_o}{dt} + E. \quad (3.1.2)$$

Rozwiązując powyższe równanie przy warunku początkowym  $i_o(0) = I_p$ , otrzymamy:

$$i_o = \frac{k_p U_{mf}}{\sqrt{R_o^2 + (\omega L_o)^2}} \left[ \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{q} + \alpha - \varphi_o\right) - \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{q} - \varphi_o\right) e^{-(R_o/L_o)t} \right] - \frac{E}{R_o} \left(1 - e^{-(R_o/L_o)t}\right) + I_p e^{-(R_o/L_o)t}, \quad (3.1.3)$$

gdzie:

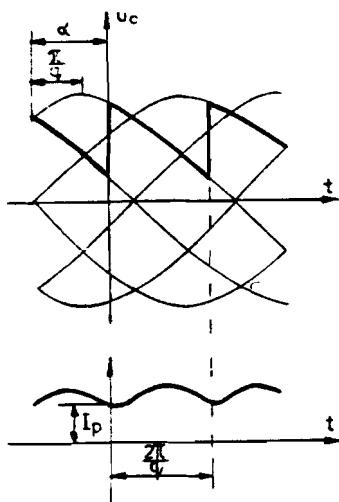
$$\varphi_o = \arctg \frac{\omega L_o}{R_o}.$$

Przy przewodzeniu nieciągłym  $I_p = 0$ . Przy przewodzeniu ciągłym w stanie pracy ustalonej możemy wyznaczyć wartość początkową prądu, przyjmując że dla  $\omega t = \frac{2\pi}{q}$  prąd  $i_o = I_p$ . Warunek określający granicę przewodzenia ciągłego uzyskamy, przyjmując że dla  $\omega t = \frac{2\pi}{q}$  prąd  $i_o = 0$ . Stąd otrzymamy zależność:

$$\varepsilon = \frac{E}{k_p U_{mf}} \frac{\cos\left(\frac{\pi}{q} + \alpha - \varphi_o\right) - \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{q} - \varphi_o\right) e^{-(R_o/L_o) 2\pi/q}}{1 - e^{-(R_o/L_o) 2\pi/q}} \times \frac{R_o}{\sqrt{R_o^2 + (\omega L_o)^2}}. \quad (3.1.4)$$

Powyższa zależność wskazuje na to jaka maksymalna wartość  $E$  może występować w obciążeniu, aby przy określonym kącie wysterowania zachodziło przewodzenie ciągłe. W zastosowaniach praktycznych dążymy do tego, aby praca była wykonywana przy przewodzeniu ciągłym. Stąd przy interesującym zakresie zmian parametrów obciążenia staramy się ten stan zapewnić drogą powiększania indukcyjności  $L_o$ .

W dalszej partii materiału zajmować się będziemy tylko przewodzeniem ciągłym, przyjmując w milczeniu, że przy określonym wysterowaniu parametry obciążenia spełniają warunek (3.1.4).



Rys. 3.8. Przebieg napięcia i prądu prostownika w czasowym układzie odniesienia a początku w momencie wysterowania tyrystora

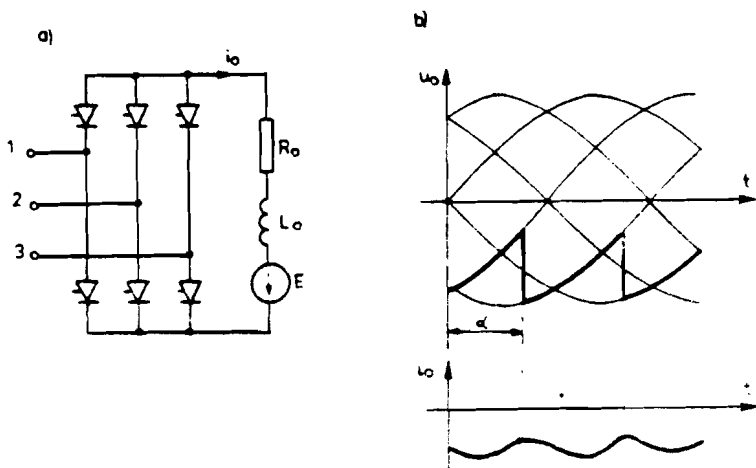
Ponieważ prostownik jest przekształtnikiem napięcia przemiennego na stałe, jako wartość użytkowa interesuje nas przede wszystkim wartość średnia (składowa stała) napięcia wyjściowego  $U_o$ . Przy danym kącie wysterowania  $\alpha$  wartość tę możemy określić z zależności:

$$\begin{aligned}
 U_o &= \frac{q}{2\pi} \int_0^{2\pi/q} k_p U_{mf} \times \\
 &\times \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{q} + \alpha\right) d(\omega t) = \\
 &= \frac{q}{\pi} \sin \frac{\pi}{q} k_p U_{mf} \cos \alpha .
 \end{aligned}
 \tag{3.1.5}$$

Wartość średnia  $U_o$  jest więc dodatnia, gdy  $\alpha < \frac{\pi}{2}$  (przekształtnik pracuje jako prostownik) oraz ujemna, gdy  $\alpha > \frac{\pi}{2}$  (przekształtnik pracuje jako falownik). Prąd w obydwu przypadkach ma wartość dodatnią (rys. 3.7) i tylko w tym kierunku może on płynąć ze względu na sposób włączenia tyrystorów w schemacie z rysunku 3.6. Kształtowana przy tym fala napięcia wyjściowego charakteryzuje się skokowymi zmianami przebiegu z potencjału niższego na wyższy, co jest uwarunkowane wymogami komutacji naturalnej (rys. 3.7). Taki typ fali napięciowej określany jest w literaturze mianem fali typu pozytywnego.

Odwrotny – ujemny kierunek przepływu prądu w obciążeniu (pomijając możliwość zamiany końcówek obciążenia) otrzymamy w prostowniku z odwrotnie włączonymi tyrystorami (rys. 3.9a). Fala napięciowa kształtowana w tym przypadku (ze względu na warunki komutacji natu-

ralnej) charakteryzuje się skokowymi zmianami z potencjału wyższego na niższy (rys. 3.9b) i nazywa się falą typu negatywnego.



Rys. 3.9. Prostownik sterowany kształtujący falę negatywnego typu:  
a) schemat, b) przebieg napięcia i prądu

Fala napięcia wyjściowego poza użyteczną składową stałą zawiera oczywiście wiele harmonicznych niepożądanych, których amplitudę w funkcji kąta  $\alpha$  można wyznaczyć następująco:

$$\begin{aligned}
 a_k &= \frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi/q} k_p U_{mf} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{q} + \alpha\right) \cos(k\omega t) d(\omega t) = \\
 &= \frac{q}{\pi} k_p U_{mf} \left[ \frac{\cos\left(k \frac{\pi}{q} - \alpha\right) \sin\left((k-1)\frac{\pi}{q}\right)}{k-1} + \right. \\
 &\quad \left. + \frac{\cos\left(k \frac{\pi}{q} + \alpha\right) \sin\left((k+1)\frac{\pi}{q}\right)}{k+1} \right]
 \end{aligned}$$



oraz

$$\begin{aligned}
 b_k &= \frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi/q} k_p U_{mf} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{q} + \alpha\right) \sin(k\omega t) d(\omega t) = \\
 &= \frac{q}{\pi} k_p U_{mf} \left[ \frac{\sin\left(k\frac{\pi}{q} - \alpha\right) \sin\left((k-1)\frac{\pi}{q}\right)}{k-1} + \right. \\
 &\quad \left. + \frac{\sin\left(k\frac{\pi}{q} + \alpha\right) \sin\left((k+1)\frac{\pi}{q}\right)}{k+1} \right]
 \end{aligned}$$

i

$$\begin{aligned}
 U_{mk} &= \sqrt{a_k^2 + b_k^2} = \\
 &= \frac{q}{\pi} \sin\frac{\pi}{q} k_p U_{mf} \sqrt{\frac{1}{(qk-1)^2} + \frac{1}{(qk+1)^2} - \frac{2\cos 2\alpha}{(qk-1)(qk+1)}},
 \end{aligned} \tag{3.1.6}$$

gdzie:

$a_k, b_k$  – odpowiednie współczynniki rozkładu Fouriera,  
 $U_{mk}$  – amplituda  $k$ -tej harmonicznej napięcia wyjściowego.

Stąd przebieg chwilowy napięcia wyjściowego przy stałym kącie wysterowania można aproksymować następującym szeregiem:

$$\begin{aligned}
 u_o &= \frac{q}{\pi} \sin\frac{\pi}{q} k_p U_{mf} \times \\
 &\times \left[ \cos\alpha + \sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{\frac{1}{(qk-1)^2} + \frac{1}{(qk+1)^2} - \frac{2\cos 2\alpha}{(qk-1)(qk+1)}} \times \right. \\
 &\times \sin(kq\omega t + \varphi_k),
 \end{aligned} \tag{3.1.7}$$

gdzie:

$$\varphi_k = \arctg \frac{a_k}{b_k}.$$

Symulacja cyfrowa przebiegów wyjściowych przekształtnika, przy założonych uproszczeniach, opierać się może na numerycznym rozwiązywaniu równania typu 3.1.2. W stanach przejściowych wartość prądu obciążenia w kolejnych momentach wysterowania jest oczywiście wielkością zmienną, ponadto w przypadku ogólnym kąt wysterowania może być również wielkością dyskretnie zmienną w czasie. Dlatego do celów symulacji wygodnie jest napięcie wyjściowe zapisać jako wielkość zależną od czasu w postaci ogólnej [5]:

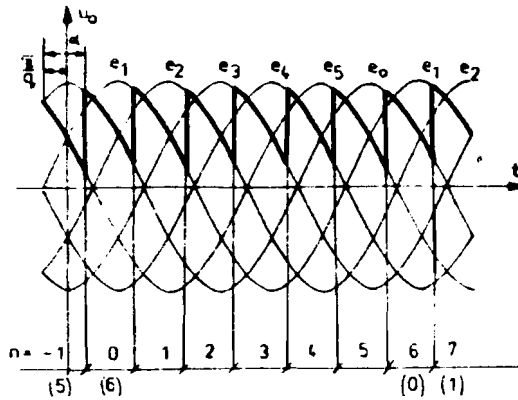
$$u_o = k_p U_{mf} \cos\left(\omega t - n \frac{2\pi}{q}\right), \quad (3.1.8)$$

przy czym:

$n$  – jest to tak zwana zmienna sterująca, która przyjmuje kolejne wartości z szeregu liczb całkowitych (w momentach wysterowania kolejnych tyrystorów) i jednoznacznie określa, które z napięć wejściowych jest w danym momencie doprowadzane do wyjścia.

Z punktu widzenia zależności (3.1.8) każda wartość  $n + q$  jest równoważna z wartością  $n$ , stąd zmienna sterująca może zmieniać się do nieskończoności nie tracąc swych właściwości identyfikacyjnych, co do określania napięcia wyjściowego (rys. 3.10). Zmiany wartości liczbowych  $n$  są „określane” w układzie sterowania prostownikiem. Przy stałym wysterowaniu związek pomiędzy kątem  $\alpha$  a zmienną sterującą ma postać:

$$n = \text{entier} \frac{\omega t - \left(\alpha - \frac{\pi}{q}\right)}{\frac{2\pi}{q}}. \quad (3.1.9)$$



Rys. 3.10. Dyskretne zmiany zmiennej sterującej  $n$

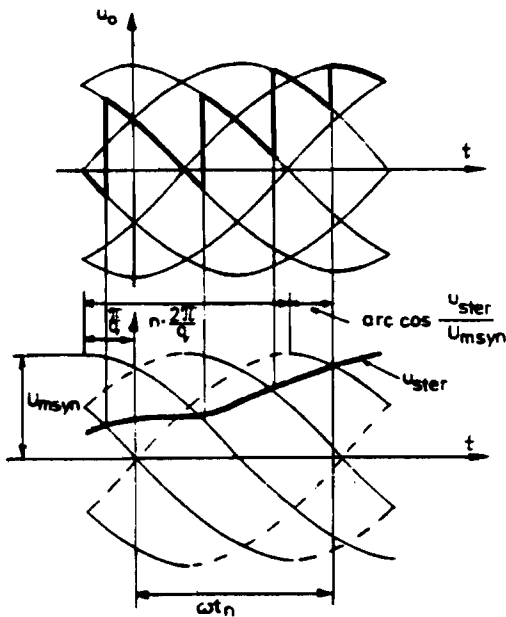
### 3.1.2. Sposoby sterowania prostownikiem

Zadaniem układów sterowania prostownikiem jest generacja impulsów wyzwających w momentach czasu określonych pożądanym kątem wysterowania. Ponieważ kąt wysterowania może zmieniać się tylko w określonym zakresie (wynikającym z warunków komutacji naturalnej), dla wyznaczenia tego zakresu stosuje się napięcia pomocnicze, zwane synchronizującymi, ściśle powiązane z przebiegiem napięć wejściowych. W praktyce stosuje się dwa rodzaje napięć synchronizujących: o przebiegu liniowym lub cosinusoidalnym.

Zasadę wykorzystania cosinusoidalnego napięcia synchronizującego do generacji impulsów wyzwających przedstawia rysunek 3.11. Impuls wyzwający tyrystor generowany jest w momencie zrównania się napięcia sterującego prostownikiem  $u_{\alpha\sigma}$  z opadającym zboczem napięcia synchronizującego. Stąd moment wysterowania wybranego tyrystora  $t_n$ , zgodnie z rysunkiem 3.11, można określić równaniem

$$\omega t_n = -\frac{\pi}{q} + n \frac{2\pi}{q} + \arccos \frac{u_{\alpha\sigma}}{U_{\text{magn}}}, \quad (3.1.10)$$

gdzie:  $U_{\text{magn}}$  – wartość maksymalna napięcia synchronizującego.



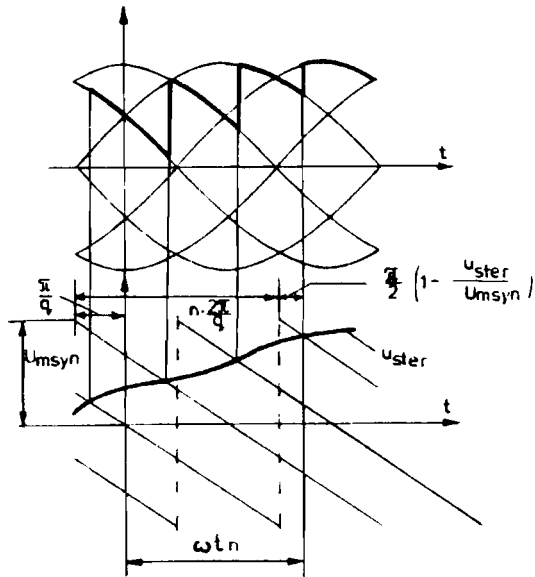
Rys. 3.11. Zasada sterowania prostownikiem przy cosinoidalnym napięciu synchronizującym

Z powyższego równania możemy wyznaczyć zmienną sterującą  $n$  za pomocą wzoru

$$n = \text{entier} \frac{\omega t + \frac{\pi}{q} - \text{arc cos} \frac{u_{\text{ster}}}{U_{\text{syn}}}}{\frac{2\pi}{q}} \quad (3.1.11)$$

Wykorzystując zależności (3.1.11) i (3.1.8) możemy modelować napięcie wyjściowe prostownika przy dowolnym przebiegu czasowym napięcia sterującego przekształtnikiem  $u_{\text{ster}}$ .

Podobną zasadę generacji impulsów wyzwających w przypadku liniowego przebiegu napięcia synchronizującego przedstawia rysunek 3.12.



Rys. 3.12. Zasada sterowania prostownikiem przy liniowym napięciu synchronizującym

Dla tego przypadku możemy napisać:

$$\omega t_n = -\frac{\pi}{q} + n \frac{2\pi}{q} + \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{u_{ster}}{u_{syn}}\right) \quad (3.1.12)$$

stąd:

$$n = \text{entier} \frac{\omega t + \frac{\pi}{q} - \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{u_{ster}}{u_{syn}}\right)}{\frac{2\pi}{q}} \quad (3.1.13)$$

### 3.1.3. Wpływ prostownika na sieć zasilającą

W poprzednim rozdziale zajmowaliśmy się przebiegiem i podstawowymi parametrami napięcia i prądu wyjściowego prostownika. Obecnie zajmiemy się analizą prądów pobieranych z sieci poprzez układ prostownikowy, przyjmując że napięcia trójfazowej sieci zasilającej są sinusoidalne, symetryczne i mają stałą amplitudę  $U_{mf}$ :

$$\begin{aligned} u_{L1} &= U_{mf} \cos(\omega t - \varphi_p) \\ u_{L2} &= U_{mf} \cos\left(\omega t - \varphi_p - \frac{2\pi}{3}\right) \\ u_{L3} &= U_{mf} \cos\left(\omega t - \varphi_p - \frac{4\pi}{3}\right). \end{aligned} \quad (3.1.14)$$

Oznaczając poprzez  $i_{L1}$ ,  $i_{L2}$ ,  $i_{L3}$  prądy chwilowe w kolejnych fazach sieci zasilającej możemy określić sumaryczną moc chwilową pobieraną poprzez układ z sieci:

$$\begin{aligned} p_L &= [u_{L1} \quad u_{L2} \quad u_{L3}] \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{L3} \end{bmatrix} = \\ &= [u_{L1} \quad u_{L2} \quad u_{L3}] \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{L3} \end{bmatrix} = \\ &= \frac{3}{4} \left[ \vec{u}_L \vec{i}_L^* + \vec{u}_L^* \vec{i}_L \right], \end{aligned} \quad (3.1.15)$$

gdzie:

$a$  – operator obrotu,  $a = e^{j2\pi/3}$ ,  
 $\vec{u}_L$  – zespolony wektor napięcia wejściowego,

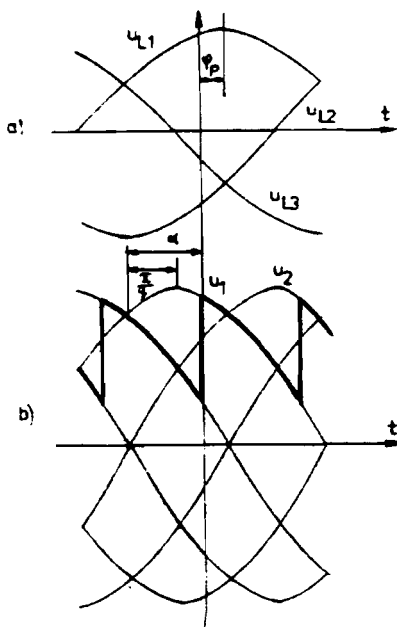
$$\vec{u}_L = \frac{2}{3} (u_{L1} + a u_{L2} + a^2 u_{L3})$$

$\vec{i}_L$  – zespolony wektor prądu wejściowego,

$$\vec{i}_L = \frac{2}{3} (i_{L1} + a i_{L2} + a^2 i_{L3})$$

$\vec{u}_L^*, \vec{i}_L^*$  – wektory sprzężone w stosunku do:  $\vec{u}_L, \vec{i}_L$ .

Wyznaczając, zgodnie z definicją i na podstawie równań (3.1.14), wektor napięcia wejściowego i wykorzystując równanie (3.1.15) możemy wyznaczyć chwilową moc pobieraną z sieci w postaci poniższego równania:



Rys. 3.13. Układy napięć sieciowych, wejściowych oraz napięcie wyjściowe prostownika sterowanego

$$p_L = \frac{3}{4} U_{mf} \left[ e^{j(\omega t - \varphi_p)} \vec{i}_L^* + e^{-j(\omega t - \varphi_p)} \vec{i}_L \right]. \quad (3.1.16)$$

Zauważmy, że kąt  $\varphi_p$  oznacza fazę początkową napięcia sieciowego w przyjętym układzie współrzędnych (rys. 3.13a). Układ napięć wejściowych (rys. 3.13b) o amplitudzie  $k_p U_{mf}$  jest przesunięty w stosunku do układu napięć sieciowych, w zależności od konfiguracji prostownika oraz sposobu skojarzenia transformatora wejściowego. Jeżeli układ

współrzędnych umieścimy w momencie przełączania, to wartość chwilową napięcia wyjściowego przy określonym kącie wysterowania możemy opisać wzorem:

$$u_o = k_p U_{mf} \cos \left( \omega t - \frac{\pi}{q} + \alpha - l \frac{2\pi}{q} \right), \quad (3.1.17)$$

gdzie:

$$l = \text{entier} \left( \frac{\omega t}{2\pi/q} \right) = 0, 1, 2 \text{ itd.}$$

Stąd moc chwilową na wyjściu prostownika wyznaczy równanie:

$$p_o = u_o i_o = \frac{k_p U_{mf}}{2} \left[ e^{j(\omega t - \pi/q + \alpha - l 2\pi/q)} i_o + e^{-j(\omega t - \pi/q + \alpha - l 2\pi/q)} i_o \right]. \quad (3.1.18)$$

Przyjmując że przekształtnik jest urządzeniem bezstratnym możemy porównać chwilową moc na wyjściu z mocą chwilową pobieraną przez układ z sieci i uzyskać stąd bezpośredni związek pomiędzy wektorem prądu sieciowego  $\vec{i}_L$  a chwilową wartością prądu obciążenia  $i_o$  w postaci:

$$\vec{i}_L = \frac{2}{3} k_p e^{j(\pi/q - \alpha - \varphi_p)} e^{jl 2\pi/q} i_o. \quad (3.1.19)$$

Znając wektor prądu wejściowego możemy określić przebiegi chwilowe prądu w poszczególnych fazach sieci zasilającej z przekształceń odwrotnych w postaci:

$$\begin{aligned} i_{L1} &= \frac{1}{2} (\vec{i}_L + \vec{i}_L^*) = \text{Re}(\vec{i}_L) \\ i_{L2} &= \frac{1}{2} (a^2 \vec{i}_L + a \vec{i}_L^*) = -\frac{1}{2} \text{Re}(\vec{i}_L) + \frac{3}{2} \text{Im}(\vec{i}_L) \end{aligned} \quad (3.1.20)$$



$$i_{L3} = \frac{1}{2} (a i_{\vec{L}} + a^2 i_{\vec{L}}^*) = -\frac{1}{2} \operatorname{Re} (i_{\vec{L}}) - \frac{3}{2} \operatorname{Im} (i_{\vec{L}}).$$

Zaobserwujmy przebiegi prądu sieciowego przy wybranych konfiguracjach prostownika i wybranych sposobach skojarzenia transformatora sieciowego.

*Trójpulsowy prostownik sterowany z transformatorem wejściowym  
połączonym w układzie Yy0*

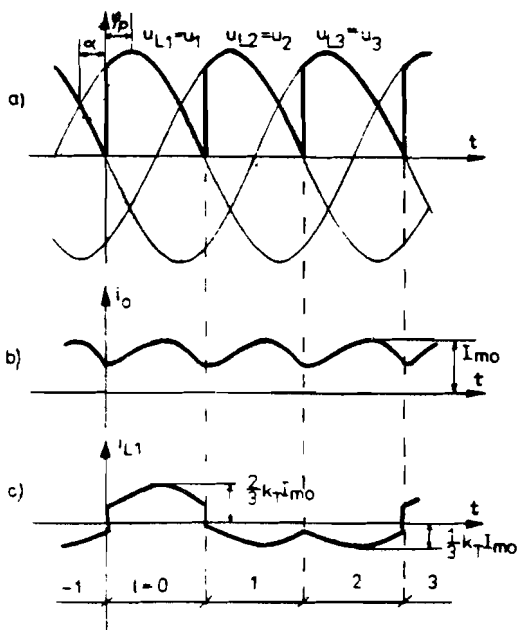
W tym przypadku układ napięć wejściowych prostownika jest jednoznaczny z układem napięć sieci zasilającej. Zgodnie z rysunkiem 3.14a pomiędzy fazą początkową  $\varphi_p$  a kątem wysterowania  $\alpha$  istnieje związek:  $\varphi_p = \frac{\pi}{3} - \alpha$ , a jednocześnie współczynnik  $k_p$  jest równy przekładni napięciowej transformatora wejściowego  $k_T$ . Stąd na podstawie równania (3.1.19) otrzymamy:

$$i_{\vec{L}} = \frac{2}{3} k_T e^{j12\pi/3} i_o,$$

prąd zaś chwilowy w sieci zasilającej:

$$i_{L1} = \frac{2}{3} k_T \cos \left( 1 \frac{2\pi}{3} \right) i_o. \quad (3.1.21)$$

Przebieg chwilowy prądu sieciowego opisany powyższą zależnością przedstawia rysunek 3.14c.



Rys. 3.14. Przebiegi czasowe w prostowniku trójpulsowym z transformatorem wejściowym w układzie Yy0: a) napięcie wyjściowe, b) prąd wyjściowy, c) prąd pobierany z sieci

### Trójpulsowy prostownik sterowany z transformatorem wejściowym połączonym w układzie Dyl

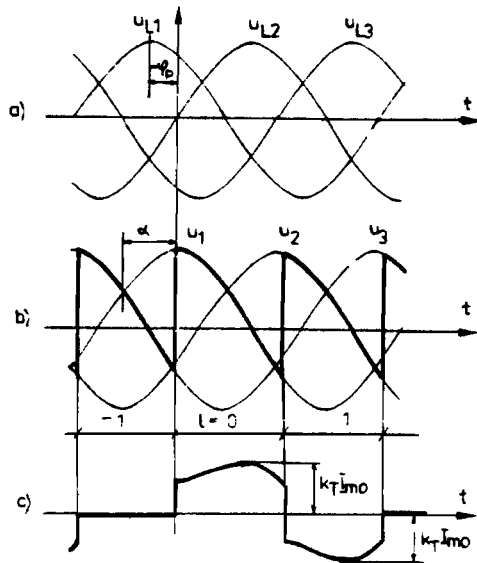
Dla tego przypadku napięcie wejściowe jest przesunięte o kąt  $\frac{\pi}{6}$  w stosunku do sieciowego, a współczynnik  $k_p = \sqrt{3} k_T$ . Zgodnie z rysunkiem 3.15 —  $\varphi_p = \alpha - \frac{\pi}{6}$ , stąd na podstawie zależności (3.1.19) otrzymujemy:

$$\vec{i}_L = \frac{2}{\sqrt{3}} k_T e^{j\pi/6} e^{j12\pi/3} i_o$$

oraz

$$i_{L1} = \frac{2}{\sqrt{3}} k_T \cos\left(\frac{\pi}{6} + l \frac{2\pi}{3}\right) i_e. \quad (3.1.22)$$

Odpowiedni przebieg pokazuje rysunek 3.15c.



**Rys. 3.15.** Przebiegi czasowe w prostowniku trójpulsowym z transformatorem wejściowym w układzie Dy1: a) napięcie sieciowe, b) napięcie wyjściowe, c) prąd pobierany z sieci

### *Sześciopulsowy mostkowy prostownik sterowany z transformatorem połączonym w układzie Dy1*

W tym układzie odpowiednie napięcie wejściowe w stosunku do sieciowego jest przesunięte o kąt  $\frac{\pi}{3}$ , zaś współczynnik  $k_p = 3k_T$ . Zgodnie z rysunkiem 3.16 i zależnością (3.1.19) otrzymujemy wyrażenia:

– wektor prądu sieciowego:

$$\vec{i}_L = 2 k_T e^{j(l+1)\pi/3} i_o$$

– prąd chwilowy w fazie sieci:

$$i_{L1} = 2 k_T \cos \left[ (l+1) \frac{\pi}{3} \right] i_o. \quad (3.1.23)$$

Dla powyższych zależności układ współrzędnych był umiejscowiony w chwilach wysterowania. Możemy także układ współrzędnych lokować w chwilach, gdy napięcie wejściowe przyjmuje maksymalną wartość jak przy symulacji napięcia wyjściowego – (zał. 3.1.8). Porównując tę zależność z zależnością (3.1.17) otrzymamy:

$$\begin{aligned} u_o &= k_p U_{mf} \cos \left( \omega t - n \frac{2\pi}{q} \right) = \\ &= k_p U_{mf} \cos \left[ \omega t - (n_o + 1) \frac{2\pi}{q} \right] \end{aligned} \quad (3.1.24)$$

stąd:

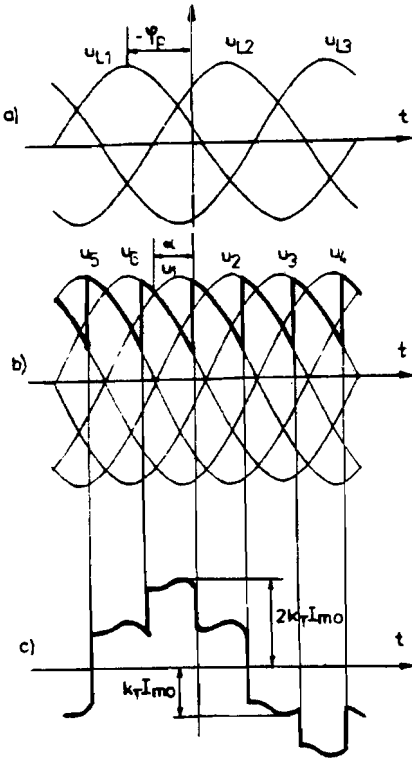
$$n_o \frac{2\pi}{q} = \frac{\pi}{q} - \alpha.$$

Podstawiając to do zależności (3.1.19) otrzymamy związek pomiędzy wektorem prądu sieciowego a prądem wyjściowym w postaci ogólnej:

$$\vec{i}_L = \frac{2}{3} k_p e^{j[(n_o+1)2\pi/q - \varphi_p]} i_o = \frac{2}{3} k_p e^{j(n2\pi/q - \varphi_p)} i_o. \quad (3.1.25)$$

Przy tym  $\varphi_p$  jest fazą początkową napięcia sieciowego w przyjętym układzie odniesienia. Zależność (3.1.25) ma postać wygodną w stosowaniu, gdy kąt wysterowania  $\alpha$  jest wielkością zmienną, przy stałym kącie wysterowania wygodnie jest stosować zależność (3.1.19).

Przeanalizujmy bliżej chwilowy prąd pobierany z sieci poprzez prostownik sterowany. Popatrzmy najpierw na wektor prądu sieciowego z zespolonego układu współrzędnych, wirującego współbieżnie z wektorem napięcia sieci zasilającej. Ponieważ wektor napięcia sieci zasilającej, zgodnie z założeniem (3.1.14), wynosi



Rys. 3.16. Przebiegi czasowe w prostowniku mostkowym z transformatorem wejściowym w układzie Dyl: a) napięcie sieci, b) napięcie wyjściowe, c) prąd pobierany z sieci

oraz

$$\text{Im}(i_{L \rightarrow u_L}) = -\frac{2}{3} k_p \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{q} + \alpha - l \frac{2\pi}{q}\right) i_o \quad (3.1.28)$$

Całka za okres powtarzalności z pierwszego wyrażenia jest równa amplitudzie składowej czynnej podstawowej harmonicznej prądu  $I_{m1R}$ .

$$\vec{u}_L = U_{mf} e^{j(\omega t - \varphi_p)},$$

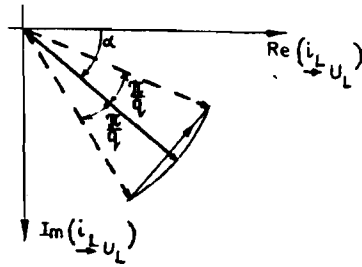
to odpowiednio przeniesiony wektor prądu:

$$\begin{aligned} \vec{i}_{L \rightarrow u_L} &= e^{-j(\omega t - \varphi_p)} \vec{i}_L = \\ &= \frac{2}{3} k_p e^{j(\pi/q - \alpha)} i_o e^{-j(\omega t - l 2\pi/q)}. \end{aligned} \quad (3.1.26)$$

Ponieważ  $l = \text{entier}\left(\frac{\omega t}{2\pi/q}\right)$ , więc wektor prądu w tym zespolonym układzie współrzędnych porusza się po łuku wyznaczonym kątem  $\frac{2\pi}{q}$  i usytuowanym jak pokazuje rysunek 3.17. Wektor ten możemy rozłożyć na dwie składowe skierowane wzdłuż osi układu, mianowicie:

$$\begin{aligned} \text{Re}(i_{L \rightarrow u_L}) &= \frac{2}{3} k_p \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{q} + \right. \\ &\quad \left. + \alpha - l \frac{2\pi}{q}\right) i_o \end{aligned} \quad (3.1.27)$$

$$I_{m1R} = \frac{1}{2\pi/q} \int_0^{2\pi/q} \frac{2}{3} k_p \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{q} + \alpha\right) i_o d(\omega t). \quad (3.1.29)$$



Całką za okres powtarzalności z drugiego wyrażenia jest równa amplitudzie składowej biernej podstawowej harmonicznej prądu:

Rys. 3.17. Trojekcja wektora prądu wejściowego prostownika w prostokątnym układzie współrzędnych, związanym z wektorem napięcia sieciowego

$$I_{m1Q} = -\frac{1}{2\pi/q} \int_0^{2\pi/q} \frac{2}{3} k_p \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{q} + \alpha\right) i_o d(\omega t). \quad (3.1.30)$$

Amplituda podstawowej harmonicznej prądu wejściowego jest równa:

$$I_{m1} = \sqrt{I_{m1R}^2 + I_{m1Q}^2}. \quad (3.1.31)$$

Współczynnik przesunięcia podstawowej harmonicznej prądu sieciowego w stosunku do napięcia zasilającego

$$\cos \varphi_L = \frac{I_{m1R}}{I_{m1}}. \quad (3.1.32)$$

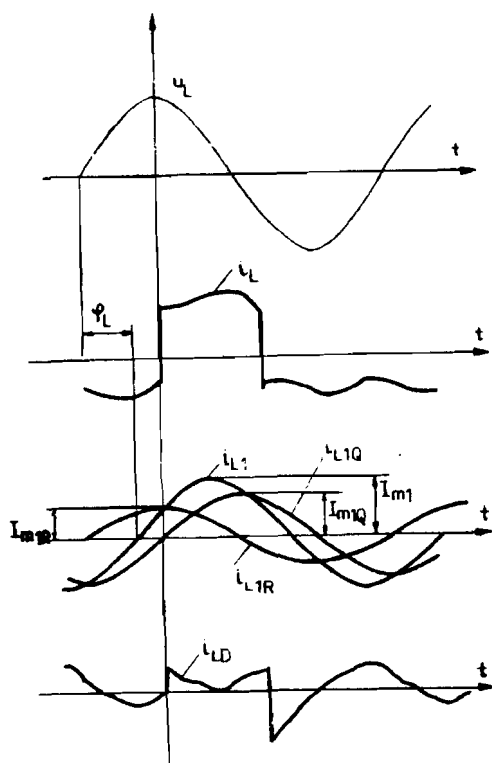
Rysunek 3.18 prezentuje przykładowe przebiegi poszczególnych składowych prądu dla przypadku prostownika trójpulsowego z transformatorem w układzie połączeń Yy0.

Poza podstawową harmoniczną prądu z sieci pobierane są wyższe harmoniczne, które łącznie tworzą prąd  $i_{LD} = i_L - i_{L1}$ . Skuteczną wartość całkowitego prądu pobieranego z sieci możemy wyznaczyć z definicji

$$I_L = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_L^2 d(\omega t)} = \frac{2}{3} k_p \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \cos^2\left(\frac{\pi}{q} - \alpha - \varphi_p + l \frac{2\pi}{q}\right) i_o^2 d(\omega t) =}$$

$$= \frac{2}{3} k_p \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sum_{l=0}^{q-1} \int_{l2\pi/q}^{(l+1)2\pi/q} \cos^2 \left( \frac{\pi}{q} - \alpha - \varphi_p + l \frac{2\pi}{q} \right) i_0^2 d(\omega t)}. \quad (3.1.33)$$

Moc czynna pobierana z sieci, zapotrzebowana przez odbiornik określona jest skuteczną wartością składowej czynnej, podstawowej harmonicznej prądu sieci  $I_{1R}$ . Przewymiarowanie prądu pobieranego  $I_L$  w stosunku do zapotrzebowanego  $I_{1R}$  określa współczynnik mocy:



Rys. 3.18. Rozkład prądu pobieranego z sieci przez prostownik trójpulsowy na poszczególne składowe

$$\lambda = \frac{I_{1R}}{I_L} = \frac{I_{1R}\sqrt{2}}{I_{m1}} \frac{I_{m1}}{I_L\sqrt{2}} = \frac{I_{m1R}}{I_{m1}} \frac{I_{m1}}{\sqrt{2} I_L} = \cos \varphi_L \mu, \quad (3.1.34)$$

gdzie:  $\mu$  – tzw. współczynnik zniekształceń.

Rozpatrzmy dwa skrajne przypadki obciążenia – obciążenie tylko rezystancyjne oraz obciążenie indukcyjne, gdy prąd można uznać jako gładki; obydwa przypadki z dodatkowym obciążeniem w postaci sem E. W przypadku obciążenia rezystancyjnego prąd wejściowy prostownika jest proporcjonalny do różnicy pomiędzy napięciem a sem

$$i_o = k_p \frac{U_{mf}}{R_o} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{q} + \alpha - l \frac{2\pi}{q}\right) - \frac{E}{R_o}. \quad (3.1.35)$$

Posługując się zależnością (3.1.20) możemy wyznaczyć chwilowy przebieg prądu w fazie sieci zasilającej:

$$i_{L1} = \frac{2}{3} k_p^2 \frac{U_{mf}}{R_o} \cos\left(\frac{\pi}{q} - \alpha - \varphi_p + l \frac{2\pi}{q}\right) \left[ \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{q} + \alpha - l \frac{2\pi}{q}\right) - \varepsilon \right] \quad (3.1.36)$$

Wartość skuteczną tego prądu wyznaczamy zgodnie z zależnością (3.1.33) i otrzymujemy

$$I_L = \frac{1}{3} k_p^2 \frac{U_{mf}}{R_o} \sqrt{(1 + 2\varepsilon^2) + \frac{q}{\pi} \sin \frac{\pi}{q} \left( \cos \frac{\pi}{q} \cos 2\alpha - 4\varepsilon \cos \alpha \right)}. \quad (3.1.37)$$

Zgodnie z zależnością (3.1.29) składowa czynna podstawowej harmonicznej prądu wyniesie

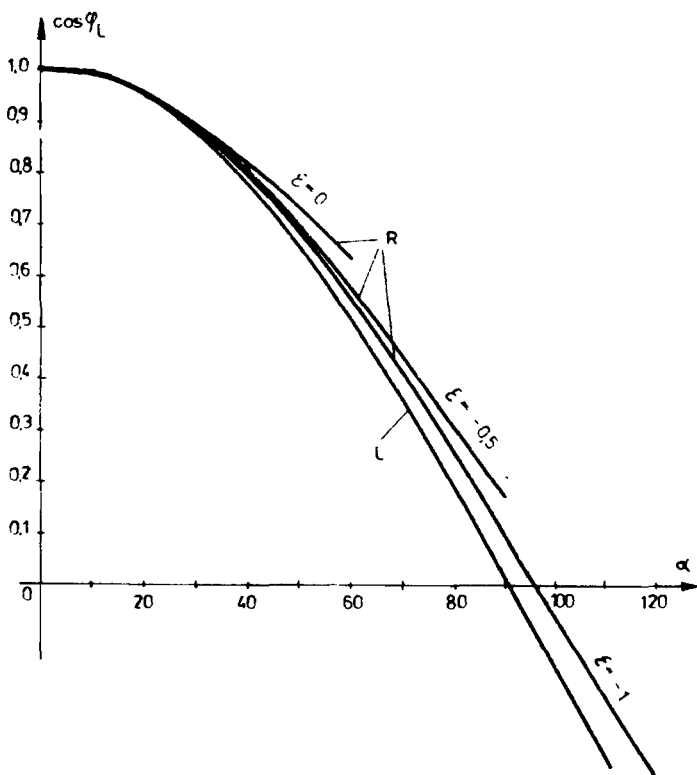
$$I_{m1R} = \frac{\sqrt{2}}{3} k_p^2 \frac{U_{mf}}{R_o} \left[ \frac{1}{2} + \frac{q}{\pi} \sin \frac{\pi}{q} \left( \frac{1}{2} \cos \frac{\pi}{q} \cos 2\alpha - \varepsilon \cos \alpha \right) \right]. \quad (3.1.38)$$



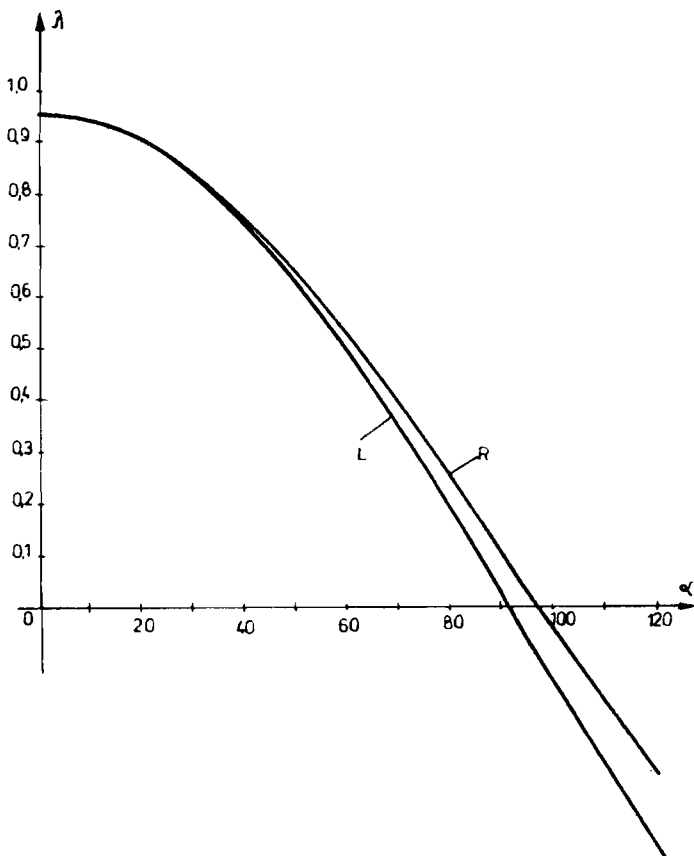
Zgodnie z zależnością (3.1.30) składowa bierna podstawowej harmonicznej prądu jest równa:

$$I_{m1Q} = \frac{\sqrt{2}}{3} k_p^2 \frac{U_{mf} q}{R_s \pi} \sin \frac{\pi}{q} \left( \cos \frac{\pi}{q} \cos \alpha - \varepsilon \right) \sin \alpha. \quad (3.1.39)$$

Wyznaczone na podstawie ostatnich trzech zależności zmiany wejściowego współczynnika przesunięcia w funkcji kąta wysterowania (przy  $q = 6$ ) przedstawione są na rysunku 3.19 (krzywa R), natomiast odpowiednie zmiany wejściowego współczynnika mocy na rysunku 3.20 (krzywa R).



**Rys. 3.19.** Zmiany wejściowego współczynnika przesunięcia w funkcji kąta wysterowania  $\alpha$  dla prostownika sześciopulsowego: R – przy odbiorniku rezystancyjnym, L – przy odbiorniku indukcyjnym



**Rys. 3.20.** Zmiany wejściowego współczynnika mocy w funkcji kąta wysterowania  $\alpha$  dla prostownika sześciopulsowego; R – obciążenie rezystancyjne, L – obciążenie indukcyjne

Przejdźmy teraz do drugiego przypadku, gdy z powodu dużej indukcyjności obciążenia prąd możemy uznać za stały. Zgodnie z wcześniejszymi zależnościami możemy wyznaczyć:

– przebieg chwilowy prądu sieciowego:

$$i_{L1} = \frac{2}{3} k_p I_o \cos\left(\frac{\pi}{q} - \alpha - \varphi_p + l \frac{2\pi}{q}\right), \quad (3.1.40)$$

– wartość skuteczną tego prądu:

$$I_L = \frac{\sqrt{2}}{3} k_p I_o, \quad (3.1.41)$$

– składową czynną podstawowej harmonicznej prądu:

$$I_{m1R} = \frac{2}{3} \frac{q}{\pi} \sin \frac{\pi}{q} k_p I_o \cos \alpha, \quad (3.1.42)$$

– składową bierną podstawowej harmonicznej

$$I_{m1Q} = \frac{2}{3} \frac{q}{\pi} \sin \frac{\pi}{q} k_p I_o \sin \alpha, \quad (3.1.43)$$

– wejściowy współczynnik przesunięcia:

$$\cos \varphi_L = \cos \alpha, \quad (3.1.44)$$

– wejściowy współczynnik zniekształcenia:

$$\mu = \frac{q}{\pi} \sin \frac{\pi}{q}, \quad (3.1.45)$$

– wejściowy współczynnik mocy:

$$\lambda = \frac{q}{\pi} \sin \frac{\pi}{q} \cos \alpha. \quad (3.1.46)$$

Otrzymane zmiany wejściowego współczynnika przesunięcia i wejściowego współczynnika mocy dla tego przypadku są zaznaczone na rysunkach 3.19 i 3.20 (krzywa L). Znacznie malejąca wartość wejściowego współczynnika mocy wraz ze wzrostem kąta wysterowania jest miarą wzrostu strat w sieci zasilającej, aparaturze rozdzielczej, a także źródle wytwarzania energii (generatorze). Minimalizacji tych strat można dokonywać poprzez tak zwaną kompensację mocy biernej (minimalizację składowej biernej  $I_{m1Q}$ ). Zasada kompensacji polega na wytworzeniu poprzez urządzenie kompensacyjne, bezpośrednio na wejściu prostowni-

ka, biernego prądu sinusoidalnego o wartości  $I_{m1Q}$ , będącego w przeciwfazie w stosunku do składowej biernej, wytwarzanej przez prostownik  $i_{L1Q}$  (rys. 3.18).

Należy również mieć na uwadze, że prąd pobierany z sieci poprzez prostownik jest prądem odkształconym, zawierającym poza podstawową harmoniczną cały szereg wyższych harmonicznych, które mogą stać się powodem zakłóceń w pracy innych odbiorników.

### 3.1.4. Praca transformatora prostownikowego

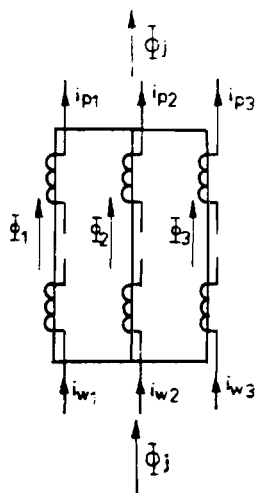
Prostownik sterowany dosyć powszechnie zasilany jest z sieci poprzez transformator wejściowy z następujących powodów:

- transformator dopasowuje uzyskiwany zakres regulacji napięcia wyjściowego prostownika do potrzeb odbiornika, umożliwiając często pracę przy znacznie większych kątach  $\alpha$ , a więc i większym współczynniku mocy,
- izoluje galwanicznie układ prostownika od sieci zasilającej, a tym samym tworzy możliwość kojarzenia kilku prostowników ze sobą,
- tłumi szybkozmiennie zakłócenia przenoszone do sieci, a także ogranicza stromość narastania prądu w tyrystorach.

Ponieważ w każdej chwili tylko jedno z napięć wejściowych przykłada się do odbiornika, transformator jest w stanie cyklicznego obciążenia niesymetrycznego. Rozważmy jak takie obciążenie wpływa na magnesowanie rdzenia transformatorowego.

Weźmy pod uwagę rdzeń trójfazowy, trójkolumnowy (rys. 3.21), na którym znajdują się dwa układy trójfazowe uzwojeń strony pierwotnej i wtórnej, przez które płyną odpowiednie prądy  $i_p$  oraz  $i_w$ .

W przypadku ogólnym poza strumieniami w kolumnach transformatora pojawiać się może strumień  $\Phi_j$ , który zamyka się poprzez powietrze i obudowę transformatora. Oznaczając reluktancję na drodze strumienia w kolumnie poprzez



Rys. 3.21. Trójfazowy trójkolumnowy transformator prostownikowy

$R_m = \frac{l_{Fe}}{\mu S}$ , zaś reluktancję dla strumienia  $\Phi_j$  poprzez  $r_m$  możemy zapisać podstawowe równania obwodu magnetycznego z rysunku 3.21 w postaci [24]:

$$\begin{aligned} R_m \Phi_1 + r_m \Phi_j &= z_1 i_{p1} - z_2 i_{w1} \\ R_m \Phi_2 + r_m \Phi_j &= z_1 i_{p2} - z_2 i_{w2} \\ R_m \Phi_3 + r_m \Phi_j &= z_1 i_{p3} - z_2 i_{w3} \end{aligned} \quad (3.1.47)$$

oraz

$$\Phi_1 + \Phi_2 + \Phi_3 = \Phi_j$$

gdzie:  $z_1, z_2$  – ilość zwojów uzwojenia pierwotnego oraz wtórnego.

Z powyższych równań możemy wyznaczyć strumienie:

$$\Phi_j = \frac{1}{R_m + 3r_m} z_1 \sum_{k=1}^3 (i_{pk} - i''_{wk}), \quad (3.1.48)$$

gdzie:

$$i''_{wk} = \frac{z_2}{z_1} i_{wk}$$

oraz

$$\Phi_k = \frac{z_1}{R_m} \left[ i_{pk} - i''_{wk} - \frac{r_m}{R_m + 3r_m} \sum_{k=1}^3 (i_{pk} - i''_{wk}) \right]. \quad (3.1.49)$$

Przyjmując transformator za idealny, to znaczy taki, w którym  $R_m \rightarrow 0$ , możemy założyć, że wyrażenie w nawiasie kwadratowym ostatniego równania dąży do zera, gdyż strumień  $\Phi_k$  musi mieć wartość skończoną. Stąd otrzymamy, że:

$$i_{pk} = i''_{wk} + \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 (i_{pk} - i''_{wk}). \quad (3.1.50)$$

Z równania (3.1.48) wynika, że strumień  $\Phi_j$  jest równy zero wówczas, gdy amperozwoje strony pierwotnej i wtórnej na każdej kolumnie kompensują się wzajemnie. W przypadku ogólnym, jak pokazuje równanie (3.1.50) kompensacja taka nie musi zachodzić i powstający strumień  $\Phi_j$  staje się przyczyną podmagnesowania rdzenia transformatorowego, a także źródłem strat wznieczanych w obudowie transformatora.

Przejdźmy jednak do przypadków szczególnych dotyczących sposobu skojarzenia uzwojeń transformatora, jak i rodzaju układu prostownikowego.

#### A. Transformator połączony w układzie $\lambda / \lambda$ bez przewodu zerowego po stronie pierwotnej

Dla tego skojarzenia suma prądów pierwotnych:

$$\sum_{k=1}^3 i_{pk} = 0.$$

Stąd:

$$i_{pk} = i''_{wk} - \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 i''_{wk}. \quad (3.1.51)$$

#### Trójfazowy układ prostownika

W tym przypadku poprzez kolejne uzwojenia wtórne transformatora płynie prąd obciążenia  $i_o$  i dlatego

$$\sum_{k=1}^3 i''_{wk} = i_o.$$

Stąd więc:

$$i_{pk} = i''_{wk} - \frac{1}{3} i_o \quad (3.1.52)$$

oraz

$$\Phi_j = -\frac{1}{3} \frac{z_1}{R_m + 3r_m} i_o. \quad (3.1.53)$$

Na marginesie zauważmy, że zależność (3.1.52) jest tożsama z zależnością (3.1.21), gdyż  $i_{wk} = i_o$ , gdy  $k$ -ta faza wyjściowa przewodzi prąd, oraz  $i_{wk} = 0$ , gdy prądu nie przewodzi. Powstający strumień  $\Phi_j$  jest jednokierunkowy, a jego zmiany zależą od stopnia wyfiltrowania prądu obciążenia  $i_o$ .

### *Sześcioimpulsowy mostkowy układ prostownika*

W tym przypadku ze względu na skojarzenie wtórnej strony w gwiazdę bez przewodu zerowego również  $\sum_{k=1}^3 i_{wk} = 0$ . Stąd na podstawie równania (3.1.50) otrzymamy:  $i_{pk} = i''_{wk}$  oraz na podstawie równania (3.1.48) mamy, że  $\Phi_j = 0$ . Stąd transformator może być całkowicie wykorzystany magnetycznie.

### **B. Transformator połączony w układzie $\Delta / \Delta$**

W przypadku połączenia pierwotnej strony transformatora w układzie  $\Delta$ -ta strumień  $\Phi_j$  nie może mieć składowej przemiennej [24]. Dzieje się tak dlatego, że zmienny strumień  $\Phi_j$  wznicałby w każdej fazie identyczne pod względem czasowym sem, które w zamkniętym obwodzie  $\Delta$ -ta wytworzyłby prąd wywołujący strumień przeciwny kompensujący przyczynę. Możemy więc jedynie założyć, że powstaje strumień  $\Phi_j$  stały w czasie, a jeżeli tak się dzieje, to na podstawie zależności (3.1.48) otrzymamy:

$$\sum_{k=1}^3 (i_{pk} - i''_{wk}) = C. \quad (3.1.54)$$

Ponieważ jednak transformator jest zasilany z sieci prądu przemiennego prąd po stronie pierwotnej musi spełniać warunek:

$$\frac{1}{T} \int_0^T i_{pk} dt = 0. \quad (3.1.55)$$

Stąd:

$$C = -\frac{1}{T} \sum_{k=1}^3 \int_0^T i''_{wk} dt. \quad (3.1.56)$$

### Trójfazowy układ prostownika

W tym przypadku

$$\frac{1}{T} \sum_{k=1}^3 \int_0^{\pi} i''_{wk} dt = I''_o$$

gdzie:  $I_o$  — średni prąd wyjściowy.

Na podstawie zależności (3.1.50) otrzymamy

$$i_{pk} = i''_{wk} - \frac{1}{3} I''_o \quad (3.1.57)$$

oraz

$$\Phi_j = - \frac{z_1}{R_m + 3r_m} I''_o \quad (3.1.58)$$

### Sześciopulsowy mostkowy układ prostownika

W układzie tym  $\sum_{k=1}^3 i''_{wk} = 0$  stąd

$$C = 0; \quad i_{pk} = i''_{wk} \quad \text{oraz} \quad \Phi_j = 0.$$

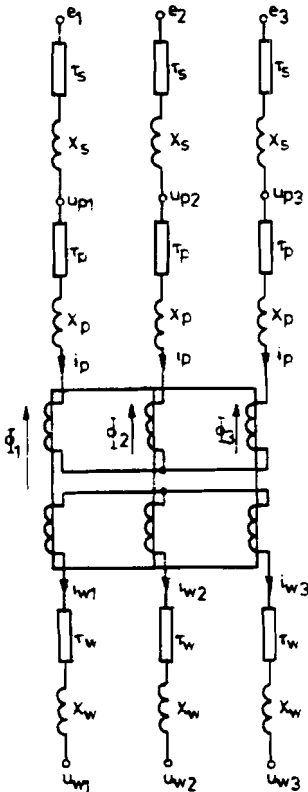
W rozpatrzonych powyżej przypadkach wyjaśniliśmy, jak konfiguracja prostownika wpływa na pracę transformatora prostownikowego (magnesy rdzenia). Teraz zastanówmy się nad zagadnieniem odwrotnym, tj. nad tym w jaki sposób transformator prostownikowy wpływa na pracę prostownika. Ponieważ bezpośrednio do zacisków prostownika przykładane jest napięcie strony wtórnej transformatora, musimy wyznaczyć bezpośredni związek tego napięcia z napięciem sieci zasilającej i w ten sposób określić wspólny schemat zastępczy transformatora, niezależny tak od sposobu jego skojarzenia jak i od konfiguracji prostownika. Weźmy najpierw pod uwagę transformator skojarzony w układzie  $\lambda / \lambda$ , jak na rysunku 3.22. Na schemacie tym oznaczono:

- $e_1, e_2, e_3$  — fazy napięcia wewnętrzne sieci zasilającej,
- $u_{p1}, u_{p2}, u_{p3}$  — fazy napięcia strony pierwotnej transformatora,



- $u_{w1}, u_{w2}, u_{w3}$  - fazowe napięcia strony wtórnej transformatora,
- $r_s, r_p, r_w$  - odpowiednio: rezystancja sieci, strony pierwotnej i wtórnej transformatora,
- $x_s, x_p, x_w$  - reaktancje: sieci, rozproszenia strony pierwotnej oraz wtórnej.

Zgodnie z powyższym schematem możemy napisać równania:



Rys. 3.22. Schemat zastępczy trójfazowego transformatora prostokątnego w układzie połączeń  $\lambda/\lambda$

$$e_1 - e_2 = (r_s + r_p)(i_{p1} - i_{p2}) + (x_s + x_p) \frac{d}{d(\omega t)} (i_{p1} - i_{p2}) + z_1 \omega \frac{d}{d(\omega t)} (\Phi_1 - \Phi_2) \quad (3.1.59)$$

$$e_1 - e_3 = (r_s + r_p)(i_{p1} - i_{p3}) + (x_s + x_p) \frac{d}{d(\omega t)} (i_{p1} - i_{p3}) + z_1 \omega \frac{d}{d(\omega t)} (\Phi_1 - \Phi_3).$$

Po zsumowaniu równań otrzymamy:

$$3e_1 - \sum_{k=1}^3 e_k = (r_s + r_p) \times \left( 3i_{p1} - \sum_{k=1}^3 i_{pk} \right) + (x_s + x_p) \times \left( 3i_{p1} - \sum_{k=1}^3 i_{pk} \right) + z_1 \omega \frac{d}{d(\omega t)} \left( 3\Phi_1 + \sum_{k=1}^3 \Phi_k \right). \quad (3.1.60)$$

Ze względu na:  $\sum_{k=1}^3 e_k = 0$ ,  $\sum_{k=1}^3 i_{pk} = 0$ ,  $\sum_{k=1}^3 \Phi_k = \Phi_j$ , równanie przyjmuje postać:

$$e_1 = (r_s + r_p) i_{p1} + (x_s + x_p) \frac{d}{d(\omega t)} i_{p1} + z_1 \omega \frac{d}{d(\omega t)} \Phi_1 + \\ - \frac{1}{3} z_1 \omega \frac{d}{d(\omega t)} \Phi_j. \quad (3.1.61)$$

Zgodnie ze schematem napięcie strony wtórnej jest wyrażone wzorem

$$u_{w1} = z_2 \omega \frac{d}{d(\omega t)} \Phi_1 - r_w i_{w1} - x_w \frac{d}{d(\omega t)} i_{w1}. \quad (3.1.62)$$

Ostateczna zależność pomiędzy napięciem strony wtórnej a napięciem źródłowym, na podstawie ostatnich dwóch zależności, przyjmuje postać

$$u_{w1} = \frac{z_2}{z_1} e_1 - \frac{z_2}{z_1} (r_s + r_p) i_p - r_w i_{w1} - \frac{z_2}{z_1} (x_s + x_p) \frac{d}{d(\omega t)} i_{p1} - \\ - x_w \frac{d}{d(\omega t)} i_{w1} + \frac{1}{3} z_2 \omega \frac{d}{d(\omega t)} \Phi_j. \quad (3.1.63)$$

Przejdźmy teraz do kolejnych konfiguracji układów prostownikowych zasilanych z omawianego transformatora.

### *Trójfazowy układ prostownika*

W tym przypadku, zgodnie z równaniami (3.1.52) oraz (3.1.53), obowiązują:

$$i_{pk} = \frac{z_2}{z_1} i_{wk} - \frac{1}{3} \frac{z_2}{z_1} i_o \quad \text{oraz} \quad \Phi_j = - \frac{1}{3} \frac{z_2}{R_m + 3r_m} i_o.$$

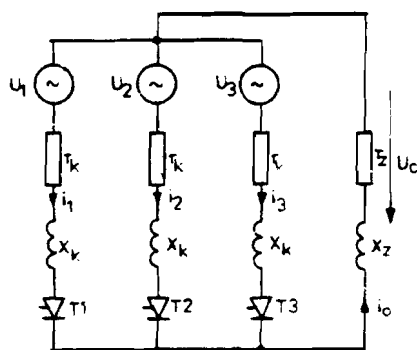
Stąd zależność na wyjściowe napięcie transformatora jest następująca:

$$u_{wk} = e_k'' - (r_s'' + r_p'' + r_w) i_{wk} - (x_s'' + x_p'' + x_w) \frac{d}{d(\omega t)} i_{wk} + \\ + \frac{1}{3}(r_s'' + r_p'') i_o + \frac{1}{3}(x_s'' + x_p'' - x_j) \frac{d}{d(\omega t)} i_o, \quad (3.1.64)$$

przy czym znak bis oznacza wartość przeniesioną na wtórną stronę transformatora, reaktancja zaś

$$x_j = \frac{z_2^2 \omega}{3(R_m + 3r_m)}$$

Na podstawie ostatniego równania możemy przyjąć schemat zastępczy układu, zgodny z rysunkiem 3.23, w którym odpowiednie parametry są równe:



Rys. 3.23. Schemat zastępczy układu prostownika trójfazowego z transformatorem wejściowym

$$u_1 = e_1'', \quad u_2 = e_2'', \quad u_3 = e_3'' \\ r_k = r_s'' + r_p'' + r_w \\ x_k = x_s'' + x_p'' + x_w \quad (3.1.65)$$

$$r_z = r_o - \frac{1}{3}(r_s'' + r_p'')$$

$$x_z = x_o - \frac{1}{3}(x_s'' + x_p'' - x_j)$$

gdzie:  $r_o$ ,  $x_o$  są parametrami obciążenia prostownika.

### Sześciopulsowy układ mostkowy

Dla tego układu obowiązuje:

$$i_{pk} = \frac{z_2}{z_1} i_{wk} \quad \text{oraz} \quad \Phi_j = 0,$$

stąd równanie napięcia wyjściowego transformatora

$$u_{wk} = e_k'' - (r_s'' + r_p'' + r_w) i_{wk} - (x_s'' + x_p'' + x_w) \frac{d}{d(\omega t)} i_{wk} \quad (3.1.66)$$

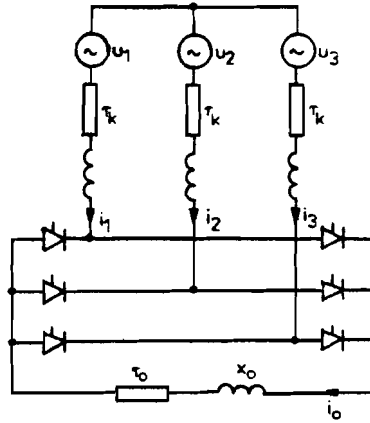
Adekwatny schemat zastępczy układu przedstawia rysunek 3.24 przy obowiązujących parametrach:

$$r_k = r_s'' + r_p'' + r_w \quad (3.1.67)$$

$$x_k = x_s'' + x_p'' + x_w$$

Przejdźmy teraz do transformatora połączanego w układzie  $\Delta/\lambda$ , przedstawionego schematycznie na rysunku 3.25. Zgodnie z tym schematem możemy napisać równania:

$$\begin{aligned} e_1 - e_2 &= r_s(i_1 - i_2) + \\ &+ x_s \frac{d}{d(\omega t)} (i_1 - i_2) + \\ &- z_1 \omega \frac{d}{d(\omega t)} \Phi_2 - r_p i_{p2} - \\ &- x_p \frac{d}{d(\omega t)} i_{p2}. \end{aligned} \quad (3.1.68)$$



Rys. 3.24. Schemat zastępczy układu prostownika mostkowego z transformatorem wejściowym

Mając na uwadze, że  $i_1 = i_{p1} - i_{p2}$  oraz  $i_2 = i_{p2} - i_{p3}$ , stąd:

$$i_1 - i_2 = -3i_{p2} + \sum_{k=1}^3 i_{pk},$$

otrzymamy:

$$z_1 \omega \frac{d\Phi_2}{dt} = e_2 - e_1 - (3r_s + r_p) i_{p2} - (3x_s + x_p) \frac{d}{d(\omega t)} i_{p2} + \\ + r_s \sum_{k=1}^3 i_{pk} + x_s \frac{d}{d(\omega t)} \sum_{k=1}^3 i_{pk}. \quad (3.1.69)$$

Korzystając z powyższego równania, podobnie jak przy poprzednim sposobie skojarzenia transformatora, możemy wyznaczyć ostateczną zależność na napięcie strony wtórnej:

$$u_{w2} = \frac{z_2}{z_1} (e_2 - e_1) - \frac{z_2}{z_1} (3r_s + r_p) i_{p2} - r_w i_{w2} + \\ - \frac{z_2}{z_1} (3x_s + x_p) \frac{d}{d(\omega t)} i_{p2} - x_w \frac{d}{d(\omega t)} i_{w2} + \\ + \frac{z_2}{z_1} r_s \sum_{k=1}^3 i_{pk} + \frac{z_2}{z_1} x_s \frac{d}{d(\omega t)} \sum_{k=1}^3 i_{pk}. \quad (3.1.70)$$

W przypadku rozpatrywania trójfazowej konfiguracji skojarzenia prostownika zgodnie z zależnością (3.1.57) prąd pierwotny wyraża się:

$$i_{pk} = \frac{z_2}{z_1} i_{wk} - \frac{1}{3} \frac{z_2}{z_1} I_o, \quad (3.1.71)$$

stąd:

$$\sum_{k=1}^3 i_{pk} = \frac{z_2}{z_1} \sum_{k=1}^3 i_{wk} - \frac{z_2}{z_1} I_o = \frac{z_2}{z_1} (i_o - I_o), \quad (3.1.72)$$

co wzięwszy pod uwagę otrzymamy ostateczną postać równania napięcia wyjściowego transformatora w formie:

$$u_{wk} = (e_2'' - e_1'') - (3r_s'' + r_p'' + r_w) i_{wk} - (3x_s'' + x_p'' + x_w) \times \\ \times \frac{d}{d(\omega t)} i_{wk} + r_s'' i_c + \frac{r_p''}{3} I_o + x_s'' \frac{d}{d(\omega t)} i_o. \quad (3.1.73)$$

Zgodnie z tym równaniem obowiązuje schemat zastępczy układu z rysunku 3.23, przy następujących parametrach

$$r_k = 3r_s'' + r_p'' + r_w$$

$$x_k = 3x_s'' + x_p'' + x_w$$

$$r_z = r_o - r_s'' \quad (3.1.74)$$

$$u_z = \frac{r_p''}{3} I_o$$

$$x_z = x_o - x_s''$$

gdzie:  $u_z$  prezentuje sem obciążenia skierowaną przeciwnie do kierunku przepływu prądu.

W przypadku sześciopulsowego układu mostkowego obowiązuje:

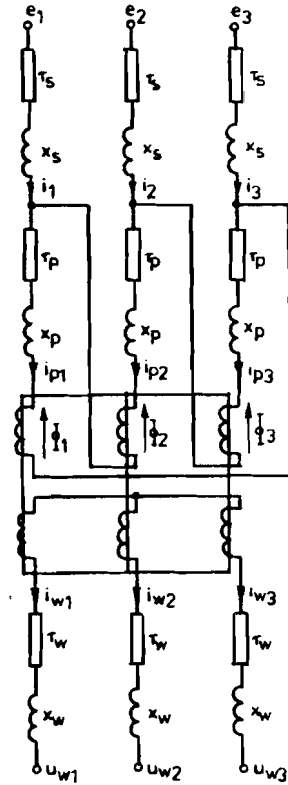
$$i_{pk} = \frac{z_2}{z_1} i_{wk} \quad \text{oraz} \quad \sum_{k=1}^3 i_{pk} = 0$$

stąd:

$$u_{wk} = \frac{z_2}{z_1} (e_2 - e_1) - (3r_s'' + r_p'' + r_w) i_{wk} +$$

$$- 3(x_s'' + x_p'' + x_w) \frac{d}{d(\omega t)} i_{wk} . \quad (3.1.75)$$

W tym przypadku obowiązuje więc schemat zastępczy układu z rysunku 3.24 przy następujących parametrach:



Rys. 3.25. Schemat zastępczy transformatora prostokątnego w układzie połączeń  $\Delta/\lambda$

$$r_k = 3r_s'' + r_p'' + r_w$$

$$x_k = 3x_s'' + x_p'' + x_w \quad (3.1.75)$$

$$r_s = r_o$$

$$x_s = x_o$$

Najistotniejszy wpływ na pracę prostownika, spośród wyszczególnionych parametrów schematu zastępczego, wywiera reaktancja  $x_k$ . Reaktancja ta przeciwstawia się szybkim zmianom prądu po załączeniu i wyłączeniu zaworów.

### 3.1.5. Komutacja w układach prostownikowych

Z powodu reaktancji anodowej  $x_k$  zanik prądu w wyłączanej fazie odbywa się w określonym czasie, w którym zostaje rozładowana energia w tej reaktancji zgromadzona. Stąd przełączanie tyrystorów (wyłączenie jednego poprzez załączenie drugiego) odbywa się nie natychmiastowo, lecz w określonym czasie, zwanym czasem komutacji  $t_k$ , rysunek 3.26.

Oszacujmy teraz wartość czasu komutacji  $t_k$  lub kąta komutacji  $\mu = \omega t_k$ . Zgodnie z rysunkiem 3.23 w przypadku, gdy w procesie komutacji biorą udział tyrystory  $T_1$  oraz  $T_2$  obowiązuje równanie:

$$\begin{aligned} u_1 - u_2 &= r_k(i_1 - i_2) + x_k \frac{d}{d(\omega t)} (i_1 - i_2) = \\ &= r_k(2i_1 - i_o) + x_k \frac{d}{d(\omega t)} (2i_1 - i_o) \end{aligned} \quad (3.1.76)$$

Jeżeli zaniedbamy niewielki w praktyce spadek napięcia na rezystancji  $r_k$  oraz zaniedbamy napięcie na reaktancji wywołane prądem  $i_o$  (uznając ten prąd za praktycznie stały, rysunek 3.26), to prąd w wyłączanej fazie zostanie określony równaniem

$$\frac{d}{d(\omega t)} i_1 = \frac{1}{x_k} \frac{u_1 - u_2}{2}. \quad (3.1.77)$$

Gdy początek współrzędnej czasu oznaczony jest w momencie występowania tyrystora zgodnie z rysunkiem 3.26, napięcia zasilające w fazach biorących udział w komutacji opisują wzory:

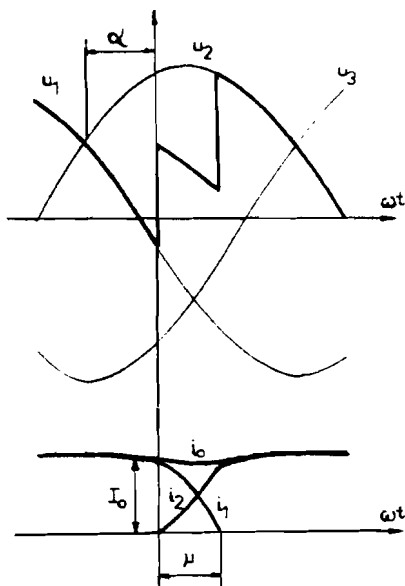
$$u_2 = k_p U_{mf} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{q} + \alpha\right) \quad (3.1.78)$$

$$u_1 = k_p U_{mf} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{q} + \alpha + \frac{2\pi}{q}\right).$$

Na podstawie ostatnich dwóch równań otrzymamy równanie

$$\frac{d}{d(\omega t)} i_1 = -\frac{k_p U_{mf}}{x_k} \sin \frac{\pi}{q} \sin(\omega t + \alpha). \quad (3.1.79)$$

Rozwiązanie tego równania przy warunku początkowym dla  $\omega t = 0$ ,  $i_1 = I_o$  ma postać:



Rys. 3.26. Przebieg prądów i napięć w procesie komutacji naturalnej prostownika



$$i_1 = \frac{k_p U_{mf}}{x_k} \sin \frac{\pi}{q} \left[ \cos(\omega t + \alpha) - \cos \alpha \right] + I_o. \quad (3.1.80)$$

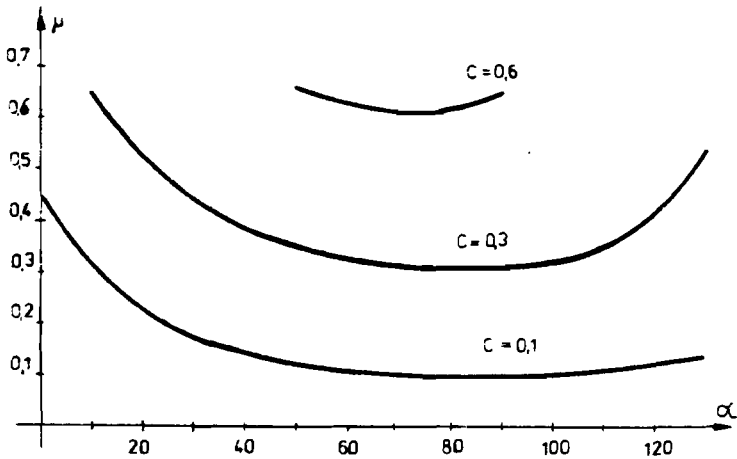
Po zakończeniu komutacji w chwili  $\omega t_k = \mu$  prąd  $i_1 = 0$ , stąd wynika, że

$$\mu = \arccos(\cos \alpha - C) - \alpha, \quad (3.1.81)$$

gdzie:

$$C = \frac{x_k I_o}{\sin \frac{\pi}{q} k_p U_{mf}}.$$

Wartość kąta komutacji jest więc przede wszystkim funkcją: reaktancji komutacyjnej  $x_k$ ; prądu obciążenia  $I_o$ ; zależy także od kąta wysterowania  $\alpha$ . Wykres tej zależności przedstawia rysunek 3.27.



Rys. 3.27. Zmiany kąta komutacji w funkcji kąta wysterowania przy dużych reaktancji anodowej i prądzie obciążenia

W przedziale komutacji napięcie wyjściowe jest zniekształcone zgodnie z rysunkiem 3.26. Oszacujmy przebieg napięcia wyjściowego posługując się rysunkiem 3.23. Otrzymamy:

$$u_1 - r_k i_1 - x_k \frac{d}{d(\omega t)} i_1 = u_o \quad (3.1.82)$$

$$u_2 - r_k i_2 - x_k \frac{d}{d(\omega t)} i_2 = u_o$$

stąd po zsumowaniu:

$$u_o = \frac{u_1 + u_2}{2} - \frac{r_k}{2} i_o - \frac{x_k}{2} \frac{d}{d(\omega t)} i_o \quad (3.1.83)$$

Zaniedbując niewielkie spadki napięcia na rezystancji i reaktancji wywołane prądem obciążenia możemy uznać, że napięcie wyjściowe podczas komutacji jest średnią arytmetyczną z napięć komutujących faz

$$u_o = \frac{u_1 + u_2}{2}$$

Jeżeli więc symulując napięcie wyjściowe prostownika korzystamy z zależności (3.1.8), to w przedziale komutacji uzyskamy napięcie:

$$u_o = k_p U_{mf} \frac{\cos\left(\omega t - n \frac{2\pi}{q}\right) + \cos\left(\omega t - (n-1) \frac{2\pi}{q}\right)}{2} = \quad (3.1.84)$$

$$= k_p U_{mf} \cos \frac{\pi}{q} \cos \left[ \omega t - \left( n - \frac{1}{2} \right) \frac{2\pi}{q} \right].$$

Powyższa zależność na napięcie wyjściowe obowiązuje w przedziale komutacji, czyli dla  $\omega t_n \leq \omega t \leq \omega t_n + \mu$ . Wartość kąta  $\mu$  wyznaczyć można z zależności (3.1.81), w której niezbędny kąt  $\alpha$  obliczamy z ogólnego związku pomiędzy czasem przełączania  $t_n$  a kątem  $\alpha$ , w postaci zależności (3.1.9).

W stanie pracy ustalonej, a więc przy stałym kącie wysterowania, możemy określić spadek wartości średniej napięcia wyjściowego spowodowany komutacją

$$\begin{aligned} \Delta U_o &= \frac{q}{2\pi} \int_0^\mu \left( u_2 - \frac{u_1 + u_2}{2} \right) d(\omega t) = \\ &= \frac{q}{2\pi} \int_0^\mu \frac{u_2 - u_1}{2} d(\omega t). \end{aligned} \quad (3.1.85)$$

Podstawiając wartości napięć zgodnie z równościami (3.1.78) otrzymamy

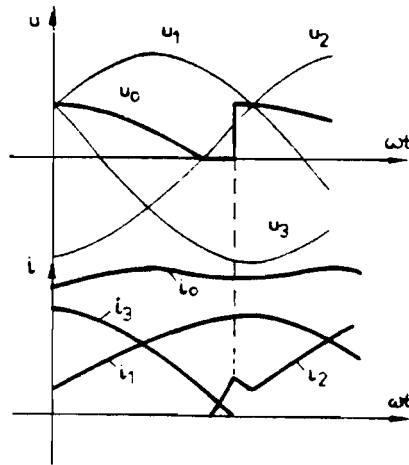
$$\Delta U_o = \frac{q}{2\pi} \sin \frac{\pi}{q} k_p U_{mf} [\cos \alpha - \cos(\mu + \alpha)] = \frac{q x_k}{2\pi} I_o. \quad (3.1.86)$$

Powyższa zależność oznacza, że spadek średniej wartości napięcia wyjściowego spowodowany komutacją jest równoważny ze spadkiem napięcia wywołanego poprzez prąd obciążenia na „pozornej” rezystancji, równej  $\frac{q x_k}{2\pi}$ .

Omawiany przypadek komutacji, w którym jednocześnie przewodzą dwie fazy zasilające (załączana i wyłączana) nazywa się komutacją prostą. W specyficznych warunkach pracy zależnych od wielkości  $x_k$  oraz rodzaju prostownika zachodzić mogą inne bardziej złożone przypadki komutacji; omówimy je kolejno.

Tak zwana komutacja przyspieszona występuje w przypadku trójpulsowego prostownika diodowego, gdy kąt komutacji  $\mu$  przekroczy wartość  $\frac{\pi}{2}$  (rys. 3.28). Gdy komutują ze sobą faza trzecia i pierwsza, napięcie wyjściowe  $u_o = \frac{u_1 + u_2}{2}$  staje się w pewnym momencie mniej-

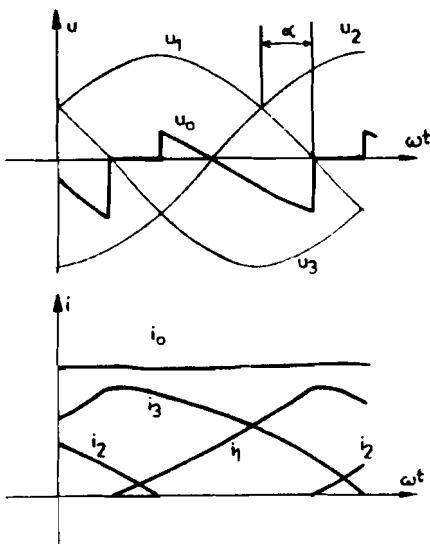
sze od napięcia fazy drugiej. Stąd od tego momentu wysterowuje się dioda fazy drugiej i wszystkie trzy fazy zasilające przewodzą prąd (napięcie wyjściowe jest wówczas równe zero). Kiedy włączy się już faza trzecia komutują ze sobą faza pierwsza i druga. Komutacja nazywa się przyspieszoną, gdyż dioda w fazie drugiej włączyła się z wyprzedzeniem o kąt  $\frac{\pi}{6}$  w stosunku do punktu komutacji naturalnej.



Rys. 3.28. Przebiegi prądów w trójfazowym prostowniku niesterowanym w stanie komutacji przyspieszonej

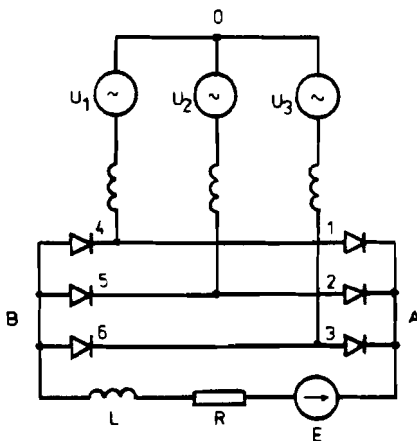
Ten rodzaj komutacji nie występuje w prostowniku sterowanym (tyrystorowym), gdyż tyrystor nie posiada impulsu wyzwalającego w omawianym obszarze pracy. W trójfazowym prostowniku sterowanym zachodzi komutacja prosta aż do sytuacji, w której kąt komutacji przekroczy wartość  $\frac{2\pi}{3}$ , wówczas prostownik przechodzi bezpośrednio do przypadku tzw. komutacji złożonej (rys. 3.29).

W przypadku sześciopulsowej mostkowej konfiguracji prostownika występuje tak zwana komutacja opóźniona, zarówno w przypadku prostownika diodowego jak i tyrystorowego. Dla wyjaśnienia zjawiska posłużmy się prostownikiem diodowym z rysunku 3.30. Jeżeli kąt komutacji w tym prostowniku osiągnie wartość  $\mu = \frac{\pi}{3}$  i dalej zwiększać będziemy prąd obciążenia (poprzez zmniejszanie rezystancji lub  $\text{sem}$ ), to kąt komutacji pozostanie równy  $\frac{\pi}{3}$ , natomiast diody będą wysterowywać się z opóźnieniem  $\delta$  w stosunku do punktu komutacji naturalnej. Dzieje się tak dlatego, że dioda D2 nie może zostać wysterowana, gdy komutują diody D5 i D6, gdyż napięcie na jej anodzie jest ujemne (równe  $\frac{u_2 + u_3}{2}$ ) w stosunku do katody ( $u_1$ ) (rys. 3.31). Dopiero po

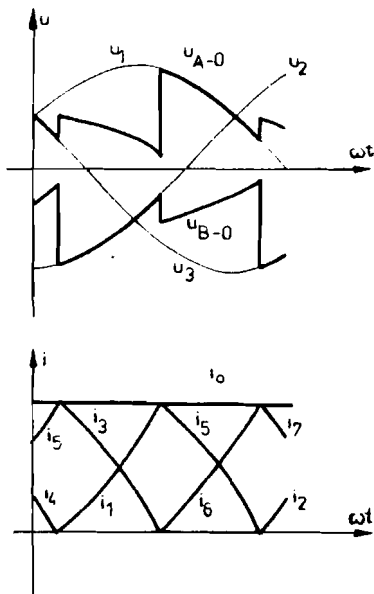


Rys. 329. Przebiegi prądów w trójfazowym prostowniku sterowanym podczas komutacji złożonej

wyłączeniu D5 może się włączyć D2. Stąd wraz ze zwiększaniem prądu obciążenia rosnać będzie opóźnienie  $\delta$  aż do przypadku, gdy  $\delta$  osiągnie wartość równą  $\frac{\pi}{6}$ , wówczas układ przechodzi do trzeciej strefy komutacji – komutacji złożonej.



Rys. 330. Trójfazowy diodowy prostownik mostkowy



Rys. 331. Przebiegi prądów i napięć w trójfazowym prostowniku mostkowym podczas komutacji opóźnionej

### 3.1.6. Prostowniki rewersyjne

Prostownik sterowany jest przekształtnikiem dwukwadrantowym, gdyż jego charakterystyka napięciowo-prądowa jest określana w dwóch ćwiartkach układu współrzędnych. Przy stałym kierunku (znaku) prądu wyjściowego napięcie wyjściowe (wartość średnia) zmienia się w zależności od kąta wysterowania

$$U_o = \frac{q}{\pi} \sin \frac{\pi}{q} k_p U_{mf} \cos \alpha, \quad \text{gdzie } 0 < \alpha < \pi.$$

Odbiorniki o charakterze czynnym, których podstawowym przykładem jest maszyna prądu stałego, wymagają nie tylko dwukierunkowego napięcia ale i dwukierunkowego prądu zasilającego. Gdy wirnik maszyny prądu stałego wiruje w określonym kierunku, aby przejść od pracy silnikowej do pracy prądnicowej należy zmienić kierunek przepływu prądu (przy stałym wzbudzeniu). Stąd do zasilania takich odbiorników stosowane są rewersyjne układy prostownikowe, stanowiące odwrotnie równoległe połączenie dwóch prostowników jednokierunkowych (rys. 3.32). Dla zapobieżenia zwarciom sieci zasilającej stosujemy zasadę sterowania rozdzielnego, określaną sterowaniem bez prądów wyrównawczych lub sterowaniem z blokadą. W praktyce oznacza to, że gdy przewodzą tyrystory grupy D(U), to tyrystory grupy U(D) są w stanie blokowania.

Na rysunku 3.33 pokazany jest przykład powstawania fali napięcia wyjściowego (przy zaniedbanym zjawisku komutacji) kolejno w przypadku przewodzenia obu przekształtników – D a następnie U, przy tym samym napięciu sterującym  $u_s$  (dla cosinusoidalnych napięć taktujących). Jeżeli tę falę wyjściową opiszemy przyjętym wzorem ogólnym

$$u_o = k_p U_{mf} \cos \left( \omega t - n \frac{2\pi}{q} \right), \quad (3.1.87)$$

to zgodnie z rysunkiem otrzymamy:

w przypadku prostownika D

$$\omega t_{nD} = n_D \frac{2\pi}{q} - \frac{\pi}{q} + \arccos \frac{u_{\text{ser}}}{u_{\text{msyn}}}$$

stąd:

$$n_D = \text{entier} \frac{\omega t + \frac{\pi}{q} - \arccos \frac{u_{\text{ser}}}{u_{\text{msyn}}}}{\frac{2\pi}{q}}; \quad (3.1.88)$$

w przypadku prostownika U

$$\omega t_{nU} = 2\pi + n_U \frac{2\pi}{q} - \frac{\pi}{q} - \arccos \frac{u_{\text{ser}}}{u_{\text{msyn}}},$$

stąd:

$$n_U = \text{entier} \frac{\omega t + \frac{\pi}{q} + \arccos \frac{u_{\text{ser}}}{u_{\text{msyn}}}}{\frac{2\pi}{q}} + q.$$

Ponieważ ze względu na okresowość (zal. 3.1.87)  $n$  jest zawsze tożsame z  $n + q$ , powyższą zależność możemy ograniczyć do postaci:

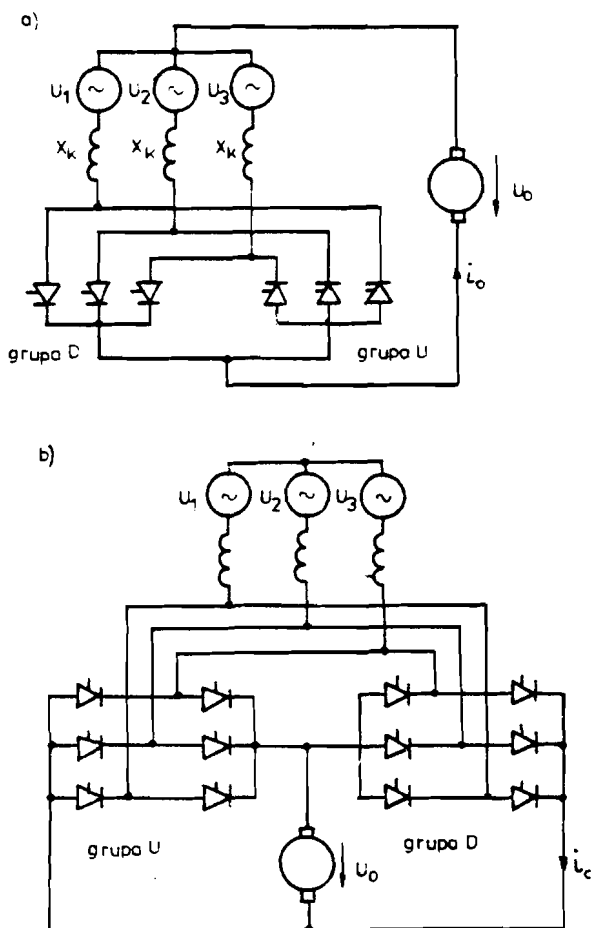
$$n_U = \text{entier} \frac{\omega t + \frac{\pi}{q} + \arccos \frac{u_{\text{ser}}}{u_{\text{msyn}}}}{\frac{2\pi}{q}}. \quad (3.1.89)$$

Wprowadzając wskaźnik kierunku prądu  $b$  (kierunek prądu jest uzależniony od przewodzenia grupy D lub U) możemy obydwie zależności sprowadzić do wzoru ogólnego:

$$n = \text{entier} \frac{\omega t + \frac{\pi}{q} - b \arccos \frac{u_{\text{ser}}}{u_{\text{msyn}}}}{\frac{2\pi}{q}} \quad (3.1.90)$$

przy czym:

- $b = +1$  – przy dodatnim kierunku prądu (praca grupy D)  
 $-1$  – przy ujemnym kierunku prądu (praca U)



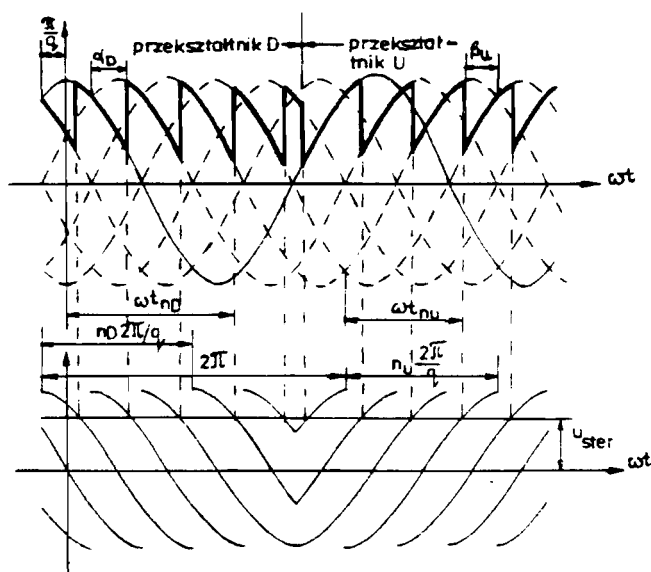
Rys. 3.32. Rewersyjne układy prostowników: a) trójpulsowy, b) sześciopulsowy mostkowy

Napięcie wyjściowe rewersyjnego prostownika sterowanego możemy więc symulować jako funkcję napięcia sterującego  $u_{ster}$  i znaku wskaźnika  $b$ , wykorzystując zależności (3.1.87) oraz (3.1.90). W przypadku



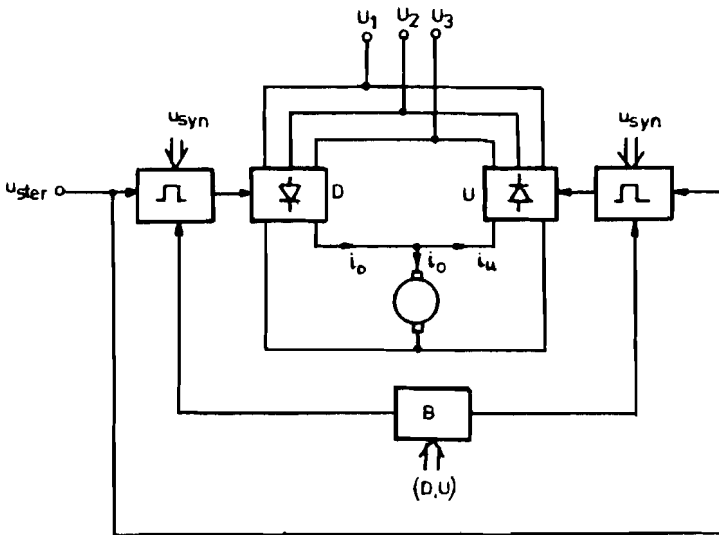
alternatywnym, gdy zamiast cosinusoidalnych napięć taktujących stosowane są napięcia piłokształtne, zależność na zmienną sterującą  $n$  przyjmuje postać:

$$n = \text{entier} \frac{\omega t + \frac{\pi}{q} - b \frac{\pi}{2} \left( 1 - \frac{u_{\text{ster}}}{u_{\text{max}}} \right)}{\frac{2\pi}{q}} \quad (3.1.91)$$



Rys. 3.33. Kształtowanie fali wyjściowej w prostowniku rewersyjnym

W układach praktycznych wskaźnik kierunku prądu  $b$  określa się przez sygnał tzw. „blokady” —  $B$ . Sygnał blokady  $B$  przyjmuje dwa stany logiczne, w sytuacji gdy  $B = 1$  impulsy wyzwalające są podawane na bramki tyrystorów grupy  $D$ , natomiast „blokowane” są impulsy podawane na tyrystory grupy  $U$ , gdy  $B = 0$ , sytuacja jest dokładnie odwrotna. Stąd blokowy schemat sterowania prostownikiem rewersyjnym bez prądów wyrównawczych można przedstawić jak na rysunku 3.34.

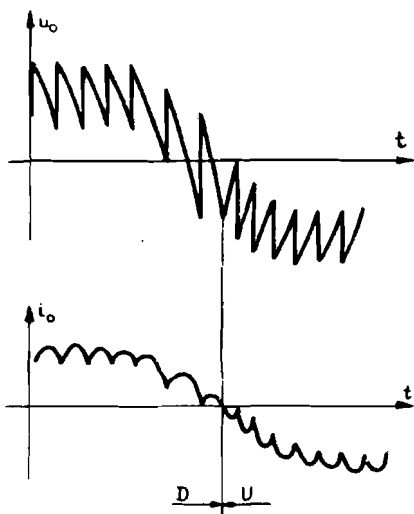


Rys. 3.34. Blokowy schemat układu sterowania prostownikiem rewersyjnym bez prądów wyrównawczych

Stan wyjściowy blokady B jest funkcją jej sygnałów wejściowych  $f(D; U)$ . W praktyce spotykamy kilka sposobów realizacji układu blokady różniących się rodzajem sygnałów wejściowych.

- Blokada reagująca na obecność prądu obu grup zaworowych i znak napięcia sterującego;  $B = f(i_D, i_U, u_{ster})$ . Jeżeli płynie prąd w grupie D, to blokowana jest grupa U i odwrotnie. W przypadku gdy w obu grupach prąd nie płynie (start układu lub stan przewodzenia nieciągłego), o stanie blokady decyduje znak napięcia sterującego.
- Blokada reagująca na obecność prądu obciążenia oraz korelację pomiędzy znakiem napięcia sterującego a aktualnym stanem blokady;  $B(t + 1) = f(i_o, u_{ster}, B(t))$ . Blokada nie zmienia stanu, gdy prąd obciążenia jest różny od zera. Przy zerowym prądzie obciążenia blokada zmienia stan, jeżeli nie jest on właściwy dla aktualnego znaku napięcia sterującego.
- Blokada reagująca tylko na obecność prądu w obu grupach prostownikowych,  $B(t) = f(i_D, i_U, \Delta t)$ . W stanie bezprądowym  $i_D = i_U = 0$  blokada zmienia stan co czas  $\Delta t$ , umożliwiając kolejno start każdej

grupy. Do pracy wystartuje, oczywiście, ta grupa w której spełnione są warunki przewodzenia przy zadanym obciążeniu. Gdy w jednej grupie popłynie prąd, grupa druga jest automatycznie blokowana.



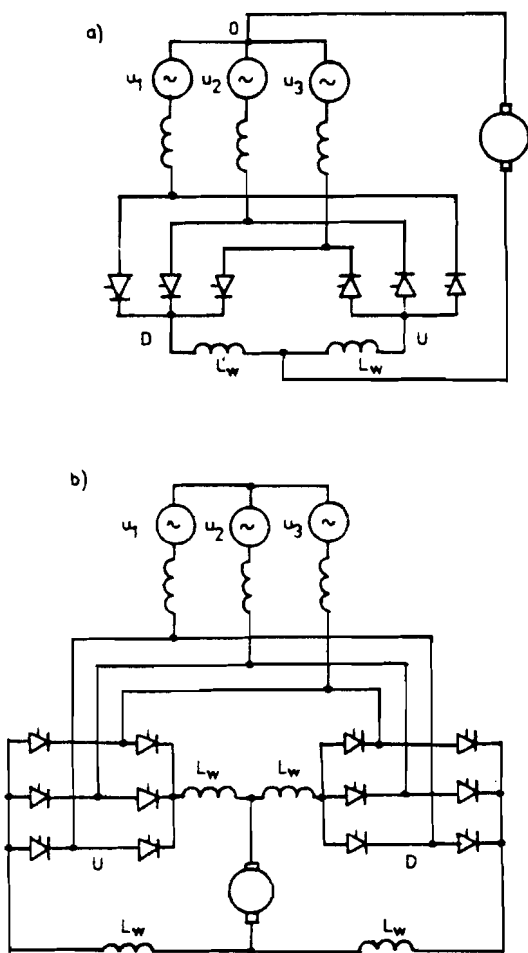
Rys. 3.35. Zmiana napięcia i prądu na wyjściu prostownika podczas rewersu

Na rysunku 3.35 prezentowane są przebiegi napięcia i prądu wyjściowego prostownika mostkowego, obciążonego odbiornikiem RL, symulowane przy zmianie znaku napięcia sterującego  $u_{\text{ster}}$ , przy założeniu bezwzględnej blokady. W układzie rzeczywistym działanie blokady musi być związane z opóźnieniem w stosunku do chwili zaniku prądu ze względu na konieczność odzyskania własności zaworowych przez tyrystory grupy, która zakończyła przewodzenie przed wystęrowaniem grupy, która wchodzi do pracy.

Odrębną grupę prostowników rewersyjnych stanowią układy z prądami wyrównawczymi. W tym przypadku obydwie grupy prostownikowe pracują jednocześnie, z tym że dla ograniczenia prądów zwarciovych płynących pomiędzy fazami źródła zasilającego z pominięciem obciążenia, zwanych prądami wyrównawczymi, są stosowane specjalne środki. Środki te sprowadzają się do włączenia dławików ograniczających prądy wyrównawcze oraz do odpowiedniego sterowania kątami wyzwalania obu grup. Dławiki wyrównawcze są włączane w obwodach, przez które płyną prądy wyrównawcze jak to przedstawia rysunek 3.36.

Dławiki wyrównawcze muszą posiadać impedancję dostateczną do ograniczenia wielkości prądów wyrównawczych. Impedancja dławika jest proporcjonalna do częstotliwości prądu, stąd skutecznie tłumione są wyższe harmoniczne, natomiast nie jest tłumiona składowa stała. Sposób sterowania przemiennikiem musi być więc taki, aby w napięciach wyrównawczych nie mogła pojawić się składowa stała. W praktyce stosowane są dwa sposoby sterowania spełniające powyższy warunek. Sposób pierwszy, tak zwane sterowanie symetryczne, polega na utrzymaniu równości średniego napięcia wyjściowego obu współpracujących grup. Zgodnie

zgodnie z tym, że dla ograniczenia prądów zwarciovych płynących pomiędzy fazami źródła zasilającego z pominięciem obciążenia, zwanych prądami wyrównawczymi, są stosowane specjalne środki. Środki te sprowadzają się do włączenia dławików ograniczających prądy wyrównawcze oraz do odpowiedniego sterowania kątami wyzwalania obu grup. Dławiki wyrównawcze są włączane w obwodach, przez które płyną prądy wyrównawcze jak to przedstawia rysunek 3.36.



**Rys. 3.36.** Przetworniki rewersyjne z prądami wyrównawczymi:  
 a) układ trójfazowy, b) układ sześciopulsowy mostkowy

z rysunkiem 3.33 oraz ogólnie znaną zależnością musi zachodzić równość:

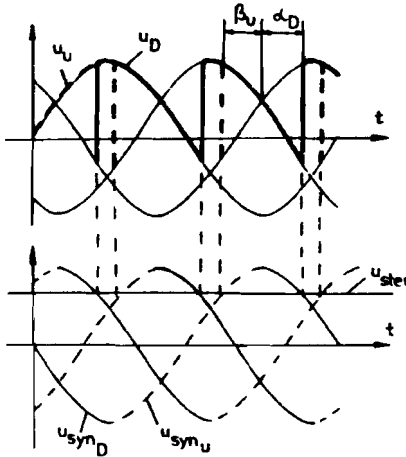
$$\frac{q}{\pi} \sin \frac{\pi}{q} k_p U_{mf} \cos \alpha_D = -\frac{q}{\pi} \sin \frac{\pi}{q} k_p U_{mf} \cos \alpha_U, \quad (3.1.92)$$

co sprowadza się do warunku:

$$\alpha_D = \pi - \alpha_U . \quad (3.1.93)$$

Dla zwartości zapisu zamiast kąta opóźnienia wysterowania  $\alpha$  wprowadza się kąt wyprzedzenia wysterowania  $\beta = \pi - \alpha$  (rys. 3.33) i wówczas warunek sterowania symetrycznego wyraża się formą:

$$\alpha_D = \beta_U . \quad (3.1.94)$$



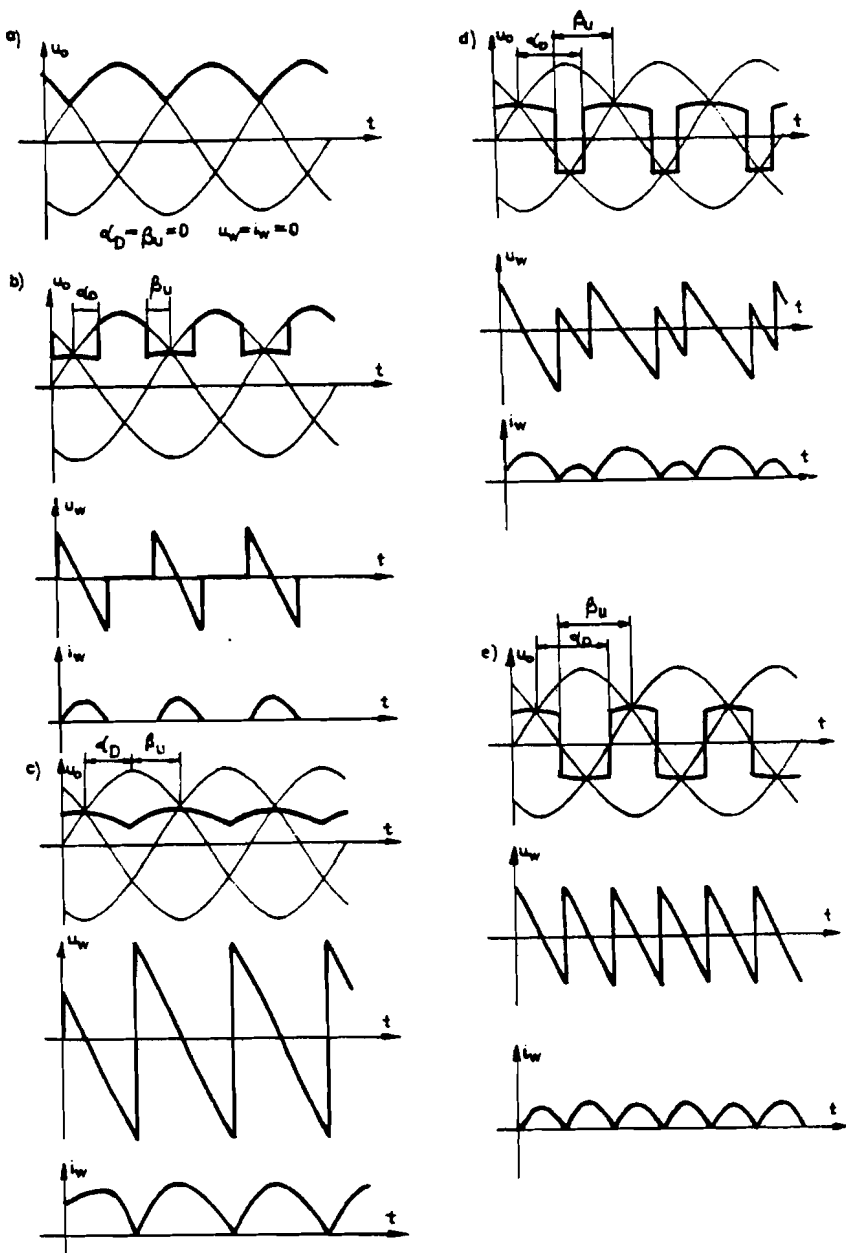
Rys. 3.37. Sterowanie symetryczne prostownika rewersyjnego z prądami wyrównawczymi

Zasadę takiego sterowania obrazuje rysunek 3.37 (przy sinusoidalnym kształcie napięć synchronizujących).

Jeżeli przyjmiemy, że wszystkie dławiki wyrównawcze są jednakowe i nie zmieniają parametrów pod wpływem średniego prądu obciążenia (nie nasycają się), to napięcie wyjściowe możemy określić jako równe:

$$u_o = \frac{u_D + u_U}{2} . \quad (3.1.95)$$

Przy takich założeniach rysunek 3.38 przedstawia przebiegi napięcia wyjściowego oraz napięcia i prądu wyrównawczego typowe dla rewersyjnego prostownika sterowanego przy charakterystycznych kątach wysterowania z przedziału  $0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2}$ . W zakresie  $\frac{\pi}{2} \leq \alpha \leq \pi$  przebiegi są identyczne z prezentowanymi, są jedynie odwrócone, gdyż mają przeciwne znaki.



Rys. 3.38. Przebiegi napięć wyjściowych, napięć wyrównawczych i prądów wyrównawczych w trójfazowym prostowniku rewersyjnym: a) kąty wysterowania  $\alpha_D = \beta_U = 0$ , b)  $0 < \alpha_D = \beta_U < \frac{\pi}{3}$ , c)  $\alpha_D = \beta_U = \frac{\pi}{3}$ , d)  $\frac{\pi}{3} < \alpha_D = \beta_U < \frac{\pi}{2}$ , e)  $\alpha_D = \beta_U = \frac{\pi}{2}$

Analitycznie prezentowane napięcia opisane są równaniami:

*napięcie wyjściowe:*

$$u_e = k_p U_{mf} \cos\left(\frac{n_V - n_D}{2} \frac{2\pi}{q}\right) \cos\left(\omega t - \frac{n_D + n_V}{2} \frac{2\pi}{q}\right), \quad (3.1.96)$$

gdzie: zmienne sterujące  $n_D$  i  $n_V$  wyznaczone są zależnościami (3.1.88) oraz (3.1.89);

*napięcie wyrównawcze:*

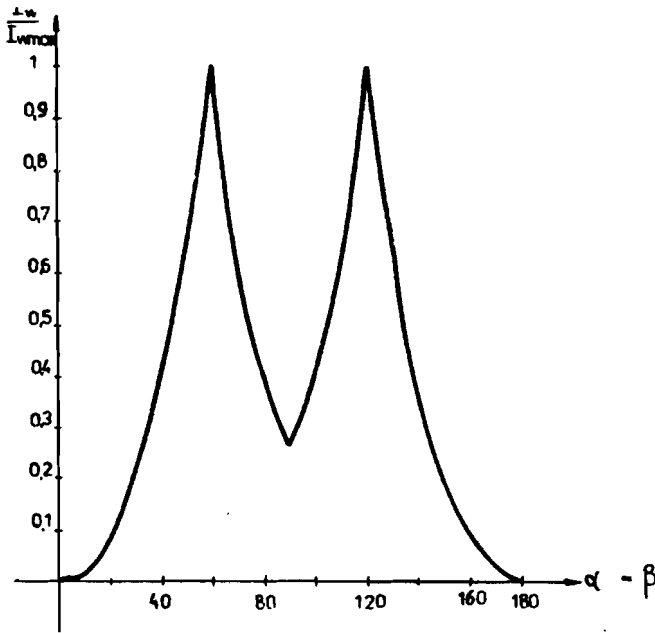
$$u_w = k_p U_{mf} \sin\left(\frac{n_D - n_V}{2} \frac{2\pi}{q}\right) \sin\left(\omega t - \frac{n_D + n_V}{2} \frac{2\pi}{q}\right). \quad (3.1.97)$$

Wielkość prądu wyrównawczego zależy od kąta wysterowania. Zmiany skutecznej wartości prądu wyrównawczego wyskalowane w stosunku do możliwie największej wartości skutecznej w funkcji kąta wysterowania  $\alpha_D = \beta_V$  ilustruje wykres na rysunku 3.39.

Jeżeli natomiast przyjmujemy, że dławik przewodzący prąd obciążenia nasycy się składową stałą tego prądu, to przebieg napięcia wyjściowego będzie identyczny jak w przypadku układu z blokadą, natomiast napięcie wyrównawcze pozostanie jak w przypadku poprzednim, a prąd wyrównawczy będzie ograniczony przez dławik nieprzewodzący prądu obciążenia. W praktyce obydwie przypadki mogą zachodzić jednocześnie, w zależności od kąta wysterowania i wielkości obciążenia.

Drugi sposób sterowania, zwany niesymetrycznym, polega na utrzymaniu minimalnego kąta opóźnienia  $\beta_{wmin}$  w przypadku pracy prostownika z dowolnym kątem wyprzedzenia  $\alpha_D$  i odwrotnie. Wartość minimalnego kąta wyprzedzenia  $\beta_{wmin}$  zależy od maksymalnie przewidywanego kąta komutacji i czasu odzyskiwania własności zaworowych, tak aby nie nastąpił „przewrót” prostownika.

Na rysunku 3.40 przedstawione są przebiegi napięcia wyjściowego oraz napięcia i prądu wyrównawczego dla układu trójpulsowego, w przypadku gdy dławik przewodzący prąd obciążenia nasycy się i stanowi zerową impedancję. Przy takim sterowaniu prąd wyrównawczy pozostaje przez cały czas jako mający minimalnie możliwą wartość.

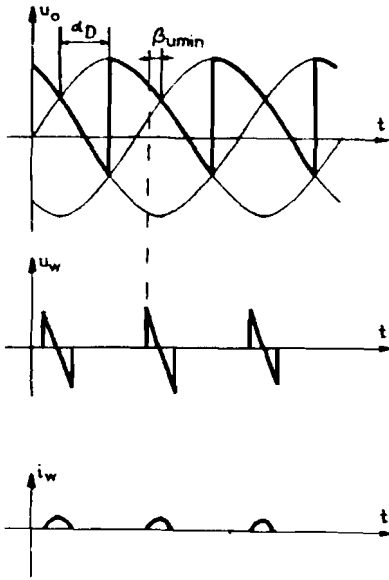


Rys. 3.39. Zmiany skutecznej wartości prądu wyrównawczego w funkcji kąta wysterowania w prostowniku rewersyjnym

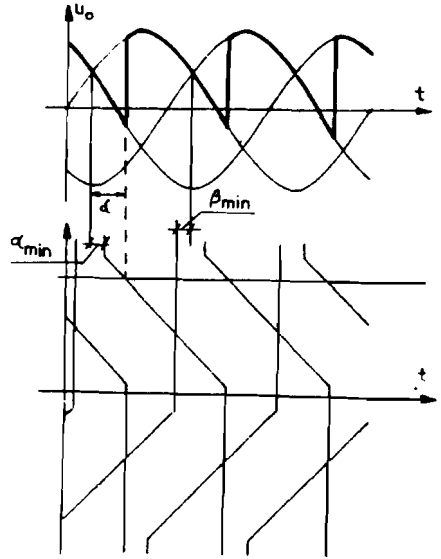
Na rysunku 3.41 pokazana jest zasada sterowania niesymetrycznego przy liniowym przebiegu napięć synchronizujących. Zauważmy, że dla zachowania warunku  $\alpha \geq \beta$  minimalny kąt wysterowania wynosi  $\alpha_{\min} = \beta_{\min}$ . Gdy napięcie sterujące zmienia się w zakresie  $0 \leq u_{ster} \leq u_{stermax}$ , kąt wysterowania prostownika D zmienia się w zakresie  $\alpha_{max} \geq \alpha \geq \alpha_{\min}$ , podczas gdy opóźnienie wysterowania prostownika U pozostaje niezmiennie, równe  $\beta_{\min}$ .

W zakresie zmian napięcia sterującego  $0 \geq u_{ster} \geq -u_{stermax}$  zachodzi sytuacja odwrotna. W stanach przejściowych, przy zmianach napięcia sterującego, układ charakteryzuje się tzw. strefą nieczułości. Zjawisko to możemy prześledzić na rysunku 3.42, na którym przedstawione są zmiany wartości średniej napięcia wyjściowego przy sinusoidalnej zmianie w czasie napięcia sterującego. Przyjmijmy przy tym, że prostownik rewersyjny jest obciążony odbiornikiem aktywnym, którego najpowszechniejszym przykładem jest maszyna prądu stałego. Załóżmy także, że zmiany





Rys. 3.40. Przebiegi napięcia wyjściowego, napięcia wyrównawczego i prądu wyrównawczego w trójpulsowym prostowniku rewersyjnym sterowanym niesymetrycznie



Rys. 3.41. Zasada sterowania niesymetrycznego prostownikiem rewersyjnym przy liniowych napięciach synchronizujących

czasowe napięcia sterującego są na tyle wolne, że można zaniedbać dynamikę maszyny, związaną z jej stałymi czasowymi oraz że startujemy od zerowych warunków początkowych, a więc od tego, że maszyna jest zatrzymana. W czasie  $0 \leq t \leq t_1$  – kąt wysterowania prostownika

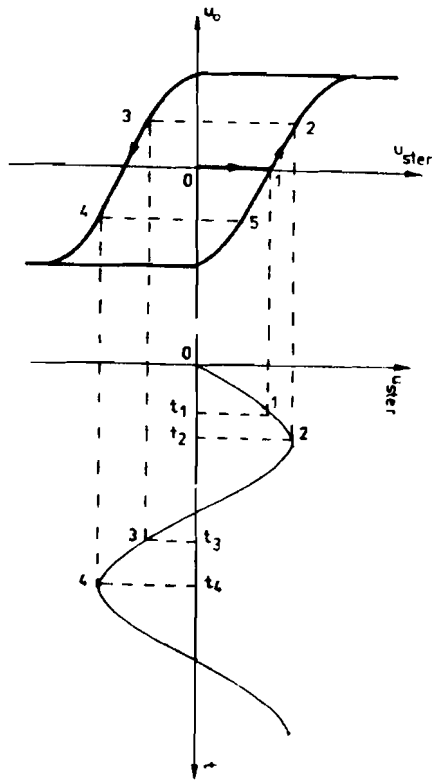
$U$  pozostaje równy  $\beta_{min}$ , co przy zerowej sem nie powoduje wysterowania tyrystorów tej grupy, kąt wysterowania grupy  $D$  jest  $\alpha \geq \frac{\pi}{q}$ ,

a więc również przy zerowej sem nie wysterują się tyrystory tej grupy lub wystąpi co najwyżej przewodzenie nieciągłe z minimalnym prądem

twornika (przy  $\alpha$  bliskich  $\frac{\pi}{2}$ ), co nie spowoduje rozruchu silnika. Dopiero w przedziale czasu  $t_1 \leq t \leq t_2$  popłynie prąd twornika poprzez

grupę  $D$ , pracującą jako prostownik, grupa zaś  $U$  przewodzić będzie prądy wyrównawcze. Silnik będzie napędzany.

W przedziale czasu  $t_2 \leq t \leq t_3$  maleje napięcie sterujące, a więc rośnie kąt wysterowania prostownika D, przy aktualnej sile elektromotorycznej tyrystory tej grupy nie mogą więc być wysterowane, a także nie mogą być wysterowane tyrystory grupy U, gdyż ich kąt wysterowania jest za duży ( $\beta_{min}$ ). Dopiero po czasie  $t_3$  kąt wysterowania prostownika U staje się taki, że mogą zostać wysterowane tyrystory tej grupy i rozpoczyna się przepływ prądu twornika w kierunku przeciwnym, a więc następuje hamowanie maszyny, itd. W przedziale czasu  $t_2 \leq t \leq t_3$  układ prostownika nie reaguje więc na zmiany napięcia sterującego; jest to tzw. „strefa nieczułości”.



Rys. 3.42. Zmiany średniej wartości napięcia wyjściowego prostownika rewersyjnego sterowanego niesymetrycznie przy napięciu sterującym zmiennym sinusoidalnym

## 3.2. Cyklokonwertor

Cyklokonwertor jest bezpośrednim przemiennikiem częstotliwości, w którym tyrystory komutowane są w sposób naturalny, tak jak w przypadku prostownika sterowanego. Prostownik rewersyjny jest typem cyklokonwertora, w którym częstotliwość pożądanego napięcia na wyjściu jest równa zero. Możemy więc budować cyklokonwertory bez prądów (z blokadą) i z prądami wyrównawczymi.

### 3.2.1. Napięcie wyjściowe cyklokonwertora

Fala napięcia wyjściowego cyklokonwertora bez prądów wyrównawczych określona jest ogólnym wzorem (3.1.87), przy zmiennej sterującej,

określonej równaniem (3.1.90). Napięcie sterujące musi być przy tym okresowo zmienne; w przypadku najbardziej rozpowszechnionym ma ono kształt sinusoidy

$$u_{ster} = U_{max} \sin(\omega_0 t + \varphi) \quad (3.2.1)$$

lub w jednostkach względnych w odniesieniu do amplitudy napięcia synchronizującego:

$$u_{ster} = \frac{U_{max}}{U_{maxy}} = r \sin(\omega_0 t + \varphi), \quad (3.2.2)$$

gdzie:

$$r = \frac{U_{max}}{U_{maxy}}.$$

Występujący w zależności (3.1.90) wskaźnik kształtu fali jest określony znakiem prądu wyjściowego  $i_o$ . Aby jednak wskaźnik  $b$  był określony również w stanie bezprądowym (w momencie startu układu lub w chwilach przewodzenia nieciągłego) musi być uzależniony od znaku napięcia sterującego:

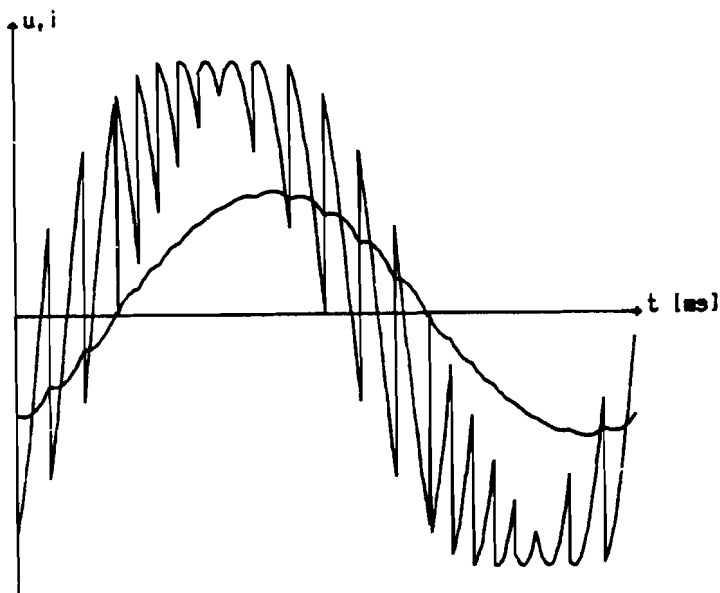
$$b = \text{sign}(i_o) + \tilde{B}i \text{sign}(u_{ster}), \quad (3.2.3)$$

przy czym

$$Bi = \begin{cases} 1 & \text{przy } |i_o| > 0 \\ 0 & \text{przy } i_o = 0. \end{cases}$$

Przykładową falę napięcia wyjściowego cyklokonwertora, uzyskaną na drodze symulacji przy wykorzystaniu zależności: (3.1.87), (3.1.90), (3.2.1) oraz (3.2.3), przedstawia rysunek 3.43. Podstawowa harmoniczna tego napięcia charakteryzuje się częstotliwością i fazą napięcia sterującego, a jej amplitudę można określić równością [10]:

$$U_{om1} = \frac{q}{\pi} \sin \frac{\pi}{q} k_p U_{mf} r. \quad (3.2.4)$$



Rys. 3.43. Przebieg napięcia i prądu wyjściowego cyklokonwertora bez prądów wyrównawczych uzyskany drogą symulacji komputerowej

Poza harmoniczną podstawową fala napięciowa zawiera rodziny harmoniczných o pulsacjach [10]:

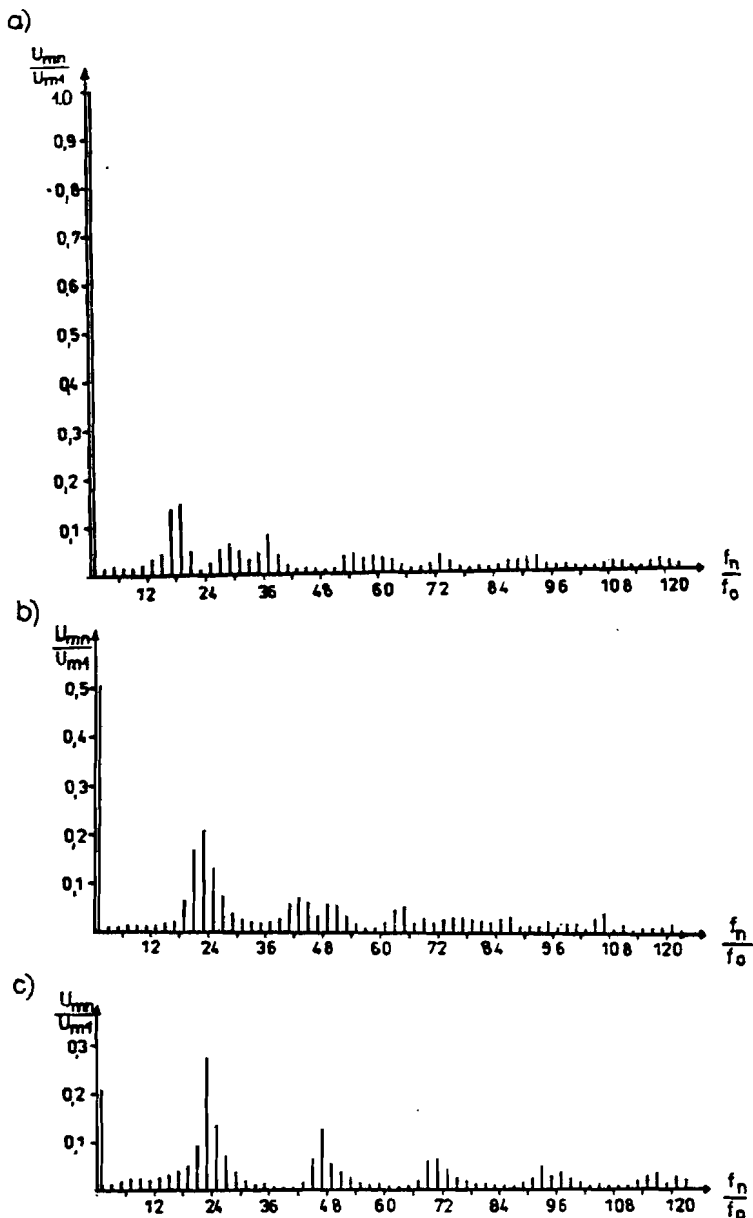
$$\omega_h = q k \omega \pm (2n + 1) \omega_o \quad (3.2.5)$$

przy:  $k = 1, 2 \dots$  ;  $n = 0, 1, 2 \dots$

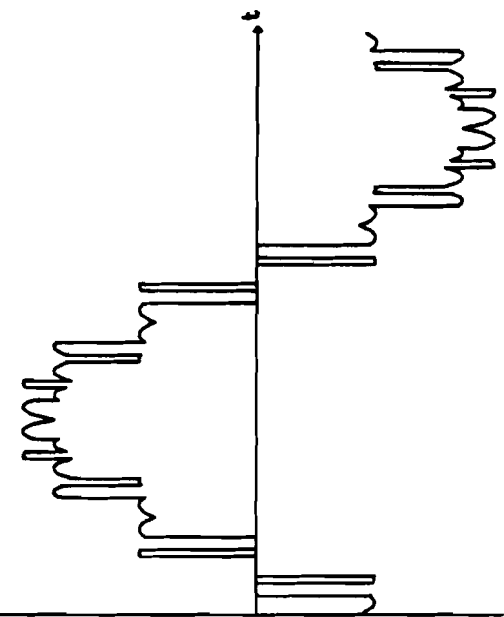
Stąd możemy określić rząd harmoniczných niepożądanych jako stosunek:

$$\frac{\omega_h}{\omega_o} = q k \frac{\omega}{\omega_o} \pm (2n + 1) \quad (3.2.6)$$

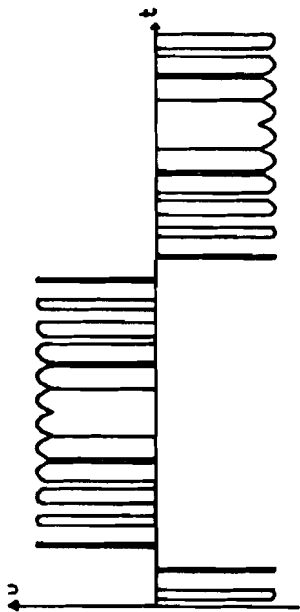
Amplitudy tych harmoniczných są funkcją: pulsacji wyjściowej ( $\omega/\omega_o$ ), amplitudy napięcia sterującego ( $r$ ) oraz w niewielkim stopniu zależą od charakteru obciążenia ( $\varphi_o$ ), a także fazy napięcia sterującego przy niskim stosunku  $\frac{\omega}{\omega_o}$ .



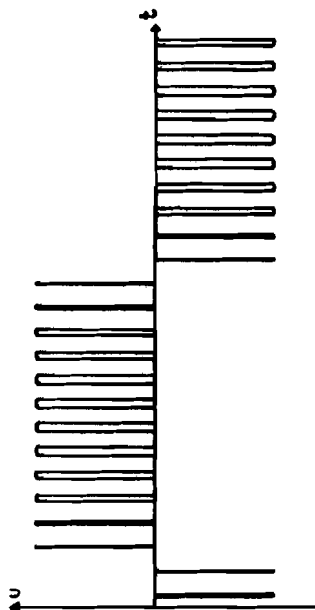
Rys. 3.44. Widmo częstotliwościowe napięcia wyjściowego cyklokonwertera bez prądów wyrównawczych przy pulsacji wyjściowej  $\omega_s = \frac{\omega}{4}$  dla względnej amplitudy napięcia sterującego równej  $r$ : a)  $r = 1$ , b)  $r = 0,5$ , c)  $r = 0,2$



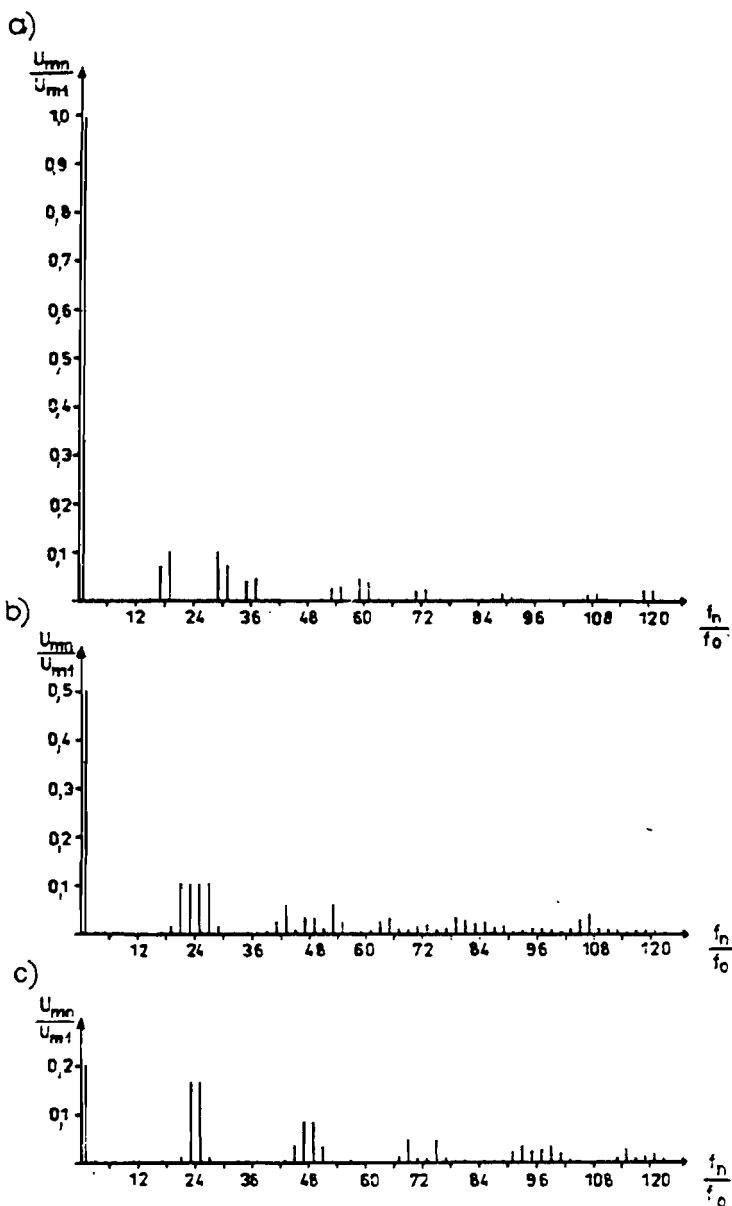
b)



c)



Rys. 3.45. Kształt napięcia wyjściowego cyklokonwertera z prądami wyrównawczymi przy pulsacji wyjściowej  $\omega_s = \omega/2$  i względnej amplitudzie napięcia sterującego  $r$ : a)  $r = 1$ , b)  $r = 0,5$ , c)  $r = 0,2$



**Rys. 3.46.** Widmo częstotliwościowe napięcia wyjściowego cyklokonwertora z prądami wyrównawczymi przy pulsacji wyjściowej  $\omega_s = \frac{\omega}{4}$  i względnej amplitudzie napięcia sterującego r: a)  $r = 1$ , b)  $r = 0,5$ , c)  $r = 0,2$

Z ostatniej zależności wynika, że harmoniczne niepożądane mogą przyjmować częstotliwości bliskie częstotliwości podstawowej, a nawet mniejsze, jeżeli stosunek  $\frac{\omega}{\omega_0}$  jest zbyt niski. Stąd wynika ograniczenie zmian pulsacji wyjściowej  $\omega_0$  i górną teoretycznie granicą w przypadku przekształtnika o  $q = 6$  jest stosunek  $\frac{\omega}{\omega_0} = \frac{3}{2}$ ; w praktyce ten stosunek przyjmuje się jako równy  $\frac{\omega}{\omega_0} = 2$ .

Rysunek 3.44 ilustruje wyznaczone numerycznie charakterystyki spektralne dla pulsacji wyjściowej równej  $\frac{\omega}{\omega_0} = 4$ , przy różnej amplitudzie napięcia sterującego.

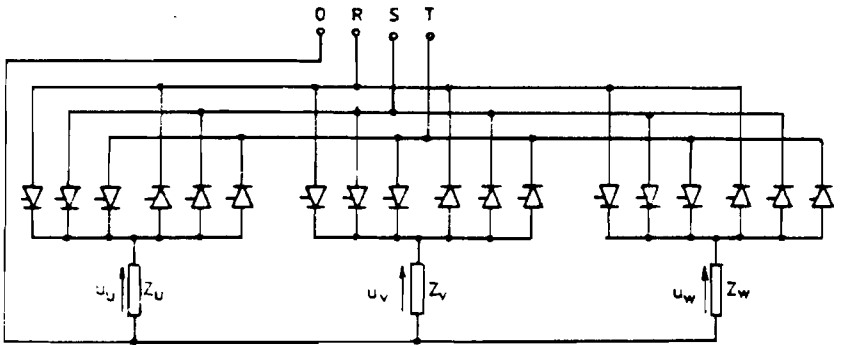
Napięcie wyjściowe cyklokonwertora z prądami wyrównawczymi, przy założeniu że jest ono średnią arytmetyczną napięć wyjściowych obu grup przekształtnikowych, można zamodelować wykorzystując zależności: (3.1.96), (3.1.88), (3.1.89) przy napięciu sterującym określonym równaniem (3.2.1). Rysunek 3.45 przedstawia kształt napięcia wyjściowego, rysunek zaś 3.46 jego charakterystykę spektralną przy stosunku pulsacji  $\frac{\omega}{\omega_0} = 4$  i różnej amplitudzie napięcia sterującego.

### 3.2.2. Cyklokonwertor o trójfazowym wyjściu

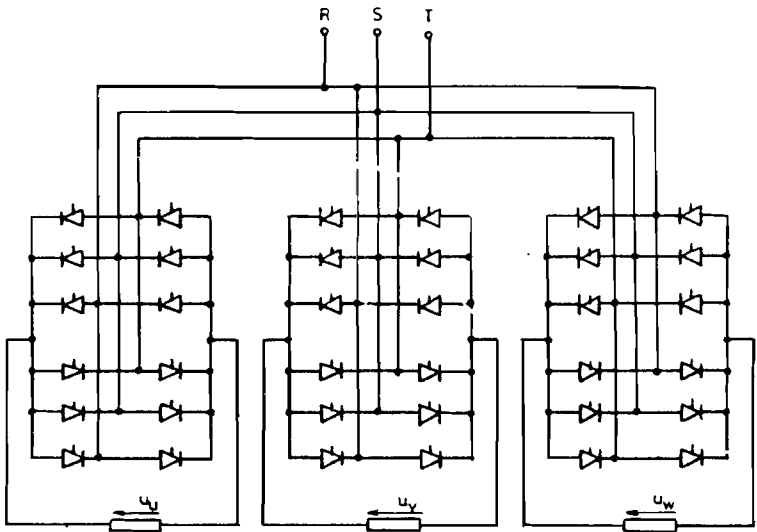
W zastosowaniach praktycznych wymagane jest często źródło napięcia przemiennego o regulowanej częstotliwości z trójfazowym wyjściem. Klasycznym przykładem jest napęd elektryczny z trójfazowym silnikiem prądu przemiennego. Stosuje się wówczas cyklokonwertor złożony z trzech jednostek jednofazowych. Schemat takiego przemiennika złożonego z grup trójpulsowych pokazuje rysunek 3.47.

W przypadku mostkowych grup prostownikowych, gdy układ jest zasilany bezpośrednio z sieci lub przez transformator dopasowujący tylko z pojedynczym uzwojeniem wtórnym, trójfazowy odbiornik nie może być skojarzony galwanicznie. Schemat takiego układu pokazuje rysunek 3.48. Możliwość galwanicznego kojarzenia odbiornika trójfazowego w gwiazdę lub trójkąt stwarza układ zasilany z transformatora z potrójnym układem uzwojeń wtórnych, jak na rysunku 3.49.

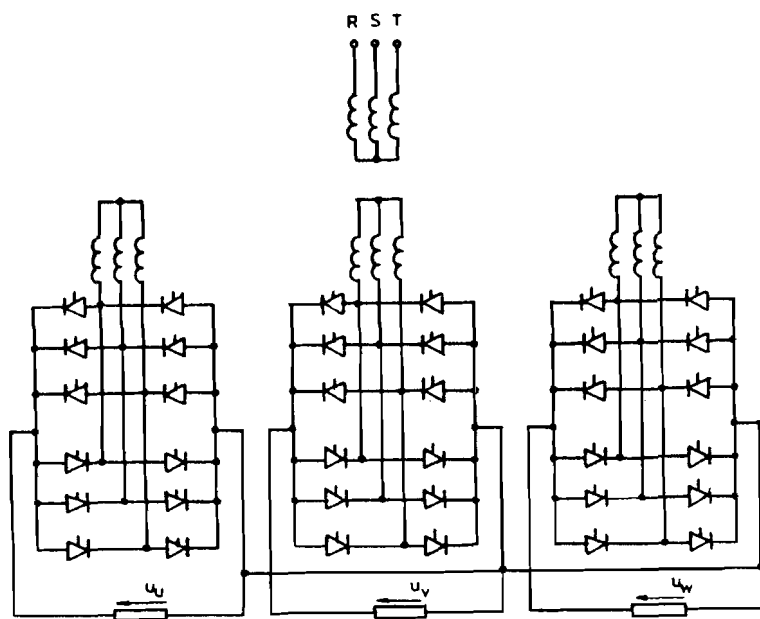




Rys. 3.47. Cyklokonwertor z trójfazowym wyjściem przy trójpulsowych układach prostowników



Rys. 3.48. Cyklokonwertor z trójfazowym wyjściem i mostkowymi układami grup prostownikowych



Rys. 3.49. Cyklokonwerty z mostkowymi grupami prostowników i możliwością galwanicznego kojarzenia trójfazowego wyjścia

W analizie układów napędowych równania stanu układu bazują na zmiennych wektorowych prezentujących wielkości trójfazowe na płaszczyźnie zespolonej. Na potrzeby tej analizy należy sporządzić wektorową reprezentację trójfazowego układu napięć wyjściowych cyklokonwertyora w postaci:

– wektora podstawowego:

$$\vec{u}_o = \frac{2}{3} [1 \ a \ a^2] \begin{bmatrix} u_u \\ u_v \\ u_w \end{bmatrix} = \frac{2}{3} k_p U_{m,r} [1 \ a \ a^2] \begin{bmatrix} \cos\left(\omega t - n_u \frac{2}{\pi q}\right) \\ \cos\left(\omega t - n_v \frac{2}{\pi q}\right) \\ \cos\left(\omega t - n_w \frac{2}{\pi q}\right) \end{bmatrix} =$$

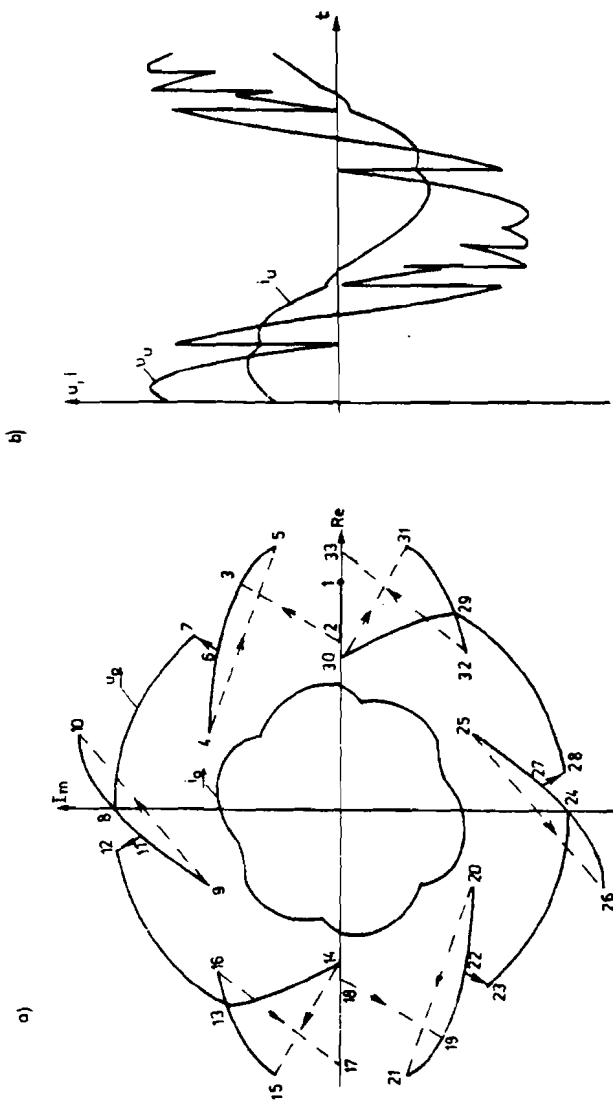
$$\begin{aligned}
&= \frac{k_p U_{mf}}{3} \left\{ \left[ e^{-jn_u 2\pi/q} + e^{-j(n_v - q/3)2\pi/q} + e^{-j(n_w - 2q/3)2\pi/q} \right] e^{j\omega t} + \right. \\
&+ \left. \left[ e^{jn_u 2\pi/q} + e^{j(n_v + q/3)2\pi/q} + e^{j(n_w + 2q/3)2\pi/q} \right] e^{-j\omega t} \right\} = \\
&= k_p U_{mf} \left( k_I e^{j\omega t} + k_{II} e^{-j\omega t} \right); \tag{3.2.7}
\end{aligned}$$

– składowej zerowej:

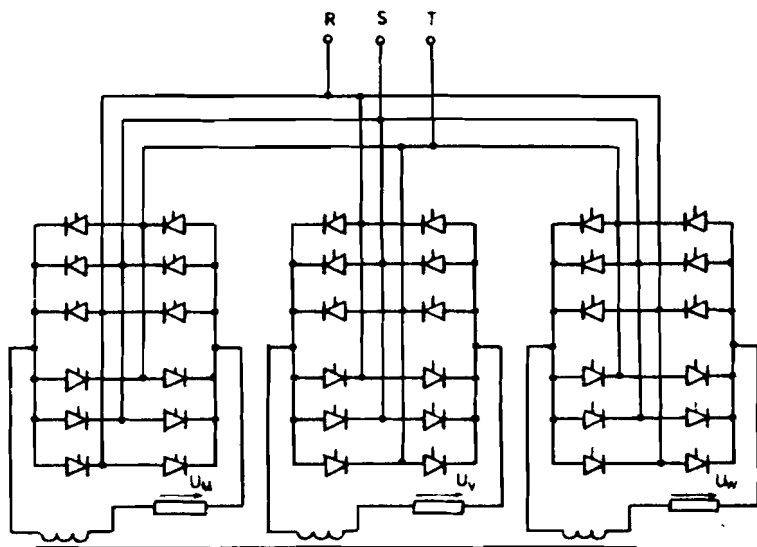
$$\begin{aligned}
u_{\infty} &= \frac{2}{3} [1 \ 1 \ 1] \begin{bmatrix} u_u \\ u_v \\ u_w \end{bmatrix} = \frac{k_p U_{mf}}{3} \left\{ \left[ e^{-jn_u 2\pi/q} + e^{-jn_v 2\pi/q} + \right. \right. \\
&+ \left. \left. e^{-jn_w 2\pi/q} \right] e^{j\omega t} + \left[ e^{jn_u 2\pi/q} + e^{jn_v 2\pi/q} + e^{jn_w 2\pi/q} \right] e^{-j\omega t} \right\} = \\
&= k_p U_{mf} \left( k_o e^{j\omega t} + k_o^* e^{-j\omega t} \right) = 2k_p U_{mf} \operatorname{Re} \left( k_o e^{j\omega t} \right). \tag{3.2.8}
\end{aligned}$$

Wektor podstawowy składa się z dwóch wektorów wirujących przeciwnie, których amplituda i faza (zespolone współczynniki  $k_I$  i  $k_{II}$ ) zmieniają się skokowo w momentach wysterowania (zmiany którejkolwiek ze zmiennych sterujących  $n_u$ ,  $n_v$ ,  $n_w$ ) któregośkolwiek z tyrystorów przemiennika.

Przykładową trajektorię ruchu wektora  $u_o$  na płaszczyźnie zmiennej zespolonej przedstawia rysunek 3.50a. Wektor porusza się ruchem ciągłym pomiędzy kolejnymi punktami połączonymi linią ciągłą, skokowe zmiany wektora są pokazane linią przerywaną. Związany z prezentowaną trajektorią chwilowy przebieg napięcia w fazie wyjściowej  $u_u$  jest przedstawiony na rysunku 3.50b. Na obu rysunkach zaprezentowane są także zmiany chwilowej wartości prądu wyjściowego  $i_u$  oraz odpowiedniego wektora prądu  $i_o$ , dla przypadku gdy symetryczne trójfazowe obciążenie ma rezystancyjno-indukcyjny charakter.

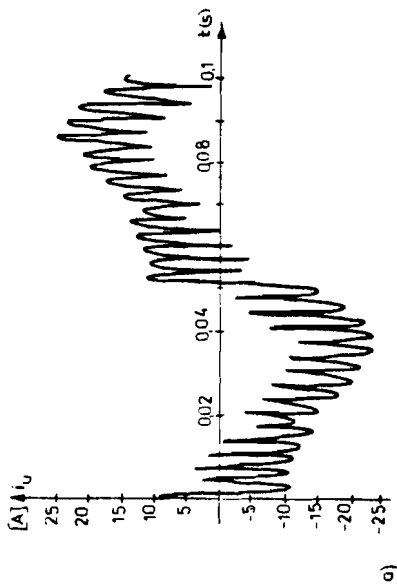


**Rys. 3.50.** Charakterystyczne wielkości wyjściowe cyklokonwertora: a) trajektorie ruchu wektora napięcia i wektora prądu, b) przebiegi czasowe napięcia i prądu wyjściowego  $q = 6; \omega_s = \omega/2$

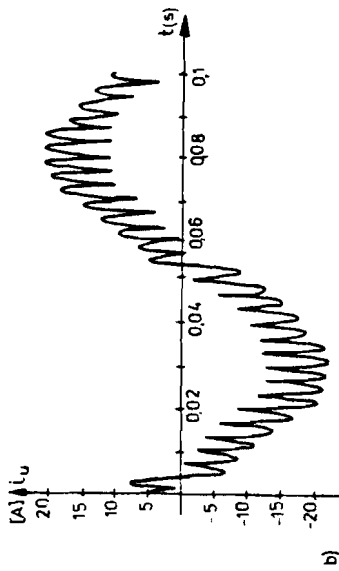


Rys. 3.51. Cyklokonwertor z trójfazowym wyjściem skojarzonym magnetycznie poprzez dławik równofazowy

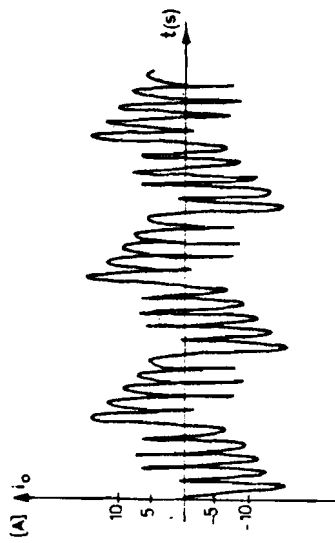
Składowa zerowa napięcia  $u_{00}$  wywołuje w układzie nieskojarzonym (rys. 3.48) prąd składowej zerowej. W przypadku układu skojarzonego (rys. 3.47 oraz 3.49) składowa zerowa w prądzie nie występuje. Składowa ta jest wielkością niepożądaną, a w jej przebiegu dominują harmoniczne trzykrotne w stosunku do podstawowej. Dla ograniczenia prądu składowej zerowej w układzie z rysunku 3.48 stosuje się dławik równofazowy, jak to ilustruje rysunek 3.51. Na rysunku 3.52 przedstawiono przykładowy przebieg czasowy składowej zerowej prądu przed i po zastosowaniu dławika równofazowego. Składowa zerowa prądu ograniczana jest trzykrotną indukcyjnością główną dławika  $L_{\mu}$ , podczas gdy na podstawowy wektor prądu obciążenia  $i_0$  wpływ ma jedynie niewielka reaktancja rozproszenia dławika  $L_{\sigma}$ .



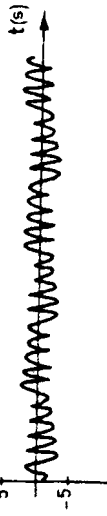
a)



b)



[A]  $i_o$



**Rys. 3.52.** Składowa zerowa w prądzie wyjściowym cyklokonwertora z trójfazowym wyjściem: a) w przypadku faz nieskojarzonych, b) w przypadku faz skojarzonych przez dławik równofazowy

### 3.2.3. Określanie przebiegów i parametrów związanych z wejściem cyklokonwertora

Podobnie jak w rozdziale 3.1.3 (dla przypadku prostownika sterowanego), przyjmując że przekształtnik jest urządzeniem bezstratnym, możemy wyznaczyć prądy wejściowe drogą porównania mocy na wyjściu i wejściu przemiennika. Moc chwilowa na wejściu określona jest równaniem (3.1.16), moc zaś chwilową na wyjściu trójfazowego cyklokonwertora określimy równaniem:

$$\begin{aligned}
 p_o &= [u_u \ u_v \ u_w] \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = \\
 &= [u_u \ u_v \ u_w] \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = \\
 &= \frac{3}{4} [u_{\infty} \ \underline{u}_o \ \underline{u}_o^*] \begin{bmatrix} i_{\infty} \\ \underline{i}_o^* \\ \underline{i}_o \end{bmatrix}. \tag{3.2.9}
 \end{aligned}$$

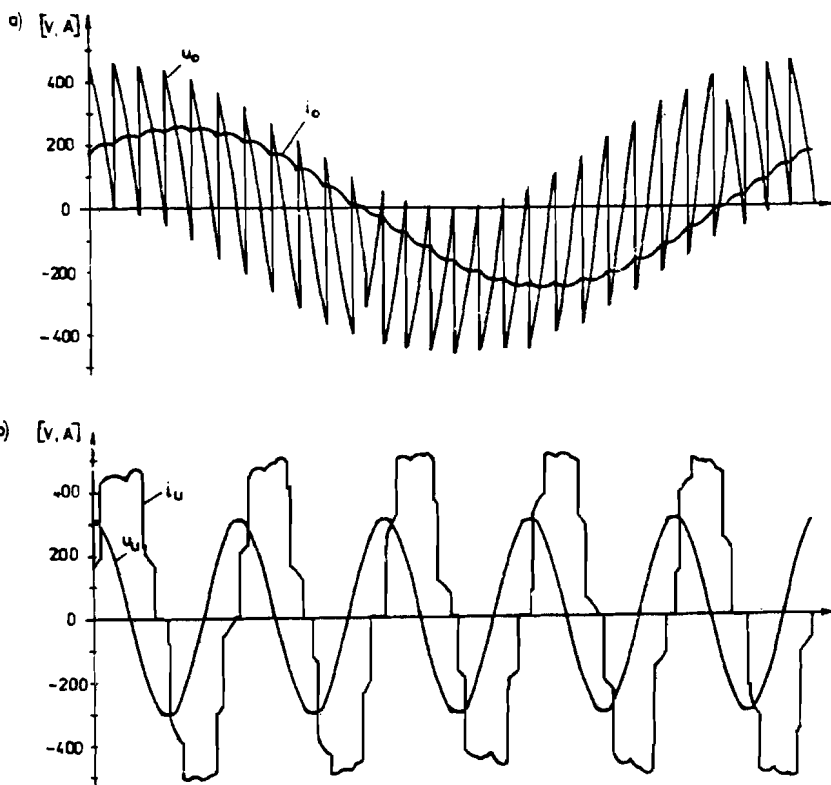
Wyznaczając wektor napięcia wyjściowego  $\underline{u}_o$  zgodnie z zależnością (3.2.7) zaś składową zerową z równaniem (3.2.8) otrzymamy:

$$\begin{aligned}
 p_o &= \frac{3}{4} k_p U_{mf} \left\{ \left[ k_o i_{\infty} + k_I \underline{i}_o^* + k_{II} \underline{i}_o \right] e^{j\omega t} + \right. \\
 &\quad \left. + \left[ k_o^* i_{\infty} + k_{II} \underline{i}_o^* + k_I^* \underline{i}_o \right] e^{-j\omega t} \right\} \tag{3.2.10}
 \end{aligned}$$

Stąd z porównania równań (3.2.10) oraz (3.1.16) wyznaczamy wektor prądu wejściowego:

$$\vec{i}_L = k_p \left( k_o^* i_{oo} + k_{II} i_o^* + k_I^* i_o \right) e^{-j\theta_p}. \quad (3.2.11)$$

Przy znanym wektorze prądu sieciowego  $i_L$  możemy określić przebiegi trójfazowe prądów pobieranych z sieci, korzystając z przekształceń określonych równaniem (3.1.20). Przykładowy przebieg fali prądu sieciowego przedstawia rysunek 3.53.



Rys. 3.53. Wielkości charakterystyczne dla cyklokonwertora: a) napięcie i prąd wyjściowy, b) prąd pobierany z sieci na tle napięcia sieciowego

Wektor prądu sieciowego w układzie współrzędnych zespolonych, wirującym synchronicznie z wektorem napięcia sieci zasilającej, wynosi:



$$\underline{i}_{L_{mL}} = k_p \left( k_o^* i_{oo} + k_{II} i_o^* + k_I i_o \right) e^{-j\omega t}. \quad (3.2.12)$$

Wektor ten zawiera dwie składowe: czynną i bierną. Całka za okres powtarzalności ze składowej czynnej równa jest amplitudzie składowej czynnej podstawowej harmonicznej prądu sieciowego  $I_{L1mR}$

$$I_{L1mR} = \frac{1}{T_o} \int_0^{T_o} \operatorname{Re}(i_{L_{mL}}) dt. \quad (3.2.13)$$

Całka za okres powtarzalności ze składowej biernej równa jest amplitudzie składowej biernej podstawowej harmonicznej prądu sieciowego  $I_{L1mQ}$

$$I_{L1mQ} = -\frac{1}{T_o} \int_0^{T_o} I_m(i_{L_{mL}}) dt. \quad (3.2.14)$$

Amplituda podstawowej harmonicznej prądu sieciowego  $I_{L1m}$  jest równa

$$I_{L1m} = \sqrt{I_{L1mR}^2 + I_{L1mQ}^2}. \quad (3.2.15)$$

Korzystając z wyżej przedstawionych zależności można wyznaczyć parametry wejściowe cyklokonwertora, tzn. wejściowy współczynnik przesunięcia i wejściowy współczynnik mocy.

Oszacujmy te wielkości przy założeniu, że prąd wyjściowy przemiennika jest dobrze wyfiltrowany i można go określić tylko podstawową harmoniczną o pulsacji  $\omega_o$ . Wówczas moc czynną na wyjściu przemiennika możemy określić równością

$$P_o = 3 \frac{q}{\pi} \sin \frac{\pi}{q} k_p \frac{U_{mf}}{\sqrt{2}} r I_o \cos \varphi_o, \quad (3.2.16)$$

gdzie:

$I_o$  — skuteczna wartość prądu wyjściowego,

$\varphi_o$  — kąt przesunięcia pomiędzy podstawową harmoniczną napięcia a podstawową harmoniczną prądu na wyjściu przemiennika.

Stąd skuteczna wartość składowej czynnej podstawowej harmonicznej prądu sieciowego wyniesie:

$$I_{L1R} = \frac{I_{L1mR}}{\sqrt{2}} = \frac{q}{\pi} \sin \frac{\pi}{q} k_p r I_o \cos \varphi_o . \quad (3.2.17)$$

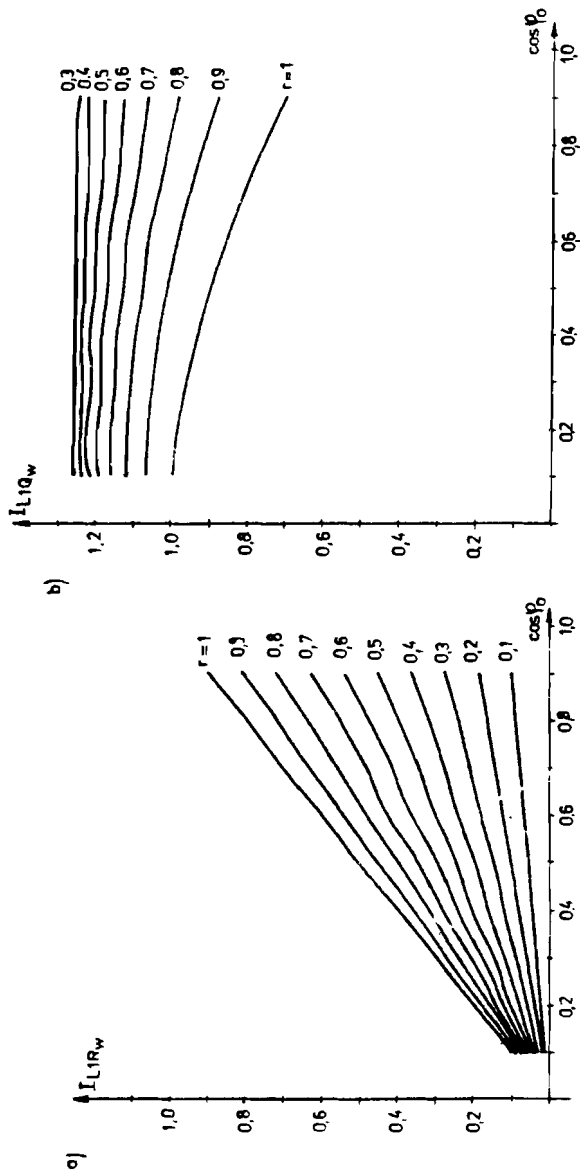
Wyznaczmy tę wielkość w jednostkach względnych, odniesionych do wartości maksymalnej przy danym prądzie  $I_o$  (tzn. przy  $r = 1$  oraz  $\cos \varphi_o = 1$ ):

$$I_{L1R_w} = \frac{I_{L1R}}{\frac{q}{\pi} \sin \frac{\pi}{q} k_p I_o} = r \cos \varphi_o . \quad (3.2.18)$$

A więc wartość skuteczna prądu pobieranego z sieci, wymuszona zapotrzebowaną mocą czynną na wyjściu jest proporcjonalna do względnej amplitudy napięcia sterującego  $r$  i wyjściowego współczynnika obciążenia  $\cos \varphi_o$ . Obrazowo zmiany te przedstawia rysunek 3.54a. Na rysunku 3.54b przedstawione są natomiast odpowiednie zmiany względnej skutecznej wartości składowej biernej pierwszej harmonicznej prądu sieciowego

$$I_{L1Q_w} = \frac{I_{L1Q}}{\frac{q}{\pi} \sin \frac{\pi}{q} k_p I_o} ,$$

które są miarą biernej mocy przesunięcia. Istotne jest przy tym, że składowa bierna jest zawsze opóźniona w stosunku do czynnej (ma charakter indukcyjny), niezależnie od charakteru obciążenia  $\cos \varphi_o$ . Duży pobór mocy biernej z sieci zasilającej jest kolejną wadą cyklokonwertera jako przemiennika częstotliwości.



Rys. 3.54 Zmiany względnych skutecznych wartości składowych sinusoidalnych prądu pobieranego z sieci przez cyklokonwerty w funkcji charakteru obciążenia  $\cos \alpha$ , przy różnych amplitudach napięcia sterującego  $r$ : a) składowe czynne, b) składowe bierne

### 3.3. Niezależny przemiennik częstotliwości

#### 3.3.1. Fala napięcia wyjściowego

To, że kształt fali napięciowej cyklokonwertora, jak i wartość zmiennej sterującej, zależy od fali prądowej (kierunku prądu) wynika z konieczności naturalnej komutacji tyrystorów. Jeżeli w przekształtniku bezpośrednim w miejsce tyrystorów zastosujemy łączniki pełnosterowalne, np. tranzystory mocy, które możemy wyłączać w sposób wymuszony w obwodzie bramki, możemy kształtować napięcie wyjściowe w sposób dowolny.

Wzorując się na zależności (3.1.90) przyjmijmy, że zmienna sterująca jest niezależna od wskaźnika kształtu fali  $b$ , napięcie zaś sterujące ma wartość maksymalną, czyli  $u_{ster} = \sin(\omega_o t + \varphi)$ . Przy takich założeniach zmienna sterująca wyniesie:

$$\begin{aligned} n &= \text{entier} \frac{\omega t + \frac{\pi}{q} + \arccos[\sin(\omega_o t + \varphi)]}{\frac{2\pi}{q}} = \\ &= \text{entier} \frac{(\omega + \omega_o)t - \frac{q-2}{2q}\pi + \varphi}{\frac{2\pi}{q}} = \quad (3.3.1) \\ &= \text{entier} \left[ \frac{q(\omega + \omega_o)t}{2\pi} - \frac{q-2}{4} + \frac{q\varphi}{2\pi} \right]. \end{aligned}$$

Zauważmy, że w tym przypadku zmienna sterująca zmienia swą wartość co jeden stały odcinek czasu  $t_p$ , równy

$$t_p = t_{n+1} - t_n = \frac{2\pi}{q(\omega + \omega_s)}, \quad (3.3.2)$$

gdzie:  $t_{n+1}, t_n$  – momenty dwóch kolejnych przełączeń.

Przyjmując więc dowolny stały czas przewodzenia kolejnych łączników  $t_p$ , określamy pulsację pożądanego napięcia na wyjściu

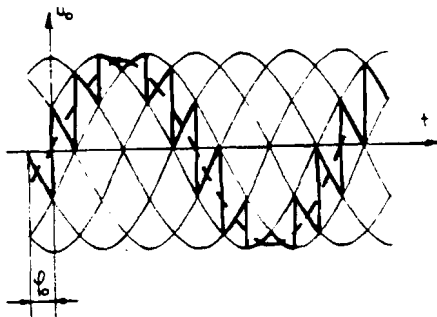
$$\omega_s = \frac{2\pi}{qt_p} - \omega \quad \text{oraz równanie na zmienną sterującą}$$

$$n = \text{entier} \left( \frac{t}{t_p} - \frac{q-2}{4} + \frac{q\varphi}{2\pi} \right). \quad (3.3.3)$$

Napięcie wyjściowe określone jest znaną zależnością:

$$u_s = k_p U_{mf} \cos \left( \omega t - n \frac{2\pi}{q} \right).$$

Przyjmując czas  $t_p$  z przedziału  $0 \leq t_p \leq \frac{2\pi}{q\omega}$  otrzymujemy odpowiednio pulsacje podstawowej harmoniczej napięcia wyjściowego z przedziału  $\infty \geq \omega_s \geq 0$ , przy czym dla  $t_p = \frac{\pi}{q\omega}$  otrzymujemy  $\omega_s = \omega$ .



Rys. 3.55. Napięcie wyjściowe niezależnego przemiennika częstotliwości

Zdefiniowany powyżej bezpośredni przemiennik częstotliwości nosi nazwę niezależnego (unrestricted frequency changer [10]). Przykładowy kształt napięcia wyjściowego przy  $\omega_s = \omega$  zilustrowany jest rysunkiem 3.55.

W przypadku przemiennika z trójfazowym wyjściem, w którym poszczególne napięcia wyjściowe są przesunięte w fazie o kąt  $\frac{2\pi}{3}$ , zmienne sterujące poszczególnych faz wyniosą:

$$\begin{aligned}
 n_u &= \text{entier} \left( \frac{t}{t_p} - \frac{q-2}{4} + \frac{q\varphi}{2\pi} \right) \\
 n_v &= \text{entier} \left( \frac{t}{t_p} - \frac{q-2}{4} + \frac{q\varphi}{2\pi} + \frac{q}{3} \right) \\
 n_w &= \text{entier} \left( \frac{t}{t_p} - \frac{q-2}{4} + \frac{q\varphi}{2\pi} + \frac{2q}{3} \right).
 \end{aligned}
 \tag{3.3.4a}$$

Gdy  $q$  jest liczbą podzielną przez 3, zachodzi zależność:

$$n_w = n_v + \frac{q}{3} = n_u + \frac{2q}{3}, \tag{3.3.4b}$$

oznacza to, że przełączanie łączników w przekształtnikach poszczególnych faz odbywa się jednocześnie. Zachodzi przy tym symetria trójfazowa przebiegów chwilowych, tzn.:  $u_u + u_v + u_w = 0$ . Trójfazowe napięcie wyjściowe opisane jest jednoznacznie przez wektor podstawowy na płaszczyźnie zespolonej, równy, zgodnie z zależnością (3.2.7),

$$\underline{u}_o = k_p U_{mf} e^{j(\omega t - n 2\pi/q)}. \tag{3.3.5}$$

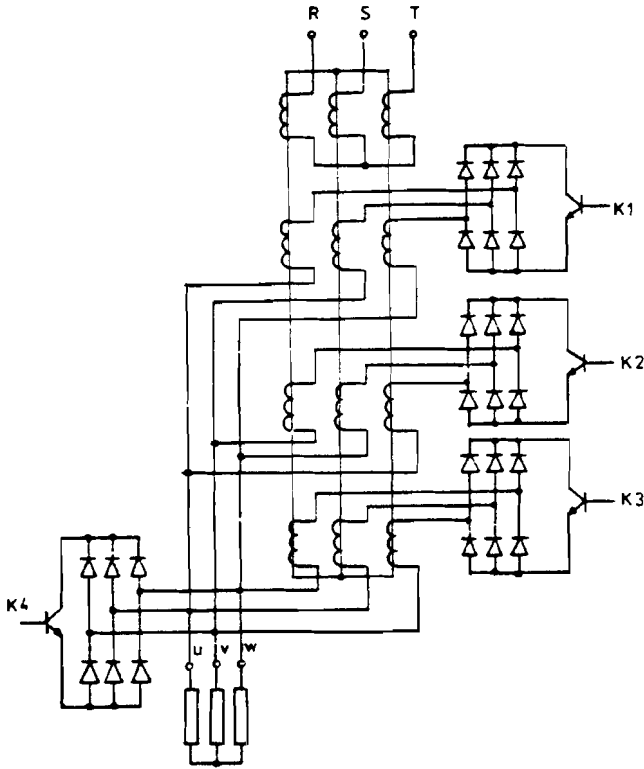
Odwrotny kierunek wirowania wektora otrzymujemy poprzez zmianę kolejności faz, otrzymując zgodnie z równaniem (3.3.3):

$$n_w = n_v - \frac{q}{3} = n_u - \frac{2q}{3} \text{ oraz zgodnie z zależnością (3.2.7):}$$

$$u_o = k_p U_{mf} e^{-j(\omega t - n 2\pi/q)}. \tag{3.3.6}$$

Zc względu na pełną symetrię i jednoczesność przełączania niezależny przemiennik częstotliwości można zbudować wykorzystując wielouzwojeniowy transformator trójfazowy, jak pokazuje to rysunek 3.56. (Jest to wersja układu przy  $q = 3$ ). Przedstawione na schemacie symboliczne łączniki  $k_1 \div k_3$  są zamykane kolejno na czas  $t_p$  (przy ciągle otwartym łączniku  $k_4$ ). Podstawowa harmoniczna napięcia wyjściowego przemiennika ma przy tym sterowaniu maksymalną amplitudę stałą, niezależnie od jej częstotliwości. Do regulacji tej amplitudy stosuje się metodę

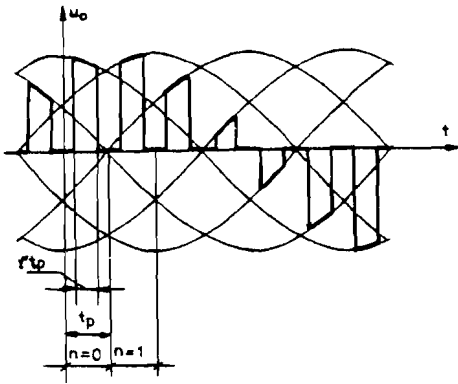
regulacji szerokości impulsów, którą realizuje się drogą zwierania obciążenia poprzez łącznik  $k_4$  przy rozwartych łącznikach ( $k_1 \div k_3$ ) w części każdego z przedziałów czasowych  $t_p$ .



Rys. 3.56. Schemat niezależnego przemiennika częstotliwości z trójfazowym wyjściem

### 3.3.2. Regulacja napięcia metodą zmiany szerokości impulsów

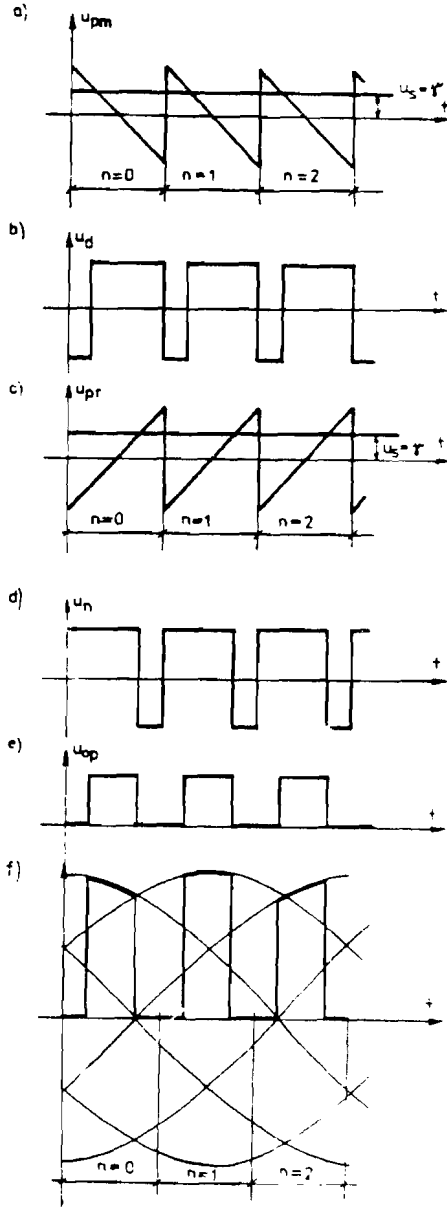
Oznaczmy czas, w którym napięcia wejściowe przykładane są do wyjścia (zwarne  $k_1$  lub  $k_2$  lub  $k_3$  rys. 3.56) poprzez  $\gamma t_p$ . Przy tym  $\gamma$  może przyjmować wartości od 0 do 1. Czas, w którym obciążenie jest bezpośrednio zwierane (zwarły łącznik  $k_4$  na rys. 3.56),



Rys. 3.57. Regulacja napięcia poprzez zmianę szerokości impulsów

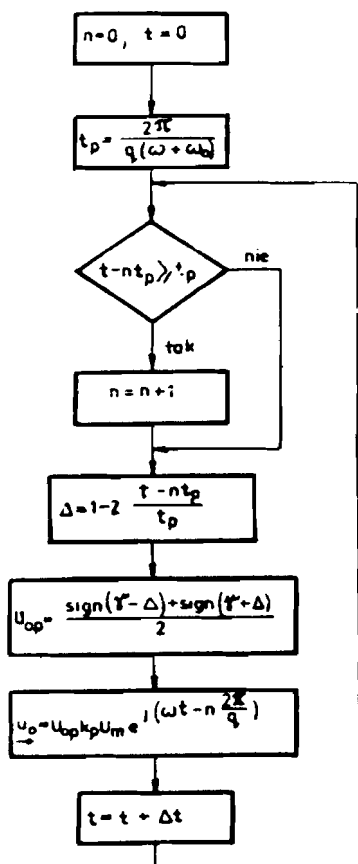
będzie wynosił  $(1 - \gamma)t_p$ . Przyjmijmy, zgodnie z rysunkiem 3.57, że regulacja jest symetryczna (obustronna). Dla prostoty obliczeń przyjmijmy też, że kształtowanie przebiegu rozpoczynamy od momentu, gdy zmienna sterująca przyjmuje wartość  $n = 0$ , co zgodnie z zależnością (3.3.4a) oznacza przyjęcie fazy początkowej:  $\varphi = \frac{q - 2\pi}{q} \frac{\pi}{q}$ .

Praktyczną metodą realizacji sterowania poprzez zmianę szerokości impulsów jest porównanie napięcia sterującego z symetrycznym piłokształtnym napięciem taktującym. Analityczny opis takiego sterowania jest prosty, gdy w miejsce symetrycznego przebiegu piłokształtnego wprowadzi się złożenie dwóch niesymetrycznych przebiegów piłokształtnych, jak pokazuje to rysunek 3.58.



Rys. 3.58. Sposób określania impulsów o symetrycznie regulowanej szerokości dla celów symulacji przebiegu wyjściowego przebiegiennika





Rys. 3.59. Schemat algorytmu modelowania napięcia wyjściowego przekształtnika niezależnego przy jego regulacji metodą zmiany szerokości impulsów

Przyjmując, że napięcie sterujące, podobnie jak szerokość impulsów, zmienia się w jednostkach względnych pomiędzy  $0 < \gamma < 1$  możemy kolejne przebiegi z rysunku 3.58 opisać następująco:

– przebieg piłokształtny malejący (rys. 3.58a)

$$u_{pm} = 1 - 2 \frac{t - nt_p}{t_p},$$

– przebieg prostokątny z regulowanym zboczem dodatnim (rys. 3.58b):

$$u_d = \text{sign}\left(\gamma - 1 + 2 \frac{t - nt_p}{t_p}\right),$$

– przebieg piłokształtny rosnący (rys. 3.58c):

$$u_{pr} = -1 + 2 \frac{t - nt_p}{t_p},$$

– przebieg prostokątny z regulowanym zboczem ujemnym (rys. 3.58d):

$$u_u = \text{sign}\left(\gamma + 1 - 2 \frac{t - nt_p}{t_p}\right),$$

– zerowy przebieg prostokątny z symetryczną regulacją szerokości impulsów (rys. 3.58e)

$$u_{op} = \frac{u_d + u_u}{2}, \quad (3.3.7)$$

– napięcie wyjściowe przemiennika z regulowaną szerokością impulsów (rys. 3.58f)

$$u_o = u_{op} k_p U_{mf} \cos\left(\omega t - n \frac{2\pi}{q}\right). \quad (3.3.8)$$

Algorytm modelowania cyfrowego przemiennika niezależnego z trójfazowym wyjściem pokazany jest schematycznie na rysunku 3.59.

Przedstawimy teraz typowe napięcie przekształtnika (rys. 3.57) w postaci szeregu Fouriera. Jeżeli przez  $p$  oznaczymy stosunek

$p = \frac{T_o}{t_p} = \frac{2\pi}{\omega_o t_p}$ , to odpowiednie współczynniki rozkładu Fouriera wyniosą:

$$a_k = \frac{\omega_o}{\pi} k_p U_{mf} \sum_{n=0}^{p-1} \int_{\alpha_p + (1-\gamma)t_p/2}^{(n+1)\pi_p - (1-\gamma)t_p/2} \cos\left(\omega t - n \frac{2\pi}{q}\right) \cos k \omega_o t dt \quad (3.3.9)$$

$$b_k = \frac{\omega_o}{\pi} k_p U_{mf} \sum_{n=0}^{p-1} \int_{\alpha_p + (1-\gamma)t_p/2}^{(n+1)\pi_p - (1-\gamma)t_p/2} \cos\left(\omega t - n \frac{2\pi}{q}\right) \sin k \omega_o t dt. \quad (3.3.10)$$

Zależności (3.3.9) i (3.3.10), po określonych przekształceniach prowadzą do następujących rezultatów:

*amplituda podstawowej harmonicznej napięcia wyjściowego:*

$$u_{o1} = \sqrt{a_k^2 + b_k^2} = \frac{q}{\pi} \sin\left(\gamma \frac{\pi}{q}\right) k_p U_{mf}, \quad (3.3.11)$$

*amplitudy różne od zera, poza podstawową, mają harmoniczne rzędu:*

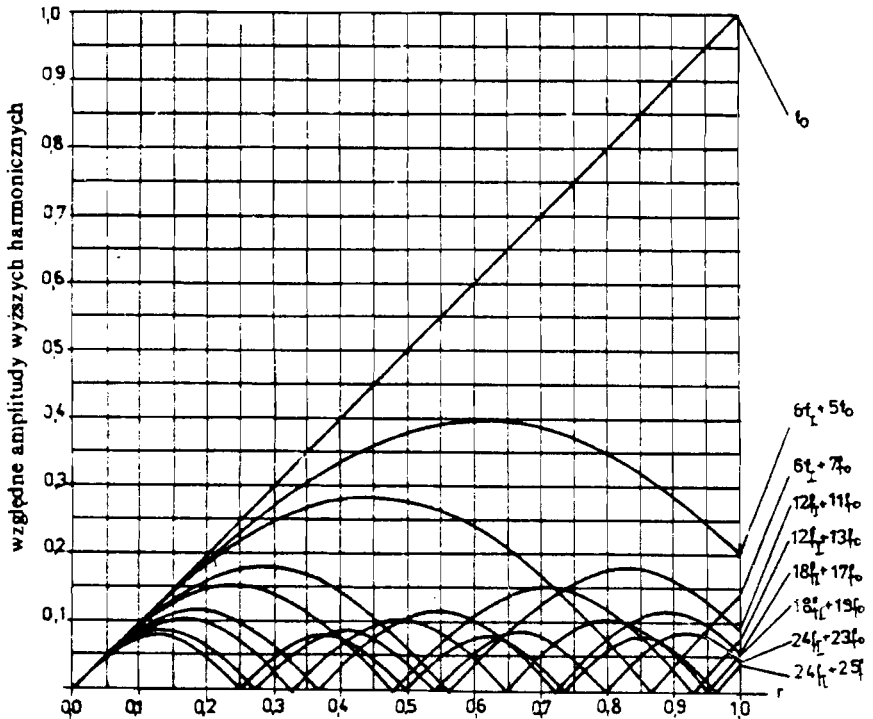
$$k = lq \frac{\omega}{\omega_o} + lq \pm 1, \quad (3.3.12)$$

gdzie:  $l = 1, 2, 3 \dots$

Wartości tych amplitud są równe:

$$U_{\pm k} = \frac{q}{\pi} \frac{\omega + \omega_0}{\omega \pm k \omega_0} \sin\left(\frac{\omega \pm k \omega_0}{\omega + \omega_0} \gamma \frac{\pi}{q}\right) k_p U_{mf}. \quad (3.3.13)$$

Przykładowe zmiany amplitud kilku znaczących harmonicznych odniesione do wielkości  $\frac{q}{\pi} \sin \frac{\pi}{q} k_p U_{mf}$  w funkcji szerokości impulsu  $\gamma$  dla przemiennika o  $q = 6$  przedstawia rysunek 3.60.



**Rys. 3.60.** Zmiany kolejnych harmonicznych w napięciu wyjściowym przemiennika niezależnego regulowanym przez zmianę szerokości impulsów w funkcji  $\gamma$

### 3.3.3. Prądy i parametry wejściowe niezależnego przemiennika częstotliwości

Konfrontując ze sobą zależności: (3.3.5), (3.2.7) oraz (3.2.11) możemy związek pomiędzy wektorem prądu sieciowego a wektorem prądu wyjściowego przemiennika przedstawić w postaci:

$$\vec{i}_L = k_p e^{j(2\pi)q} \vec{i}_o e^{-j\varphi_p} \quad (3.3.14)$$

Weźmy pod uwagę szczególny przypadek obciążenia, to znaczy trójfazowe obciążenie rezystancyjne  $R_o$ , kiedy to wektor prądu wyjściowego

$$\vec{i}_o = \frac{k_p U_{mf}}{R} e^{j(\omega t - \pi(2\pi)/q)}, \quad (3.3.15)$$

wówczas wektor prądu sieciowego

$$\vec{i}_L = \frac{k_p^2 U_{mf}}{R} e^{j(\omega t - \varphi_p)} \quad (3.3.16)$$

wiruje z pulsacją  $\omega$ , synchronicznie z wektorem napięcia sieci. Stąd prądy pobierane z sieci są sinusoidalne, a wejściowy współczynnik mocy jest równy jedności.

Zbadajmy teraz jak zmieniać się będzie wejściowy współczynnik przesunięcia, a w ślad za tym wejściowy współczynnik mocy w przypadku ogólnym, gdy napięcie wyjściowe przemiennika jest sterowane metodą szerokości impulsów. Dla ułatwienia przyjmijmy, że prądy wyjściowe przemiennika są sinusoidalne. Przyjmując zgodnie z rysunkiem 3.57 kształt napięcia w pierwszej fazie wyjściowej możemy napisać, że podstawowa harmoniczna tego napięcia opisana jest zależnością

$$u_{o1} = \frac{q}{\pi} \sin\left(\gamma \frac{\pi}{q}\right) k_p U_{mf} \sin\left(\omega_o t + \frac{q-2}{q} \frac{\pi}{2}\right). \quad (3.3.17)$$

Stąd sinusoidalny prąd wywołany tym napięciem w zależności od charakteru obciążenia będzie miał postać ogólną:

$$i_o = I_m \sin\left(\omega_o t + \frac{q-2}{q} \frac{\pi}{2} - \varphi_o\right). \quad (3.3.18)$$

Stąd wektor prądu obciążenia

$$\vec{i}_o = I_m e^{-j(\omega_o t - \pi/q - \varphi_o)} \quad (3.3.19)$$

oraz wektor prądu sieciowego

$$\vec{i}_L = k_p I_m e^{-j[\omega_o t - n(2\pi/q) - \varphi_o + \varphi_p - (\pi/q)]}. \quad (3.3.20)$$

Wektor prądu sieciowego przeniesiony do układu wirującego zgodnie z wektorem napięcia sieci

$$\vec{i}_L = k_p I_m e^{-j[(\omega_o + \omega)t - (n+1/2)(2\pi/q) - \varphi_o]}. \quad (3.3.21)$$

Przy regulacji napięcia metodą szerokości impulsów prąd z sieci pobierany jest tylko w części przedziałów czasowych równych  $\gamma t_p$  w pozostałych przedziałach  $(1-\gamma)t_p$  prąd płynie pomiędzy fazami odbiornika z pominięciem źródła. Mając powyższe na uwadze wyznaczmy amplitudę podstawowej harmonicznej prądu pobieranego z sieci.

Najpierw wyznaczamy jej część rzeczywistą związaną z poborem mocy czynnej:

$$\begin{aligned} I_{L1mR} &= \frac{1}{T_o} \int_0^{T_o} \text{Re}(\vec{i}_L \vec{u}_L) dt = \\ &= \frac{q(\omega + \omega_o)}{p \cdot 2} \sum_{n=0}^{p-1} k_p I_m. \end{aligned} \quad (3.3.22)$$

$$\int_{[n+(1-\gamma)/2]t_p}^{[n+(1+\gamma)/2]t_p} \cos\left[(\omega_o + \omega)t - \left(n + \frac{1}{2}\right) \frac{2\pi}{q} - \varphi_o\right] dt.$$

Po wykonaniu całkowania i przekształceniach otrzymamy:

$$I_{L1mR} = \frac{q}{\pi} \sin\left(\gamma \frac{\pi}{q}\right) k_p I_m \cos \varphi_o. \quad (3.3.23)$$

Podobnie otrzymamy część „kwadratową” tego prądu związaną z poborem mocy przesunięcia:

$$\begin{aligned} I_{L1mQ} &= -\frac{1}{T_o} \int_0^{T_o} I_m (i_L \rightarrow_{UL}) dt = \\ &= \frac{q}{\pi} \sin\left(\gamma \frac{\pi}{q}\right) k_p I_m \sin(-\varphi_o). \end{aligned} \quad (3.3.24)$$

Powyższa zależność wykazuje, że niezależny przemiennik częstotliwości z trójfazowym wyjściem pobiera z sieci bierną moc przesunięcia równą mocy biernej określonej charakterem obciążenia z przeciwnym znakiem, co oznacza, że obciążenie indukcyjne widziane jest poprzez sieć jako pojemnościowe i odwrotnie. Amplituda podstawowej harmonicznej prądu sieciowego wynosi

$$I_{L1m} = \sqrt{I_{L1mR}^2 + I_{L1mQ}^2} = \frac{q}{\pi} \sin\left(\gamma \frac{\pi}{q}\right) k_p I_m. \quad (3.3.25)$$

Wejściowy współczynnik przesunięcia

$$\cos \varphi = \frac{I_{L1mR}}{I_{L1mQ}} = \cos \varphi_o. \quad (3.3.26)$$

Wartość skuteczną prądu pobieranego z sieci możemy wyznaczyć jako odpowiednią całkę z kwadratu wartości chwilowej określonej z zależności (3.3.20)

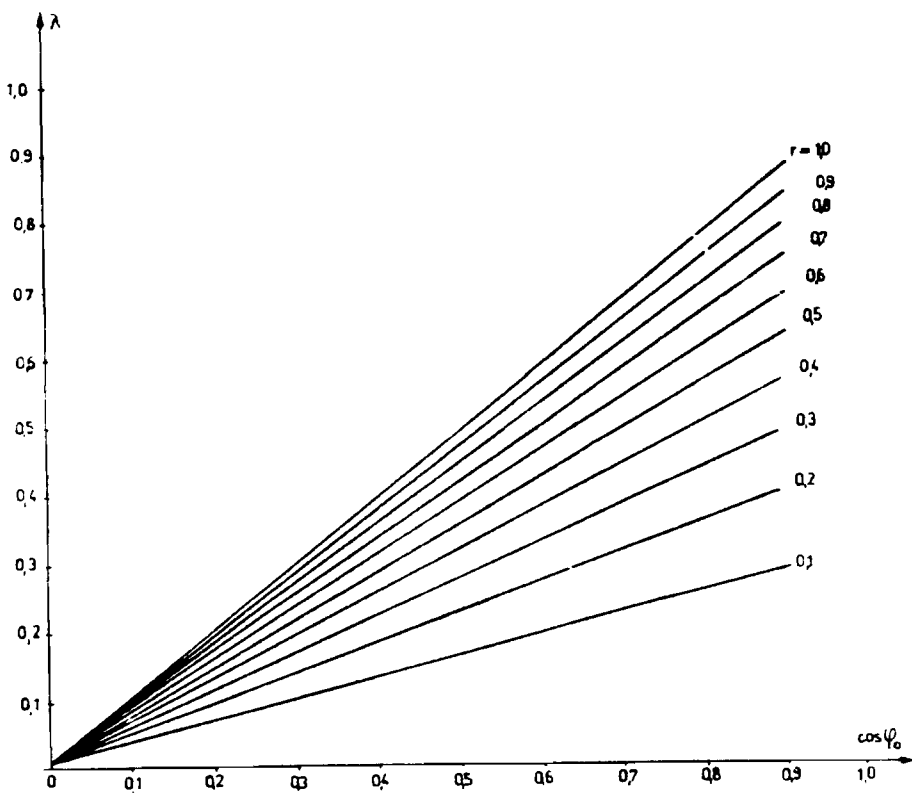
$$I_L^2 = \frac{1}{T_o} \sum_{n=0}^{p-1} k_p^2 I_m^2 \int_{[n+(1-\gamma)/2]t_p}^{[n+(1+\gamma)/2]t_p} \cos^2 \left[ \omega_o t - \left( n + \frac{1}{2} \right) \frac{2\pi}{q} - \varphi_o + \varphi_p \right] dt. \quad (3.3.27)$$

Po przeprowadzeniu obliczeń ostatecznie otrzymamy

$$I_L = \frac{k_r I_m}{\sqrt{2}} \sqrt{\gamma} . \quad (3.3.28)$$

Stąd wejściowy współczynnik dystorsji

$$\mu = \frac{I_{L1m} / \sqrt{2}}{I_L} = \frac{q}{\pi} \frac{\sin\left(\gamma \frac{\pi}{q}\right)}{\sqrt{\gamma}} \quad (3.3.29)$$



**Rys. 3.61.** Zmiany wejściowego współczynnika mocy niezależnego przemiennika w funkcji charakteru obciążenia przy różnych szerokościach impulsów  $\gamma$

oraz wejściowy współczynnik mocy

$$\lambda = \frac{I_{L1mR}/\sqrt{2}}{I_L} = \frac{q}{\pi} \frac{\sin\left(\gamma \frac{\pi}{q}\right)}{\sqrt{\gamma}} \cos \varphi_o . \quad (3.3.30)$$

Na rysunku 3.61 przedstawione są zmiany wejściowego współczynnika mocy bezpośredniego przemiennika niezależnego określone ostatnią zależnością. Analizując wartość współczynnika mocy pamiętajmy, że przemiennik posiada właściwości odwracania charakteru mocy biernej.

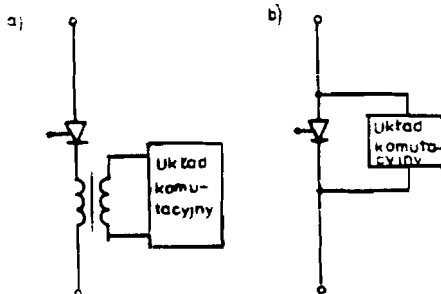


## 4. PRZEKSZTAŁTNIKI NAPIĘCIA STAŁEGO NA STAŁE

W niniejszym rozdziale zajmiemy się przekształtnikami przekształcającymi stałe napięcie źródła zasilającego w napięcie o regulowanej wartości. Kiedy odbiornik, a niekiedy i źródło, ma charakter prądowy, przekształcaniu podlega prąd a nie napięcie, stąd będziemy używać bardziej ogólnej nazwy „przekształtniki DC/DC”. Najpierw jednak przed omówieniem tej rodziny przekształtników zajmiemy się problemem wymuszonego wyłączenia tyrystorów.

### 4.1. Wymuszona komutacja tyrystorów

Dla wyłączenia tyrystora przewodzącego prąd niezbędne jest dostarczenie napięcia w kierunku zaporowym pomiędzy anodą a katodą. W przypadku zasilania ze źródła napięcia stałego, napięcie wsteczne musi być dostarczone poprzez specjalny dodatkowy obwód nazywany komutacyjnym. W zależności od usytuowania źródła napięcia komutacyjnego mówimy o komutacji szeregowej (rys. 4.1a) lub równoległej (rys. 4.1b).

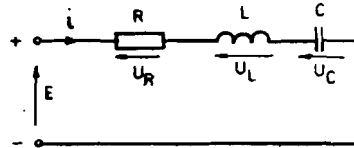


Rys. 4.1. Sposoby komutacji sztucznej: a) komutacja szeregową, b) komutacja równoległa

Obwód komutacyjny składa się z elementów biernych  $L$  i  $C$  przeladowywanych w trakcie komutacji. Dla usprawnienia analizy różnych konfiguracji obwodów komutacyjnych przypomnijmy najpierw zachowanie się elementarnego obwodu szeregowego:  $R, L, C$  przy wymuszeniu napięciem stałym.

#### 4.1.1. Stan przejściowy szeregowego obwodu RLC zasilanego napięciem stałym

Schematycznie obwód przedstawiony jest na rysunku 4.2. Przy ogólnych warunkach początkowych:  $i(0) = I_0$ ,  $u_c(0) = U_{c0}$  prąd w obwodzie w dziedzinie zmiennej zespolonej wyznaczony jest równaniem:



Rys. 4.2. Szeregowy obwód RLC

$$i(s) = \frac{E - U_{c0}}{L} \frac{1}{s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{1}{CL}} + I_0 \frac{s}{s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{1}{CL}}. \quad (4.1.1)$$

Równanie charakterystyczne (mianownik) posiada generalnie dwa pierwiastki, równe odpowiednio:

$$p_{1,2} = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}}. \quad (4.1.2)$$

Jeżeli zachodzi przypadek, że  $\alpha = \frac{R}{2L} < \frac{1}{\sqrt{LC}}$ , to pierwiastki są zespolone sprzężone i możemy je zapisać w postaci

$$p_{1,2} = -\alpha \pm j\nu, \quad (4.1.3)$$

gdzie:

$$\nu = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2}.$$

W tym przypadku przebieg prądu w dziedzinie czasu jest oscylacyjny tłumiony, opisany równaniem

$$i(t) = \frac{E - U_{\infty}}{\nu L} e^{-\alpha t} \sin \nu t + \frac{I_0}{\cos \varphi} e^{-\alpha t} \cos(\nu t + \varphi), \quad (4.1.4)$$

gdzie:

$$\varphi = \arctg \frac{\alpha}{\nu}.$$

Napięcie na kondensatorze jest przy tym równe:

$$\begin{aligned} u_c(t) &= U_{\infty} + \frac{1}{C} \int_0^t i(\tau) d\tau = \\ &= E - \frac{E - U_{\infty}}{\cos \varphi} e^{-\alpha t} \cos(\nu t - \varphi) + \frac{I_0}{\nu C} e^{-\alpha t} \sin \nu t. \end{aligned} \quad (4.1.5)$$

Obydwa równania można przedstawić również w następującej jedynokładnikowej postaci:

$$i(t) = \frac{I_0}{\sin \psi} e^{-\alpha t} \sin(\nu t + \psi), \quad (4.1.6)$$

gdzie:

$$\operatorname{ctg} \psi = \frac{\frac{E - U_{\infty}}{L I_0} - \alpha}{\nu}$$

oraz

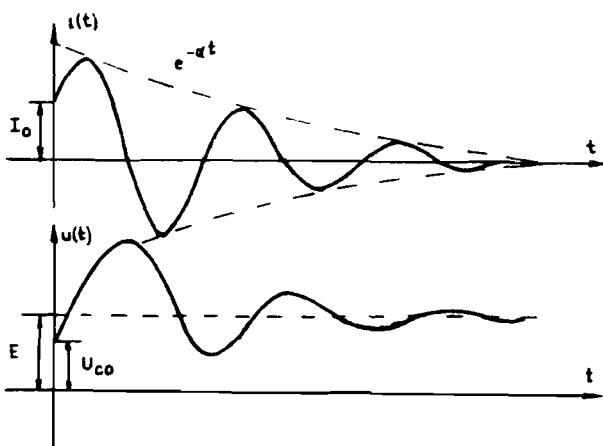
$$u_c(t) = E - \frac{E - U_{\infty}}{\cos \chi} e^{-\alpha t} \cos(\nu t + \chi), \quad (4.1.7)$$

gdzie:

$$\operatorname{tg} \chi = \frac{I_0}{\nu C(E - U_{\infty})} - \frac{\alpha}{\nu}.$$

Przykładowy przebieg czasowy napięcia i prądu prezentowany jest na rysunku 4.3, przy względnie dużym współczynniku tłumienia  $\alpha$ .

W obwodach komutacyjnych dążymy do jak najmniejszej wartości  $R$  i wówczas drgania są słabo tłumione.



Rys. 4.3. Stan przejściowy w szeregowym obwodzie RLC; przypadek oscylacyjny

Rozważmy też drugi przypadek charakterystyczny nie występujący w zasadzie w obwodach komutacyjnych, gdy  $\alpha = \frac{R}{2L} > \frac{1}{\sqrt{LC}}$ . W tym przypadku równanie charakterystyczne zawiera dwa pierwiastki rzeczywiste, równe

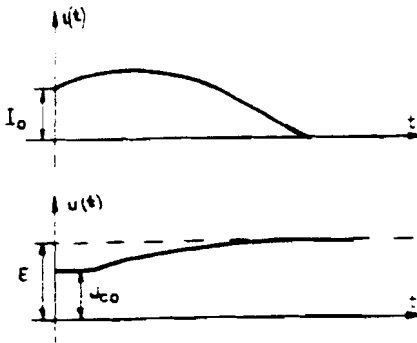
$$p_{1,2} = -\alpha \pm \nu, \quad (4.1.8)$$

gdzie:

$$\nu = \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}}.$$

Przebieg prądu i napięcia opisują równania:

$$i(t) = \frac{I_0}{\text{sh } \varphi} e^{-\alpha t} \text{sh}(\nu t + \varphi), \quad (4.1.9)$$



Rys. 4.4 Stan przejściowy w szeregowym obwodzie RLC; przypadek aperiodyczny

gdzie:

$$\operatorname{th} \varphi = \frac{v}{\frac{E - U_{\infty}}{L I_0} - \alpha}$$

oraz

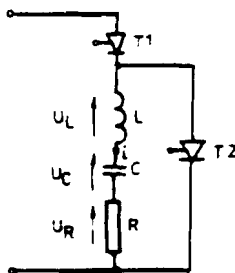
$$u_c(t) = E - \frac{E - U_{\infty}}{\operatorname{ch} \psi} \times e^{-\alpha t} \operatorname{ch}(\nu t + \psi), \quad (4.1.10)$$

gdzie:

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{1}{v} \left( \frac{I_0}{C(E - U_{\infty})} - \alpha \right).$$

Są to przebiegi aperiodyczne przedstawione przykładowo na rysunku 4.4.

#### 4.1.2. Komutacja szeregową



Rys. 4.5. Obwód z komutacją szeregową

Podstawowy obwód prezentujący zasadę komutacji szeregową przedstawia rysunek 4.5. Elementem komutacyjnym jest kondensator C i indukcyjność L, której część wraz z rezystancją R może stanowić obciążenie. Zgodnie z zależnością (4.1.4) prąd w obwodzie w stanie przewodzenia tyrystora T1 pozostaje równy:

$$i(t) = \frac{E + U_p}{v L} e^{-\alpha t} \sin \nu t, \quad (4.1.11)$$

napięcie zaś kondensatora, zgodnie z (4.1.7), jest wyznaczone równaniem

$$u_c(t) = E - \frac{E + U_p}{\cos \varphi} \times e^{-\alpha t} \cos(\nu t - \varphi), \quad (4.1.12)$$

gdyż warunki początkowe przy wysterowaniu tyrystora T1 wynoszą

$$u_c(0) = U_{cs} = -U_p$$

oraz

$$i(0) = 0.$$

Po czasie  $t_1 = \frac{\pi}{\nu}$  sinusoidalny

tłumiony prąd zmaleje do zera i tyrystor T1 zacznie odzyski-

wać właściwości zaworowe (rys. 4.6). Aż do czasu włączenia tyrystora T2 napięcie kondensatora pozostaje równe:

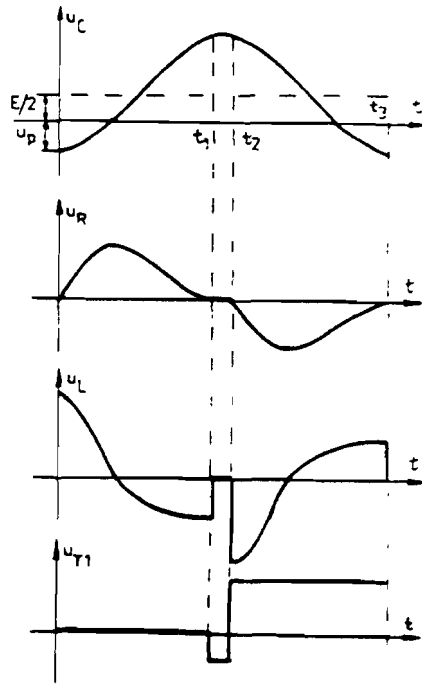
$$u_c(t_1 < t < t_2) = E(1 + e^{-(\alpha/\nu)\pi}) + U_p e^{-(\alpha/\nu)\pi} = U_{c1}. \quad (4.1.13)$$

Dla stanu włączenia tyrystora T2, zgodnie z zależnością (4.1.4) i (4.1.5) przy założonych warunkach:  $E = 0$ ,  $u_c(t_2) = U_{c1}$ ,  $i(t_2) = 0$ , obowiązują równania:

$$i(t) = -\frac{U_{c1}}{\nu L} e^{-\alpha(t-t_2)} \sin[\nu(t-t_2)] \quad (4.1.14)$$

oraz

$$u_c(t) = \frac{U_{c1}}{\cos \varphi} e^{-\alpha(t-t_2)} \cos[\nu(t-t_2) - \varphi]. \quad (4.1.15)$$



Rys. 4.6. Czasowe przebiegi napięć w obwodzie z komutacją szeregową

Prąd w tyrystorze T2 maleje do zera po czasie  $t_3 = \frac{\pi}{\nu} + t_2$  i tyrystor zaczyna odzyskiwać właściwości zaworowe przy napięciu kondensatora równym:

$$U_c(t_3) = -U_c(t_1) e^{-(a/\nu)\pi} = -E(1 + e^{-(a/\nu)\pi}) e^{-(a/\nu)\pi} - U_p e^{-(2a/\nu)\pi} \quad (4.1.16)$$

W ustalonym stanie pracy spełniony jest warunek:

$$u_c(0) = u_c(t_3),$$

stąd otrzymamy:

$$U_p = E \frac{e^{-(a/\nu)\pi}}{1 - e^{-(a/\nu)\pi}} = E \frac{e^{-aT/2}}{1 - e^{-aT/2}} \quad (4.1.17)$$

oraz

$$u_c(t_1) = E \frac{1}{1 - e^{-(a/\nu)\pi}} = E \frac{1}{1 - e^{-aT/2}}, \quad (4.1.18)$$

gdzie:  $T$  – okres drgań równy  $T = \frac{2\pi}{\nu}$ .

Zauważmy, że w stanie pracy ustalonej wartości początkowe napięć kondensatora są symetryczne względem wartości  $E/2$

$$\frac{u_c(t_1) + u_c(0)}{2} = \frac{u_c(t_1) - U_p}{2} = \frac{E}{2} \quad (4.1.19)$$

Wartość napięcia uzyskiwanego na kondensatorze zależy od dobroci układu  $Q = \frac{\nu L}{R}$

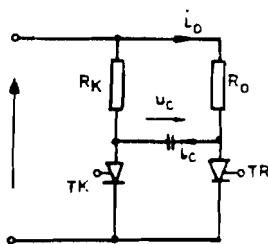
$$U_p = E \frac{e^{-\pi/2Q}}{1 - e^{-\pi/2Q}} \quad \text{oraz} \quad u_c(t_1) = E \frac{1}{1 - e^{-\pi/2Q}} \quad (4.1.20)$$

Przy dużej dobroci napięcie na kondensatorze osiąga znaczne wartości, a gdy dobroć dąży do zera, oscyluje pomiędzy 0 a  $E$ .

Na rysunku 4.6 przedstawiony jest przykład przebiegów czasowych napięcia i prądu dla  $Q = \frac{\pi}{2}$  i przy częstotliwości sterowania tyrystorów bliskiej okresowi drgań własnych  $T = \frac{v}{2\pi}$ .

### 4.1.3. Komutacja równoległa

Prosty obwód komutacji równoległej jest przedstawiony na rysunku 4.7. Obciążeniem jest rezystancja  $R_o$ , zasilana poprzez tyrystor roboczy  $T_R$ . Pozostałe elementy są elementami komutacyjnymi. Gdy przewodzi tyrystor roboczy (przy wyłączonym  $T_k$ ) panuje napięcie na kondensatorze komutacyjnym  $u_c(0) = -E$ . Po załączeniu tyrystora komutacyjnego  $T_k$  tyrystor roboczy spolarzowany zaporowo napięciem kondensatora odzyskuje właściwości zaworowe. Prąd obciążenia i kondensatora ma przebieg wykładniczy



Rys. 4.7. Obwód z komutacją równoległą

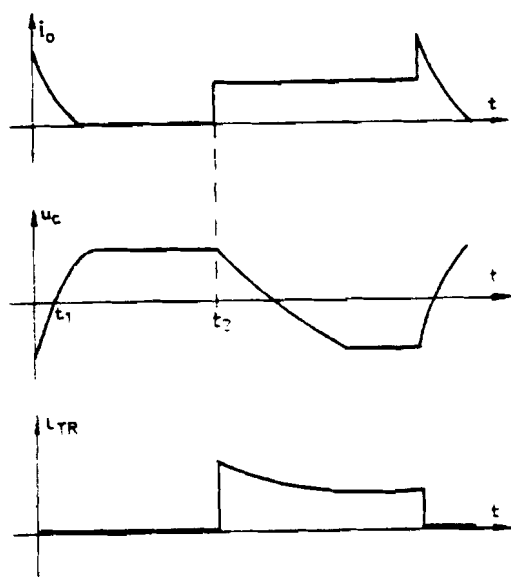
$$i_o = i_c = \frac{2E}{R_o} e^{-t/R_o C} \quad (4.1.21)$$

Wykładniczo zmienia się też napięcie na kondensatorze

$$u_c = E(1 - 2e^{-t/R_o C}) \quad (4.1.22)$$

Do momentu czasu  $t_1 = R_o C \ln 2$ , gdy napięcie kondensatora przyjmuje wartość zerową, tyrystor roboczy  $T_R$  musi odzyskać właściwości zaworowe. W wyniku przeładowania po czasie  $t_2 \approx 3R_o C$  kondensator uzyskuje napięcie początkowe  $u_c = E$ . Po kolejnym włączeniu tyrystora roboczego popłynie prąd w obciążeniu  $R_o$  i rozpocznie się analogiczny do omówionego proces wyłączania tyrystora  $T_k$  przy nowej stałej czasowej obwodu przeładowania  $\tau = R_k C$ . Przebiegi czasowe napięcia i prądu przedstawione są na rysunku 4.8.





Rys. 4.8. Przebiegi napięcia i prądów w trakcie komutacji równoległej

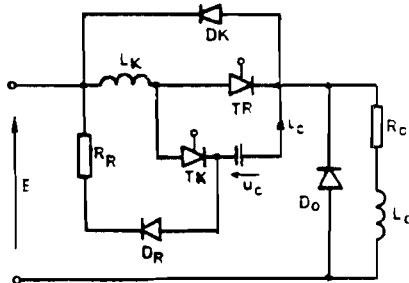
Wadą obydwu omówionych sposobów komutacji jest silna zależność przebiegów komutacyjnych od wielkości obciążenia. Wada ta w znacznym stopniu jest wyeliminowana w tak zwanych układach komutacji impulsowej, które można wyodrębnić w grupie układów z komutacją równoległą.

Istnieje wiele odmian obwodów komutacji impulsowej, przy czym jako podstawowe można wyróżnić – układ z dławikiem komutacyjnym w obwodzie głównym (hard commutation) oraz układ z dławikiem w obwodzie kondensatora komutacyjnego (soft commutation). Omówmy je kolejno.

#### 4.1.4. Komutacja impulsowa z dławikiem w obwodzie głównym

Przebieg twardej komutacji impulsowej możemy prześledzić posługując się schematem z rysunku 4.9. Elementy  $R_o$  i  $L_o$  stanowią obciążenie, które zwierane jest diodą zwrotną  $D_o$  po wyłączeniu tyrystora  $T_R$ . Pozostałe elementy stanowią obwód komutacyjny. Rozpatrując pracę obwodu przyjmijmy, że:

- wskutek znacznej indukcyjności  $L_o$  prąd w obciążeniu w przebiegu krótkiego czasu komutacji możemy uznać za stały  $i_o = I_o = \text{const.}$
- w czasie przewodzenia tyrystora  $T_R$  (zablokowany  $T_k$ ) napięcie na kondensatorze wynosi  $u_c(0) = -U_{\infty}$ .



Rys. 49. Schemat z komutacją impulsową twardą

W pierwszym okresie komutacji po wystawieniu  $T_k$  powstaje następujący szeregowy obwód przeładunku kondensatora:  $C_k, D_k, L_k, T_k$ . Biorąc pod uwagę następujące warunki:  $u_c(0) = -U_{\infty}$ ;  $i_c(0) = I_o$ ;  $E = 0$  zgodnie z równaniem (4.1.6) oraz (4.1.7) otrzymamy:

$$i_c(t) = \frac{I_o}{\sin \psi} e^{-\alpha t} \sin(\nu t + \psi) \quad (4.1.23)$$

$$u_c(t) = -\frac{U_{\infty}}{\cos \chi} e^{-\alpha t} \cos(\nu t + \chi) \quad (4.1.24)$$

gdzie:

$$\text{ctg } \psi = \frac{U_{\infty}}{\nu L I_o} - \frac{\alpha}{\nu} \quad ; \quad \text{tg } \chi = \frac{I_o}{\nu C U_{\infty}} - \frac{\alpha}{\nu}$$

W obwodach komutacji stosowanych w praktyce występuje dobroć  $Q = \frac{L}{R}$  na poziomie wartości  $10 \div 100$ . Stąd z powodzeniem można założyć, że  $\frac{\alpha}{\nu} = \frac{1}{2Q} \approx 0$ . Ponadto, ponieważ  $\nu > 1000$  można przyjąć, że  $\nu \approx \omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ . Przy takich założeniach kąty  $\psi$  oraz  $\chi$  są sobie równe, a podstawowe równania przyjmują postać:

$$i_c(t) = \left( \frac{U_{\infty}}{\omega_o L} \sin \omega_o t + I_o \cos \omega_o t \right) e^{-\alpha t} \quad (4.1.25)$$

$$u_c(t) = \left( -U_\infty \cos \omega_o t + \frac{I_o}{\omega_o C} \sin \omega_o t \right) e^{-\alpha t}. \quad (4.1.26)$$

Wprowadźmy jednostki względne dla prądu  $i'_c = \frac{i_c \sqrt{L}}{E}$  oraz dla napięcia  $u'_c = \frac{U_c}{E}$ , przekształcając powyższe równanie do postaci:

$$i'_c(t) = (\varepsilon \sin \omega_o t + I'_o \cos \omega_o t) e^{-\alpha t} \quad (4.1.27)$$

$$u'_c(t) = (-\varepsilon \cos \omega_o t + I'_o \sin \omega_o t) e^{-\alpha t}, \quad (4.1.28)$$

gdzie:

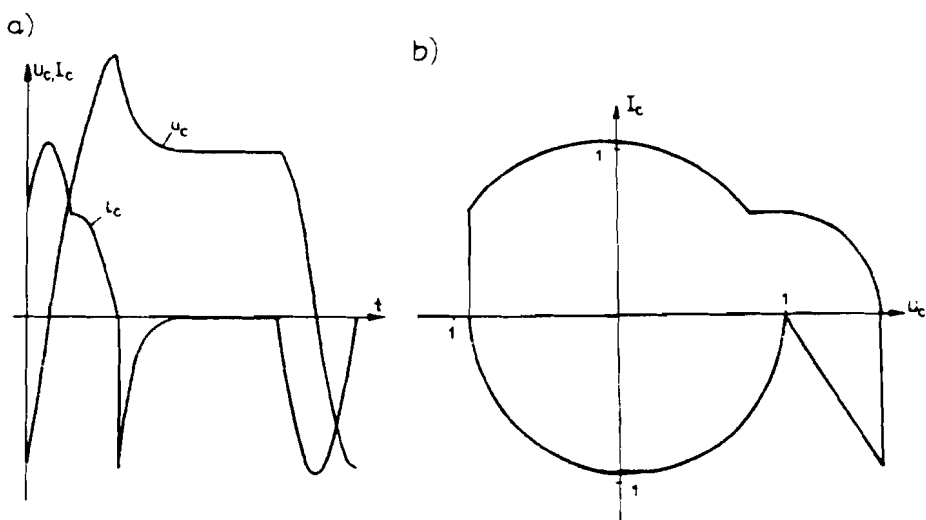
$$\varepsilon = \frac{U_\infty}{E}.$$

Korzystając z tych równań możemy wyznaczyć wzajemną relację pomiędzy prądem a napięciem kondensatora

$$(i'_c)^2 + (u'_c)^2 = (\sqrt{\varepsilon^2 + I_o'^2} e^{-\alpha t})^2. \quad (4.1.29)$$

Jest to równanie okręgu, którego promień zmienia się w czasie w sposób wykładniczy przy współczynniku tłumienia  $\alpha$ . Odpowiednie przebiegi czasowe napięcia i prądu kondensatora przedstawia rysunek 4.10a, wzajemną zaś relację pomiędzy tymi wielkościami prezentuje rysunek 4.10b. W omawianym przedziale komutacji prąd kondensatora przepływa dwoma obwodami, część równa  $I_o$  płynie do obciążenia, pozostała zaś wartość  $i_c - I_o$  przepływa poprzez diodę zwrotną  $D_k$ . Tyrystor  $T_R$  jest polaryzowany wstecznie do czasu  $t_o$ , gdy napięcie kondensatora zmaleje do zera i do tego czasu musi odzyskać właściwości zaworowe. Na podstawie równania (4.1.24) otrzymamy

$$\omega_o t = \frac{\pi}{2} - \chi.$$



**Rys. 4.10.** Zmiany napięcia i prądu kondensatora podczas komutacji twardej: a) przebiegi czasowe, b) relacje wzajemne na płaszczyźnie fazowej

(Zauważmy, że przy przyjętych założeniach  $\operatorname{tg} \chi = I_o'$ ). Drugi przedział komutacji rozpoczyna się, gdy prąd w diodzie zwrotnej  $D_k$  zmaleje do zera, to znaczy, gdy  $i_c = I_o$ . Odpowiedni czas  $t_1$  możemy wyznaczyć z równania opartego na zależności (4.1.23):

$$\sin \chi = e^{-\alpha t_1} \sin(\omega_o t_1 + \chi), \quad (4.1.30)$$

gdzie:

$$\sin \chi = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{I_o'}\right)^2}}.$$

Napięcie na kondensatorze uzyska w tym czasie wartość

$$U_{c1} = u_c(t_1) = U_{co} e^{-\alpha t_1} \sqrt{1 + I_o'^2 (1 - e^{2\alpha t_1})}. \quad (4.1.31)$$

W drugim przedziale komutacji kondensator jest ładowany stałym prądem obciążenia, stąd jego napięcie zmienia się następująco:

$$u_c(t) = U_{c1} + \frac{1}{C} I_o(t - t_1). \quad (4.1.32)$$

Przedział ten trwa do czasu, gdy napięcie kondensatora osiągnie wartość  $E$ , gdyż przy dalszym jego wzroście wysteruje się dioda  $D_o$ . Stąd z ostatniego równania otrzymamy:

$$t_2 = \frac{C}{I_o} (E - U_{c1}) + t_1, \quad (4.1.33)$$

co jest równoważne wartości

$$\omega_o t_2 = \frac{1}{I_o} (E' - U'_{c1}) + \omega_o t_1. \quad (4.1.34)$$

W następnym przedziale komutacji część prądu obciążenia pobierana jest z obwodu komutacyjnego  $i_c$ , a wartość pozostała  $I_o - i_c$  przepływa poprzez diodę zwrotną  $D_o$ . Dla napisania podstawowych równań analizujemy szeregowy obwód RLC, przy następujących warunkach początkowych:  $u_c(0) = E$  oraz  $i_c(0) = I_o$ . Stąd na podstawie zależności (4.1.4) oraz (4.1.5) otrzymamy:

$$i_c(t) = \frac{I_o}{\cos \varphi} e^{-\alpha(t-t_2)} \cos[\gamma(t-t_2) + \varphi], \quad (4.1.35)$$

$$u_c(t) = E + \frac{I_o}{\nu C} e^{-\alpha(t-t_2)} \sin[\nu(t-t_2)]. \quad (4.1.36)$$

Przyjmując poczynione założenia co do dobroci układu oraz wprowadzając jednostki względne otrzymamy:

$$i'_c = I'_o e^{-\alpha'(t-t_2)} \cos(\omega_o t - t_2), \quad (4.1.37)$$

$$u'_c = E' + I'_o e^{-\alpha'(t-t_2)} \sin(\omega_o t - t_2). \quad (4.1.38)$$

Stąd przebieg trajektorii fazowej przedstawia poniższe równanie okręgu:

$$(i'_c)^2 + (U'_c - E')^2 = (I'_o e^{-\alpha'(t-t_2)})^2. \quad (4.1.39)$$

Gdy prąd kondensatora zmaleje do zera cały prąd obciążenia przepływa poprzez diodę  $D_o$ . Dzieje się tak od czasu  $t_3$ , przy czym zgodnie z zależnością (4.1.37)

$$t_3 = \frac{\pi}{2\omega_o} + t_2. \quad (4.1.40)$$

Napięcie kondensatora osiąga wówczas wartość

$$U'_c(t_3) = U'_{c\max} = E' + I'_o e^{-(\alpha/\omega_o)(\pi/2)}. \quad (4.1.41)$$

Ponieważ napięcie to jest większe od  $E$ , w chwili  $t_3$  wysterowuje się dioda  $D_R$  i kondensator rozładowuje się w obwodzie:  $C_k$ ;  $D_R$ ;  $R_k$ ;  $E$ ;  $D_o$ . Rezystancja  $R_R$  ogranicza skok prądu rozładowania. Napięcie i prąd kondensatora są opisane równaniami:

$$u_c = E + (U_{c\max} - E) e^{-(t-t_3)/(R_R C)} \quad (4.1.42)$$

$$i_c = \frac{U_{c\max} - E}{R_R} e^{-(t-t_3)/(R_R C)}. \quad (4.1.42a)$$

Wzajemną relację pomiędzy tymi wielkościami w jednostkach względnych przedstawia prosta o równaniu:

$$u'_c = E' + R_R \sqrt{\frac{C}{L}} i'_c. \quad (4.1.43)$$

Po rozładowaniu kondensatora do wartości  $E$  został całkowicie zakończony proces komutacji. Prąd obciążenia przewodzi dioda  $D_o$ .

Po czasie wynikającym z warunków sterowania wyzwolony zostanie tyrystor  $T_R$  i kondensator przeładowuje się w obwodzie:  $C_k$ ;  $D_R$ ;  $R_R$ ;  $L_k$ ;  $T_R$ . W odniesieniu do równań (4.1.4) oraz (4.1.5) obowiązują warunki początkowe:  $u_c(0) = +E$ ;  $i_c(0) = 0$ ;  $E = 0$ , stąd otrzymujemy:

$$i_c(t) = \frac{-E}{\nu L} e^{-\alpha t} \sin \nu t \quad (4.1.44)$$

$$u_c(t) = \frac{E}{\cos \varphi} e^{-\alpha t} \cos(\nu t - \varphi). \quad (4.1.45)$$

Stąd równanie trajektorii ma postać okręgu

$$(i_c')^2 + (U_c')^2 = (E' e^{-\alpha t})^2. \quad (4.1.46)$$

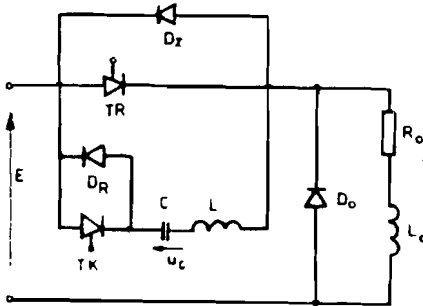
Gdy prąd przeładowania  $i_c$  zmaleje do zera, a więc po czasie  $t = \frac{\pi}{\omega_0}$ , kondensator jest przygotowany do wyłączenia tyrystora  $T_R$ , a jego napięcie wynosi

$$u_c\left(\frac{\pi}{\omega_0}\right) = U_{\infty} = -E e^{-(\alpha/\omega_0)\pi}. \quad (4.1.47)$$

Opisane przebiegi przejściowe przedstawiają rysunki 4.10a oraz 4.10b.

Podstawowym mankamentem tego sposobu komutacji jest fakt, że przez dławik komutacyjny przepływa prąd obciążenia w czasie, gdy obwód komutacyjny nie pracuje. Jeżeli dławik komutacyjny  $L$  przeniesiemy do obwodu kondensatora komutacyjnego, otrzymamy obwód z komutacją „miękką” (soft commutation).

#### 4.1.5. Komutacja impulsowa z dławikiem w obwodzie komutacyjnym



Rys. 4.11. Schemat obwodu z komutacją impulsową miękką

Podstawowy schemat układu jest przedstawiony na rysunku 4.11. Podobnie jak w przypadku poprzednim można wyróżnić charakterystyczne przebiegi komutacji opisane kolejnymi równaniami.

W przedziale pierwszym, obowiązującym po wysterowaniu tyrystora  $T_R$ , kondensator  $C$  przeładuje się w obwodzie:  $C$ ;  $L$ ;  $D_K$ ;  $T_K$ . Obowiązują tu następujące równania:

– prąd kondensatora:

$$i_c(t) = \frac{U_\infty}{vL} e^{-\alpha t} \sin vt \approx \frac{U_\infty}{\sqrt{\frac{L}{C}}} e^{-\alpha t} \sin \omega_0 t, \quad (4.1.48)$$

– napięcie kondensatora:

$$u_c(t) = -\frac{U_\infty}{\cos \varphi} e^{-\alpha t} \cos(vt - \varphi) \approx -U_\infty e^{-\alpha t} \cos \omega_0 t, \quad (4.1.49)$$

– równanie trajektorii fazowej:

$$(i_c')^2 + (u_c')^2 = (\varepsilon e^{-\alpha t})^2, \quad (4.1.50)$$

przy czym w pierwszej części tego przedziału prąd do obciążenia dostarczany jest przez kondensator oraz tyrystor roboczy  $T_R$ . Dopiero, gdy prąd kondensatora osiągnie wartość  $I_0$ , prąd w tyrystorze zmaleje do zera i rozpocznie on odzyskiwać właściwości zaworowe (rys. 4.12). Przedział ten kończy się po wyłączeniu diody  $D_k$ , a więc gdy prąd kondensatora ponownie osiągnie wartość  $I_0$ . Stąd czas  $t_1$  wyznaczamy z uwikłanego równania:

$$I_0 e^{\alpha t_1} = \sin \omega_0 t_1. \quad (4.1.51)$$

Drugi przedział komutacji to ładowanie kondensatora prądem stałym do momentu, gdy jego napięcie osiągnie wartość  $E$ . Od tego momentu ( $t_2$ ) do pracy wysterowuje się dioda  $D_0$  i prąd w niej narasta w miarę jak maleje prąd w kondensatorze, tak aby zapewnić stałość prądu obciążenia. Jest to ostatni przedział komutacji, a obowiązują w nim następujące równania:

$$\begin{aligned} i_c(t) &= \frac{I_0}{\cos \varphi} e^{-\alpha(t-t_2)} \cos[v(t-t_2) + \varphi] \approx \\ &\approx I_0 e^{-\alpha(t-t_2)} \cos[\omega_0(t-t_2)] \end{aligned} \quad (4.1.52)$$

$$u_c(t) = E + \frac{I_0}{vC} e^{-\alpha(t-t_2)} \sin[v(t-t_2)] \approx$$



(4.1.53)

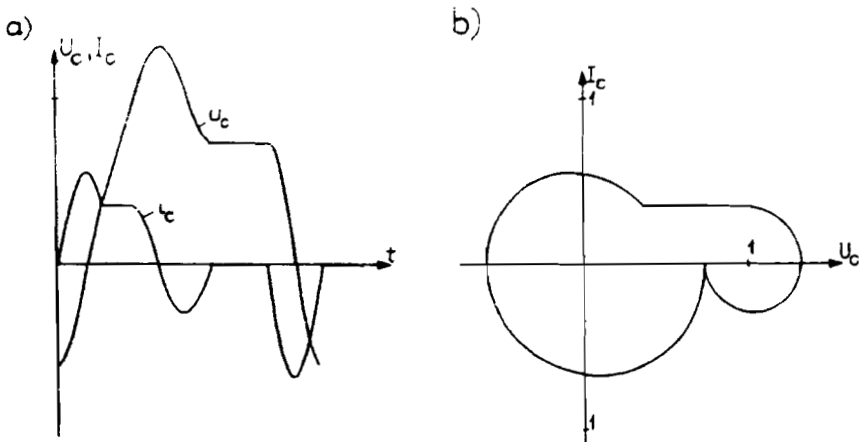
$$\approx E + \frac{I_0}{\sqrt{\frac{C}{L}}} e^{-\alpha(t-t_2)} \sin[\omega_0(t-t_2)]$$

oraz

$$(i_c')^2 + (u_c' - E)^2 = (I_0' e^{-\alpha t})^2, \quad (4.1.54)$$

przy czym w pierwszej części przedziału prąd kondensatora zamyka się poprzez tyrystor  $T_k$ , a po zmianie znaku poprzez diodę  $D_R$ . Komutacja kończy się po czasie  $t_3$ , zgodnie z zależnością (4.1.52), równym:

$$t_3 = \frac{3}{2} \frac{\pi}{\omega_0} + t_2. \quad (4.1.55)$$



**Rys. 4.12.** Zmiany napięcia i prądu kondensatora podczas komutacji miękkiej: a) przebiegi czasowe, b) relacje wzajemne na płaszczyźnie fazowej

Napięcie na kondensatorze uzyskuje wówczas wartość

$$u_c(t_3) = E - \sqrt{\frac{L}{C}} I_o e^{-(\alpha/\omega_o)(3/2)\pi}. \quad (4.1.56)$$

Po kolejnym załączeniu tyrystora roboczego kondensator przeładowuje się w obwodzie: C; D<sub>R</sub>; T<sub>R</sub>; L, podobnie jak w poprzednim układzie obowiązują równania: (4.1.44), (4.1.45) oraz (4.1.46). Ostatecznie końcowa, a zarazem początkowa, wartość napięcia kondensatora komutacyjnego wynosi:

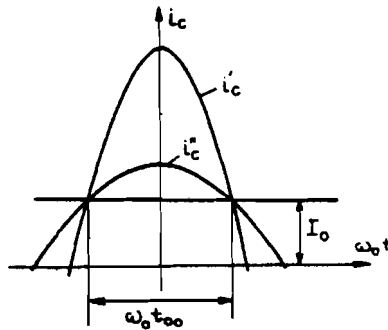
$$U_\infty = -u_c(t_3) e^{-(\alpha/\omega_o)\pi} = -\left(E - \sqrt{\frac{L}{C}} I_o e^{-(\alpha/\omega_o)(3/2)\pi}\right) e^{-(\alpha/\omega_o)\pi} \quad (4.1.57)$$

Przebiegi chwilowe napięcia i prądu kondensatora komutacyjnego oraz przebieg trajektorii fazowej  $i_c' = f(u_c')$  przedstawia rysunek 4.12. Przy tym sposobie komutacji wyłączany tyrystor roboczy jest spolaryzowany małym napięciem wstecznym równym jedynie spadkowi napięcia na przewodzącej diodzie D<sub>k</sub> (rys. 4.11). Wydłuża to znacznie czas odzyskiwania właściwości zaworowych, gdyż ten parametr ( $t_\infty$ ) uzależniony jest właśnie od napięcia przykładanego wstecznie na tyrystor.

#### 4.1.6. Projektowanie obwodów komutacji impulsowej

Prawidłowo zaprojektowany obwód komutacji impulsowej musi zapewnić napięcie wsteczne na wyłączanym tyrystorze co najmniej poprzez czas jego odzyskiwania właściwości blokowania. Jednak ten sam czas  $t_\infty$  przy danym prądzie  $I_o$  możemy uzyskać stosując różne pulsacje i amplitudy prądu komutacyjnego (rys. 4.13).

Zastanówmy się nad przypadkiem najbardziej korzystnym z ener-



Rys. 4.13. Impulsy prądu komutacyjnego o różnych parametrach

getycznego punktu widzenia. Energia gromadzona w indukcyjności przy przepływie prądu sinusoidalnego o amplitudzie  $I_m = \frac{U_\infty}{\sqrt{\frac{L}{C}}}$  wynosi

$$W = \frac{L I_m^2}{2} = \frac{1}{2} L I_m \frac{U_\infty}{\sqrt{\frac{L}{C}}} = \frac{1}{2} \sqrt{LC} I_m U_\infty = \frac{1}{2 \omega_0} I_m U_\infty. \quad (4.1.58)$$

Jeżeli oznaczymy stosunek  $\frac{I_m}{I_0}$  jako  $\lambda$ , powyższy wzór możemy przekształcić do postaci

$$W = \frac{I_0 U_\infty}{2 \omega_0} \lambda = \frac{I_0 U_\infty t_\infty}{2 \omega_0 t_\infty} \lambda. \quad (4.1.59)$$

Względna wartość energii wyniesie

$$\frac{W}{U_\infty I_0 t_\infty} = \frac{\lambda}{2 \omega_0 t_\infty}. \quad (4.1.60)$$

Ponieważ zgodnie z rysunkiem 4.13  $\omega_0 t_\infty = \arccos \frac{1}{\lambda}$ , ostatecznie

$$\frac{W}{U_\infty I_0 t_\infty} = \frac{\lambda}{4 \arccos \frac{1}{\lambda}}. \quad (4.1.61)$$

Powyższe wyrażenie przyjmuje minimalną wartość przy  $\lambda \approx 1,5$ . Przyjmując więc jako przypadek optymalny

$$I_0' = \frac{I_0 \sqrt{\frac{L}{C}}}{U_\infty} = \frac{1}{1,5},$$

parametry obwodu komutacyjnego możemy wyznaczyć następująco:

– dla obwodu z rysunku 4.9, zgodnie z zależnością:

$$\omega t_{\infty} = \frac{\pi}{2} - \chi,$$

otrzymamy

$$\operatorname{ctg} \omega_0 t_{\infty} = \operatorname{tg} \chi = I'_0 = \frac{1}{1,5},$$

stąd

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \operatorname{arcc} \operatorname{ctg} \frac{1}{1,5} / t_{\infty},$$

a jednocześnie:

$$\frac{U_{\infty}}{\sqrt{\frac{L}{C}} I_0} = 1,5$$

i na podstawie zależności (4.1.47) otrzymujemy:

$$\sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{E e^{-(\pi/2)\varphi}}{1,5 I_0};$$

– dla obwodu z rysunku 4.11:

$$\cos \frac{\omega_0 t_{\infty}}{2} = I'_c = \frac{1}{1,5},$$

stąd:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 2 \operatorname{arcc} \cos \frac{1}{1,5} / t_{\infty},$$

i jednocześnie:

$$\frac{U_o}{\sqrt{\frac{L}{C}} I_o} = 1,5,$$

i na podstawie zależności (4.1.57) otrzymujemy:

$$\sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{E}{I_o} - \frac{e^{-(\pi/2Q)}}{1,5 + e^{-(5\pi/4Q)}}.$$

Oczywiście czas  $t_{on}$  bierzemy z danych katalogowych z odpowiednim zapasem bezpieczeństwa.

## 4.2. Podstawowe struktury przekształtników DC/DC

Omówimy podstawowe struktury przekształtników DC/DC przyjmując, że do ich budowy użyto łączniki idealne (tzn. bezstratne i natychmiastowo przełączające). Struktura przekształtnika zależy od charakteru źródła zasilającego (napięciowe bądź prądowe), a także możliwych kierunków przepływu energii (przekształtniki: jedno, dwu i czterokwadrantowe). Przyjrzyjmy się najpierw zasadom pracy przekształtników jednokwadrantowych, w których napięcie i prąd wyjściowy mają jeden kierunek, a energia może być przekazywana tylko ze źródła do odbiornika.

### 4.2.1. Przekształtnik obniżający napięcie (buck converter)

Ogólny schemat tego przekształtnika oraz podstawowe przebiegi czasowe w stanie pracy ustalonej przedstawia rysunek 4.14. Jeżeli założymy, że napięcie wyjściowe jest dobrze wyfiltrowane, czyli  $u_o = U_o$ , to mając na względzie fakt, że w stanie pracy ustalonej średnie napięcie na dławiku musi być równe zero, możemy napisać równanie

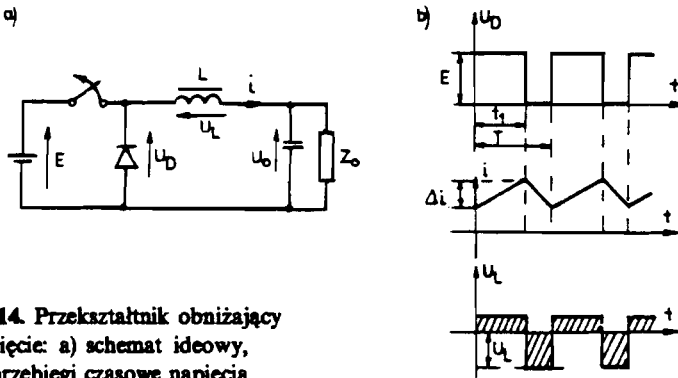
$$(E - U_o)t_1 = U_o t_2,$$

a stąd

$$U_o = \frac{E t_1}{T} = \delta E, \quad (4.2.1)$$

gdzie:

- $t_1$  – czas, w którym łącznik jest zamknięty,
- $t_2$  – czas, w którym łącznik jest otwarty, a przewodzi dioda,
- $\delta$  – względny czas przewodzenia łącznika.



**Rys. 4.14.** Przekształtnik obniżający napięcie: a) schemat ideowy, b) przebiegi czasowe napięcia i prądu

Zmiana prądu w stanie przewodzenia łącznika

$$\Delta i_1 = \frac{E - U_o}{L} t_1.$$

Zmiana prądu w stanie przewodzenia diody

$$\Delta i_2 = \frac{U_o}{L} t_2.$$

Stąd w stanie pracy ustalonej

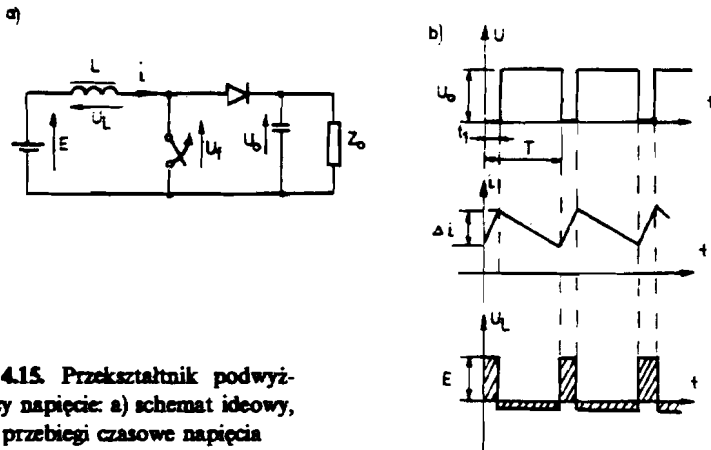
$$\Delta i = \frac{E}{L} \frac{t_1 t_2}{T} = \frac{E}{L} \delta(1 - \delta) T. \quad (4.2.2)$$

Maksymalne pulsacje prądu występują przy  $\delta = 0,5$  i wynoszą

$$\Delta i_{\max} = \frac{E}{4L} T.$$

#### 4.2.2. Przekształtnik podwyższający napięcie (*boost converter*)

Alternatywny model przekształtnika (przy źródle o charakterze prądowym) został przedstawiony na rysunku 4.15.



Rys. 4.15. Przekształtnik podwyższający napięcie: a) schemat ideowy, b) przebiegi czasowe napięcia i prądu

Przy zwartym łączniku energia pobierana ze źródła jest gromadzona w dławiku, a następnie przy łączniku otwartym, gdy przewodzi dioda, przekazywana jest do obciążenia. Przyjmując, jak poprzednio, wyfiltrowane napięcie wyjściowe  $u_o = U_o$ , równość wartości średnich napięcia na dławiku przedstawimy w postaci:

$$E t_1 = (U_o - E) t_2 ,$$

a stąd:

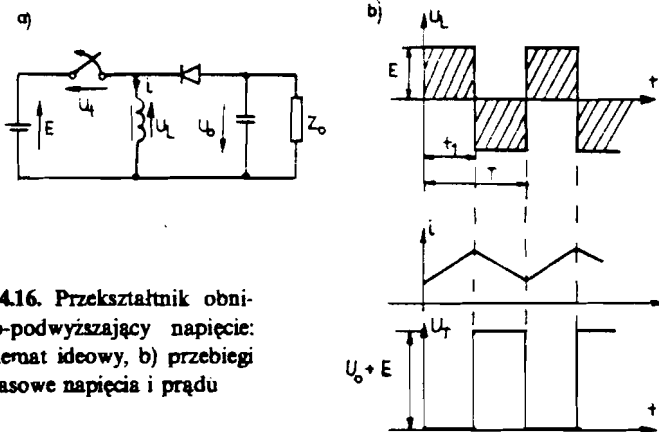
$$U_o = E \left( 1 + \frac{t_1}{t_2} \right) = \frac{E}{1 - \delta} . \quad (4.2.3)$$

Przy tym przekształtniku napięcie możemy regulować tylko w górę i w praktyce przyjmuje się zakres regulacji  $0 \leq \delta \leq 0,5$  ograniczając maksymalne napięcie na nieprzewodzącym łączniku do wartości  $2E$ . Wartość pulsacji prądu wynosi:

$$\Delta i = \frac{E}{L} \delta T .$$

#### 4.2.3. Przekształtnik obniżająco-podwyższający napięcie (buck-boost converter)

Przekształtnik, w którym napięcie wyjściowe można regulować tak poniżej jak i powyżej napięcia zasilania, został przedstawiony na rysunku 4.16.



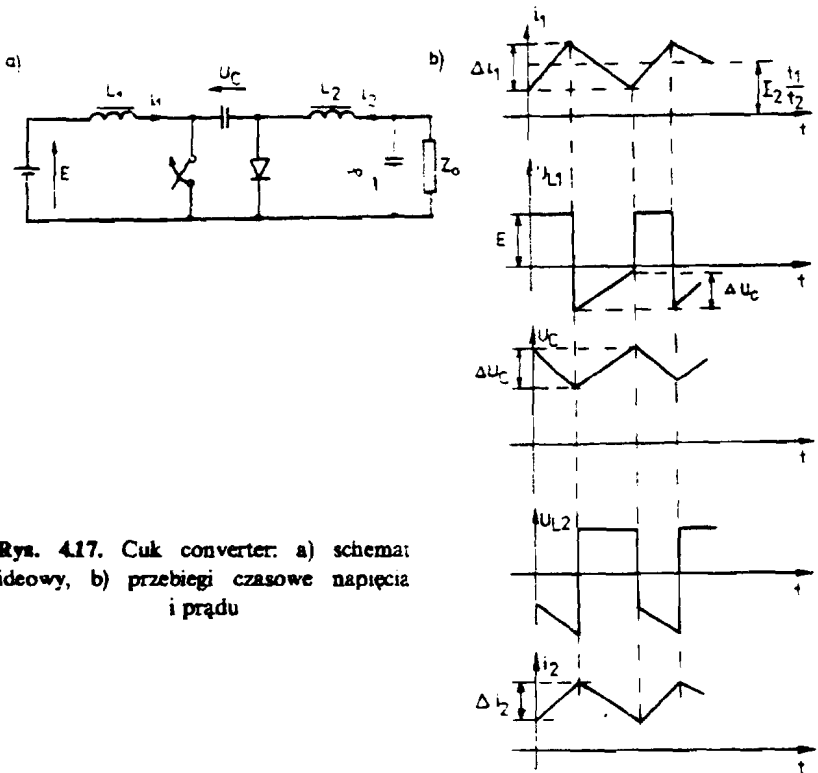
Rys. 4.16. Przekształtnik obniżająco-podwyższający napięcie:  
a) schemat ideowy, b) przebiegi czasowe napięcia i prądu



W stanie zwarcia łącznika napięcie na dławiku  $u_L = E$ , w stanie rozwarcia  $u_L = -U_o$ , stąd w stanie pracy ustalonej  $E t_1 = -U_o t_2$ , zatem

$$U_o = -E \frac{t_1}{t_2} = -E \frac{\delta}{1 - \delta} \quad (4.24)$$

Inną wersję tego przekształtnika, nazywanego (od nazwiska autora) Cuk converter przedstawia rysunek 4.17.



Rys. 4.17. Cuk converter: a) schemat ideowy, b) przebiegi czasowe napięcia i prądu

Elementem przekazującym energię jest kondensator  $C$ . Przyjmując średnie wartości prądu na wejściu i wyjściu, równe  $I_1$  oraz  $I_2$ , poszukajmy ich wzajemnej relacji. W stanie zwarcia łącznika energia jest gromadzona w indukcyjności  $L$ , a ponadto kondensator  $C$  jest rozładowywany prądem  $i_2$ . Napięcie kondensatora zmaleje więc o wartość

$$\Delta U_{c1} = \frac{1}{C} I_2 t_1.$$

Gdy łącznik jest rozwarty, prąd obciążenia zamyka się poprzez diodę a jednocześnie energia z indukcyjności przekazywana jest do kondensatora. Stąd napięcie kondensatora wzrośnie o wartość

$$\Delta u_{c2} = \frac{1}{C} I_1 t_2.$$

W stanie pracy ustalonej  $I_1 t_2 = I_2 t_1$ , stąd

$$I_1 = I_2 \frac{t_1}{t_2}. \quad (4.2.5)$$

Jeżeli przyjmiemy, że przekształtnik jest urządzeniem bezstratnym i moc na jego wyjściu i wejściu są równe  $E_1 I_1 = -U_o I_2$ , to w konsekwencji otrzymamy

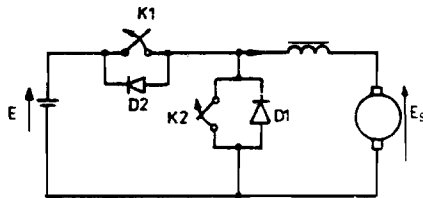
$$U_o = -E \frac{t_1}{t_2} = -\frac{\delta}{1-\delta}.$$

W tej wersji przekształtnika można uzyskać prąd wyjściowy z pulsacjami małymi, które można zaniedbać.

Przejdźmy teraz do podstawowych konfiguracji przekształtników, w których energia może być przekazywana w obu kierunkach.

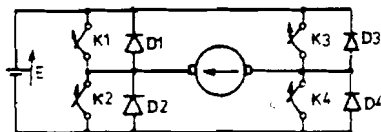
#### 4.2.4. Przekształtniki wielokwadrantowe

W przypadku gdy odbiornik ma charakter aktywny, np. maszyna prądu stałego, przekształtnik winien przekazywać energię w obu kierunkach. Na rysunku 4.18 przedstawiono koncepcję przekształtnika dwukwadrantowego umożliwiającego pracę przy obu kierunkach prądu. Przy otwar-



Rys. 4.18. Przekształtnik dwukwadrantowy ze zmianą kierunku prądu

tym łączniku  $k_2$ , kluczowany łącznik  $k_1$  wraz z diodą D1 stanowią „buck convertor” dostarczając energii do silnika. Z kolei przy otwartym łączniku  $k_1$ , kluczowany łącznik  $k_2$  wraz z diodą D2 stanowią „boost convertor” i przekazują energię z prądnicy do źródła.



Rys. 4.19. Przekształtnik czterokwadrantowy

Jeżeli chcemy silnik napędzać w obu kierunkach do zasilania możemy użyć przekształtnika czterokwadrantowego, jak to pokazuje rysunek 4.19. Są dwa możliwe sposoby sterowania tym przekształtnikiem.

*Sposób pierwszy:*

Przy zwartym łączniku  $k_4$  kluczujemy łącznikiem  $k_1$ , który przewodzi prąd alternatywnie z diodą D2. Silnik jest napędzany w określonym kierunku. Gdy chcemy silnikiem hamować otwieramy łącznik  $k_1$ , a kluczujemy łącznikiem  $k_2$ , który przewodzi prąd na przemian z diodą D1, przy tym przez cały czas hamowania przewodzi również dioda D4. Przy napędzaniu silnika w stronę przeciwną zwieryamy łącznik  $k_3$  kluczując łącznikiem  $k_2$ , który przewodzi prąd na przemian z diodą D1. Przy hamowaniu natomiast kluczujemy łącznikiem  $k_4$ , który przewodzi prąd wraz z diodą D2 i na przemian z diodą D3.

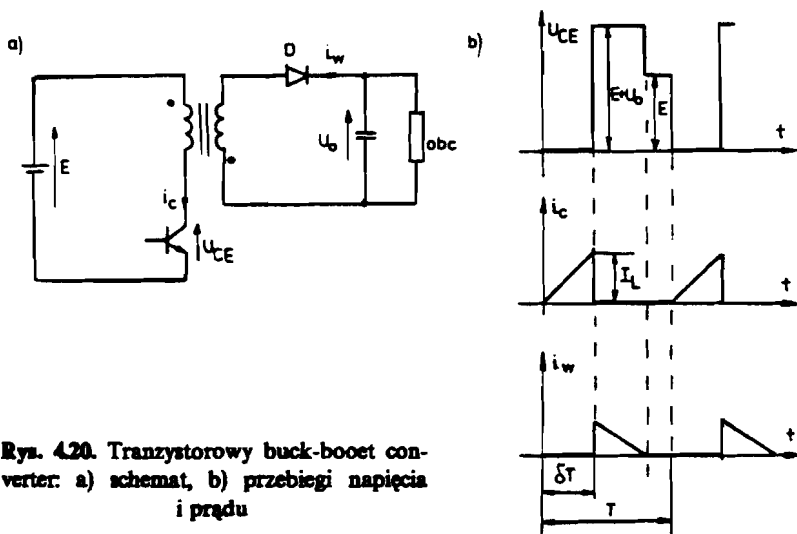
*Sposób drugi:*

Jednocześnie kluczujemy łącznikami  $k_1$  i  $k_4$ , które przewodzą prąd na przemian z diodami D2 i D3 przy jednym kierunku prądu, zaś przy drugim kierunku prądu kluczowane są łączniki  $k_2$  i  $k_3$ , które przewodzą prąd na przemian z diodami D1 i D4. Ten sposób sterowania jest stosowany w falownikach napięcia i jest omówiony w następnym rozdziale.

Rozpatrzmy teraz stosowane w praktyce przekształtniki DC/DC z tranzystorami w roli łączników.

#### 4.2.5. Tranzystorowe przekształtniki DC/DC

W praktycznych zastosowaniach, poza regulacją napięcia, układ przekształtnika często winien także stanowić izolację galwaniczną pomiędzy źródłem a obciążeniem. W tych przypadkach jako element przekształtnika pojawia się transformator izolujący. W przypadku konfiguracji „buck-boost” transformator spełnia także rolę dławika (rys. 4.20) [8].



Rys. 4.20. Tranzystorowy buck-boost converter: a) schemat, b) przebiegi napięcia i prądu

Parametrami decydującymi o doborze tranzystora są maksymalne wartości prądu  $i_c$  i napięcia  $U_{CE}$ . W stanie, gdy tranzystor przewodzi, indukowane po wtórnej stronie transformatora napięcie polaryzuje diodę  $D$  w kierunku wstecznym. Po wyłączeniu tranzystora zgromadzona w jego indukcyjności głównej energia przekazywana jest do obciążenia poprzez diodę  $D_4$ , a napięcie na tranzystorze wynosi

$$U_{CE} = E + U_o = E + E \frac{t_1}{t_2} = \frac{E}{1 - \delta} \quad (4.2.6)$$

Maksymalne napięcie  $u_{Ck}$  występuje przy maksymalnym czasie wysterowania  $t_{max}$ . Z tego powodu w praktyce stosuje się  $t_{max} = 0,5$ . Energia pobrana poprzez przekształtnik ze źródła wynosi

$$W = \int_0^{t_1} E i_p dt = E \frac{I_L t_1}{2} . \quad (4.27)$$

Oznaczając jako  $\eta$  sprawność układu można moc dostarczoną do obciążenia przedstawić równaniem

$$P_{obc} = \frac{W}{T} \eta = \frac{E I_L}{2} \delta \eta . \quad (4.28)$$

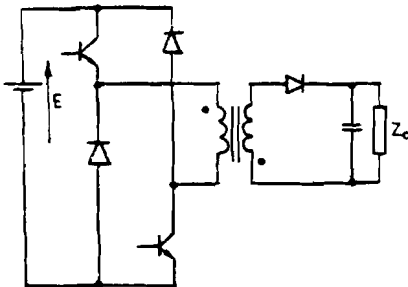
Stąd maksymalny prąd kolektora

$$i_{c,max} = I_L = \frac{2 P_{obc}}{\eta E \delta_{max}} . \quad (4.29)$$

Jeżeli na przykład:  $\delta_{max} = 0,4$ , sprawność zaś układu  $\eta = 0,8$ , to:

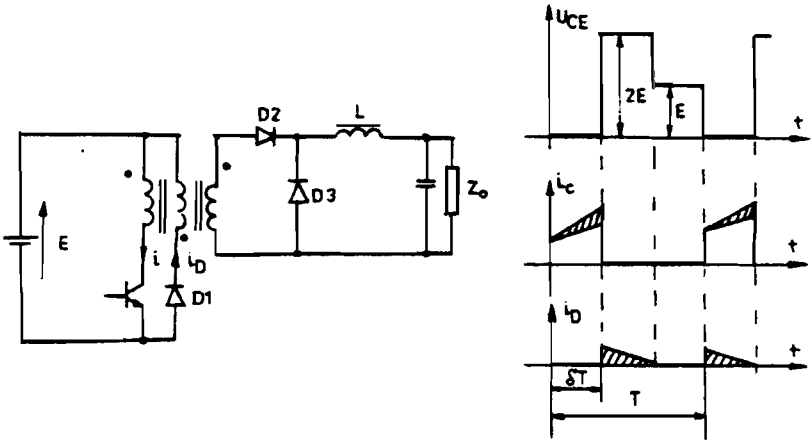
$$i_{c,max} = \frac{6,2 P_{obc}}{E} .$$

Szczególną uwagę należy zwrócić tu na rdzeń transformatora, który jest magnesowany jednokierunkowo. Aby się nie nasycił, musi mieć odpowiedni wymiar i szczelinę powietrzną.



Rys. 4.21. Tranzystorowy buck-boost converter z ograniczonym napięciem  $U_{Ck}$

Jeżeli nie dysponujemy tranzystorem o odpowiednim  $U_{CEmax}$ , to możemy zastosować schemat z rysunku 4.21. W tym układzie obydwie tranzystory są kluczowane jednocześnie. Zawsze po ich wyłączeniu przewodzą diody D1 D2 ograniczając napięcie tranzystorów do wartości  $E$ . Przykład obniżającego (buck) przekształtnika w wersji tranzystorowej przedstawia rysunek 4.22.

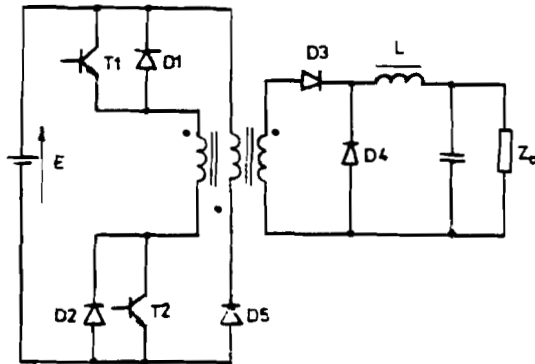


Rys. 4.22. Tranzystory buck converter: a) schemat, b) przebiegi napięcia i prądu

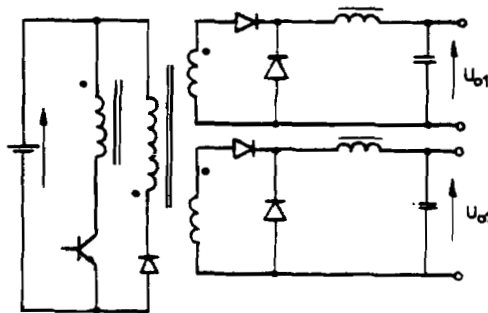
W tym przypadku transformator zapewnia tylko izolację galwaniczną a do gromadzenia i przekazywania energii niezbędny jest dodatkowy dławik. Gdy przewodzi tranzystor, indukowane po stronie wtórnej napięcie wysterowuje diodę D2 i prąd do obciążenia pobierany jest ze źródła. Po wyłączeniu tranzystora energia zgromadzona w indukcyjności głównej transformatora jest przekazana poprzez diodę D1 do źródła. Indukujące się przy tym napięcie blokuje diodę D2, a wysterowuje diodę D3, przez którą zamyka się prąd obciążenia. Maksymalne napięcie, które wystąpi na wyłączonym tranzystorze wyniesie:  $U_{CE_{max}} = 2E$ . Maksymalny prąd tranzystora jest równy maksymalnemu prądowi obciążenia przeniesionemu na stronę pierwotną plus magnesujący prąd transformatora. Jeżeli pominiemy prąd magnesujący, to podobnie jak w poprzednim przypadku  $i_{c_{max}} = \frac{2P_{obc}}{E_{max}}$ . W przypadku tego przekształtnika względny czas załączenia tranzystora  $t_{max}$  nie może być większy od 0,5. Zwiększenie tego czasu ponad połowę nie pozwoli rozładować energii nagromadzonej w indukcyjności głównej transformatora (poprzez diodę D1) do czasu ponownego załączenia tranzystora. W konsekwencji transformator przekształtnika uległby nasyceniu. Ponadto, aby uniknąć pików

napięciowych przy przełączaniu, indukcyjność rozproszenia transformatora winna być jak najmniejsza, stąd trzecie uzwojenie winno być nawinięte bifilarnie wraz z pierwszym.

Rysunek 4.23 przedstawia mostkową wersję łącznika z obniżonym napięciem  $U_{CE_{max}}$  rysunek zaś 4.24 wersję przekształtnika z wielokrotnym odizolowanym napięciem wyjściowym.



Rys. 4.23. Buck converter – wersja mostkowa



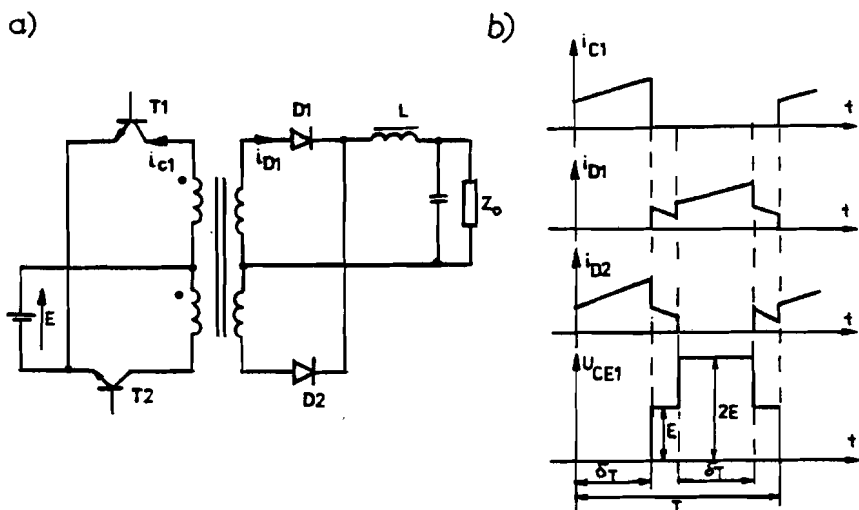
Rys. 4.24. Buck converter z wielokrotnym odizolowanym napięciem wyjściowym

Kolejną tranzystorową wersją przekształtnika jest tak zwany „pushpull converter” (rys. 4.25). Stanowi on połączenie dwóch obniżających (buck) przekształtników pracujących w antyfazie. Gdy przewodzi tranzystor T1, jednocześnie wysterowana jest dioda D2. Gdy tranzys-

tor T1 zostanie wyłączony,ysterowuje się również dioda D1 i do chwili wysterowania tranzystora T2 obie diody przewodzą jednocześnie (rys. 4.25b). Napięcie wyjściowe tego przekształtnika jest równe

$$U_o = \frac{2 \delta E}{\eta}, \quad (4.2.10)$$

gdzie:  $\eta$  – stosunek zwojów wtórnych do pierwotnych.



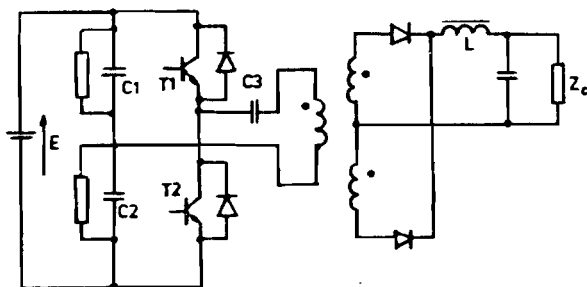
Rys. 4.25. Tranzystorowy push-pull converter: a) schemat, b) przebiegi napięcia i prądu

Maksymalny czas przewodzenia  $\delta_{max}$  musi mieć wartość poniżej 0,5 ze względu na symetryczną pracę tranzystorów. Rdzeń transformatora jest magnesowany tu dwukierunkowo, nie wymaga więc szczeliny i może mieć znacznie mniejszy przekrój w porównaniu z rozwiązaniami poprzędnymi. Maksymalne napięcie na wyłączonym tranzystorze wynosi  $U_{CEmax} = 2E$ , a maksymalny prąd tranzystora

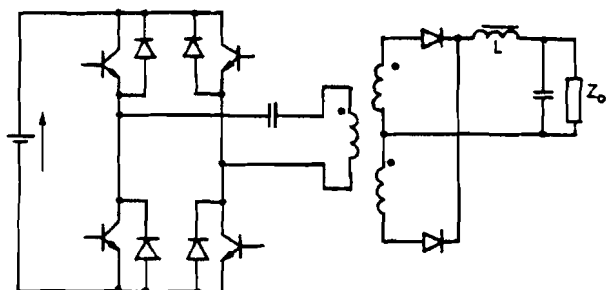


$$i_{cm} = \frac{P_{abc}}{\eta \delta_{max} E} \quad (4.2.11)$$

W zastosowaniach praktycznych transformatory wykonuje się używając rdzeni ferrytowych ze względu na niewielkie rozproszenie i możliwość pracy z dużą częstotliwością do 20 kHz. Rdzenie te charakteryzują się, niefortunnie, niewielką indukcją ( $\approx 3000$  G) i niewielką składową stałą w strumieniu powoduje ich nasycenie. Jeżeli w omawianym układzie przekształtnika zastosowane tranzystory będą miały różny czas przełączania lub różne napięcie, kolektor-emiter w stanie nasycenia  $U_{CEmax}$ , to w prądzie pierwotnym transformatora pojawi się składowa stała, która wprowadzając transformator w niewielkie nasycenie wytworzy piki prądowe w tranzystorze, które z kolei podgrzewając tranzystor spowodują dalszą zmianę jego parametrów i w konsekwencji powstaje proces lawinowy prowadzący do zniszczenia tranzystorów. Jest kilka sposobów uniknięcia takiego zagrożenia. Pierwszy, to wprowadzenie szczeliny w rdzeniu, prowadzi on jednak do wzrostu rozproszenia, co zasadniczo wpływa na proces przełączania tranzystorów i w konsekwencji prowadzi do wzrostu strat i konieczności rozbudowania sieci odciążających. Sposób drugi, to symetryzacja prądu pierwotnego transformatora w obu kierunkach za pomocą dodatkowych zewnętrznych układów regulacji, co jednak jest rozwiązaniem dość skomplikowanym. Sposobem najprostszym, a jednocześnie skutecznym, jest wprowadzenie kondensatora całkującego w pół lub pełnomostkowej konfiguracji przekształtnika (rys. 4.26 i rys. 4.27). Dodatkową zaletą tych układów jest ograniczenie maksymalnego napięcia na tranzystorach  $U_{CEmax}$  do wartości napięcia źródła  $E$ .



Rys. 4.26. Wersja półmostkowa push-pull converter z kondensatorem symetryzującym



Rys. 4.27. Wersja mostkowa push-pull converter z kondensatorem całkującym

W układzie półmostkowym uzwojenie pierwotne transformatora jest z jednej strony skojarzone ze sztucznym zerem utworzonym przez dzielnik pojemnościowy C1 i C2, a z drugiej kluczowane do kolejnych zacisków źródła poprzez tranzystory T1 i T2. W przypadku różnicy w parametrach tranzystorów powstaje niesymetryczne napięcie prostokątne. Kondensator szeregowy C3 pełni rolę symetryzatora tej fali dodając do niej wartość składowej stałej wynikłej z procesu całkowania. Ponieważ kondensator ten tworzy obwód rezonansowy z istniejącą indukcyjnością, jego częstotliwość drgań własnych musi być znacznie mniejsza od częstotliwości sterowania.

$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_R C_3}} < f_S = \frac{1}{T} \quad (4.2.12)$$

gdzie:  $L_R = n^2 L$  – indukcyjność obciążenia przeniesiona na stronę pierwotną.

Kondensator winien być też tak dobrany, aby jego napięcie pozostawało w granicach  $(0,1 - 0,2) \frac{E}{2}$ . Napięcie to można oszacować ze wzoru:

$$u_c = \frac{I}{C} dt,$$

gdzie:

$I$  – średni pierwotny prąd transformatora,

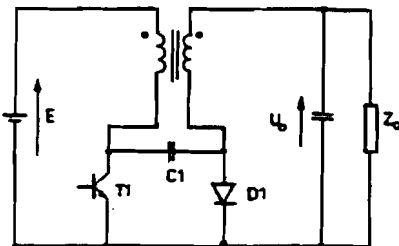
$dt$  – czas ładowania kondensatora,  $dt = \frac{T}{2} \delta_{max}$ .

Diody komutacyjne włączone antyrównolegle do tranzystorów spełniają dwojaką rolę:

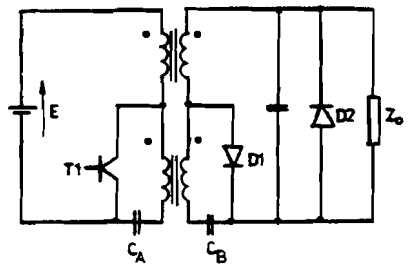
- odprowadzają do źródła energię zgromadzoną w indukcyjności rozproszenia transformatora podczas przełączania tranzystorów eliminując piki napięciowe,
- zabezpieczają przewodzące tranzystory przed pracą inwersyjną w przypadku wzrostu napięcia spowodowanego wzrostem strumienia przy nagłym odciążeniu układu.

W sposób podobny pracuje pełnomostkowa wersja przekształtnika (rys. 4.27). Pary tranzystorów T1 i T4 oraz T2 i T3 są sterowane jednocześnie i powodują przemagnesowanie rdzenia.

Kolejną wersję przekształtnika tranzystorowego przedstawia rysunek 4.28. Jest to znany z modelu na rysunku 4.17 „Cuk convertor”. Wraz ze wzrostem indukcyjności dławików  $L_1$ ,  $L_2$  z rysunku 4.17 maleją pulsacje prądu wyjściowego.



Rys. 4.28. Tranzystory Cuk converter

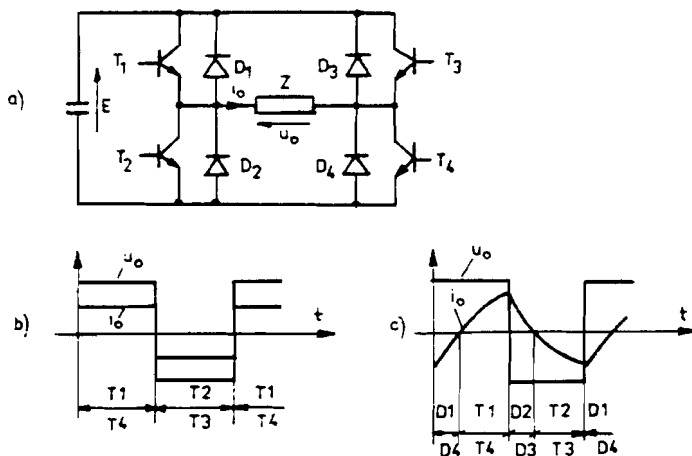


Rys. 4.29. Tranzystorowy Cuk converter z izolowanym wyjściem

W przedstawionym rozwiązaniu rolę tych dławików spełnia transformator. Dławiki są przy tym sprzężone ze sobą magnetycznie. Poprzez odpowiedni dobór przekładni transformatora można doprowadzić do całkowicie stałego w czasie (gładkiego) prądu na wyjściu układu. Przekształtnik w tym układzie nie ma jednak odizolowanego galwanicznie źródła od obciążenia, stąd na rysunku 4.29 podana jest wersja, która taką izolację posiada. Podczas startu przemiennika z rysunku 4.29 przez krótki moment pojawia się na wyjściu napięcie o przeciwnej polaryzacji. Dla zabezpieczenia odbiornika przed tym napięciem wprowadzona została dioda D2.

## 5. FALOWNIKI NAPIĘCIA

Podstawową jednostką układową falownika napięcia jest cztero-kwadrantowy przekształtnik DC/DC, którego schemat przedstawia rysunek 5.1.



**Rys. 5.1.** Falownik napięcia tranzystorowy: a) schemat, b) przebiegi napięcia i prądu przy obciążeniu rezystancyjnym, c) przebiegi napięcia i prądu przy obciążeniu rezystancyjno-indukcyjnym

Przekształtnik ten produkuje na wyjściu falę przemienną i posiada podstawową cechę źródła napięciowego, to znaczy jego napięcie wyjściowe nie jest zależne od obciążenia. Jak pokazano na rysunku 5.1, wraz ze zmianą charakteru obciążenia zmienia się kształt prądu i czas przewodzenia poszczególnych elementów, napięcie zaś wyjściowe pozostaje niezmiennie. To prostokątne napięcie wyjściowe możemy aproksymować następującym szeregiem harmonicznym:

$$U_o = \frac{4}{\pi} E \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} \sin(k \omega_o t), \quad (5.1.0)$$

gdzie:

$$k = 1, 3, 5, 7 \dots;$$

$$\omega_o = \frac{2\pi}{T_o}.$$

Pożądanym przebiegiem napięcia dla użytkownika jest przebieg sinusoidalny, stąd wszystkie harmoniczne poza podstawową są wielkościami „pasożytniczymi”. Poza regulacją częstotliwości podstawowej harmonicznej  $f_o = \frac{\omega_o}{2\pi}$  w praktyce pożądana jest też regulacja jej amplitudy.

Oczywistym sposobem regulacji amplitudy jest regulacja napięcia zasilającego falownik  $E$ , wymaga ona jednak zewnętrznych urządzeń regulacyjnych, jak przekształtniki DC/DC lub prostowniki sterowane w przypadku zasilania urządzenia z sieci prądu przemiennego. W tym ostatnim przypadku, ze względu na przemienne napięcie tak na wyjściu jak i na wejściu, przekształtnik nazywany jest pośrednim przemiennikiem częstotliwości.

Istnieje wiele metod regulacji amplitudy napięcia wyjściowego falownika poprzez odpowiednie jego sterowanie.

## 5.1. Regulacja napięcia w falownikach jednofazowych

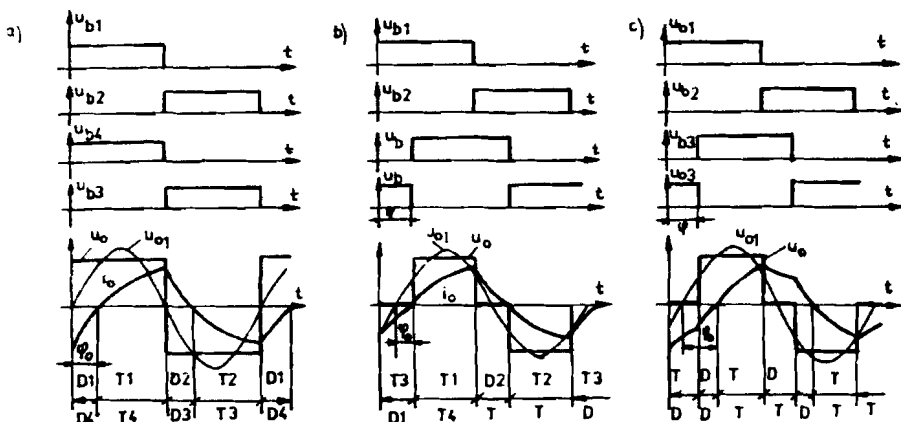
Najprostszą metodą regulacji napięcia wyjściowego falownika jest regulacja szerokości impulsów. Praktyczna jej realizacja polega na zmianie wzajemnego przesunięcia o kąt  $\varphi$  okresów wysterowania pary tranzystorów T3, T4 w odniesieniu do czasów wysterowania T1, T2 (rys. 5.1). Kształty prądów wyjściowych i okresy przewodzenia poszczególnych elementów charakterystyczne ze względu na różny kąt  $\varphi$  i różny charakter obciążenia  $\varphi_o$  ilustruje rysunek 5.2. Szerokość kształtowanego impulsu napięciowego jest powiązana z kątem przesunięcia  $\varphi$  relacją  $\gamma = \pi - \varphi$ . To prostokątne napięcie o regulowanej szerokości możemy aproksymować następującym szeregiem harmonicznych

$$u_o = \sum_{k=0}^{\infty} U_{ak} \sin k \omega_o t, \quad (5.1.1)$$

gdzie amplitudy poszczególnych harmonicznych wyznaczamy następująco

$$U_{ak} = 2 \frac{2}{\pi} E \int_{(\pi-\gamma)/2}^{\pi/2} \sin k \omega_o t d(\omega_o t) = \frac{4}{\pi} E \frac{1}{k} \sin \frac{k \gamma}{2}, \quad (5.1.2)$$

przy czym:  $k = 1, 3, 5, 7 \dots$

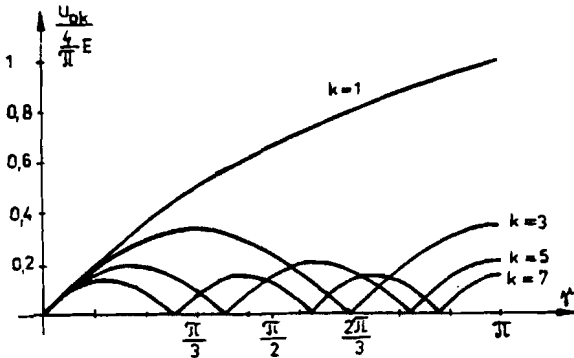


Rys. 5.2. Przebiegi napięć i prądów wyjściowych falownika napięcia przy różnych szerokościach impulsów i różnym charakterze obciążenia

Zmiany amplitudy harmonicznych w funkcji szerokości impulsu, zgodnie z powyższą zależnością, przedstawia rysunek 5.3. Wyższe harmoniczne wnoszą zniekształcenia szczególnie w zakresie mniejszych szerokości impulsów, przy czym najbardziej niepożądane są harmoniczne – trzecia i piąta. Dla eliminowania tych harmonicznych można stosować dodatkowe przełączenie falownika w ciągu okresu wyjściowego [1]. Ten sposób sterowania i uzyskany kształt napięcia wyjściowego pokazuje rysunek 5.4, w przypadku gdy kąt przesunięcia  $\varphi = 0$  (czyli  $\gamma = \pi$ ) oraz przy  $\varphi = \frac{\pi}{2} = \gamma$ .

Dla przypadku z rysunku 5.4a możemy przebieg aproksymować szeregiem (5.1.1) przy amplitudach harmonicznych równych:

$$U_{ak} = \frac{4}{\pi} E \int_0^{\alpha_1} \sin k \omega_o t d(\omega_o t) - \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \sin k \omega_o t d(\omega_o t) + \int_{\alpha_2}^{\pi/2} \sin k \omega_o t d(\omega_o t) = \frac{4}{\pi} E \frac{1 - 2 \cos k \alpha_1 + 2 \cos k \alpha_2}{k} \quad (5.1.3)$$



Rys. 5.3. Zależność wartości amplitud poszczególnych harmonicznych od szerokości impulsu napięcia wyjściowego falownika

W przypadku ogólnym napięcie wyjściowe (rys. 5.4b) powstaje jako różnica dwóch przebiegów o kształcie jak na rysunku 5.4a, przesuniętych o kąt  $\varphi$ . Stąd amplituda poszczególnych harmonicznych dla przypadku ogólnego przy szerokości  $\gamma$  wyniesie:

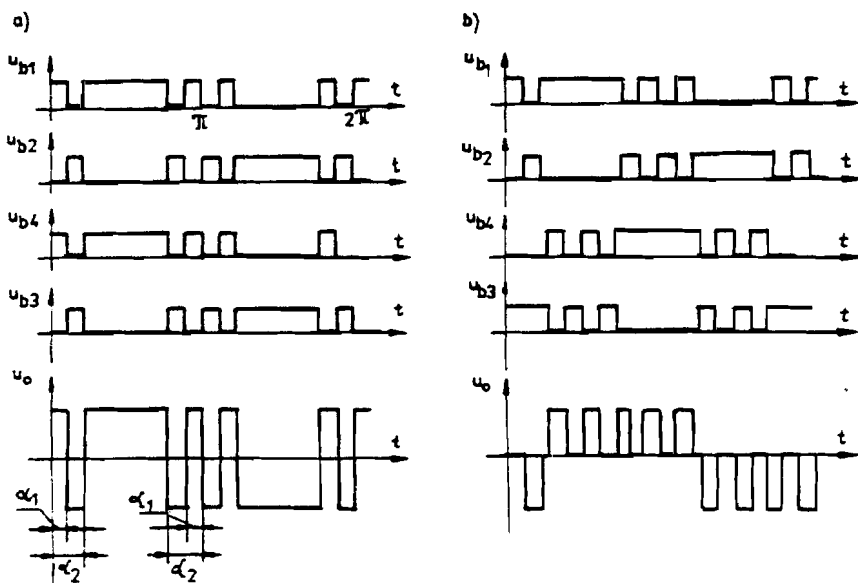
$$U_{ak} = \frac{4}{\pi} E \frac{1 - 2 \cos k \alpha_1 + 2 \cos k \alpha_2}{k} \sin k \frac{\gamma}{2}. \quad (5.1.4)$$

Aby z przebiegu wyjściowego wyeliminować harmoniczną trzecią i piątą należy spełnić równania:

$$1 - 2 \cos 3 \alpha_1 + 2 \cos 3 \alpha_2 = 0 \quad (5.1.5)$$

$$1 - 2 \cos 5 \alpha_1 + 2 \cos 5 \alpha_2 = 0.$$





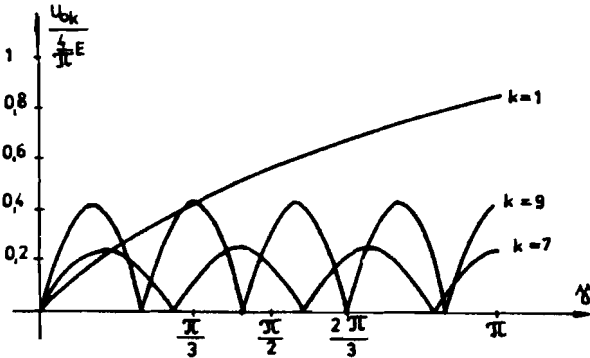
Rys. 5.4. Napięcie wyjściowe falownika sterowanego z dodatkowymi przełączeniami eliminującymi trzecią i piątą harmoniczną: a) gdy szerokość impulsu  $\gamma = \pi$ , b) gdy szerokość impulsu  $\gamma = \frac{\pi}{2}$

Rozwiązanie tych równań wyznacza kąty:  $\alpha_1 = 23,62^\circ$  oraz  $\alpha_2 = 33,30^\circ$ . Przy zachowaniu wyznaczonych kątów otrzymujemy amplitudę kolejnych harmoniczných równą:

$$U_{01} = \frac{4}{\pi} E 0,839 \sin \frac{\gamma}{2}; \quad U_{03} = U_{05} = 0$$

$$U_{07} = \frac{4}{\pi} E 0,248 \sin 7 \frac{\gamma}{2}; \quad U_{09} = \frac{4}{\pi} E 0,408 \sin 9 \frac{\gamma}{2} \text{ itd.}$$

Zależności te przedstawione są na rysunku 5.5. Pokazane na rysunku harmoniczných — siódma i dziewiąta są łatwiejsze do filtrowania w porównaniu z trzecią i piątą. Można stosować dalsze dodatkowe przełączenia w celu wyeliminowania kolejnych harmoniczných „niepożądanych”.



Rys. 5.5. Zależności wartości amplitud poszczególnych harmonicznych od szerokości impulsu napięcia wyjściowego przy sterowaniu z dodatkowymi przełączeniami eliminującymi harmoniczne trzecią i piątą

Innym sposobem [27], prostym w realizacji praktycznej, jest regulacja szerokości kilku- $n$  impulsów kształtowanych w ciągu półokresu napięcia wyjściowego. Ideę takiego sterowania przy  $n = 3$  przedstawia rysunek 5.6. Przebieg napięcia z regulowanymi  $n$  impulsami, każdy szerokości  $\frac{\pi}{n} \gamma$ , gdzie  $0 \leq \gamma \leq 1$ , można aproksymować szeregiem harmonicznym o postaci równania (5.1.1).

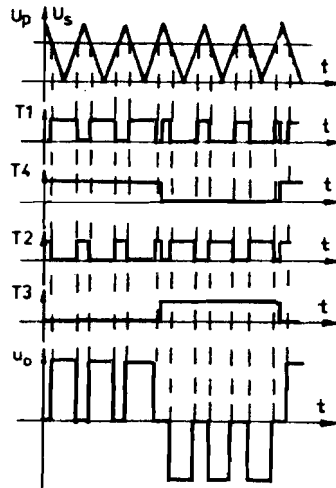
Amplituda poszczególnych harmonicznym po rozwinięciu i obliczeniu sumy szeregu jest równa:

$$U_{ok} = 0 \quad \text{dla } k = 2, 4, 6, \dots$$

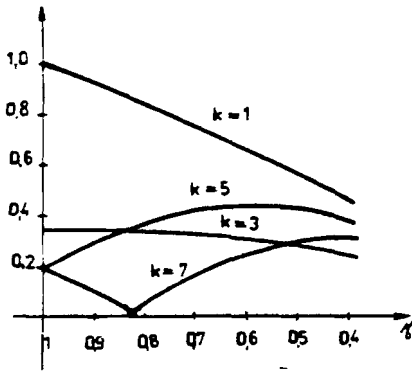
oraz

$$U_{ok} = \frac{4E}{k} \frac{\sin\left(\gamma \frac{k\pi}{2n}\right)}{\sin\frac{k\pi}{2n}}$$

$$\text{dla } k = 1, 3, 5, 7 \dots \quad (5.1.6)$$



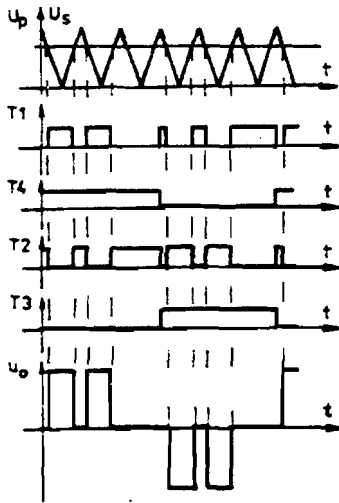
Rys. 5.6. Regulacja napięcia wyjściowego falownika poprzez zmianę szerokości trzech w ciągu półokresu impulsów



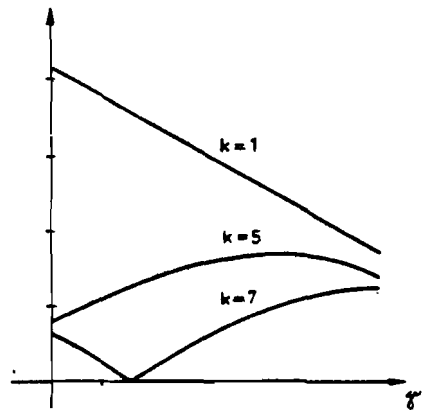
Rys. 5.7. Zmiany amplitud kolejnych harmonicznych w funkcji szerokości trzech w półokresie wyjściowym impulsów napięcia wyjściowego

Zmiany amplitudy najistotniejszych harmonicznych w funkcji szerokości impulsów  $\gamma$  wyznaczone według powyższej zależności dla  $n = 3$  przedstawia rysunek 5.7 [27]. Aby pozbyć się w przebiegu wyjściowym trzeciej harmonicznej, zgodnie z wykresem na rysunku 5.3, impulsy o regulowanej szerokości zamiast w półokresie kształtujemy w przedziale kąta  $\frac{2\pi}{3}$ . Zasadę takiego sterowania przedstawia rysunek 5.8 przy

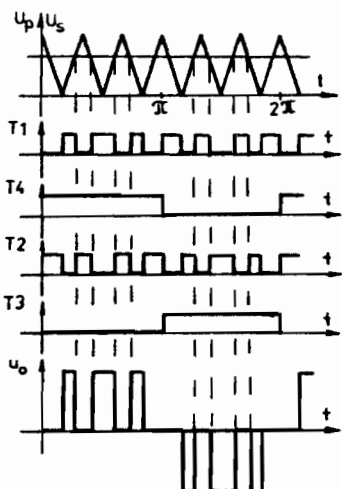
dwoch impulsach wyjściowych w półokresie. Zmiany amplitudy najważniejszych harmonicznych w funkcji szerokości impulsów dla tego przypadku przedstawia rysunek 5.9.



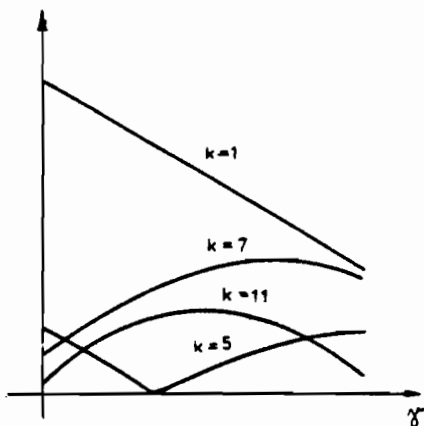
Rys. 5.8. Regulacja napięcia wyjściowego falownika poprzez zmianę szerokości dwóch impulsów w półokresie i eliminacją trzeciej harmonicznej



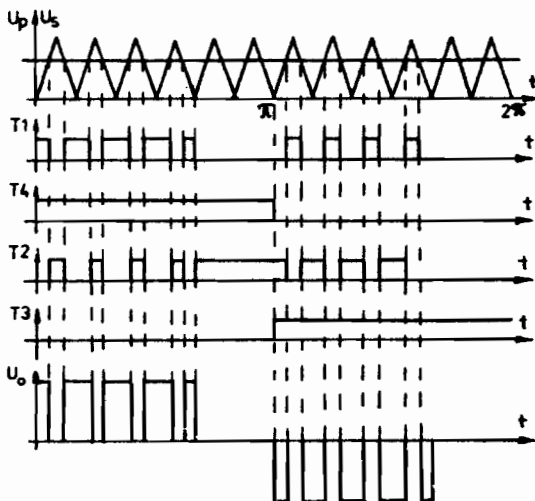
Rys. 5.9. Zmiany amplitud kolejnych harmonicznych w funkcji szerokości impulsów przy sterowaniu metodą przedstawioną na rysunku 5.8



Rys. 5.10. Sterowanie przy regulacji trzech w półokresie impulsów różnej szerokości

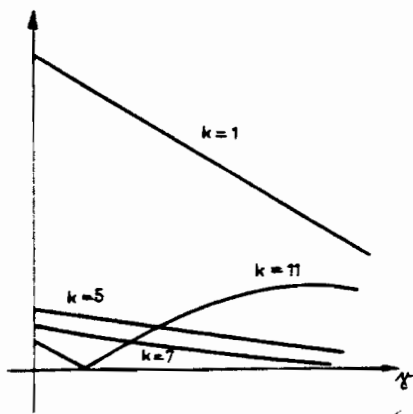


Rys. 5.11. Zmiany amplitud ważniejszych harmonicznych w funkcji szerokości impulsów przy metodzie sterowania z rysunku 5.10



Rys. 5.12. Sterowanie przy regulacji pięciu impulsów w półokresie

Z kolei rysunek 5.10 przedstawia optymalną technikę sterowania przy regulacji szerokości trzech impulsów w okresie, a rysunek 5.12 – przy liczbie pięciu impulsów. Odpowiednie zmiany amplitudy najważniejszych harmonicznych ilustrują rysunki 5.11 i 5.13.



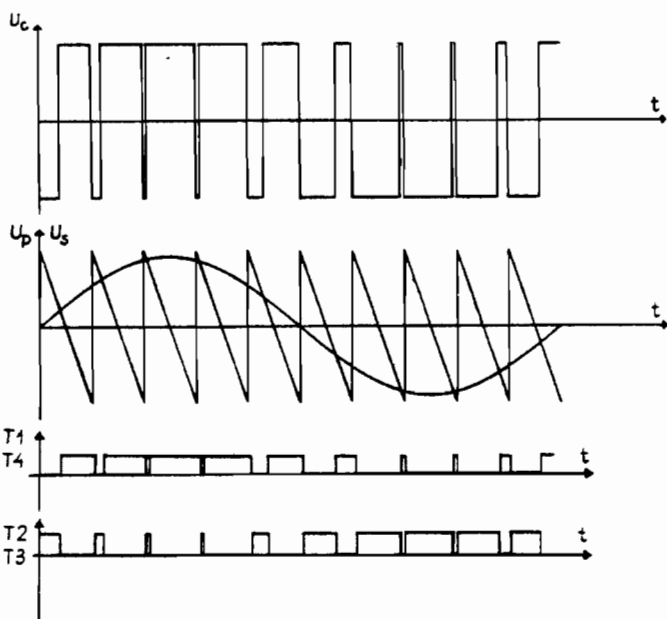
Rys. 5.13. Zmiany amplitud ważniejszych harmonicznych w funkcji szerokości impulsów przy metodzie sterowania z rysunku 5.12

Na ostatnich rysunkach skrajne w półokresie impulsy napięcia mają dwukrotnie mniejszą szerokość od pozostałych. Generalnie szerokość kolejnych impulsów można kształtować według określonej funkcji. Najbardziej rozpowszechnioną tego rodzaju metodą sterowania jest tzw. modulacja sinusoidalna. Idea tej metody polega na kształtowaniu szerokości impulsów przez porównanie przebiegu taktującego o podwyższonej częstotliwości z sinusoidalnym sygnałem sterującym. Sygnał taktujący ma

kształt liniowy jednostronny lub dwustronny, wyróżniamy więc modulację jedno i dwustronną. Ponadto w zależności od tego, które tranzystory w układzie z rysunku 5.1 przelączamy z modulowaną częstotliwością, otrzymujemy tzw. „modulację jednobiegunową” lub dwubiegunową. Prezentację tych sposobów sterowania zaczniemy od modulacji jednostronnej i dwubiegunowej. Zasadę takiego sterowania przedstawia rysunek 5.14. Napięcie taktujące w kształcie cyklicznego jednostronnego przebiegu liniowego wyznaczone w jednostkach względnych opiszemy równaniem:

$$U_p = 1 - \frac{2t}{T} + 2 \operatorname{entier} \left( \frac{t}{T} \right), \quad (5.1.7)$$

gdzie:  $T$  – okres napięcia taktującego.



Rys. 5.14. Zasada regulacji napięcia metodą jednostronnej i dwubiegunowej modulacji sinusoidalnej

Z kolei sinusoidalne napięcie sterujące w jednostkach względnych wynosi

$$U_s = r \sin \omega_o t, \quad (5.1.8)$$

gdzie:

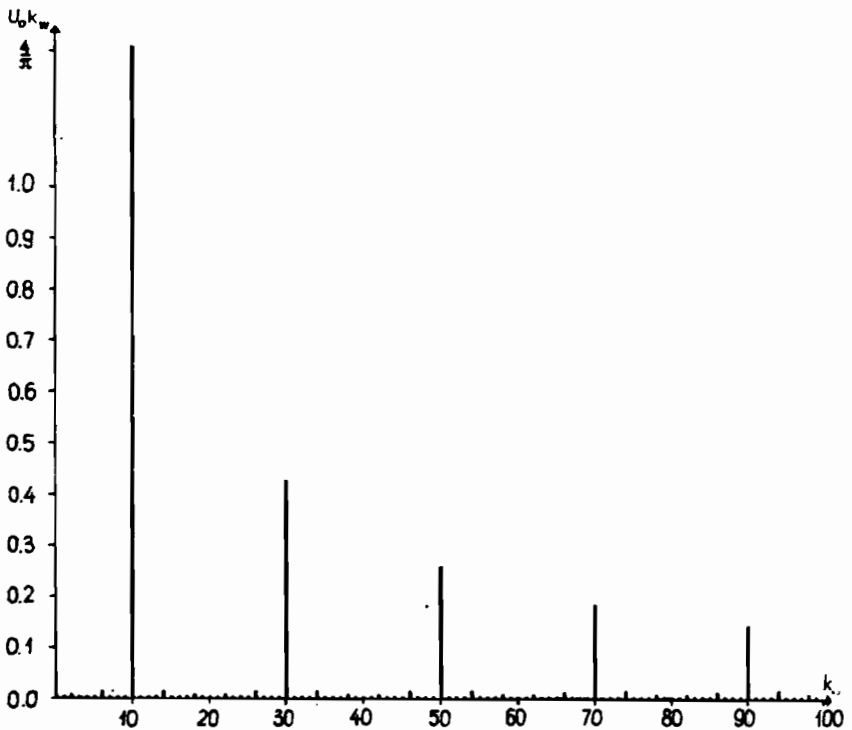
- $r$  – względna amplituda napięcia sterującego  $0 \leq r \leq 1$ ,
- $\omega_o$  – pulsacja napięcia sterującego.

Napięcie wyjściowe przemiennika wyrażamy zależnością

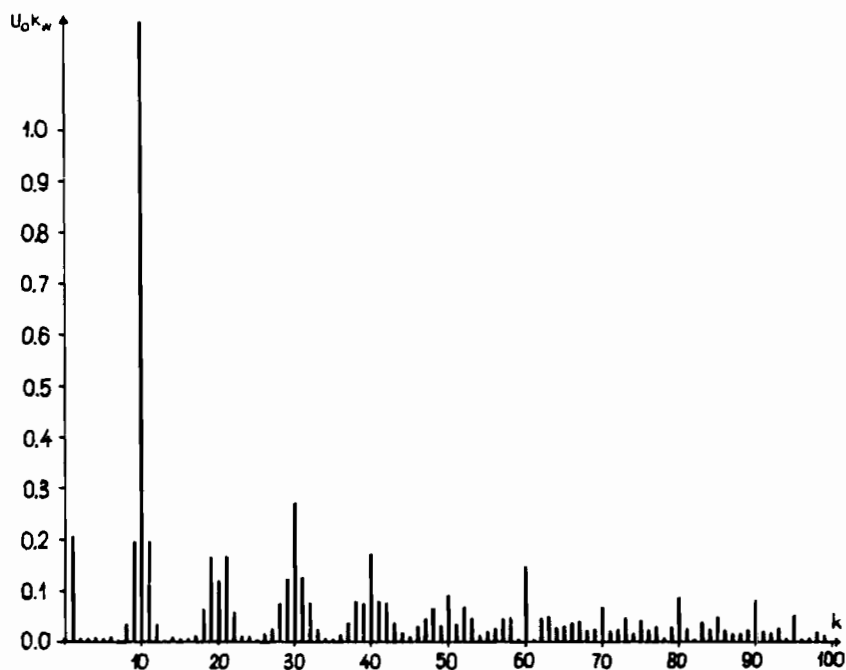
$$U_o = E \operatorname{sign}(U_s - U_p). \quad (5.1.9)$$

Zasymulowany w ten sposób przebieg napięcia wyjściowego możemy poddać numerycznej transformacji Fouriera, otrzymując charakterystyczne spektrum przebiegu. Prześledźmy wyniki spektralnej analizy harmoni-

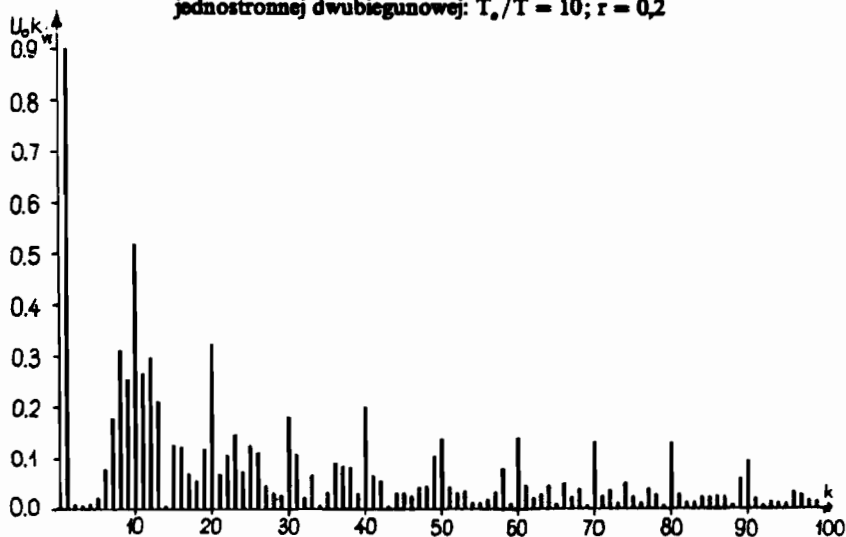
cznej na kolejnych rysunkach. Wyniki dotyczą omawianego sterowania przy  $T_s/T = 10$ . Rysunek 5.15a dotyczy zerowej amplitudy napięcia sterującego, kiedy to powstaje fala prostokątna o częstotliwości równej  $\frac{1}{T}$ . Stąd spektrum zawiera harmoniczne z szeregu zależności (5.1.0). Wraz ze wzrostem amplitudy napięcia sterującego pasmo to przekształca się jak pokazuje rysunek 5.15b (dla  $r = 0,2$ ) oraz rysunek 5.15c (dla  $r = 0,9$ ). Wraz ze wzrostem częstotliwości napięcia taktującego proporcjonalnie rosną częstotliwości harmonicznych pasywnych, stąd są one łatwiejsze do tłumienia.



Rys. 5.15a. Spektrum harmoniczne napięcia wyjściowego falownika przy modułacji jednostronnej dwubiegunowej:  $T_s/T = 10$ ;  $r = 0$



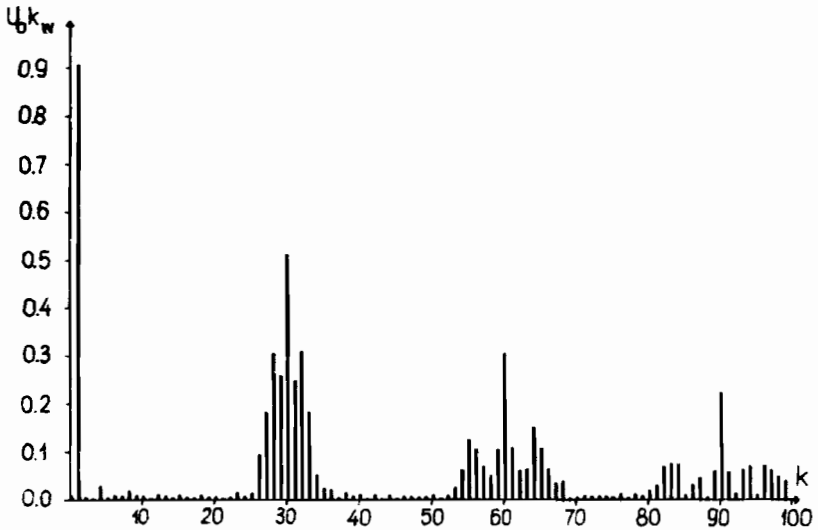
Rys. 5.15b. Spektrum harmoniczne napięcia wyjściowego falownika przy modulacji jednostronnej dwubiegunowej:  $T_o/T = 10$ ;  $r = 0,2$



Rys. 5.15c. Spektrum harmoniczne napięcia wyjściowego falownika przy modulacji jednostronnej dwubiegunowej:  $T_o/T = 10$ ;  $r = 0,9$



Rysunek 5.16 przedstawia dla konfrontacji pasmo przy  $T_0/T = 30$  dla  $r = 0,9$ .



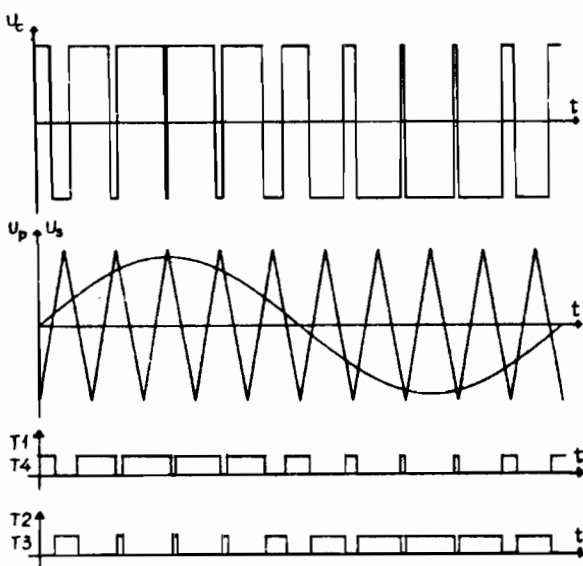
Rys. 5.16. Spektrum harmoniczne napięcia wyjściowego falownika przy modulacji jednostronnej dwubiegunowej i parametrach:  $T_0/T = 30$ ;  $r = 0,9$

Zasadę sterowania przy modulacji dwustronnej dwubiegunowej przedstawia rysunek 5.17. Napięcie taktujące dla tego przypadku opiszemy równaniem:

$$U_p = s \left[ 1 - \frac{4t}{T} + 2 \operatorname{entier} \left( \frac{2t}{T} \right) \right], \quad (5.1.10)$$

$$\text{gdzie: } s = \begin{cases} +1 & \text{przy } \operatorname{entier} \left( \frac{2t}{T} \right) \text{ parzystym} \\ -1 & \text{przy } \operatorname{entier} \left( \frac{2t}{T} \right) \text{ nieparzystym} \end{cases}$$

$T$  – okres napięcia taktującego.



Rys. 5.17. Zasada regulacji napięcia falownika metodą modulacji dwustronnej dwubiegunowej

Pasmo harmoniczných napięcia wyjściowego dla tego przypadku przedstawiają rysunki 5.18 a, b przy  $T_o/T = 10$ .

Przejdźmy teraz do modulacji jednobiegunowej, poczynając od jednostronnego napięcia taktującego. Zasadę sterowania pokazuje rysunek 5.19. W tym przypadku przebiegi napięcia możemy przedstawić za pomocą równań:

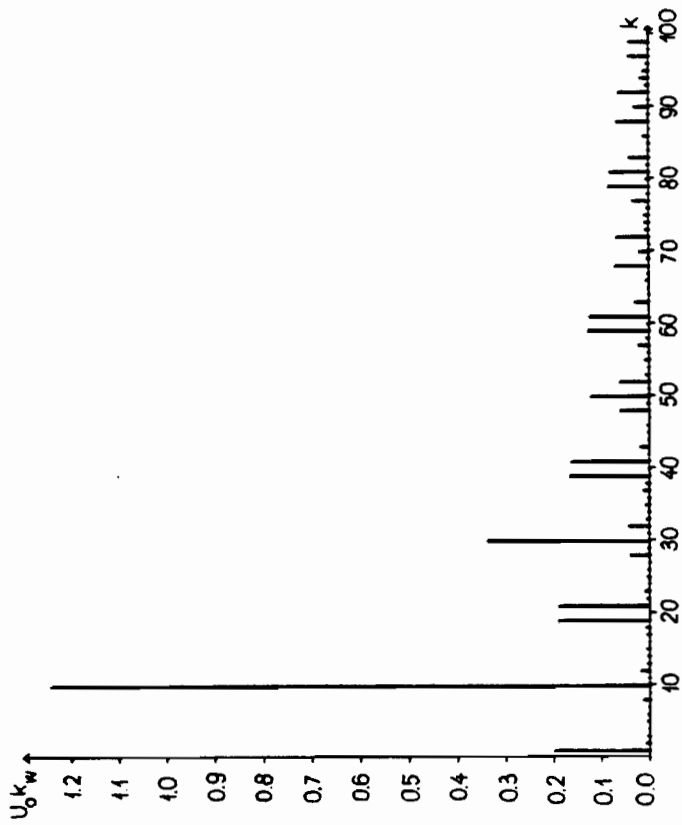
– napięcie taktujące:

$$U_p = 1 - \frac{2t}{T} + 2 \operatorname{entier} \left( \frac{t}{T} \right) \operatorname{sign} (\sin \omega_o t), \quad (5.1.11)$$

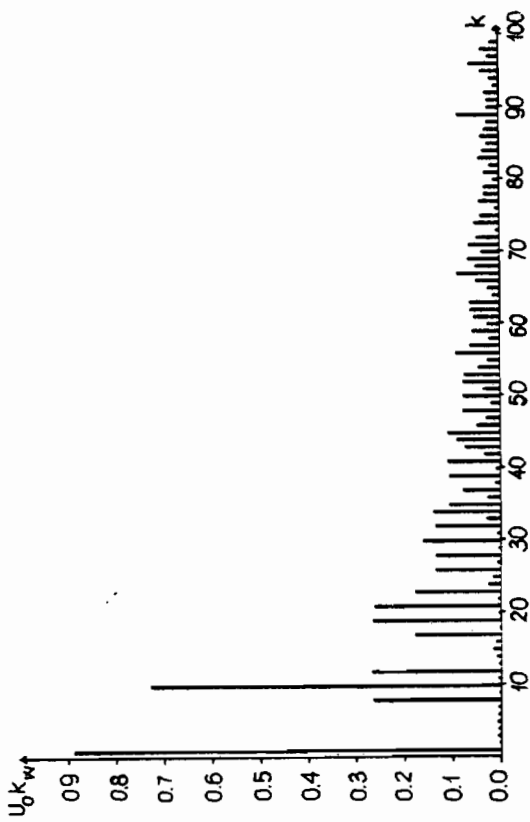
– napięcie wyjściowe:

$$U_o = E \frac{\operatorname{sign} (U_s - U_p)}{2}; \quad (5.1.12)$$

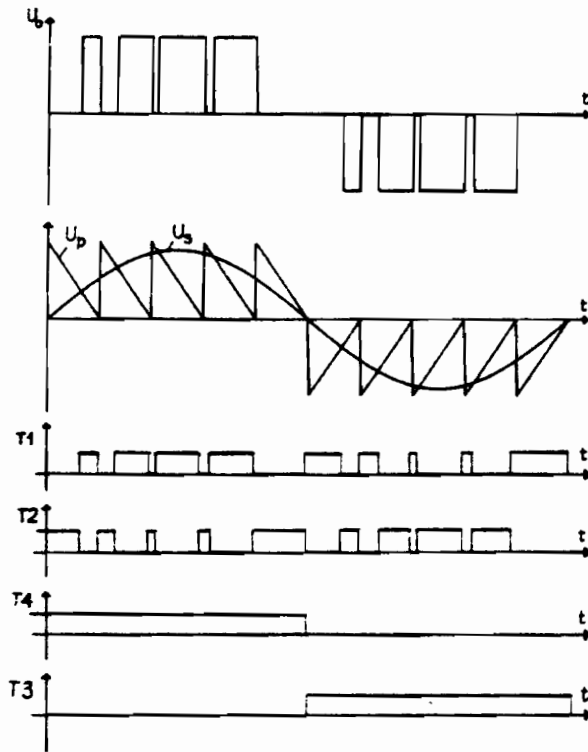
spektrum harmoniczných dla przypadku  $T_o/T = 10$  przedstawiają rysunki 5.20 a i b.



**rys. 5.18a.** Spektrum harmoniczne napięcia wyjściowego falownika przy modulacji dwustronnej dwubiegunowej:  $T_c/T = 10$ ;  $r = 0,2$



**Rys. 5.18b.** Spektrum harmoniczne napięcia wyjściowego falownika przy modulacji dwustronnej dwubiegunowej:  $T_0/T = 10$ ;  $r = 0,9$



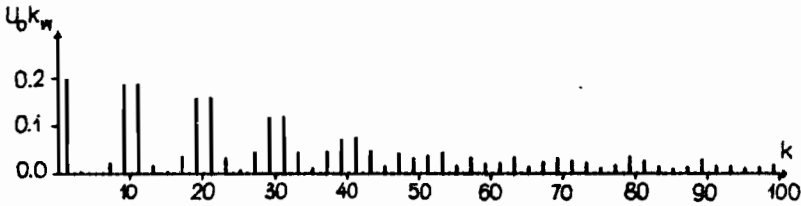
Rys. 5.19. Zasada regulacji napięcia falownika metodą modulacji jednostronnej jednobiegunowej

Ostatnia zasada sterowania przy modulacji dwustronnej jednobiegunowej pokazana jest na rysunku 5.21. Przebieg napięcia wyjściowego wyznacza równanie (5.1.12) przy napięciu taktującym równym

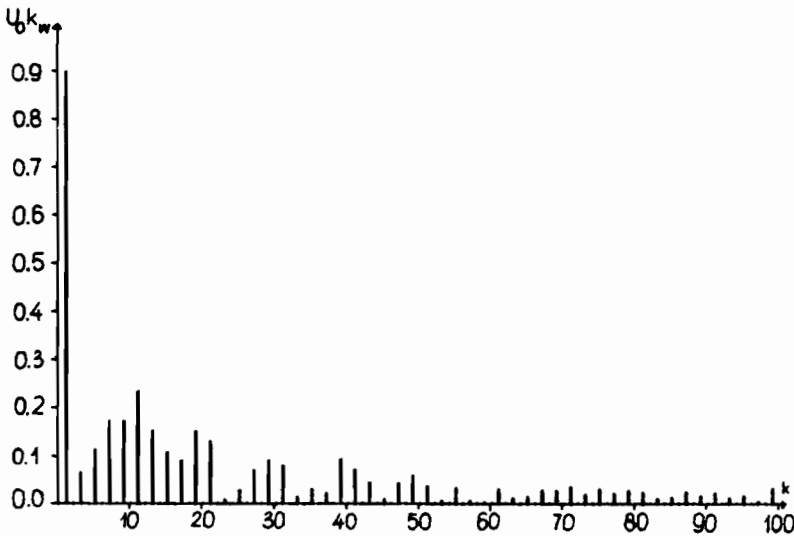
$$U_p = s \left[ 1 - \frac{4t}{T} + 2 \operatorname{entier} \left( \frac{2t}{T} \right) \operatorname{sign}(\sin \omega_s t) \right]. \quad (5.1.13)$$

Przykładowe charakterystyki spektralne dla tego przypadku podają rysunki 5.22a i b.

a)

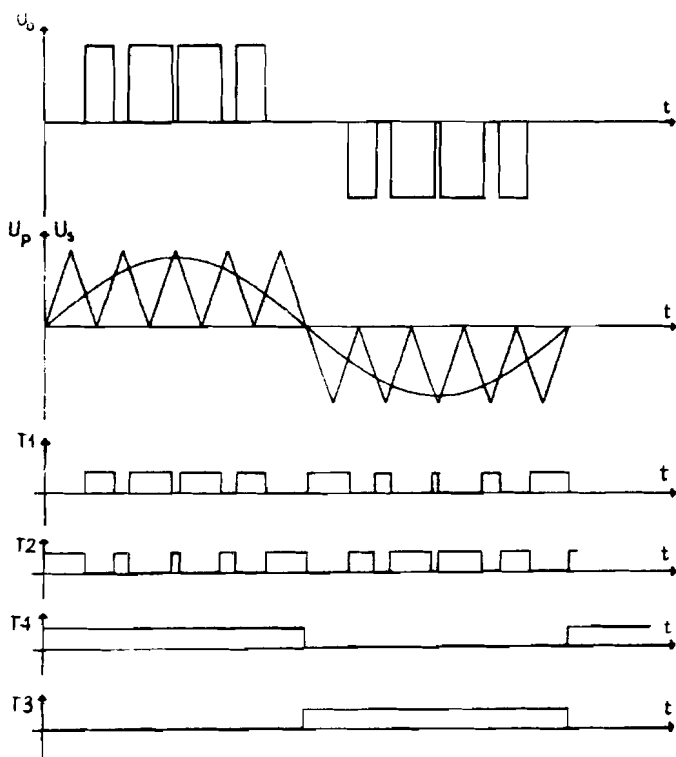


b)



Rys. 5.20. Spektrum harmoniczne napięcia wyjściowego falownika przy modulacji jednostronnej jednobiegunowej:  $T_o/T = 10$ ; a)  $r = 0,2$ , b)  $r = 0,9$

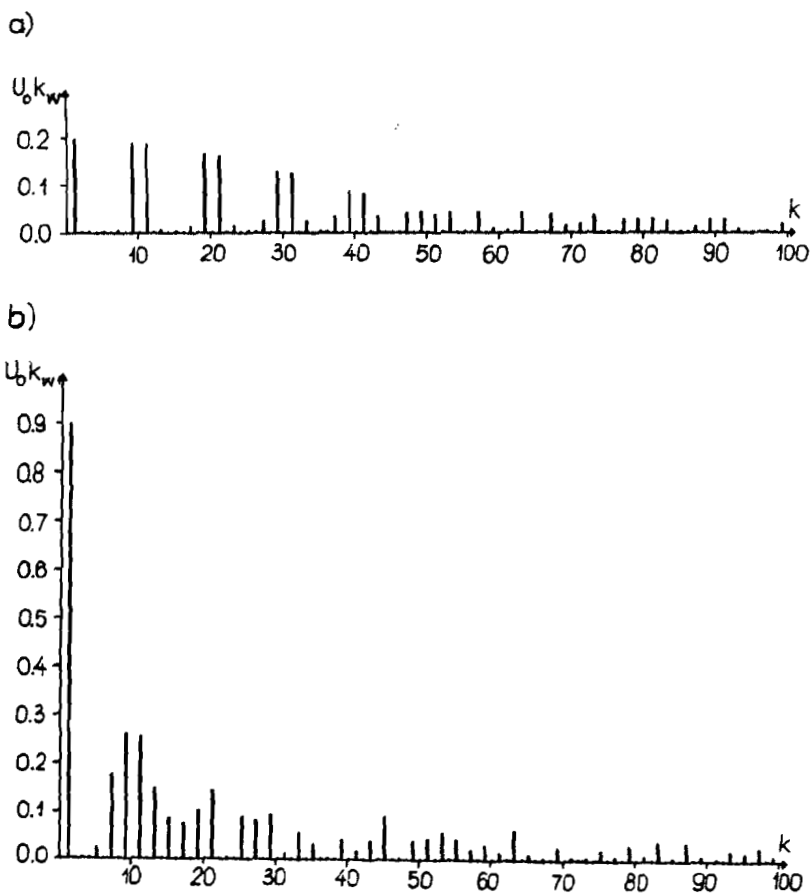
O tym, którą z przedstawionych metod sterowania zastosować w konkretnym przypadku praktycznym decyduje wymagany zakres regulacji i wymagany kształt napięcia. Należy przy tym zauważyć, że każde przełączenie tranzystora okupione jest stratami mocy. Stąd uzyskanie dużej sprawności przekształtnika wiąże się z kompromisem pomiędzy liczbą przełączeń a składem harmonicznym kształtowanych przebiegów wyjściowych.



Rys. 5.21. Zasada regulacji napięcia wyjściowego falownika metodą modulacji dwustronnej jednobiegunowej

Istnieją jeszcze metody sterowania, które pozwalają kontrolować pożądany kształt napięcia lub prądu wyjściowego. Są to zamknięte układy sterowania z tak zwaną regulacją nadążną. Ideowy schemat takiego układu ze śledzeniem napięcia przedstawia rysunek 5.23. Dwubiegunowa fala napięcia wyjściowego  $U_o$  przyjmuje jedną z dwóch wartości:  $+E$ ;  $-E$ , w zależności od wartości całki z uchybu regulacji

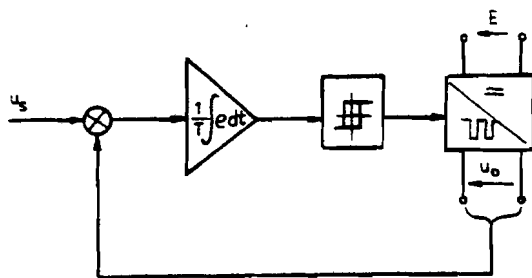
$$\left| \frac{1}{T_c} \int_0^t (U_r - U_o) dt \right| \leq |\Delta| . \quad (5.1.14)$$



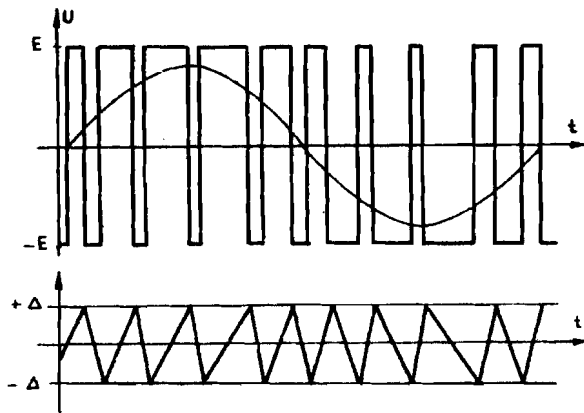
Rys. 5.22. Spektrum harmoniczne napięcia wyjściowego falownika przy modulacji dwustronnej jednobiegunowej:  $T_c/T = 10$ ; a)  $r = 0,2$ , b)  $r = 0,9$

Przełączenie „znaku” napięcia następuje w chwili, gdy całka z uchybu przekracza zadaną strefę, jak pokazuje to rysunek 5.24. Częstotliwość przełączeń (a wraz z tym wierność odwzorowania napięcia sterującego) zależy od stałej całkowania  $T_c$  i wielkości strefy  $\Delta$ .





Rys. 5.23. Schemat ideowy sterowania falownika przy regulacji nadążnej napięcia wyjściowego

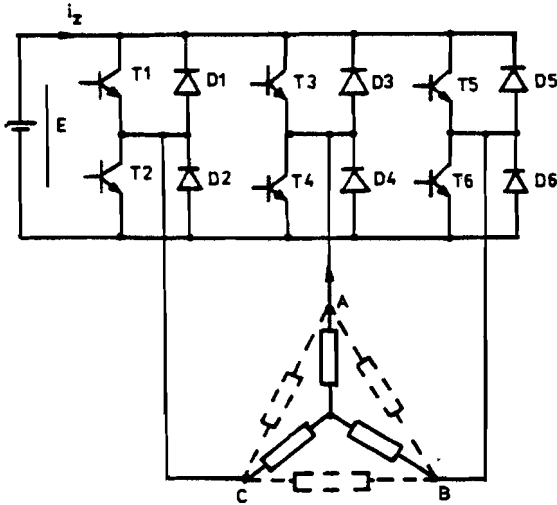


Rys. 5.24. Zasada nadążnej regulacji napięcia wyjściowego falownika

## 5.2. Napięcie wyjściowe i jego regulacja w falownikach napięcia z trójfazowym wyjściem

Układ tranzystorowego falownika napięcia z trójfazowym wyjściem przedstawia rysunek 5.25. Odbiornik może być przy tym kojarzony w gwiazdę lub trójkąt i w zależności od tego interesuje nas fazowy lub międzyfazowy przebieg napięcia wyjściowego. Do regulacji amplitudy napięcia wyjściowego są stosowane wszystkie metody omówione dla wersji

jednofazowej. Ze względu na galwaniczne skojarzenie falowników poszczególnych faz napięcia wyjściowe mają swój charakterystyczny przebieg.

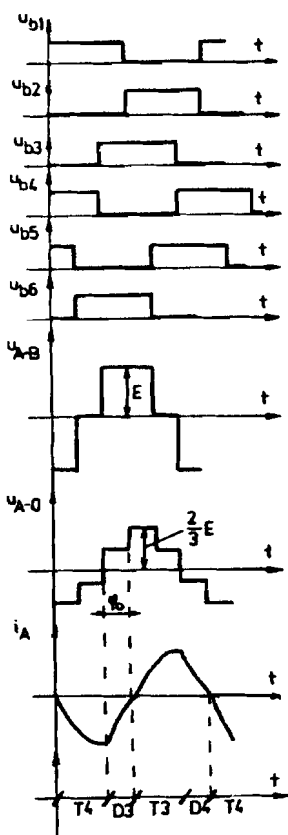


Rys. 5.25. Tranzystorowy falownik napięcia z trójfazowym wyjściem

Na rysunku 5.26 pokazany jest przebieg napięć wyjściowych falownika trójfazowego w przypadku sterowania tranzystorów impulsem szerokości  $\pi$ . Tranzystor lub współpracująca z nim dioda (w zależności od kierunku prądu wyjściowego) przewodzi prąd w okresie występowania impulsu sterującego na bazie  $u_b$ , przyłączając odpowiednio zaciski ABC odbiornika do zacisków źródła zasilania. Stąd mamy bezpośrednio określony kształt napięć międzyfazowych (np.  $U_{AB}$ ). W przypadku symetrycznego odbiornika połączonego w gwiazdę napięcie fazowe określone jest jako odpowiednia różnica napięć międzyfazowych, np.:

$$U_{A-0} = \frac{U_{AB} - U_{CA}}{3}.$$

Charakterystyczny kształt napięć wyjściowych jest niezależny od charakteru obciążenia, wraz ze zmianą którego zmienia się jedynie czas przewodzenia tranzystorów i diód. I tak przy odbiorniku rezystancyjnym (czyli przy  $\cos \varphi_o = 1$ ) jednocześnie przewodzi trzy tranzystory, każdy z innej fazy przekształtnika, w przypadku gdy  $1 > \cos \varphi_o > 0,5$ , kolejno przewo-



Rys. 5.26. Przebiegi napięć i prądu wyjściowego trójfazowego falownika napięcia sterowanego z szerokością impulsu  $\gamma = \pi$

dają jednocześnie trzy tranzystory, a następnie dwa tranzystory i jedna dioda. Gdy  $\cos \varphi_o = 0,5$  przewodzą jednocześnie dwa tranzystory i jedna dioda, przy  $\cos \varphi_o < 0,5$  zaś, na przemian przewodzi dioda i dwa tranzystory oraz jeden tranzystor i dwie diody. Na rysunku 5.26, na przykładzie prądu wyjściowego fazy A przedstawiony jest przypadek  $\cos \varphi_o = 0,5$ . Amplituda składowych harmonicznych napięcia międzyfazowego, według zależności (5.1.2), wynosi:

$$U_{ok} = \frac{4}{\pi} E \frac{1}{k} \sin \frac{k \frac{2\pi}{3}}{2} = \frac{4}{\pi} E \frac{1}{k} \sin k \frac{\pi}{3}, \quad (5.2.1)$$

gdzie:  $k = 1, 3, 5$ , itd.

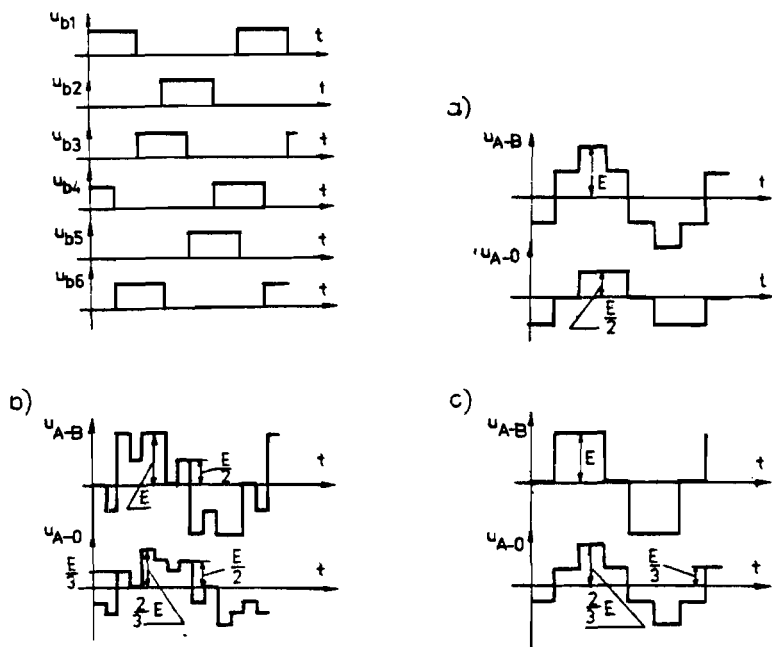
Przy odbiorniku połączonym w gwiazdę interesujące nas napięcia fazowe zawierają harmoniczne o amplitudzie określonej wzorem

$$U_{ok} = \frac{8}{3\pi} E \frac{1}{k} \sin^2 k \frac{\pi}{3}. \quad (5.2.2)$$

W praktyce stosuje się także sterowanie trójfazowym falownikiem napięcia, przy szerokości impulsu sterującego równym  $2\pi/3$ . Ten sposób sterowania jest konieczny w przypadku falownika tyrystorowego z tzw. komutacją międzyfazową. Charakterystyczny dla tego przypadku przebieg sygnałów sterujących i napięć wyjściowych przedstawia rysunek 5.27.

Kształt napięcia wyjściowego zależy w tym przypadku od charakteru obciążenia. Przy odbiorniku o charakterze rezystancyjnym ( $\cos \varphi_o = 1$ ) kolejno parami przewodzą tranzystory, a kształt napięcia przy odbior-

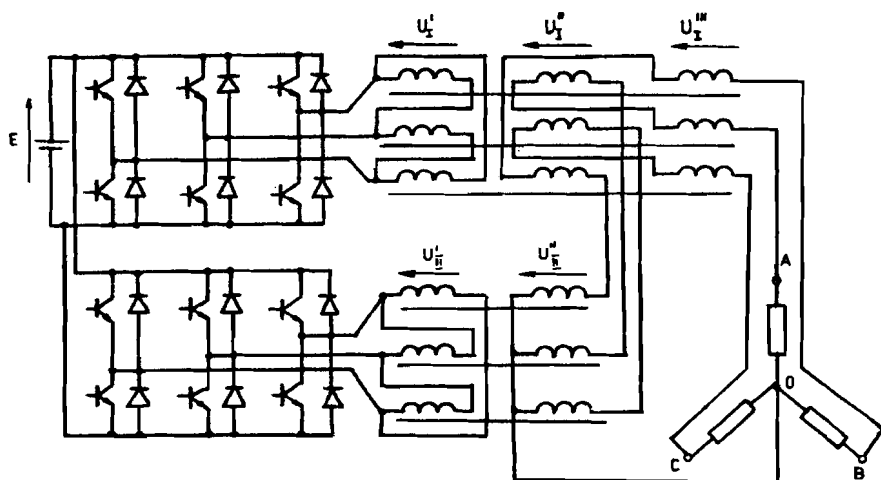
niku połączonym w trójkąt lub gwiazdę przedstawia rysunek 5.27. Przy odbiorniku o charakterze indukcyjnym, po wyłączeniu tranzystora, prąd obciążenia maleje do zera poprzez odpowiednioysterowaną diodę. Na czas przewodzenia diody napięcie wyjściowe zniekształca się zgodnie z rysunkiem 5.27b. Jeżeli indukcyjność obciążenia jest na tyle duża, że kąt przewodzenia diody przekracza wartość  $\frac{\pi}{3}$ , to przebiegi napięć wyjściowych mają kształt taki jak na rysunku 5.27c i dalszy wzrost indukcyjności nie powoduje już zmiany ich przebiegu.



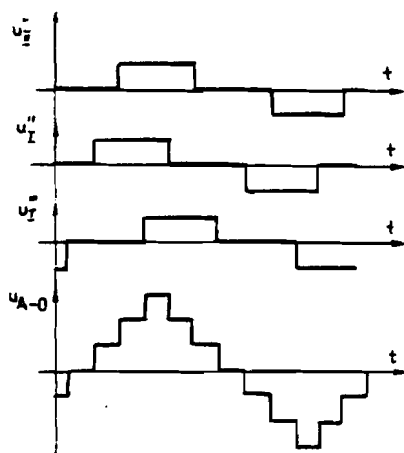
Rys. 5.27. Przebiegi napięcia wyjściowego w trójfazowym falowniku napięcia sterowanego impulsami szerokości  $\gamma = \frac{2\pi}{3}$ , przy różnym charakterze obciążenia

Kojarząc przekształtnik z obciążeniem poprzez wielouzwojeniowy transformator można kształtować „wieloschodkowe” napięcie wyjściowe poprzez szeregowo łączenie uzwojeń wtórnych. Przykład takiego układu z wykorzystaniem dwóch przekształtników trójfazowych zasilanych równolegle przedstawia rysunek 5.28. Napięcie wyjściowe takiego układu jest

sumą napięć uzwojeń wtórnych połączonych w szereg i posiada kształt przedstawiony na rysunku 5.29.



Rys. 5.28. Schemat falownika kształtującego wieloschodkowe napięcie wyjściowe



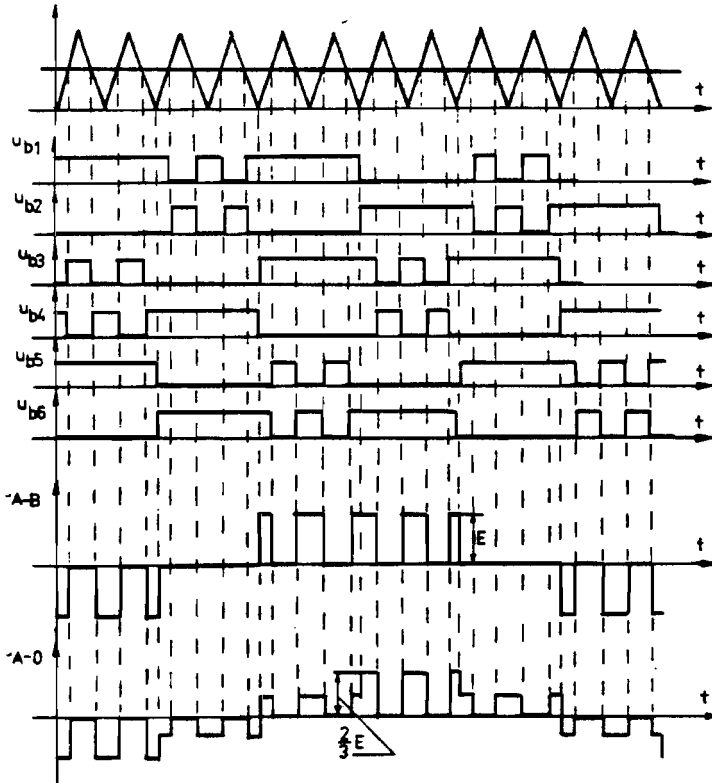
Rys. 5.29. Napięcie wyjściowe falownika z rysunku 5.28

W pewnym zakresie możemy regulować to napięcie poprzez zmianę szerokości sterowania przekształtnikami  $\left(\frac{2\pi}{3} \leq \gamma < \frac{\pi}{3}\right)$ , przy zachowanym kształcie napięcia (przy obciążeniu rezystancyjnym).

Stosowanym w praktyce wskaźnikiem określającym jakość napięcia wyjściowego jest tzw. współczynnik zniekształcenia definiowany według poniższej zależności

$$D_f = \frac{100}{U_{o1}} \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{U_{ok}}{k^2}\right)^2} \% .$$

(5.2.3)



Rys. 5.30. Napięcie wyjściowe trójfazowego falownika napięcia przy jego regulacji poprzez zmianę szerokości pięciu impulsów w półokresie

Innym ważnym wskaźnikiem określającym sprawność przekształtnika jest łączna liczba przełączeń sterowanych elementów przekształtnika w ciągu okresu napięcia wyjściowego. Minimalizując wskaźnik  $D_f$  poprzez wzrost liczby przełączeń w okresie powiększamy straty przełączania, a więc pogarszamy sprawność przekształtnika. Dlatego w praktyce należy poszukiwać kompromisu pomiędzy tymi dwoma wskaźnikami.

Na rysunku 5.30 przedstawiony jest sposób sterowania i kształt napięcia wyjściowego przemiennika trójfazowego przy regulacji napięcia poprzez zmianę szerokości pięciu impulsów w półokresie (30 przełączeń w ciągu okresu). Zmiany ważniejszych harmonicznych napięcia międzyfazowego w funkcji regulacji szerokości były przedstawione na rysunku 5.13. Wszystkie pozostałe metody regulacji napięcia omówione w przypadku falowników jednofazowych stosuje się do falowników trójfazowych zwracając uwagę na minimalizację liczby przełączeń.

### 5.3. Wektorowa reprezentacja napięć wyjściowych trójfazowego falownika napięcia

Wprowadźmy wektorową reprezentację trójfazowego układu napięć wyjściowych falownika napięcia, wychodząc z definicji

$$\vec{U}_o = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} \quad (5.3.1)$$

gdzie:  $u_A, u_B, u_C$  – kolejne napięcia wyjściowe.

Stąd, w przypadku trójfazowego falownika z impulsem sterującym szerokości  $\pi$ , dla którego przebieg napięć wyjściowych przedstawia rysunek 5.2b, wektor napięcia wyjściowego ma postać:

$$\vec{U}_{o\Delta} = -\frac{2}{\sqrt{3}} E e^{j(n+1/2)\pi/3} \quad (5.3.2)$$

– przy odbiorniku połączonym w trójkąt,

$$\vec{U}_{o\Delta} = -\frac{2}{3} E e^{jn(\pi/3)} \quad (5.3.3)$$

– przy odbiorniku połączonym w gwiazdę,

przy tym:

$$n = \text{entier} \left( \frac{\omega_0 t}{\pi/3} \right). \quad (5.3.4)$$

W przypadku bardziej złożonych kształtów napięcia wyjściowego zespolony wektor napięcia wyjściowego wyznaczamy bezpośrednio z definicji (5.3.1) określając poszczególne napięcie zależnościami analitycznymi w postaci np. równania (5.1.9) czy (5.1.12). Mając określony wektor napięć wyjściowych oraz wartość i rodzaj symetrycznego obciążenia możemy wyznaczyć wektor prądów wyjściowych. Moc chwilowa na wyjściu trójfazowego falownika jest równa:

$$p_0 = \frac{3}{2} \text{Re} \left( \underline{u}_0 \underline{i}_0^* \right), \quad (5.3.5)$$

gdzie:  $\underline{i}_0^*$  – sprzężony wektor prądu wyjściowego.

Przyjmując falownik jako urządzenie bezstratne i porównując moce chwilowe na jego wejściu i wyjściu możemy wyznaczyć przebieg prądu pobieranego ze źródła. Na przykład w przypadku odbiornika połączonego w gwiazdę prąd pobierany ze źródła jest powiązany z wektorem prądu wyjściowego relacją wyrażoną równaniem:

$$i_x = - \text{Re} \left( e^{jn(\pi/3)} i_0^* \right). \quad (5.3.6)$$

W przypadku szczególnym gdy odbiornik jest rezystancyjny

$$i_0 = - \frac{2}{3} \frac{E}{R_0} e^{jn(\pi/3)} \quad \text{stąd: } i_x = \frac{2}{3} \frac{E}{R_0}.$$

W innym szczególnym przypadku, gdy założymy, że prądy wyjściowe falownika są sinusoidalne:

$$i_0 = I_0 e^{j(\omega_0 t + \varphi)},$$

stąd:

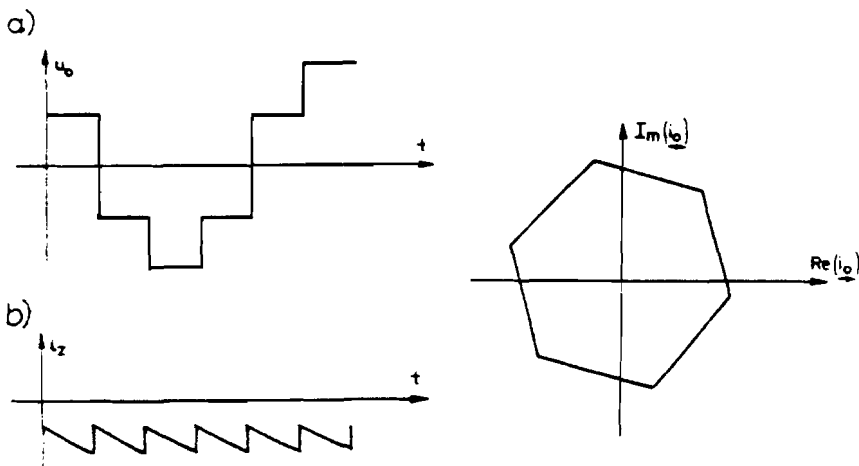
$$i_x = -I_0 \cos \left( \omega_0 t + \varphi_0 - n \frac{\pi}{3} \right).$$



W przypadku ogólnym, gdy odbiornik ma charakter indukcyjny, wektor prądu wyjściowego znajdujemy rozwiązując równania różniczkowe:

$$-\frac{2}{3} E e^{j(\pi/3)} = R_0 \underline{i}_o + L_0 \frac{d\underline{i}_o}{dt} \quad (5.3.7)$$

Przykładowy przebieg trajektorii wektora prądu wyjściowego  $\underline{i}_o$  oraz kształt prądu pobieranego z sieci w tym przypadku przedstawia rysunek 5.31.

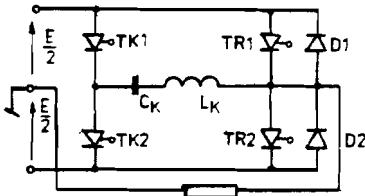


Rys. 5.31. Przebiegi czasowe wielkości w falowniku napięcia z trójfazowym wyjściem: a) napięcie wyjściowe, b) prąd wejściowy, c) trajektoria prądu wyjściowego

## 5.4. Tyrystorowe układy falowników napięcia

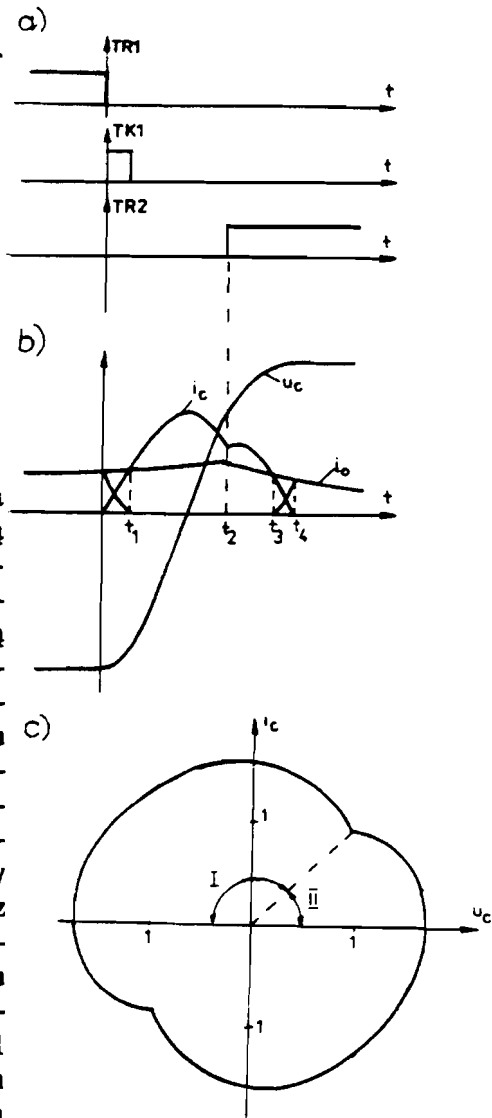
Problemem zasadniczym tyrystorowej wersji falowników napięcia jest wymuszona komutacja tyrystorów. Rodzaj zastosowanego obwodu komutacji decyduje o schemacie falownika a także takich jego parametrach jak osiągalna częstotliwość pracy i sprawność. Podstawowe sposoby komutacji wymuszonej zostały omówione w rozdziale 4.1. Poniżej omówione są podstawowe schematy falowników wykorzystujące te obwody najpierw w wersji z wyjściem jedno a następnie trójfazowym.

### 5.4.1 Jednofazowe falowniki tyrystorowe



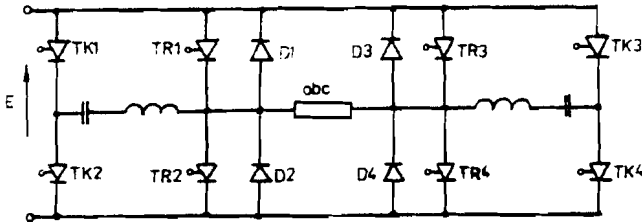
Rys. 5.32. Schemat jednofazowego falownika napięcia z tzw. „komutacją miękką”

Schemat falownika napięcia z komutacją impulsową, omówioną w rozdziale 4.1.5, przedstawia rysunek 5.32. Wyłączenie tyrystora roboczego TR1 zachodzi za pomocą obwodu komutacyjnego zaktywizowanego włączeniem tyrystora komutacyjnego TK1. Przy obciążeniu o charakterze indukcyjnym po wyłączeniu tyrystora TR1 i przeładowaniu obwodu komutacyjnego (wyłączeniu się tyrystora TK1) cały prąd obciążenia przepływa przez diodę D2. Przebieg procesu komutacji przedstawiony jest na rysunku 5.33. W pierwszym przedziale komutacji, po włączeniu tyrystora TK1 ( $0 \leq t \leq t_2$ ), przebiegi zmiennych kondensatora komutacyjnego są opisane równaniami: (4.1.48 – 4.1.50). Po czasie  $t_2$ , po którym tyrystor TR1 winien już odzyskać właściwości zaworowe ( $t_2 - t_1 > t_{\infty}$ ) zgodnie z algorytmem sterowania zostaje wy-

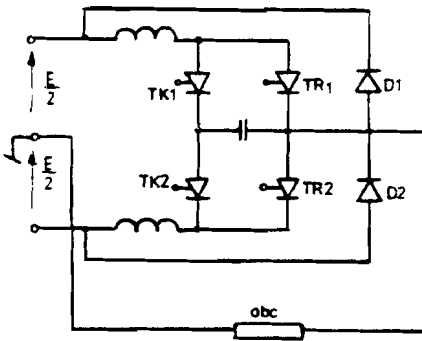


Rys. 5.33. Przebieg procesu komutacyjnego w falowniku o schemacie na rysunku 5.32: a) impulsy sterujące tyrystory, b) przebiegi napięcia i prądu w obwodzie komutacyjnym, c) trajektoria fazowa przebiegów komutacyjnych

sterowany tyrystor roboczy TR2. Nadwyżka prądu komutacyjnego ponad prąd obciążenia przepływać teraz będzie poprzez tyrystor TR2 i źródło a nie jak w przedziale poprzednim przez diodę D1. Kiedy prąd komutacyjny zrówna się z prądem obciążenia, wówczas napięcie indukowane w indukcyjności obciążenia polaryzuje wstecznie tyrystor TR2, wysterowuje zaś diodę D2. Prąd do obciążenia jest dostarczany teraz zarówno przez obwód komutacyjny jak i przez diodę D2. W całym tym drugim przedziale komutacji  $t_2 \leq t \leq t_4$  kondensator jest przeładowywany poprzez źródło i przebiegi jego zmiennych opisane są równaniami: (4.1.52 – 4.1.54). W praktyce, jak to pokazano na rysunku 5.33a, do wyzwalań tyrystorów roboczych stosuje się impulsy długie (podobnie jak impulsy bramkowe w falownikach tranzystorowych, do wyzwalań zaś tyrystorów komutacyjnych stosuje się impulsy krótkie. Ważne jest przy tym, aby odstęp między impulsem komutacyjnym a odpowiednim impulsem roboczym był wystarczająco duży tak, aby  $t_2 > t_{\infty}$ .



Rys. 5.34. Wersja mostkowa jednofazowego falownika napięcia



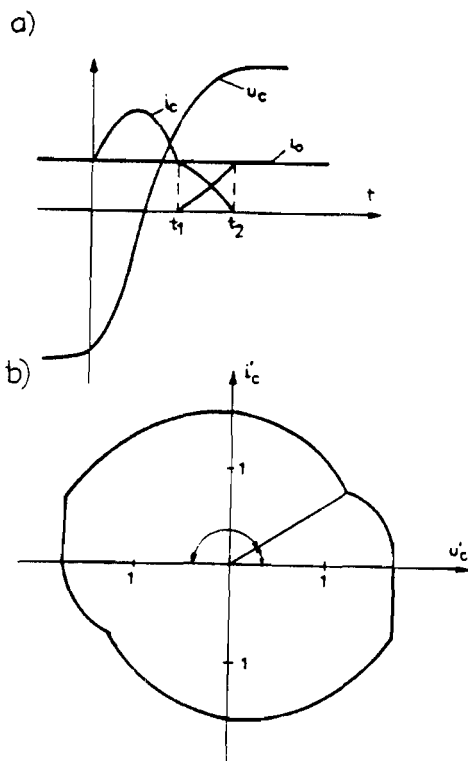
Rys. 5.35. Schemat jednofazowego falownika napięcia z tzw. „komutacją twardą”

Powyżej omówiona została półmostkowa wersja falownika wymagająca źródła dwubiegunowego (z wyprowadzonym środkiem). Wersja tyrystorowego falownika w układzie pełnomostkowym pokazana jest na rysunku 5.34.

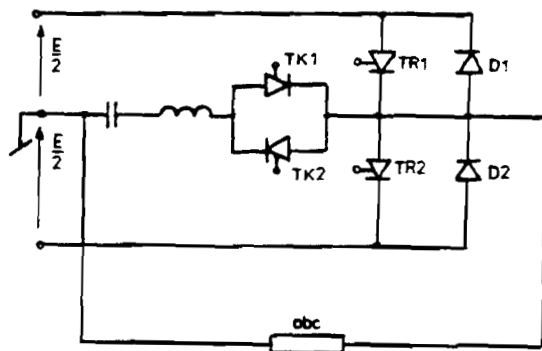
Podstawową wadą przedstawionego falownika jest niskie napięcie wsteczne na wyłączonym tyrystorze, równe spadkowi napięcia na bocznikującej go przewodzącej diodzie. Wady tej pozbawiony jest falownik przedsta-

wiony na rysunku 5.35, którego obwód komutacyjny był analizowany w rozdziale 4.1.4. Po wysterowaniu tyrystora komutacyjnego TK1 w pierwszym przedziale komutacji  $0 \leq t \leq t_1$  obowiązują równania: (4.1.27 – 4.1.29) opisujące przebiegi przedstawione na rysunku 5.36. W drugim przedziale komutacji, który rozpoczyna się w momencie wyłączenia diody D1 i wysterowania diody D2 ( $t_1 \leq t \leq t_2$ ), przedstawione na rysunku przebiegi są opisane równaniami: (4.1.35. – 4.1.39). W drugim przedziale komutacji, w obu omówionych falownikach, doładowuje się kondensator komutacyjny, zarówno energią zgromadzoną w dławiku komutacyjnym jak i energią pobieraną ze źródła E. Przeładowany kondensator gotowy jest do komutacji kolejnego tyrystora roboczego. Z tym, że jego napięcie narasta do wartości ustalonej w początkowych kilku cyklach pracy i przy dużej dobroci obwodu komutacyjnego osiąga znaczne wartości. Do tej wartości napięcia musi być dostosowana klasa napięciowa zastosowanych tyrystorów.

Znacznie mniejszym napięciem na elementach komutacyjnych charakteryzuje się falownik, którego schemat przedstawiony jest na rysunku 5.37. W pierwszym przedziale komutacji, kiedy kondensator przeładowuje się poprzez diodę D1, energia kondensatora jest nie tylko przekazywana do dławika komutacyjnego ale i także oddawana do połowy źródła  $\frac{E}{2}$ . Dla tego przedziału komutacji obowiązują równania:



Rys. 5.36. Przebieg procesu komutacyjnego w falowniku o schemacie z rysunku 5.35: a) przebiegi napięcia i prądu w obwodzie komutacyjnym, b) trajektoria fazowa przebiegów komutacyjnych



Rya. 5.37. Schemat jednofazowego falownika napięcia z obniżonym napięciem w obwodzie komutacji

– prąd kondensatora w amperach:

$$i_c = \frac{U_{\infty} - \frac{E}{2}}{\nu L} e^{-\alpha t} \sin \nu t, \quad (5.4.1)$$

– prąd kondensatora w jednostkach względnych:

$$i'_c = \left( U'_{\infty} - \frac{1}{2} \right) e^{-\alpha t} \sin \nu t, \quad (5.4.2)$$

– napięcie kondensatora w woltach:

$$u_c = -\frac{E}{2} - \left( u_{\infty} - \frac{E}{2} \right) e^{-\alpha t} \cos \nu t, \quad (5.4.3)$$

– napięcie kondensatora w jednostkach względnych:

$$u'_c = -\frac{1}{2} - \left( u'_{\infty} - \frac{1}{2} \right) e^{-\alpha t} \cos \nu t, \quad (5.4.4)$$

– równanie trajektorii fazowej:

$$(i_c')^2 + \left(u_c' + \frac{1}{2}\right)^2 = \left[\left(u_c' - \frac{1}{2}\right) e^{-\alpha t}\right]^2. \quad (5.4.5)$$

W drugim przedziale komutacji  $t_2 \leq t \leq t_4$  zainicjowanym wysterowaniem tyrystora TR2 kondensator przeładowuje się czerpiąc energię zgromadzoną w dławiku oraz energię ze źródła  $E/2$ . W tym przedziale obowiązują równania:

– prąd kondensatora

$$i_c(t) = \frac{\frac{E}{2} + u_c(t_2)}{\nu L} e^{-\alpha t} \sin \nu t + i_c(t_2) e^{-\alpha t} \cos \nu t, \quad (5.4.6)$$

$$i_c' = \left[\frac{1}{2} + u_c'(t_2)\right] e^{-\alpha t} \sin \nu t + i_c'(t_2) e^{-\alpha t} \cos \nu t, \quad (5.4.7)$$

– napięcie kondensatora

$$u_c(t) = \frac{E}{2} - \frac{E}{2} + u_c(t_2) e^{-\alpha t} \cos t + \frac{i_c(t_2)}{\nu c} e^{-\alpha t} \sin \nu t, \quad (5.4.8)$$

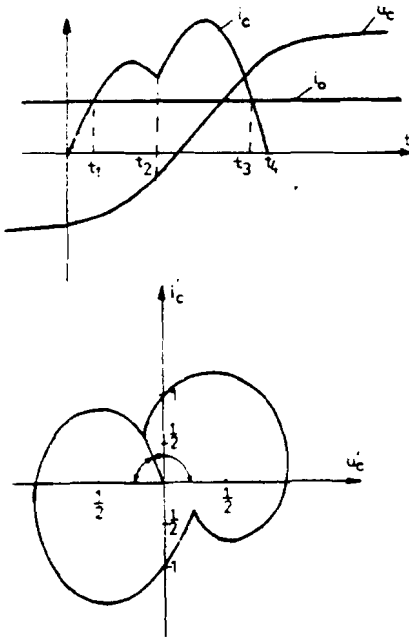
$$u_c' = \frac{1}{2} - \left[\frac{1}{2} + u_c'(t_2)\right] e^{-\alpha t} \cos \nu t + i_c'(t_2) e^{-\alpha t} \sin \nu t, \quad (5.4.9)$$

– trajektoria fazowa:

$$(i_c')^2 + \left(u_c' - \frac{1}{2}\right)^2 = \left[\sqrt{\left(\frac{1}{2} + u_c'(t_2)\right)^2 + i_c'(t_2)^2} e^{-\alpha t}\right]^2. \quad (5.4.10)$$

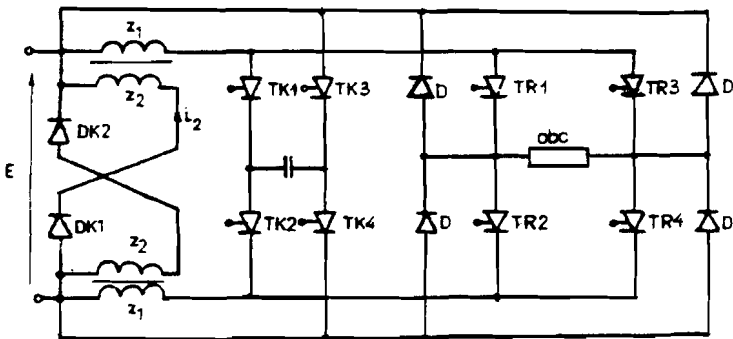
Przebiegi czasowe zmiennych oraz przebieg trajektorii fazowej są przedstawione na rysunku 5.38.

W podobny sposób, poprzez przekazywanie części energii komutacyjnej do źródła można ograniczyć napięcie kondensatora komutacyjnego w falownikach omówionych wcześniej. W tym celu dławik komutacyjny wyposażamy w dodatkowe sprzężone uzwojenie do przejmowania



Rys. 5.38. Przebieg procesu komutacji w falowniku z rysunku 5.37: a) przebiegi napięcia i prądu w obwodzie komutacyjnym, b) trajektoria fazowa przebiegów komutacyjnych

i przekazywania części energii do źródła. Taka komutacja omówiona jest na przykładzie falownika z rysunku 5.39. Jest to falownik w układzie pełnomostkowym ze wspólnym obwodem komutacyjnym. Dla wyłączenia tyrystorów TR1 i TR3 wysterowuje się tyrystory TK1 i TK4, dla wyłączenia zaś tyrystorów TR2 i TR4 – tyrystory TK2 i TK3. Rozpatrzmy proces wyłączenia tyrystora TR1 w sytuacji, gdy przewodzi on prąd razem z tyrystorem TR4. Po wysterowaniu tyrystorów komutacyjnych TK1 i TK4 prąd w TR1 zanika do zera prąd zaś obciążenia pobierany jest ze źródła poprzez obwód TK1; C; TK4; D2; obc; TR4. Nadwyżka prądu komutacyjnego ponad prąd obciążenia (rys. 5.40) przepływa przez obwód C; TK4; E; Z<sub>1</sub>; TK1. Dla tego przedziału komutacji obowiązują następujące równania:



Rys. 5.39. Jednofazowy falownik napięcia ze zwrotem części energii komutacyjnej

– prąd kondensatora:

$$\begin{aligned}
 i_c &= \frac{U_{\infty} + E}{\nu L} e^{-\alpha t} \sin \nu t + \\
 &+ \frac{I_0}{\cos \varphi} e^{-\alpha t} \cos(\nu t + \varphi) \approx \\
 &\approx \frac{U_{\infty} + E}{\nu L} e^{-\alpha t} \sin \nu t + \\
 &+ I_0 e^{-\alpha t} \cos \nu t,
 \end{aligned}
 \tag{5.4.11}$$

– napięcie kondensatora:

$$\begin{aligned}
 u_c &= -E + \frac{U_{\infty} + E}{\cos \varphi} e^{-\alpha t} \times \\
 &\times \cos(\nu t - \varphi) - \frac{I_0}{\nu C} e^{-\alpha t} \sin \nu t \approx \\
 &\approx -E + (U_{\infty} + E) e^{-\alpha t} \times \\
 &\times \cos \nu t - \frac{I_0}{\nu C} e^{-\alpha t} \sin \nu t,
 \end{aligned}
 \tag{5.4.12}$$

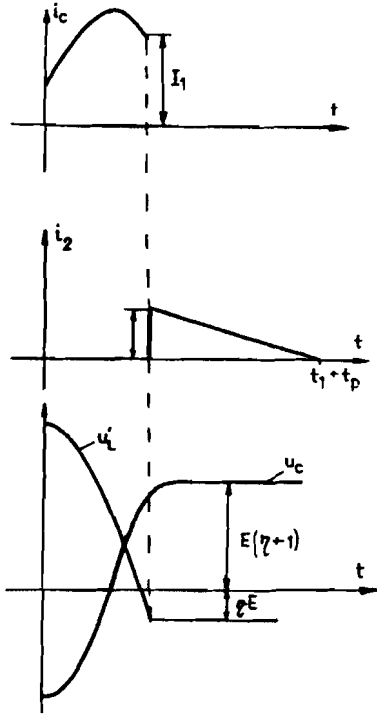
przy czym  $L$  oznacza indukcyjność strony pierwotnej dławika,

$$L = L_r + M \approx M.$$

Na pierwotnym uzwojeniu dławika  $z_1$  występuje napięcie równe:

$$\begin{aligned}
 U'_L &= E + u_c = (U_{\infty} + E) e^{-\alpha t} \times \\
 &\times \cos \nu t - \frac{I_0}{\nu C} e^{-\alpha t} \sin \nu t.
 \end{aligned}
 \tag{5.4.13}$$

Przy przekładni zwojowej dławika, równej  $\eta = \frac{z_1}{z_2}$ , na jego uzwojeniu wtórnym indukuje się napięcie równe:



Rys. 5.40. Przebiegi napięcia i prądu w procesie komutacyjnym falownika z rysunku 5.39



$$U_L'' = - \frac{E + U_c}{\eta}, \quad (5.4.14)$$

dioda zaś zwrotna  $D_{k1}$  polaryzowana jest napięciem równym:

$$U_{Dk1} = E + \frac{E + U_c}{\eta} = E \left( 1 + \frac{1}{\eta} \right) + \frac{U_c}{\eta}. \quad (5.4.15)$$

Teoretycznie napięcie to przestanie blokować diodę, gdy napięcie kondensatora osiągnie wartość:

$$U_c = - E(1 + \eta). \quad (5.4.16)$$

Po wysterowaniu diody  $D_{k1}$  napięcie strony wtórnej dławika pozostaje równe  $E$  i stąd obowiązuje równanie:

$$E + \frac{M}{\eta^2} \frac{di_2}{dt} = 0. \quad (5.4.17)$$

Rozwiązanie tego równania na wtórny prąd dławika  $i_2$  przy warunku początkowym  $i_2(0) = I_1 \eta$  ma postać:

$$i_2 = I_1 \eta - \frac{E \eta^2}{M} t = \eta \left( I_1 - \frac{E \eta}{M} t \right). \quad (5.4.18)$$

Na pierwotnej stronie dławika indukuje się napięcie równe:

$$U_L' = E \eta, \quad (5.4.19)$$

napięcie zaś kondensatora komutacyjnego wynosi:

$$U_c = - E(1 + \eta). \quad (5.4.20)$$

Prąd obciążenia zamyka się w obwodzie: obc; TR4; D2. Dioda  $D_{k1}$  przewodzi do czasu aż prąd zmaleje do zera, to znaczy gdy upłynie czas równy:

$$tp = \frac{I_1 M}{E \eta}. \quad (5.4.21)$$

Energia przekazana z obwodu komutacyjnego do źródła wynosi:

$$W = \int_0^{\eta} E i_2 dt = \int_0^{\eta} n E \left( I_1 - \frac{E \eta}{M} t \right) dt = M \frac{I_1^2}{2}. \quad (5.4.22)$$

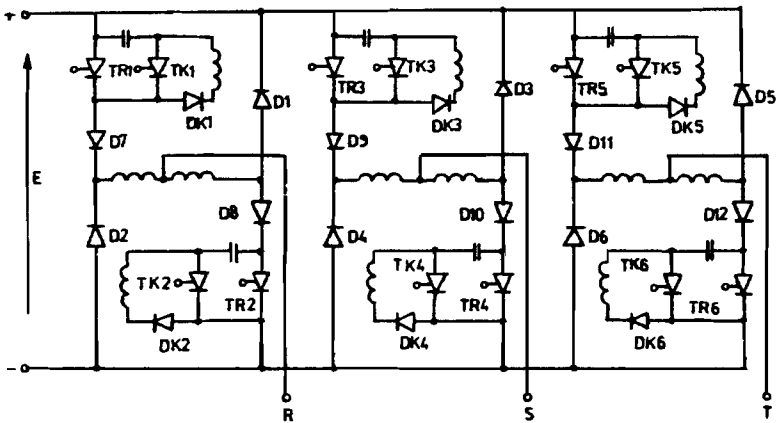
W praktyce przekładnię zwojową dławika dobiera się na poziomie  $\eta = \frac{1}{2} \div \frac{1}{4}$  ograniczając napięcie kondensatora komutacyjnego do wartości  $\left( \frac{3}{2} \div \frac{5}{4} \right) E$ .

#### 5.4.2. Podstawowe układy trójfazowych tyrystorowych falowników napięcia

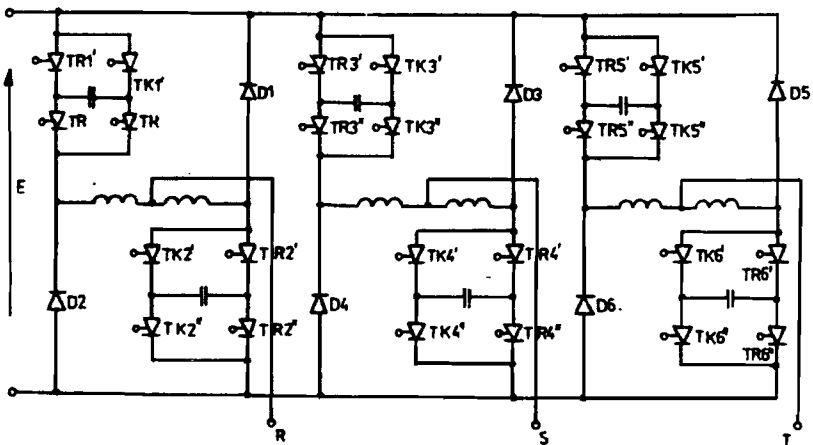
Struktura trójfazowego tyrystorowego falownika napięcia wynika z zastosowanego sposobu komutacji tyrystorów roboczych, który z kolei zależy od zastosowanej metody regulacji napięcia wyjściowego. Ogólnie możemy tyrystorowe falowniki napięcia podzielić na układy z komutacją: indywidualną, fazową, międzyfazową oraz wspólną.

##### *Falowniki z komutacją indywidualną*

Typowy schemat falownika z komutacją indywidualną przedstawiony jest na rysunku 5.41. Wyłączenie tyrystora roboczego zachodzi od momentu wyzwolenia przyporządkowanego mu tyrystora komutacyjnego, przy tym indywidualny kondensator komutacyjny przeładowywany jest do napięcia równego zasilającemu ( $E$ ), gdyż przy tym napięciuysterowuje się odpowiednio dioda zwrotna (np.:  $D_2$  przy wyłączeniu  $TR1$ ). Przeładowanie kondensatora komutacyjnego następuje w obwodzie  $D_1, L, C$  po wysterowaniu tyrystora roboczego. Aby kondensator komutacyjny nie mógł rozładowywać się poprzez obciążenie i obwód  $D_{k1}, L, C$ , przed wysterowaniem tyrystora roboczego, w układzie zastosowane są diody  $D_7 \div D_{12}$ . Ten rodzaj układu stosujemy w przypadku, gdy każdy z tyrystorów chcemy wyłączać niezależnie, np. w przypadku regulacji napięcia metodą modulacji sinusoidalnej. Sprawność układu zależy bezpośrednio od częstotliwości przełączeń obwodu komutacyjnego.



**Rys. 5.41.** Trójfazowy tyrystorowy falownik napięcia z komutacją indywidualną



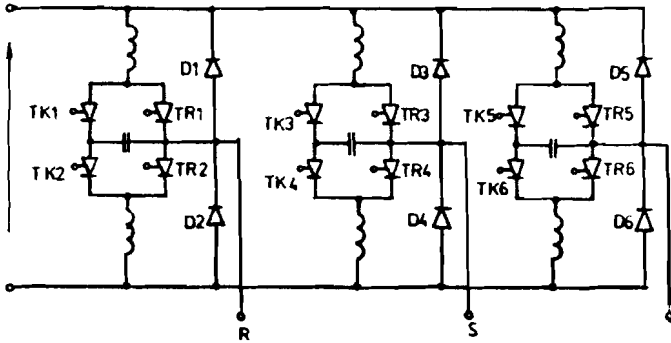
**Rys. 5.42.** Trójfazowy tyrystorowy falownik napięcia z indywidualną komutacją tyrystorów i mniejszą w stosunku do układu z rysunku 5.41 częstotliwością przeładowywania kondensatora komutacyjnego

Dwukrotnie mniejszą częstotliwość przeładowywania obwodu komutacyjnego uzyskujemy w układzie falownika przedstawionym na rysunku 5.42. Układ ten nie wymaga wstępnego przeładowywania kondensatora przed każdą komutacją, gdyż, w zależności od polaryzacji napięcia na kondensatorze, możemy wyłączyć tyrystor TR1' poprzez wysterowanie

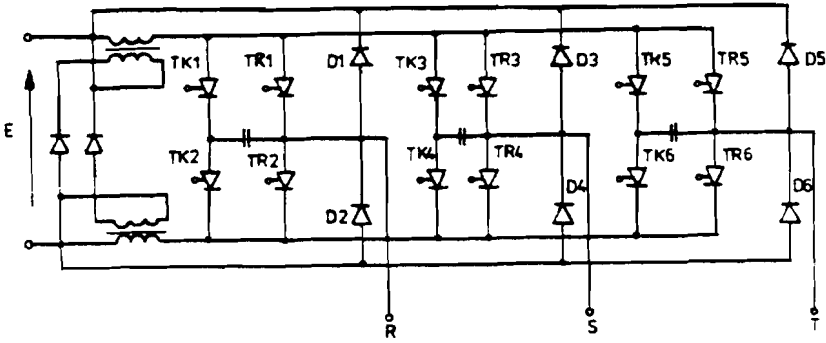
TK1' lub TR2' poprzez wysterowanie TK2'. W stosunku do poprzedniego schematu układ zawiera dwukrotnie większą liczbę tyrystorów, ale trzykrotnie mniejszą liczbę diód. Liczbę zastosowanych elementów półprzewodnikowych można zmniejszyć stosując układy ze wspólnym obwodem komutacyjnym dla jednej fazy.

*Falownik z komutacją fazową*

Typowy falownik trójfazowy z komutacją fazową powstaje z bezpośredniego połączenia znanych falowników jednofazowych (rys. 5.43).



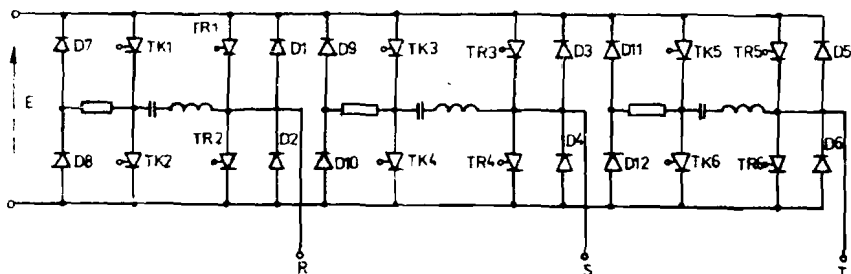
**Rys. 5.43.** Trójfazowy tyrystorowy falownik napięcia z jednym obwodem komutacyjnym na fazie



**Rys. 5.44.** Trójfazowy tyrystorowy falownik napięcia z wspólnym dławikiem komutacyjnym umożliwiającym zwrot części energii komutacyjnej

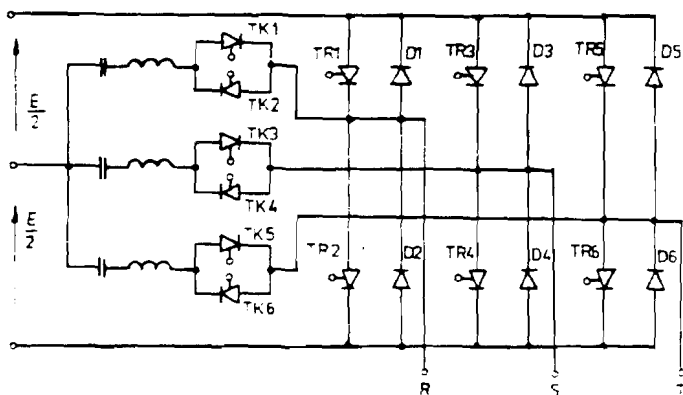
Może być on jednak wykonany w wersji ze wspólnym dla wszystkich faz dławikiem komutacyjnym, posiadającym dodatkowe uzwojenie wtórne i diodę zwrotną do przekazywania części energii komutacyjnej do źródła a tym samym do ograniczenia napięcia przeładowania (rys. 5.44)

Falownik z dławikiem w obwodzie komutacyjnym może mieć ograniczone napięcia przeładowania poprzez dodatkowe diody D7 ÷ D12 wraz z rezystancjami tłumiącymi (rys. 5.45)



**Rys. 5.45.** Trójfazowy tyrystorowy falownik napięcia z ograniczonym napięciem komutacyjnym poprzez tłumienie na rezystancji

W przypadku gdy dysponujemy źródłem dwubiegunowym możemy stosować znaną wersję falownika z ograniczonym napięciem przeładowania, jak na rysunku 5.46.

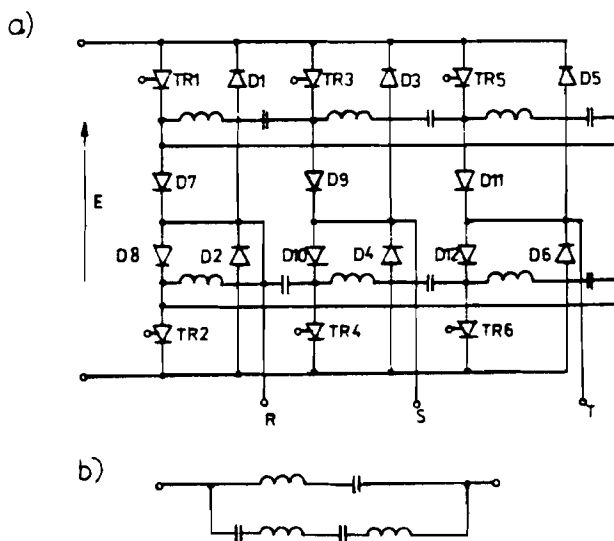


**Rys. 5.46.** Trójfazowy tyrystorowy falownik napięcia z ograniczonym napięciem komutacyjnym przez zastosowanie źródła dzielonego

Powyższe układy w porównaniu z układami z komutacją indywidualną mają znacznie mniejszą liczbę elementów półprzewodnikowych. Występuje tu również dwukrotnie mniejsza liczba kondensatorów komutacyjnych lecz są one dwa razy częściej przeładowywane, stąd straty komutacyjne pozostają na tym samym poziomie.

### Falownik z komutacją międzyfazową

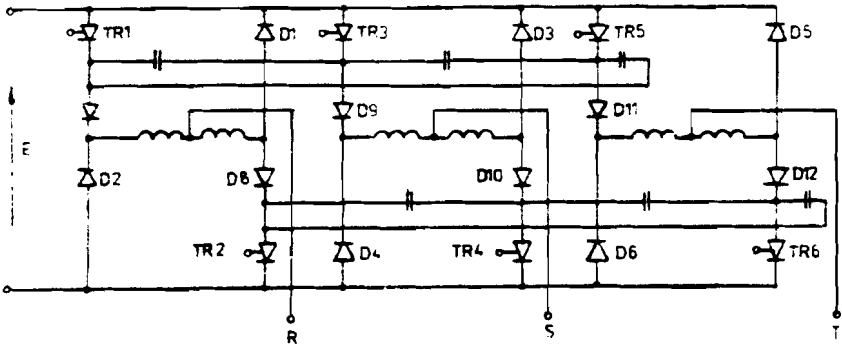
W przypadku gdy napięcie wyjściowe falownika regulujemy poprzez zmianę zasilania  $E$ , a falownikiem sterujemy z kątem przewodzenia  $2\pi/3$ , układ falownika trójfazowego nie wymaga tyrystorów komutacyjnych (rys. 5.47)



Rys. 5.47. Trójfazowy tyrystorowy falownik napięcia z komutacją międzyfazową: a) schemat falownika, b) zastępczy obwód komutacyjny

Załączenie kolejnego tyrystora roboczego powoduje wyłączenie tyrystora przewodzącego, tworzy się przy tym zastępczy obwód komutacyjny złożony z szeregowo-równoległego połączenia „górnych” lub „dolnych” obwodów komutacyjnych, jak pokazuje to rysunek 5.47b. Napięcie na zastępczym obwodzie komutacyjnym można ograniczyć do wartości napięcia źródła  $E$  stosując schemat z rysunku 5.48, w którym przy takim napięciuysterowuje się odpowiednio dioda zwrotna (np. D2 przy

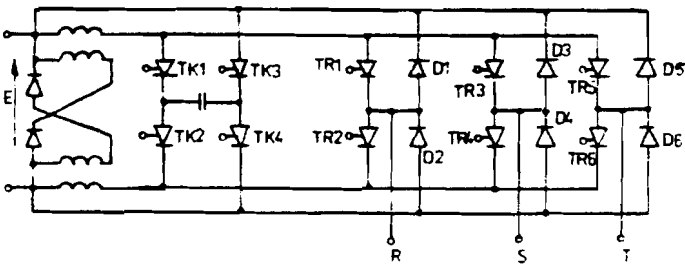
wyłączeniu TR1 przezysterowanie TR3). W obydwu schematach diody D7 ÷ D12 służą do zapobieżenia rozładowania kondensatorów komutacyjnych poprzez obciążenie w międzykomutacyjnych przedziałach czasu. W przypadku gdy chcemy sterować falownikiem z dowolnym kątem przewodzenia tyristorów, np. przy sterowaniu napięciem metodą regulacji szerokości impulsu, możemy zastosować trójfazowy układ falownika ze wspólnym węzłem komutacyjnym.



Rys. 5.48. Trójfazowy tyrystorowy falownik napięcia z komutacją międzyfazową i ograniczonym napięciem komutacyjnym do wartości E

### Falownik o komutacji wspólnej

Przykładowy schemat falownika przedstawiony jest na rysunku 5.49.

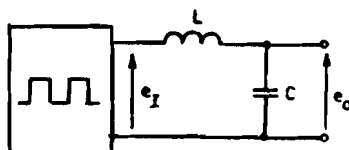


Rys. 5.49. Trójfazowy tyrystorowy falownik napięcia z komutacją wspólną

Dla wyłączenia tyrystorów TR1; TR3; TR5ysterowuje się tyrystory komutacyjne TK1; TK4, do wyłączenia zaś TR2, TR4, TR6 tyrystory TK2; TK3. Jeżeli z warunków sterowania i obciążenia wynika, że w chwili wyłączenia jednocześnie przewodzą dwa tyrystory z danej grupy (np. TR1 i TR3), to wywołanie procesu komutacji (włączenie tyrystorów TK1 i TK4) spowoduje wyłączenie ich obu. W czasie komutacji prąd do obu faz obciążenia dostarczany jest poprzez kondensator i – odpowiednio – diody D2 i D4. Kiedy jednak napięcie przeładowywanego kondensatora zmieni znak, wyłączony tyrystor TR1 pozostaje w stanie blokowania zaś współpracujący tyrystor TR3 wyzwoli się ponownie, gdyż na jego bramce istnieje impuls wyzwalający. Stąd w napięciu wyjściowym fazy s wystąpi chwilowa zmiana polaryzacji w czasie wyłączenia tyrystora współpracującego (TR1 lub TR5).

## 5.5. Filtry wyjściowe falowników napięcia

W zastosowaniach falowników napięcia, w których częstotliwość napięcia wyjściowego jest stała lub zmienia się w niewielkim zakresie, zawartość wyższych harmonicznych w napięciu wyjściowym może być ograniczona za pomocą filtrów. Filtr w najprostszej formie stanowi szeregową indukcyjność i równoległy kondensator jak na rysunku 5.50. Charakterystyczna transmitancja tego filtru wynosi [1]:



Rys. 5.50. Prosty filtr wyjściowy falownika napięcia

$$\frac{e_o}{e_I}(s) = \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_o^2} + \frac{2\delta}{\omega_o} s + 1}, \quad (5.5.1)$$

gdzie:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}} \text{ jest rezonansową pulsacją filtru,}$$

$$\delta = \frac{\omega_o L}{2R_o} \text{ jest współczynnikiem tłumienia (} R_o \text{ – obciążenie).}$$

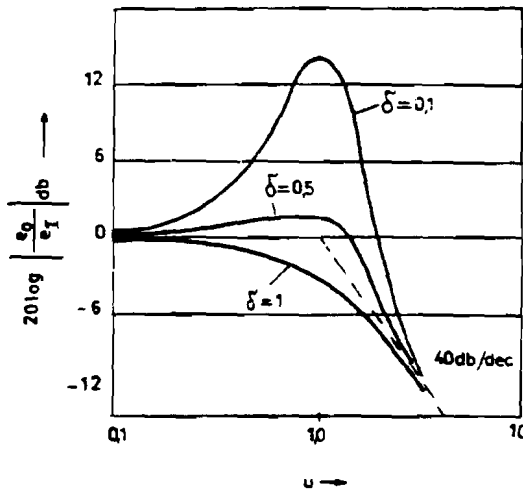


Odpowiedź częstotliwościową filtru otrzymamy podstawiając  $s = j\omega$ .  
Stąd:

$$\frac{e_o}{e_r} = \frac{1}{-u^2 + j2\delta u + 1}, \quad (5.5.2)$$

gdzie:  $u$  – pulsacja względna, równa  $\frac{\omega}{\omega_o}$ .

Odpowiednia charakterystyka częstotliwościowa filtru, przy różnych współczynnikach tłumienia, pokazana jest na rysunku 5.51.



Rys. 5.51. Charakterystyka częstotliwościowa filtru wyjściowego z rysunku 5.50

Częstotliwość rezonansową filtru wybieramy poniżej najniższej harmonicznej występującej w napięciu wyjściowym przekształtnika, dobierając w ten sposób parametry L-C do założonego poziomu tłumienia tej harmonicznej. Aczkolwiek w ten sposób określamy wartość iloczynu LC, to określenie poszczególnych elementów wymaga dalszych rozważań. Zbyt duża wartość L przy małej wartości C powoduje znaczne chwilowe zmiany napięcia wyjściowego przy szybkich zmianach obciążenia. Z kolei zbyt mała wartość L, przy dużej wartości C, powoduje zwiększenie prądu pobieranego przez filtr z falownika. W obu przypad-

kach musi być przeprowadzone oszacowanie i zostać przyjęty przypadek kompromisowy. Ten przypadek kompromisowy ściśle związany jest z charakterem obciążenia falownika.

Rozważmy najpierw wpływ wartości  $C$  na prąd przekształtnika. Rysunek 5.52 pokazuje prosty L-C filtr z indukcyjno-rezystancyjnym obciążeniem, występującym w praktyce najczęściej. Podstawowe harmoniczne prądu pobieranego z falownika pozostają równe:

$$I_{I1} = I_{o1} + I_{c1} = \frac{E_{o1}}{Z_{oc1}}, \quad (5.5.3)$$

gdzie:

$E_{o1}$  – podstawowa harmoniczna napięcia obciążenia,  
 $Z_{oc1}$  – impedancja zastępcza połączenia równoległego kondensatora i obciążenia dla podstawowych harmonicznych prądu.

$$Z_{oc1} = \frac{Z_{o1} Z_{c1}}{Z_{o1} + Z_{c1}}, \quad (5.5.4)$$

$$\begin{aligned} Z_{o1} &= R_o + j X_{o1} = \\ &= |Z_{o1}| (\cos \Theta + j \sin \Theta), \end{aligned}$$

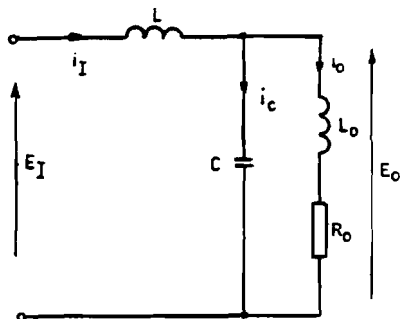
gdzie:  $\Theta$  – kąt charakteryzujący obciążenie

$$Z_{c1} = -j X_{c1}.$$

Jeśli przyjąć, że:  $K_1 = \frac{|X_{c1}|}{|Z_{o1}|}$ , to  $Z_{c1} = -j K_1 |Z_{o1}|$ .

Podstawiając tak wyrażone impedancje obciążenia i kondensatora do impedancji zastępczej otrzymamy:

$$Z_{oc1} = |Z_{o1}| \frac{-j K_1 (\cos \Theta + j \sin \Theta)}{\cos \Theta + j (\sin \Theta - K_1)}. \quad (5.5.5)$$



Rys. 5.52. Filtr L-C obciążony odbiornikiem  $R_o, L_o$ .

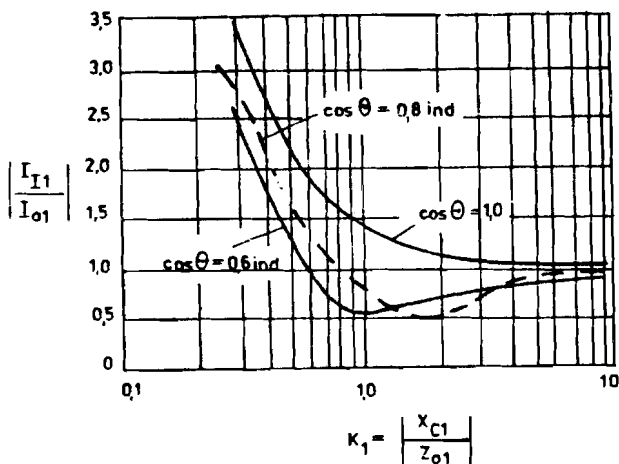
Stąd podstawowa harmoniczna prądu na wyjściu falownika wyniesie:

$$I_{I1} = \frac{E_{o1}}{|Z_{o1}|} \frac{\cos \Theta + j(\sin \Theta - K_1)}{K_1(\sin \Theta - j \cos \Theta)}, \quad (5.5.6)$$

a ponieważ:

$$\frac{|E_{o1}|}{|Z_{o1}|} = |I_{o1}|$$

$$\frac{|I_{I1}|}{|I_{o1}|} = \frac{\cos \Theta + j(\sin \Theta - K_1)}{K_1(\sin \Theta - j \cos \Theta)}. \quad (5.5.7)$$



Rys. 5.53. Zmiany stosunku podstawowych harmonicznych prądów pobieranego z falownika do prądu obciążenia w funkcji  $K_1$ , przy obciążeniu o różnym charakterze

Rysunek 5.53 pokazuje wyznaczony stosunek podstawowych harmonicznych prądów – pobieranego z falownika oraz z obciążenia w funkcji stałej  $K_1$ , przy różnych współczynnikach charakteryzujących obciążenie ( $\cos \Theta$ ). Ten stosunek pozostaje mniejszy od jedności przy odpowiednim  $K_1$ , kiedy współczynnik obciążenia ma charakter indukcyjny. Sytuacje te przedstawione są na wykresie wektorowym (rys. 5.54). Zmiany

napięcia wyjściowego spowodowane indukcyjnością filtru możemy scharakteryzować poprzez stosunek napięcia na obciążeniu do napięcia wyjściowego falownika. Ten stosunek zależy zarówno od indukcyjności jak i od pojemności filtru. Kondensator powoduje przepływ prądu, który wywołuje spadek napięcia na indukcyjności. Podstawowa harmoniczna napięcia na obciążeniu wynosi:

$$E_{o1} = E_{I1} - I_{I1} Z_{L1}$$

gdzie:  $Z_{L1} = jX_{L1}$  . (5.5.8)

Jeśli przyjąć, że:  $K_2 = \frac{|X_{L1}|}{|Z_{o1}|}$ , to

$$\frac{E_{o1}}{E_{I1}} = 1 - \frac{I_{I1}}{E_{I1}} jK_2 |Z_{o1}| . \quad (5.5.9)$$

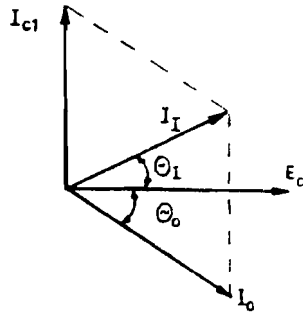
Ponieważ:

$$\frac{I_{I1}}{E_{I1}} = \frac{1}{Z_{I1}} = \frac{1}{Z_{oc1} + jX_{L1}} \quad (5.5.10)$$

oraz z zależności (5.5.5)

$$Z_{oc1} = |Z_{o1}| \frac{K_1 (\sin \Theta - j \cos \Theta)}{\cos \Theta + j(\sin \Theta - K_1)}$$

stąd:

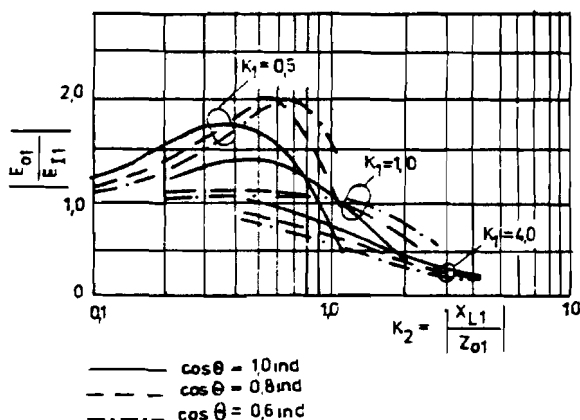


Rys. 5.54. Wektorowe interpretacje zależności prądu wyjściowego falownika od prądu obciążenia, w sytuacji gdy  $I_r < I$ .

$$\frac{E_{o1}}{E_{r1}} = 1 - \frac{jK_2}{jK_2 + \frac{K_1(\sin \Theta - j \cos \Theta)}{\cos \Theta + j(\sin \Theta - K_1)}} =$$

$$= \frac{K_1(\sin \Theta - j \cos \Theta)}{\cos \Theta + j(\sin \Theta - K_1)} \cdot \frac{\cos \Theta + j(\sin \Theta - K_1)}{K_1(\sin \Theta - j \cos \Theta) + jK_2} \quad (5.5.11)$$

Na rysunku 5.55 stosunek podstawowych harmonicznego napięcia obciążenia do napięcia wyjścia falownika jest przedstawiony w funkcji współczynnika  $K_2$  dla różnych współczynników  $K_1$  i różnych współczynników obciążenia  $\cos \Theta$ . Zauważmy, że przy małych współczynnikach  $K_1$  i  $K_2$  napięcie obciążenia jest większe od napięcia wyjściowego falownika.



Rys. 5.55. Zmiany stosunku podstawowych harmonicznego napięcia na obciążeniu  $R_o$  do napięcia na wyjściu falownika w funkcji współczynnika  $K_2$  przy różnym charakterze obciążenia i różnych współczynnikach  $K_1$

Tę sytuację przedstawia wykres wektorowy na rysunku 5.56a. Dla większych wartości  $K_1$  i  $K_2$  napięcie obciążenia jest mniejsze od napięcia wyjściowego falownika, co pokazuje rysunek 5.56b.

Następnym problemem, który należy rozważyć w doborze parametrów  $L$  i  $C$ , jest problem tłumienia harmonicznych. Wielkość tłumienia  $n$ -tej harmonicznej może określić stosunek:

$$K_{Ln} = \frac{E_{In}}{E_{em}}. \quad (5.5.12)$$

Impedancje poszczególnych elementów dla  $n$ -tej harmonicznej wynoszą:

$$|X_{Ln}| = n |X_{L1}| = n K_2 |Z_{o1}|, \quad (5.5.13)$$

$$|X_{Cn}| = \frac{|X_{C1}|}{n} = \frac{K_1 |Z_{o1}|}{n}, \quad (5.5.14)$$

$$Z_{em} = R_o + j |X_{em}| = R_o + j n |X_{o1}|, \quad (5.5.15)$$

gdzie:

$$R_o = |Z_{o1}| \cos \Theta ; j |X_{o1}| = |Z_{o1}| \sin \Theta$$

$$Z_{em} = |Z_{o1}| (\cos \Theta + j n \sin \Theta). \quad (5.5.16)$$

Wyznamy stosunek:

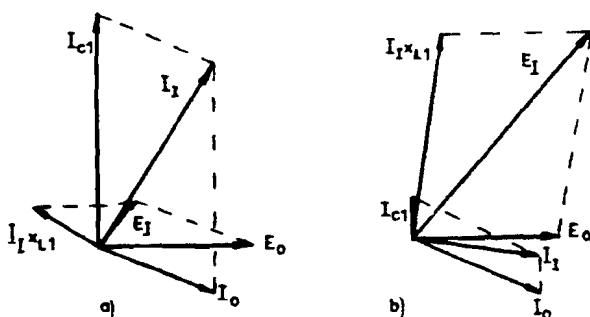
$$\begin{aligned} \frac{E_{em}}{E_{In}} &= 1 - \frac{I_{In} |j X_{Ln}|}{E_{In}} = 1 - \frac{j |X_{Ln}|}{Z_{In}} = \\ &= 1 - \frac{j |X_{Ln}|}{Z_{oCn} + j |X_{Ln}|} = 1 - \frac{j n K_2 |Z_{o1}|}{Z_{oCn} + j n K_2 |Z_{o1}|} = \\ &= 1 - \frac{j n K_2}{j n K_2 + \frac{Z_{oCn}}{|Z_{o1}|}} = \frac{\frac{Z_{oCn}}{|Z_{o1}|}}{j n K_2 + \frac{Z_{oCn}}{|Z_{o1}|}}. \end{aligned} \quad (5.5.17)$$

Stąd:

$$jnK_2 + \frac{Z_{oCn}}{|Z_{o1}|} = \frac{E_{In}}{E_{om}} \frac{Z_{oCn}}{|Z_{o1}|} \quad (5.5.18)$$

oraz:

$$K_2 = \frac{1}{jn} \frac{Z_{oCn}}{|Z_{o1}|} \left( \frac{E_{In}}{E_{om}} - 1 \right). \quad (5.5.19)$$



Rys. 5.56. Wektorowe interpretacje zależności napięcia na obciążeniu od napięcia wyjściowego falownika: a)  $E_o > E_I$ , b)  $E_o < E_I$

Wyznamy bliżej impedancję zastępczą dla n-tej harmonicznej:

$$Z_{oCn} = \frac{Z_{om}(-j|X_{Cn}|)}{Z_{om} + (-j|X_{Cn}|)} = \frac{|Z_{o1}|(\cos \Theta + jn \sin \Theta) \left( -j \frac{K_1}{n} |Z_{o1}| \right)}{|Z_{o1}|(\cos \Theta + jn \sin \Theta) + \left( -j \frac{K_1}{n} |Z_{o1}| \right)} \quad (5.5.20)$$

Stąd:

$$\frac{Z_{oCn}}{|Z_{o1}|} = \frac{-j \frac{K_1}{n} (\cos \Theta + jn \sin \Theta)}{(\cos \Theta + jn \sin \Theta) - j \frac{K_1}{n}} \quad (5.5.21)$$

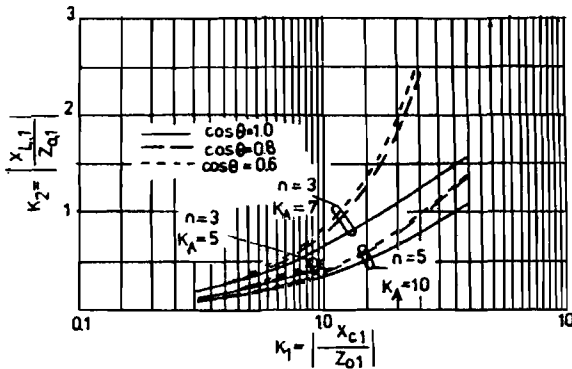
oraz

$$\frac{1}{j} \frac{Z_{ocn}}{Z_{o1}} = - \frac{\frac{K_1}{n} (\cos \Theta + j n \sin \Theta)}{\cos \Theta + j \left( n \sin \Theta - \frac{K_1}{n} \right)}. \quad (5.5.22)$$

Podstawiając to ostatnie wyrażenie do równania (5.5.19) otrzymamy:

$$K_2 = \frac{K_1}{n^2} \left| \frac{\cos \Theta + j n \sin \Theta}{\cos \Theta + j \left( n \sin \Theta - \frac{K_1}{n} \right)} \right| (K_{An} - 1). \quad (5.5.23)$$

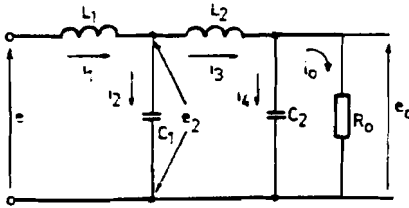
Rysunek 5.57 pokazuje zależność  $K_2$  w funkcji  $K_1$  – przy pożądanej wartości tłumienia  $K_A$ , dla trzeciej i piątej harmonicznej, przy różnych współczynnikach obciążenia.



Rys. 5.57. Zależność współczynników  $K_2$  w funkcji  $K_1$  przy pożądanej wartości tłumienia dla trzeciej i piątej harmonicznej, przy różnym charakterze obciążenia

Ostatecznie trzy zbiory krzywych z rysunków 5.53; 5.55; 5.57 dostarczają pełnej informacji do wyboru parametrów  $L$  i  $C$  filtru. Przy wyborze należy też uwzględnić dodatkowe uwarunkowania, takie jak: dopuszczalne wartości napięć i prądów zastosowanych elementów przekształtnika oraz cena i wymiary urządzenia itp. Czasem w praktyce na wyjściu falownika istnieje izolujący transformator i jego reaktancja rozproszenia może stanowić indukcyjność filtru.





Rys. 5.58. Schemat filtru kaskadowego

W przypadku gdy do tłumienia harmoniczných niezbędny jest filtr o większym tłumieniu bardziej atrakcyjnym rozwiązaniem staje się kaskadowe połączenie filtru (rys. 5.58). Dwusekcyjny filtr LC ma większe możliwości tłumienia niż filtr pojedynczy, przy jednakowej ogólnej mocy typowej (kVA) zastosowanych elementów indukcyjno-pojemnościowych.

Spróbujmy ocenić wartość tłumienia, przy którym dwustopniowy filtr jest bardziej uzasadniony od pojedynczego. (Zwróćmy przy tym uwagę na przypadek, gdy filtr jest włączony do zamkniętej pętli regulacji napięcia i może powodować trudności ze stabilnością). Transmitancję dwustopniowego filtru z rysunku 5.58 można wyrazić w postaci:

$$\frac{e_o}{e_i}(s) = \frac{1}{(s^2 C_1 L_1 + 1) \left( s^2 L_2 C_2 + \frac{s L_2}{R_o} + 1 \right) + \frac{s L_1}{R_o} + s^2 L_1 C_2} \quad (5.5.24)$$

Poszukajmy tłumienia, przy którym dwustopniowy i jednostopniowy filtr są równoważne, zakładając że wartości poszczególnych elementów LC filtru dwustopniowego są o połowę mniejsze od wartości elementów LC filtru pojedynczego. Transmitancja pojedynczego filtru nie obciążonego ( $R_o \rightarrow \infty$ ) wynosi:

$$\frac{e_o}{e_i}(s) = \frac{1}{s^2 LC + 1} \quad (5.5.25)$$

Transmitancja nie obciążonego filtru kaskadowego, przy elementach równych  $\frac{L}{2}, \frac{C}{2}$ , wynosi:

$$\frac{e_o}{e_i}(s) = \frac{1}{\left( \frac{s^2 LC}{4} + 2 \right) \left( 1 + \frac{s^2 LC}{4} \right) - 1} \quad (5.5.26)$$

Podstawiając  $s = j\omega$ , przy uwzględnieniu, że  $\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ , otrzymamy:

– dla filtru pojedynczego:

$$\frac{e_o}{e_I}(j\omega) = \frac{1}{-\frac{\omega^2}{\omega_o^2} + 1}, \quad (5.5.27)$$

– dla filtru kaskadowego:

$$\frac{e_o}{e_I}(j\omega) = \frac{1}{\frac{\omega^4}{16\omega_o^4} - \frac{3\omega^2}{4\omega_o^2} + 1}. \quad (5.5.28)$$

Przy jednakowym tłumieniu obydwu filtrów moduły obydwu powyższych wyrażeń winny być sobie równe:

$$\left| -\frac{\omega^2}{\omega_o^2} + 1 \right| = \left| \frac{\omega^4}{16\omega_o^4} - \frac{3\omega^2}{4\omega_o^2} + 1 \right|. \quad (5.5.29)$$

Dla przypadku  $\omega > \omega_o$  możemy opuścić znak wartości bezwzględnej:

$$\frac{\omega^2}{\omega_o^2} - 1 = \frac{\omega^4}{16\omega_o^4} - \frac{3\omega^2}{4\omega_o^2} + 1. \quad (5.5.30)$$

Stąd:

$$\begin{aligned} \frac{\omega^4}{16\omega_o^4} - \frac{7\omega^2}{4\omega_o^2} + 2 &= 0 \\ \left(\frac{\omega}{\omega_o}\right)^4 - 28\left(\frac{\omega}{\omega_o}\right)^2 + 32 &= 0. \end{aligned} \quad (5.5.31)$$

Rozwiązanie powyższego równania posiada dwa pierwiastki:

$$\left(\frac{\omega}{\omega_o}\right)^2 = 26,8 \text{ lub } 1,2. \quad (5.5.32)$$

Praktycznie istotny jest pierwiastek większy, ponieważ mniejszy znajduje się w obszarze częstotliwości rezonansowej. Podstawiając wartość  $\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) = 26,8$  do jednego z równań (5.5.27) lub (5.5.28) otrzymamy wartość wzmocnienia

$$\frac{e_o}{e_i}(s) = \frac{1}{25,8} \quad (5.5.33)$$

Jeśli więc pożądane wzmocnienie filtra jest mniejsze od 26:1, należy zastosować filtr pojedynczy; przy wzmocnieniu większym właściwy będzie filtr kaskadowy.

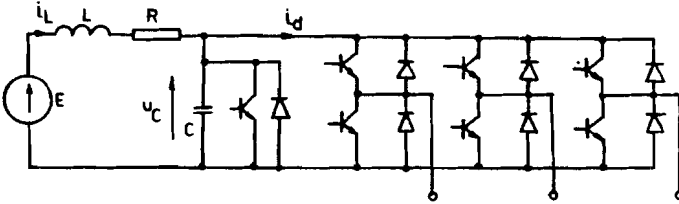
Zauważmy, że powyższe rozważania zostały przeprowadzone przy rezystancyjnym obciążeniu i założeniu, że dwie sekcje filtra kaskadowego są identyczne. Do praktycznego doboru filtra trzeba często brać pod uwagę inne czynniki, a całą analizę należy przeprowadzić w sposób bardziej ogólny, z wykorzystaniem komputerowej techniki obliczeniowej. Niniejszy rozdział pokazuje jedynie istotę problemu i prezentuje sposób postępowania.

## 5.6. Falowniki napięcia z rezonansowym obwodem zasilającym

Podstawowy kierunek rozwoju falowników napięcia sprowadza się do doskonalenia metod ich sterowania, które zapewnią minimalizację zniekształceń przebiegów wyjściowych. Wiąże się to ze stosowaniem technik sterowania z przełączaniem elementów ( tranzystorów) z dużą częstotliwością. Jednak dominujące straty przełączania elementów prowadzą do obniżenia sprawności, a tym samym i ograniczenia częstotliwości pracy układu. Stosowanie biernych sieci odciążających pozwala minimalizować energię rozproszoną w tranzystorach drogą przekazania i rozproszenia jej w zewnętrznych rezystancjach; nie eliminuje to jednak zarówno problemu niskiej sprawności układu jak i problemu odprowadzenia ciepła. Straty w przełączanym tranzystorze określone są iloczynem napięcia kolektor-emiter  $u_{CE}$  i prądu kolektora  $i_C$ . Powstała stąd idea eliminowania strat drogą przełączenia tranzystorów w tych momentach, w których

jedna z tych wielkości jest równa zero. Aby takie chwile uzyskać, zasila się falownik napięcia poprzez rezonansowy obwód drgający.

Ideowy schemat takiego falownika przedstawia rysunek 5.59.



Rys. 5.59. Falownik napięcia z rezonansowym obwodem zasilającym

Dla zrozumienia idei jego pracy założmy najpierw, że prąd pobierany przez falownik  $i_d = 0$ , że obwód rezonansowy jest bezstratny ( $k = 0$ ) i że tranzystor bocznikujący kondensator jest wyłączony. W takim stanie prąd w cewce  $i_L$  oraz napięcie kondensatora  $u_c$  mają przebiegi sinusoidalne o pulsacji  $\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ , jak pokazuje to rysunek 5.60:

$$i_L = \frac{E}{\sqrt{L}} \sin \omega_o t ;$$

$$u_c = E - E \cos \omega_o t .$$
(5.6.1)

Wyrażając obydwie wielkości w jednostkach względnych:  $i_L^* = \frac{i_L}{E} \sqrt{L}$ ;

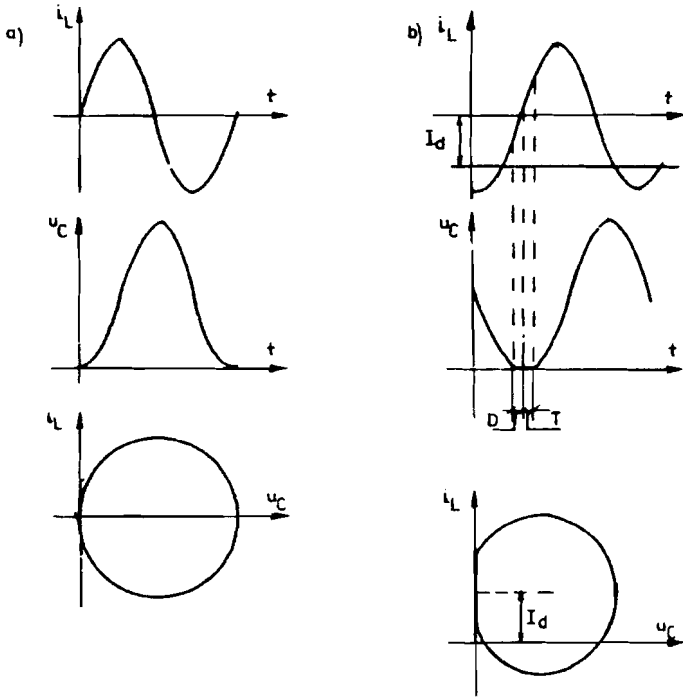
$u_c^* = \frac{u_c}{E}$  – możemy zauważyć, że wzajemne relacje pomiędzy tymi zmiennymi wyznaczają okrąg o jednakowym promieniu i środku o współrzędnych (1,0):

$$i_L^{*2} + (u_c^* - 1)^2 = 1 .$$
(5.6.2)

Przyjmując teraz, że częstotliwość drgań własnych obwodu rezonansowego jest bardzo wysoka w porównaniu ze zmianami prądu pobieranego przez falownik, do celów analizy tych drgań możemy założyć, że  $i_d = I_d = \text{const}$ . Przy tym założeniu prąd w cewce pozostaje równy:

$$I_L = \frac{E}{\sqrt{\frac{L}{C}}} \sin \omega_0 t + I_d, \quad (5.6.3)$$

a środek okręgu określającego wzajemne relacje posiada współrzędne  $(1; I_d^*)$ .

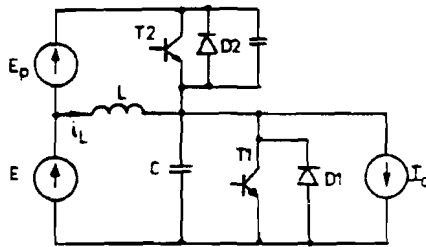


Rys. 5.60. Prąd w cewce i napięcie na kondensatorze obwodu rezonansowego: a) obwód nieobciążony  $i_d = 0$ , b) obwód obciążony  $i_d \neq 0$  i dołączany przez zwieranie indukcyjności

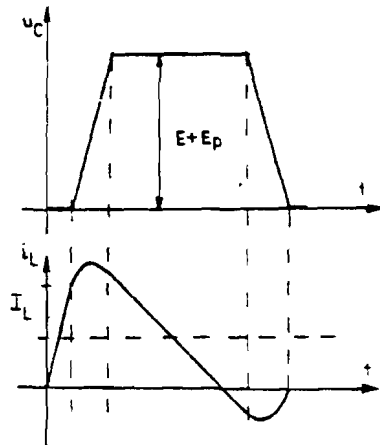
Gdy uwzględnimy rezystancję obwodu drgającego, to promień okręgu będzie systematycznie maleł, aż drgania zanikną całkowicie przy prądzie cewki równym  $I_d$  i napięciu kondensatora  $E - I_d R$ . Aby nie dopuścić do zaniku drgań, możemy cyklicznie załączyć tranzystor  $T_0$  uzupełniając energię traconą w rezystancji. Włączając ten tranzystor powodujemy liniowy wzrost prądu  $I_L$  i gromadzenie energii w indukcyjności

przy zerowym prądzie kondensatora. Im dłużej włączony jest tranzystor  $T_o$ , tym więcej prąd  $i_L$  narasta ponad wartość  $I_o$  i tym większa energia gromadzona jest w indukcyjności. Po wyłączeniu tranzystora rozpoczyna się okres drgań, gdy napięcie na kondensatorze rośnie a następnie maleje i gdy osiągnie wartość zerową, wysterowuje się dioda  $D_o$ . W tej sytuacji możemy przyłożyć impuls wyzwalający na bramkę tranzystora  $T_o$ , który zacznie przewodzić prąd, gdy wartość  $L_L$  stanie się większa od  $I_o$  (rys. 5.60b). Poziom prądu  $i_{L1}^*$ , przy którym wyłączamy tranzystor, musi być uzależniony od prądu falownika  $I_o$ . Zbyt mała wartość  $i_{L1}^*$  może doprowadzić do utraty drgań przez obwód rezonansowy, natomiast wartość zbyt duża prowadzi do nadmiernego (niebezpiecznego dla elementów) wzrostu napięcia na kondensatorze. Aby zabezpieczyć obwód falownika przed nadmiernym wzrostem napięcia, stosuje się układ, którego ideę przedstawia rysunek 5.61 [3], przy czym falownik na wyjściu reprezentuje źródło stałoprądowe, co jest wystarczające do wyjaśnienia zjawisk. Przeanalizujemy zachowanie się obwodu posługując się przebiegami napięcia na kondensatorze i prądu w indukcyjności pokazanymi na rysunku 5.62.

W pierwszym charakterystycznym przedziale pracy, gdy włączony jest tranzystor  $T1$ , prąd  $i_L$  narasta liniowo powyżej wartości  $I_o$ , a część energii pobieranej ze źródła gromadzona jest w dławiku  $L$ . Kiedy prąd dławika osiągnie określoną wartość  $I_{L1} > I_o$ , wyłączamy tranzystor  $T1$  i cała nadwyżka prądu dławika ponad wartość  $I_o$  dostarczana jest do kondensatora, którego napięcie rośnie.



Rys. 5.61. Rezonansowy obwód zasilający z aktywnym ograniczeniem napięcia

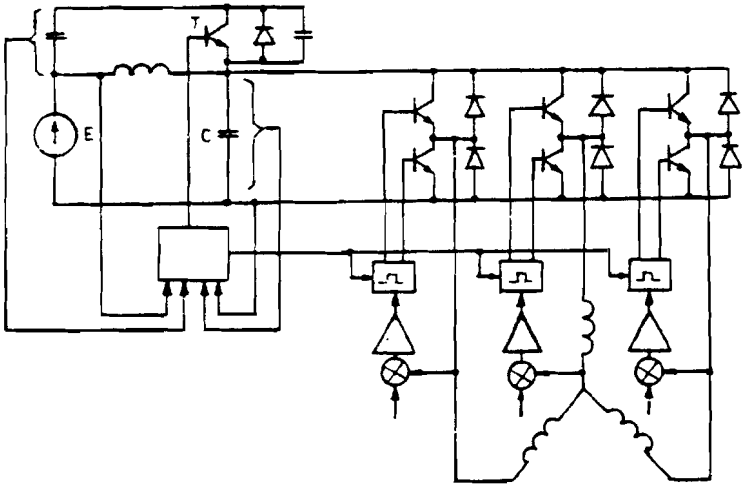


Rys. 5.62. Napięcie kondensatora i prąd cewki w obwodzie drgającym z rysunku 5.61

Gdy napięcie kondensatora wzrośnie ponad wartość  $E + E_p$ , wysterowuje się dioda  $D_2$ . Wówczas to nadwyżka prądu ponad  $I_p$  zamyka się poprzez  $D_2$  i  $E_p$ . Gdy energia zmagazynowana w indukcyjności zostanie przekazana do źródła  $E_p$ , prąd zmienia znak, a alternatywnie zamiast diody  $D_2$  przewodzi tranzystor  $T_2$ . Gdy prąd w kondensatorze uzyska określoną wartość  $I_{C1} < 0$ , to wyłączamy tranzystor  $T_2$ . Tranzystor ten wyłącza się przy zerowym praktycznie napięciu  $u_{CE}$ , gdyż zbocznikowany jest kondensatorem. Rozpoczyna się teraz okres rozładowania kondensatora  $C$  i gdy jego napięcie zmaleje do zera alternatywnie przewodzić będą  $D_1$  oraz  $T_1$ .

Wartość napięcia źródła  $E_p$  dobiera się na poziomie 50% napięcia źródła głównego  $E$ , stąd napięcie na rezonansowym kondensatorze  $C$  zmienia się pomiędzy zerem a  $1,5E$ . Jeśli wziąć pod uwagę, że dodatkowe źródło jest wprowadzone dla utrzymania stałości napięcia a nie dostarczania energii, średnia wartość prądu w cyklu pracy stanu ustalonego musi być równa zero. W tej sytuacji rolę źródła dodatkowego może spełnić odpowiednio duży kondensator elektrolityczny.

Jednostka sterująca układem musi określać momenty wyłączenia obu kluczy tranzystorowych. Momenty te można określić ustalając wartości progowe prądów  $I_{T1}$  oraz  $I_{T2}$ . Tranzystor  $T_1$  wyłączamy, gdy



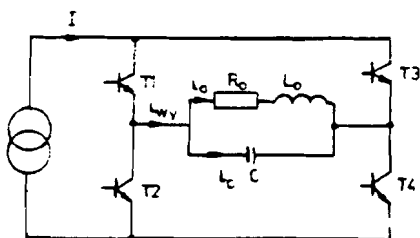
Rys. 5.63. Schemat ideowy sterowania falownikiem napięcia z rezonansowym obwodem zasilającym

prąd w dławiku osiągnie wartość  $I_{L1} = I_o + I_{T1}$ , natomiast tranzystor  $T_2$  jest wyłączany, gdy prąd dławika  $I_{L1} = I_o - I_{T2}$ . Pełny schemat falownika wraz z blokowym schematem jego układów sterowania przedstawia rysunek 5.63. Rolę diody zwrotnej  $D_1$  pełnią tu diody zwrotne falownika. Rolę tranzystora  $T_1$  spełnia kolejno jeden z tranzystorów głównych falownika, który jest załączony w sytuacji, gdy przewodzi tranzystor współpracujący z nim w jednej gałęzi. Kształtowanie prądów wyjściowych falownika realizowane jest poprzez modulację nadążną, przy czym tranzystorowe falowniki są przełączane tylko w tych momentach, gdy napięcie kondensatora jest równe zero.



## 6. FALOWNIKI PRĄDU

### 6.1. Zasada działania



Rys. 6.1. Schemat ideowy falownika prądu

Cechą charakterystyczną tego obwodu jest obecność kondensatora, który przejmując energię magazynowaną w indukcyjności obciążenia pozwala na swobodne przełączanie tranzystorów. Przełączając cyklicznie pary tranzystorów T1, T4 oraz T2, T3 otrzymamy prostokątny kształt prądu  $i_{wy}$  niezależnie od warunków obciążenia. Natomiast przebiegi napięcia i prądu obciążenia będą zależne od wzajemnych relacji parametrów  $R_o$ ,  $L_o$  i  $C$ , co możemy wyznaczyć analitycznie,

$$i_{wy} = i_c + i_o$$

$$L_o \frac{di_o}{dt} + R_o i_o = u_c \quad (6.1.1)$$

$$u_c = U_{\omega} + \frac{1}{C} \int_0^t i_c(\tau) d\tau$$

Jeżeli przyjmiemy, że częstotliwość przełączania tranzystorów określa pulsacja  $\omega_o$ , powyższe równanie możemy sprowadzić do postaci:

$$\begin{aligned} \frac{di_o}{dt} &= \frac{u_c}{L_o} - \frac{R_o}{L_o} i_o \\ \frac{du_c}{dt} &= \frac{1}{C} i_c \end{aligned} \quad (6.1.2)$$

$$I \operatorname{sign}(\sin \omega_o t) = i_c + i_o .$$

przy warunkach początkowych:  $i_o(0) = I_o$ ;  $u_c(0) = U_{co}$  .

Przechodząc do jednostek względnych:  $i_c^* = \frac{i_c}{I}$ ;  $i_o^* = \frac{i_o}{I}$ ;  $u_c^* = \frac{Cu_c}{I}$  otrzymamy:

$$\begin{aligned} \frac{di_o^*}{dt} &= v_o^2 u_c^* - 2\alpha i_o^* \\ \frac{du_c^*}{dt} &= i_c^* \end{aligned} \quad (6.1.3)$$

$$\operatorname{sign}(\sin \omega_o t) = i_c^* + i_o^* ,$$

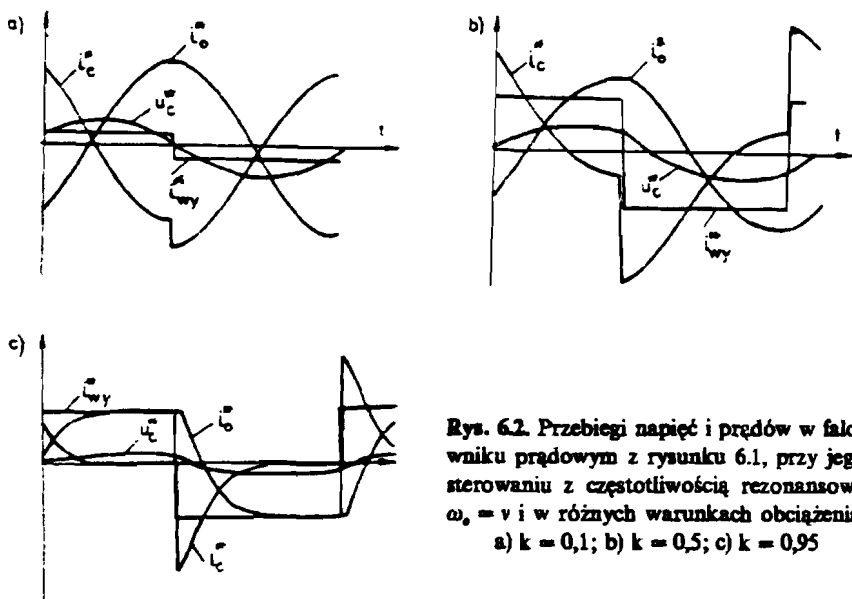
gdzie:

$$\alpha = \frac{R_o}{2L_o} \quad - \text{współczynnik tłumienia,}$$

$$v_o^2 = \frac{1}{L_o C} \quad - \text{pulsacja drgań nietłumionych.}$$

Na kolejnych rysunkach przedstawione są przebiegi napięcia i prądu uzyskane z rozwiązania tych równań. Na rysunku 6.2 prezentowany jest przypadek, gdy pulsacja drgań własnych obwodu  $v = \sqrt{v_o^2 - \alpha^2}$  równa

jest pulsacji  $\omega_s$ , którą są sterowane tranzystory. Występują przy tym różne wartości parametru  $k = \frac{\alpha}{\nu_s} = \frac{RC}{2}$ . Zauważmy, że przy prostokątnym i niezależnym od obciążenia prądzie wyjściowym falownika przebieg prądu obciążenia zależy w sposób zasadniczy od parametru  $k$ . Dla przypadku z rysunku 6.2a sinusoidalny prąd obciążenia jest efektem drgań obwodu rezonansowego, który uzupełnia energię traconą w rezystancji poprzez pobór ze źródła prądu  $i_{wy}$ . Na rysunku 6.2c kształt prądu

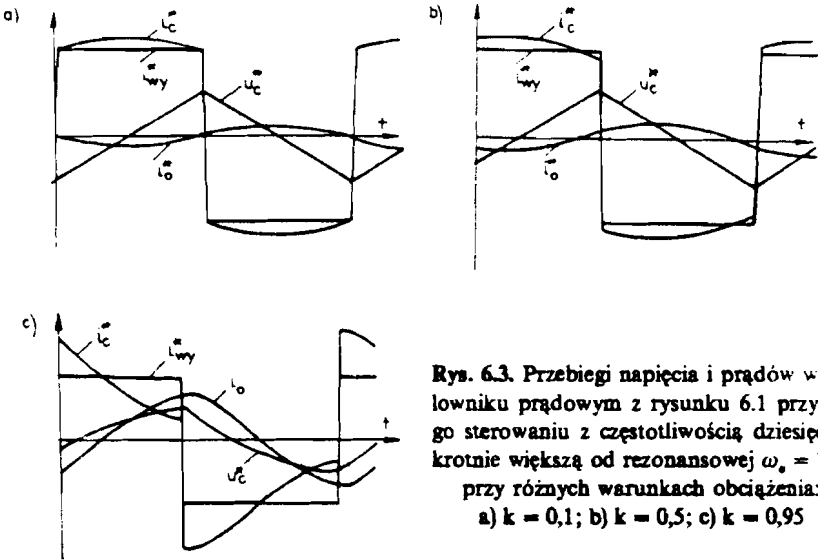


Rys. 6.2. Przebiegi napięć i prądów w falowniku prądowym z rysunku 6.1, przy jego sterowaniu z częstotliwością rezonansową  $\omega_s = \nu$  i w różnych warunkach obciążenia: a)  $k = 0,1$ ; b)  $k = 0,5$ ; c)  $k = 0,95$

zbliżony jest do prostokątnego i następuje niewielka wymiana energii między indukcyjnością obciążenia a kondensatorem  $C$ , który w tym przypadku spełnia typową rolę kondensatora komutacyjnego.

Inny typowy przypadek pracy obwodu z rysunku 6.1 prezentuje rysunek 6.3. Jest to przypadek, w którym częstotliwość drgań własnych obwodu  $\nu$  jest znacznie, bo dziesięciokrotnie, mniejsza od pulsacji  $\omega_s$ , z którą przełączane są tranzystory falownika. W tym przypadku prąd obciążenia wraz ze zmianą parametru  $k$  pozostaje bliski sinusoidzie o częstotliwości określonej pulsacją sterowania  $\omega_s$  i fazie zależnej od parametru  $k$ . Zauważmy, że na rysunku 6.1 w miejscu tranzystorów

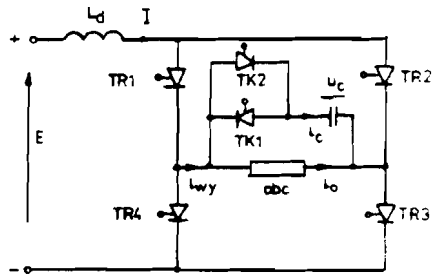
mogłyby istnieć tyrystory i mielibyśmy do czynienia z typowym przypadkiem komutacji równoległej.



Rys. 6.3. Przebiegi napięcia i prądów w falowniku prądowym z rysunku 6.1 przy jego sterowaniu z częstotliwością dziesięciokrotnie większą od rezonansowej  $\omega_s = 10 \nu$  przy różnych warunkach obciążenia: a)  $k = 0,1$ ; b)  $k = 0,5$ ; c)  $k = 0,95$

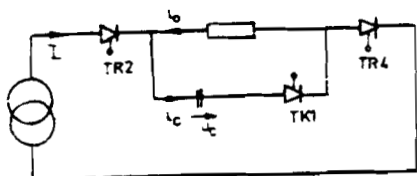
## 6.2. Sposoby komutacji stosowane w tyrystorowych falownikach prądu

Jeżeli falownik prądu zasilany jest ze źródła napięcia, to w obwód zasilania włączony jest dławik  $L_d$  odpowiedzialny za stałość prądu zasilającego falownik, jak pokazuje to rysunek 6.4. Jednocześnie rysunek ten przedstawia falownik tyrystorowy z tzw. „komutacją jednostopniową”. Występujący tu kondensator pełni rolę kondensatora komutacyjnego i jest załączony za pomo-



Rys. 6.4. Falownik prądu z komutacją jednostopniową

ca tyristorów komutacyjnych  $T_{k1}$  lub  $T_{k2}$  w zależności od tego czy wyłączamy parę tyristorów roboczych TR2 i TR4, czy też TR1 i TR3. Dla rozpatrzenia procesu komutacji przyjmijmy, że płynie stały prąd obciążenia poprzez parę TR1 i TR3, a kondensator jest naładowany wstępnie napięciem dodatnim, jak na rysunku 6.5. W celu zmiany



Rys. 6.5. Schemat zastępczy obwodu komutacji falownika prądu z rysunku 6.4

kierunku prądu w obciążeniu wyzwalamy jednocześnie tyristory TR2 i TR4 oraz TK1. Napięciem kondensatora blokowane są więc tyristory TR1 i TR3, czynny zaś pozostaje obwód zastępczy przedstawiony na rysunku 6.5. Dla tego obwodu obowiązujące są równania:

$$i_c = i_o + I \quad \text{przy} \quad i_o(0) = I \quad (6.2.1)$$

$$u_{\infty} - \frac{1}{C} \int_0^t i_c(\tau) d\tau = L_o \frac{di_o}{dt} + R_o i_o.$$

Z rozwiązań tych równań otrzymujemy:

$$i_c = \left( 2I \cos vt + \frac{u_{\infty}}{v L_o} \sin vt \right) e^{-\alpha t} \quad (6.2.2a)$$

$$u_c = \left\{ (u_{\infty} + IR_o) \cos vt + \left[ \frac{\alpha}{v} (u_{\infty} + IR_o) - \frac{2I}{vc} \right] \sin vt \right\} e^{-\alpha t} - IR_o, \quad (6.2.2b)$$

gdzie:  $\alpha = \frac{R_o}{2L_o}$ ;  $v = \sqrt{\frac{1}{L_o C} - \alpha^2}$ .

Równanie na prąd kondensatora przekształćmy do innej postaci:

$$i_c = \sqrt{\left( \frac{u_{\infty}}{\omega L_o} \right)^2 + 4I^2} \cos(vt - \psi) e^{-\alpha t}, \quad (6.2.3)$$

gdzie:  $\psi = \arctg \frac{u_{\infty}}{2v L_o I}$ .

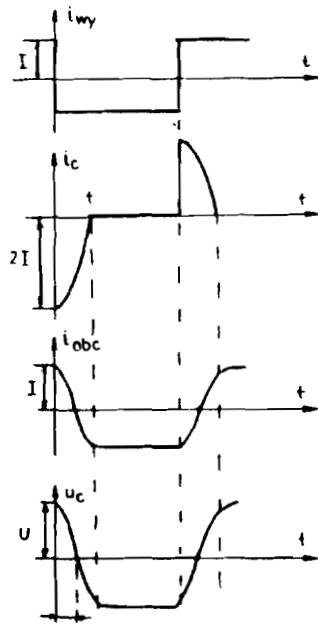
Proces komutacyjny kończy się z chwilą, gdy prąd kondensatora osiąga zerową wartość, a więc w czasie:

$$t_k = \frac{\frac{\pi}{2} + \psi}{v} . \quad (6.2.4)$$

W procesie pracy ustalonej napięcie na kondensatorze, po zakończonej komutacji, winno być równe  $u_c(t_k) = -u_{\infty}$ . Stąd z zależności (6.2.2b), przy uwzględnieniu że równanie (6.2.2a) możemy przyrównać do zera, otrzymujemy:

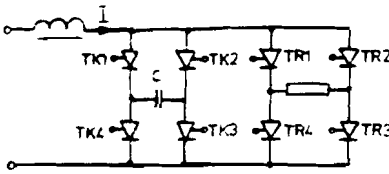
$$u_{\infty} = IR_o \frac{e^{\alpha t_k} + \frac{1}{v} \left( \frac{2}{R_o C} - \alpha \right) \sin vt_k}{e^{\alpha t_k} + \cos vt_k} . \quad (6.2.5)$$

Żeby jednak znać wartość  $t_k$ , musimy założyć  $u_{\infty}$ . Stąd musimy wykonać proces iteracyjny, rozpoczynając na przykład od  $t_k = \frac{\pi}{2v}$ . Zauważmy, że czas przeznaczony na odzyskiwanie właściwości zaworowych poprzez wyłączone tyrystory TR1 i TR3 upływa w momencie, gdy napięcie przeładowywanego tyrystora osiąga zerową wartość. Odpowiednie przebiegi napięcia i prądu przedstawia rysunek 6.6. Oszacowanie parametrów kondensatora komutacyjnego przy danych parametrach obciążenia  $R_o$  i  $L_o$  można przeprowadzić następująco. Bierzemy dostępną pojemność komutacyjną  $C$ , wyznaczamy pulsację drgań własnych  $v$ . Bio-



Rys. 6.6. Przebieg procesu komutacji jednostopniowej w falowniku prądu z rysunku 6.4

rac  $t_k = \frac{\pi}{2v}$  wyznaczamy z zależności (6.2.2)  $u_c(t_k)$  przy warunku  $u_\infty = 0$ . Kolejno wyznaczamy  $\psi$  z zależności (6.2.3a),  $t_k$  z zależności (6.2.4) oraz  $u_c(t_k)$  z zależności (6.2.2b). Obliczenia powtarzamy do czasu, gdy ustali się napięcie  $u_\infty$  sprawdzając za każdym razem czy  $t_k > 2t_{\infty}$  (gdzie  $t_{\infty}$  – czas dysponowany na odzyskiwanie własności zaworowych zastosowanych tyrystorów). Sprawdzamy też czy napięcie  $u_\infty$  nie przewyższa klasy napięciowej dobranych tyrystorów.



Rys. 6.7. Jednofazowy falownik prądu z komutacją dwustopniową

Inny przykład tyrystorowego falownika prądu z tak zwaną komutacją dwustopniową przedstawia rysunek 6.7. Rozpatrzmy proces wyłączania tyrystorów TR1 i TR3. Pierwszy stopień komutacji jest inicjowany włączeniem pary tyrystorów komutacyjnych TK1 i TK3. Powstaje równoległy obwód dla przepływu prądu.

Prąd w gałęzi kondensatora ma przebieg sinusoidalny tłumiony:

$$i_c(t) = \frac{U_\infty + IR_o}{vL_o} e^{-\alpha t} \sin vt, \quad (6.2.6)$$

prąd zaś obciążenia ma przebieg zanikający do zera, zgodnie z równaniem:

$$i_o = I - i_c. \quad (6.2.7)$$

Napięcie kondensatora zmienia się zgodnie z równaniem:

$$u_c(t) = IR_o - (U_\infty + IR_o) \left( \cos vt + \frac{\alpha}{v} \sin vt \right) e^{-\alpha t}. \quad (6.2.8)$$

Przebiegi wymienionych zmiennych naszkicowane są na rysunku 6.8. Ten przedział komutacji kończy się, gdy prąd obciążenia zmaleje do zera. Napięcie kondensatora uzyskuje wówczas wartość:

$$\begin{aligned}
 u_c(t_1) &= \frac{IR_o}{2} - \\
 &\quad - \sqrt{(U_{\infty} + IR_o)^2 e^{-2\alpha t_1} - I^2 v^2 L_o^2} \approx \\
 &\approx \frac{IR_o}{2} - \sqrt{(U_{\infty} + IR_o)^2 - I^2 v^2 L_o^2}.
 \end{aligned}
 \tag{6.2.9}$$

Od tego momentu tyrystory TR1 i TR3 odzyskują właściwości zaworowe, a kondensator jest ładowany stałym prądem I. Stąd napięcie kondensatora pozostaje równe:

$$u_c(t) = u_c(t_1) - \frac{It}{C}.
 \tag{6.2.10}$$

Do chwili, gdy napięcie kondensatora zmaleje do zera, tyrystory TR1 i TR3 muszą odzyskać właściwości blokowania. Stąd:

$$t_2 = \frac{Cu_c(t_1)}{I} > t_{\infty}.$$

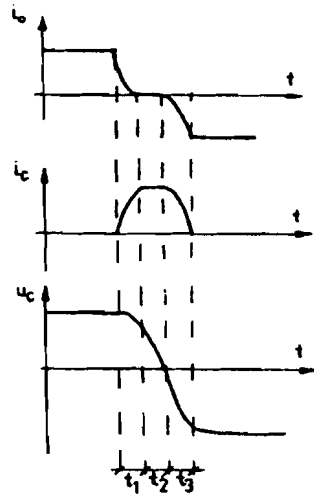
Po tym czasie rozpoczynają przewodzenie prądu tyrystory TR2 i TR4 i jest to drugi przedział komutacji.

Prąd w obciążeniu narasta zgodnie z równaniem:

$$i_c(t) = I \left( \cos vt + \frac{\alpha}{v} \sin vt \right) e^{-\alpha t},
 \tag{6.2.11}$$

napięcie zaś na kondensatorze zgodnie z równaniem:

$$u_c(t) = IR_o \left[ \cos vt - \left( \frac{\alpha}{v} - \frac{1}{vR_o C} \right) \sin vt \right] e^{-\alpha t} - IR_o.
 \tag{6.2.12}$$



Rys. 6.8. Przebieg procesu komutacji dwustopniowej w falowniku z rysunku 6.7



Komutacja kończy się, gdy prąd w kondensatorze maleje do zera, stąd:

$$t_3 = \frac{1}{\omega} \arctg \frac{\nu}{\alpha}.$$

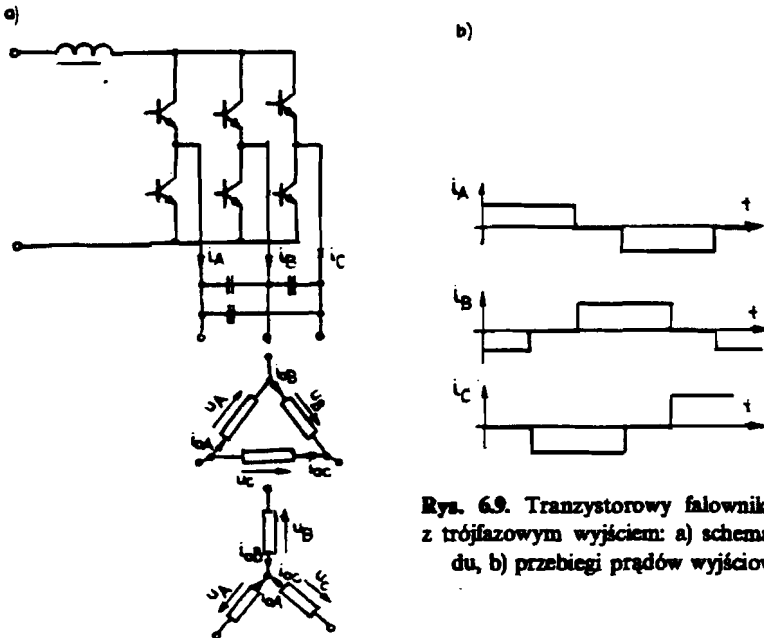
Wówczas końcowe napięcie kondensatora wynosi:

$$U_{\infty} = IR_s + \nu L_s I e^{-\alpha t_3}. \quad (6.2.13)$$

Występują więc tu dwa wyraźne etapy komutacji. W pierwszym prąd z obciążenia przyjmowany jest przez kondensator, a w drugim po zmianie tyristorów roboczych przekazywany jest z powrotem do obciążenia.

### 6.3. Falownik prądu z wyjściem trójfazowym

Falownik prądu z trójfazowym wyjściem może być obciążony odbiornikiem połączonym w gwiazdę bądź w trójkąt. Przy stałym prądzie



Rys. 6.9. Tranzystorowy falownik prądu z trójfazowym wyjściem: a) schemat układu, b) przebiegi prądów wyjściowych

zasilającym falownik jego prądy wyjściowe mają kształt prostokątów szerokości  $\frac{2\pi}{3}$  (rys. 6.9b). W każdej chwili przewodzą dwa tranzystory – jeden z górnej, a drugi z dolnej grupy falownika. Dla umożliwienia swobodnego przełączania tranzystorów wprowadzone są równoległe kondensatory przejmujące energię gromadzoną w indukcyjnościach obciążenia.

Równanie wektorowe charakteryzujące trójfazowy obwód obciążenia ma postać:

$$\frac{d}{dt} \vec{i}_o = \frac{1}{L_o} \vec{u}_{wy} - \frac{R_o}{L_o} \vec{i}_o, \quad (6.3.1)$$

gdzie: wektor prądów obciążenia

$$\vec{i}_o = \frac{2}{3} [1 \ a \ a^2] \begin{bmatrix} i_{oA} \\ i_{oB} \\ i_{oC} \end{bmatrix},$$

wektor napięć wyjściowych

$$\vec{u}_{wy} = \frac{2}{3} [1 \ a \ a^2] \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix}.$$

Wektor prądów wyjściowych falownika zgodnie z definicją i rysunkiem 6.9b jest opisany równaniem:

$$\vec{i}_{wy} = \frac{2}{3} [1 \ a \ a^2] \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \frac{2}{\sqrt{3}} I e^{j(n\pi/3 - \omega t)}, \quad (6.3.2)$$

gdzie:  $n = \text{enter} \left( \frac{\omega_o t}{\pi/3} \right)$ .

Rozważmy najpierw przypadek odbiornika skojarzonego w trójkąt. Odpowiednie związki pomiędzy prądami, zgodnie z rysunkiem 6.9a, mają postać:

$$\begin{aligned} i_{cA} + i_{eA} &= \frac{i_A - i_B}{3}, \\ i_{cB} + i_{eB} &= \frac{i_B - i_C}{3}, \\ i_{cC} + i_{eC} &= \frac{i_C - i_A}{3}. \end{aligned} \tag{6.3.3}$$

Powyższy układ równań przepiszemy w postaci wektorowej.

$$\vec{i}_c + \vec{i}_e = \frac{1}{3} \vec{i}_{wy} \left( 1 - \frac{1}{a} \right) = \frac{2}{3} I e^{j\omega t (\pi/3)}. \tag{6.3.4}$$

Do kompletu równań dopiszmy związki pomiędzy napięciami wyjściowymi a prądami w kondensatorach:

$$\vec{i}_c = C \frac{d}{dt} \vec{u}_{wy}. \tag{6.3.5}$$

Wprowadzając jednostki względne:  $i^* = \frac{i}{I}$ ;  $u^* = \frac{cu}{A}$  przepiszemy kompletny układ równań wektorowych:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} i_c^* &= v^2 u_{wy}^* - 2\alpha i_c^*, \\ \frac{d}{dt} u_{wy}^* &= i_c^*, \\ i_c^* + i_e^* &= \frac{2}{3} e^{j\omega t (\pi/3)}. \end{aligned} \tag{6.3.6}$$

Dla uniknięcia analizy na liczbach zespolonych przechodzimy do współrzędnych prostokątnych:

$$\frac{d}{dt} i_{\alpha x}^* = v_o^2 u_{wyx} - 2\alpha i_{\alpha x}^*,$$

$$\frac{d}{dt} i_{\alpha y}^* = v_o^2 u_{wyy} - 2\alpha i_{\alpha y}^*,$$

$$\frac{d}{dt} u_{wyx}^* = i_{\alpha x}^*,$$

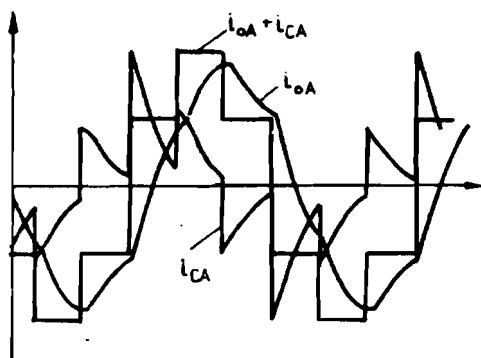
$$\frac{d}{dt} u_{wyy}^* = i_{\alpha y}^*,$$

(6.3.7)

$$i_{\alpha x}^* + i_{\alpha y}^* = \frac{2}{3} \cos n \frac{\pi}{3},$$

$$i_{\alpha y}^* + i_{\alpha z}^* = \frac{2}{3} \sin n \frac{\pi}{3}.$$

Powyższy układ równań różniczkowych może posłużyć do symulacji prądów wejściowych. Zauważmy, że  $i_{\alpha A}^* = i_{\alpha x}^*$ ;  $i_{CA}^* = i_{\alpha x}^*$ ;  $u_A^* = u_{wyx}^*$ . Przebiegi obrazujące stan pracy ustalonej pokazane są na rysunku 6.10.



Rys. 6.10. Przebiegi prądów w trójfazowym falowniku prądu z odbiornikiem połączonym w trójkąt

Dla przypadku odbiornika połączonego w gwiazdę istnieją następujące zależności pomiędzy prądami:

$$\begin{aligned} i_A &= i_{CA} - i_{CC} + i_{oA}, \\ i_B &= i_{CB} - i_{CA} + i_{oB}, \\ i_C &= i_{CC} - i_{CB} + i_{oC}. \end{aligned} \quad (6.3.8)$$

Powyższa zależność w postaci wektorowej

$$\vec{i}_{wy} = \left(1 - \frac{1}{a^2}\right) \vec{i}_c + \vec{i}_o. \quad (6.3.9)$$

Z kolei zależności pomiędzy fazowymi napięciami wyjściowymi a prądami w kondensatorach w postaci wektorowej podaje równanie:

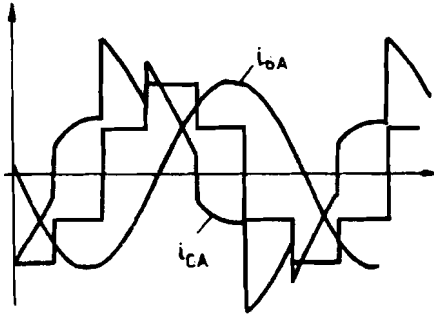
$$\sqrt{3} \frac{d}{dt} \vec{u}_{wy} = e^{-i(\omega t)} \vec{i}_c. \quad (6.3.10)$$

Stąd kompletny układ równań różniczkowych w prostokątnym układzie współrzędnych:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} i_{ax}^* &= v_o^2 u_{wyx}^* - 2\alpha i_{ax}^*, \\ \frac{d}{dt} i_{ay}^* &= v_o^2 u_{wyy}^* - 2\alpha i_{ay}^*, \\ \frac{d}{dt} u_{wyx}^* &= \frac{1}{2} i_{ax}^* + \frac{1}{2\sqrt{3}} i_{ay}^*, \\ \frac{d}{dt} u_{wyy}^* &= -\frac{1}{2\sqrt{3}} i_{ax}^* + \frac{1}{2} i_{ay}^*, \\ i_{ax}^* + \frac{1}{2} \sqrt{3} i_{ax}^* - \frac{1}{2} i_{ay}^* &= \frac{2}{3} \cos n \frac{\pi}{3}, \end{aligned} \quad (6.3.11)$$

$$i_{cy}^* + \frac{1}{2} \sqrt{3} i_{oy}^* + \frac{1}{2} i_{ox}^* = \frac{2}{3} \sin n \frac{\pi}{3}.$$

Przebiegi wielkości wyjściowych w stanie pracy ustalonej przedstawia rysunek 6.11.



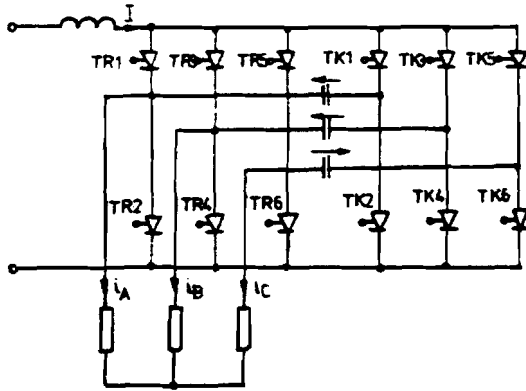
Rys. 6.11. Przebiegi prądów w trójfazowym falowniku prądu z odbiornikiem połączonym w gwiazdę

#### 6.4. Sposoby komutacji w trójfazowym tyrystorowym falowniku prądu

W zależności od liczby kondensatorów komutacyjnych oraz sposobu ich podłączenia w układzie trójfazowym możemy wyróżnić omówione kolejno układy falowników.

Falownik prądu z komutacją indywidualną posiada konfigurację przedstawioną na rysunku 6.12. Istnieją dwa sposoby sterowania tego falownika. Omówimy najpierw sposób pierwszy na przykładzie wyłączenia tyrystora TR1, w chwili gdy przewodzi on wraz z tyrystorem TR6. Jego wyłączenie jest inicjowane wysterowaniem TK1. Prąd tyrystora jest całkowicie przejęty przez kondensator przeładowywany teraz prądem

o stałej wartości  $I$ . Po czasie  $t_1 = \frac{U_{\omega} C}{I}$ , gdy napięcie kondensatora zmaleje do zera, tyrystor TR1 musi odzyskać zdolność blokowania. Po upływie czasu  $t_2$  załączamy tyrystor roboczy TR3 i teraz prąd z obwodu fazy pierwszej zaczyna być przejmowany przez obwód fazy drugiej.



Rys. 6.12. Tyrystorowy trójfazowy falownik prądu z komutacją indywidualną

Zanikający prąd w fazie pierwszej ma kształt sinusoidy tłumionej, która w zależności od parametrów obciążenia opisana być może równaniem:

$$\text{gdy: } \left( \frac{R_o}{2L_o} \right)^2 > \frac{1}{2L_o C}$$

$$i_A = \frac{I}{\sin \psi} e^{-\alpha t} \sin(\nu t + \psi), \quad (6.3.12)$$

gdzie:

$$\text{ctg } \psi = \frac{\frac{1}{L} - \frac{t_2}{2LC} + \frac{U_{\infty}}{2LI} - \alpha}{\nu},$$

$$\text{gdy: } \left( \frac{R_o}{2L_o} \right)^2 < \frac{1}{2L_o C}$$

$$i_A = \frac{I}{\text{sh } \psi} e^{-\alpha t} \text{sh}(\nu t + \psi), \quad (6.3.13)$$

gdzie:

$$\text{cth } \psi = \frac{t - \frac{t_2}{2LC} + \frac{U_\infty}{2LI} - \alpha}{v}$$

Gdy prąd w fazie pierwszej  $i_A$  zmaleje do zera, prąd zaś w fazie drugiej  $i_B$  zrówna się z prądem  $I$  komutacja jest zakończona.

Drugi sposób wyłączenia tyrystora TR1 jest inicjowany wyzwoleniem tyrystora komutacyjnego TK3. Wówczas prąd w fazie drugiej narasta i może być opisany równaniem:

$$i_B = \frac{RI + U_\infty}{vL} e^{-\alpha t} \sin vt, \quad (6.3.14)$$

gdzie:

$$v = \sqrt{\frac{1}{2L_o C} - \left(\frac{R_o}{2L_o}\right)^2}$$

Jednocześnie maleje prąd w fazie pierwszej, gdyż:

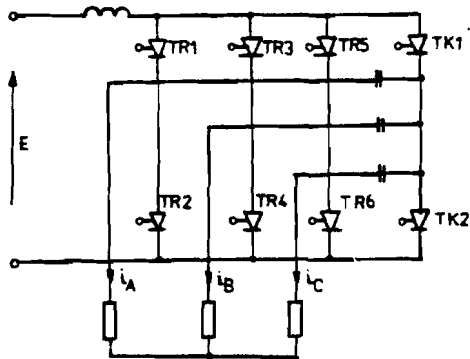
$$i_A = I - i_B.$$

Gdy prąd  $i_B$  osiągnie wartość  $I$ , kondensator jest przeładowany stałym prądem, a tyrystor TR1 w tym czasie może odzyskiwać zdolność blokowania. Do czasu, gdy napięcie kondensatora zmaleje do wartości  $RI$  tyrystor TR1 musi odzyskiwać te właściwości. Następnie napięcie kondensatora maleje do zera, potem zmienia znak i gdy osiągnie wartość pożądaną  $-U_\infty$  wyzwalamy tyrystor roboczy TR3, który przejmuje całkowity prąd z kondensatora komutacyjnego i inicjuje wyłączenie tyrystora TK3.

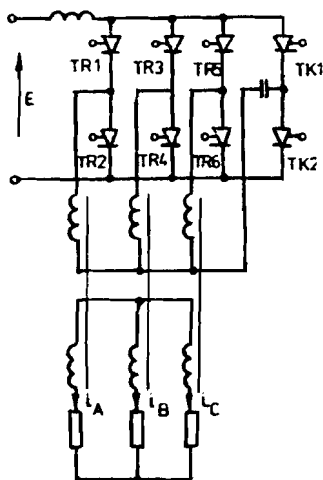
Ilość tyrystorów komutacyjnych w trójfazowym falowniku prądu może być zmniejszona do dwóch, jak pokazuje rysunek 6.13. Do wyłączenia tyrystora TR1 wyzwalamy tyrystor TK1. Górny kondensator przejmuje wówczas prąd tyrystora TR1 – jest to malejący prąd fazy  $i_A$  – jednocześnie narasta prąd w kondensatorze środkowym i fazie  $i_B$ . W rezultacie prąd fazy  $i_B$  osiąga wartość  $I$  i kondensator środkowy ładowany jest stałym prądem. Kiedy napięcie kondensatora osiągnie wy-



maganą wartość, wyzwalany jest tyrystor TR3, który natychmiast przejmuje z kondensatora cały prąd fazy  $i_B$ , komutacja jest zakończona.



Rys. 6.13. Trójfazowy falownik prądu z dwoma tyrystorami komutacyjnymi

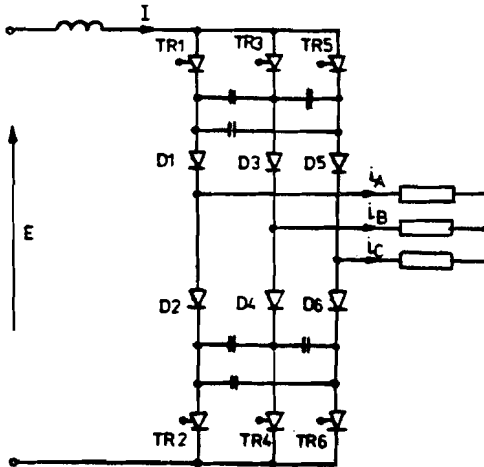


Rys. 6.14. Trójfazowy falownik prądu z komutacją wspólną

Trójfazowy falownik prądu z komutacją wspólną pokazany jest na rysunku 6.14. Gdy przewodzi którykolwiek z górnych tyrystorów, np. TR1, dla jego wyłączenia wyzwalany jest tyrystor TK1. Wówczas to prąd w tyrystorze TR1 maleje, a narasta prąd kondensatora. Kiedy tyrystor TR1 odzyska właściwości blokowania, a kondensator odpowiednio się przeładuje, wyzwalany jest tyrystor roboczy TR3. Prąd w fazie  $i_B$  zaczyna narastać przejmując prąd z kondensatora.

Trójfazowy falownik prądu z komutacją międzyfazową jest stosowanym najczęściej falownikiem prądu (rys. 6.15). Wyłączenie tyrystora ustępującego, np.: TR1, następuje po wysterowaniu tyrystora kolejnego, np.: TR3. Przy tym tyrystor TR3 przejmuje natychmiast prąd z tyrystora TR1, który odzyskuje właściwości blokowania będąc spolaryzowany wstecznie napięciem z zastępczej pojemności wynikającej z szeregowo-równoległego połączenia kondensatorów. Kondensator zastępczy

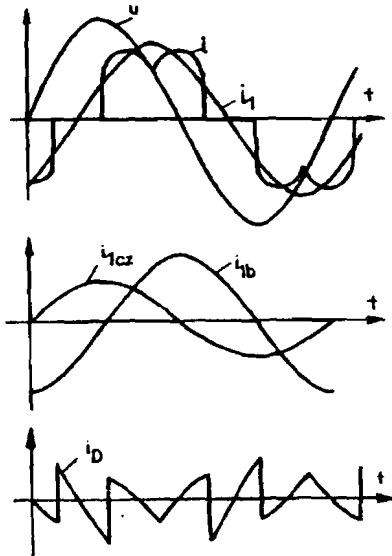
przeładowuje się prądem stałym  $i$ , kiedy napięcie na nim zmaleje poniżej wartości  $IR_o$ , wysterozuje się dioda  $D3$  i zaczyna narastać prąd fazy  $i_B$  przy malejącym prądzie  $i_A$ .



Rys. 6.15. Trójfazowy falownik prądu z komutacją międzyfazową

## 7. PRZEKSZTAŁTNIKI STATYCZNE JAKO KOMPENSATORY MOCY BIERNEJ

W praktyce użytkowania energii elektrycznej istotne jest, aby prąd pobierany z sieci poprzez urządzenie był proporcjonalny jedynie do mocy czynnej zapotrzebowanej przez odbiornik. Jeżeli przyjmiemy, że napięcie sieci zasilającej jest sinusoidalne, to moc czynna jest określona sinusoidalną składową prądu, będącą w fazie z napięciem  $i_{1cz}$ . Na rysunku 7.1 pokazany jest przykładowo prąd, pobierany z sieci poprzez prostownik tyrystorowy. Prąd ten po wydzieleniu sinusoidalnej składowej czynnej  $i_{1cz}$  posiada ponadto sinusoidalną składową bierną  $i_{1b}$  oraz składową bierną zniekształconą  $i_D$ . Zadaniem kompensatora podłączonego do odbiornika jest dostarczenie



Rys. 7.1. Rozkład prądu pobieranego z sieci przez mostkowy prostownik tyrystorowy na poszczególne składowe

składowych biernych prądu, tak aby nie musiały one być pobierane z sieci. Możemy przy tym mówić o kompensacji częściowej, gdy kompensator dostarcza tylko sinusoidalną składową bierną  $i_{1b}$  (kompensacja biernej mocy przesunięcia) lub całkowitej kompensacji, gdy kompensator dostarcza zarówno sinusoidalną  $i_{1b}$  jak i zniekształconą  $i_D$  składową bierną (kompensacja mocy biernej).

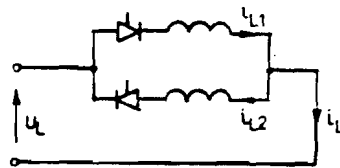
Najprostszym kompensatorem statycznym jest odwrotnie równoległy układ tyrystorów, obciążonych indukcyjnościami jak pokazuje rysunek 7.2 [21]. Przy kącie wysterowania tyrystora  $T_1$  równym  $\alpha$ , prąd  $i_{L1}$  możemy wyznaczyć z poniższego równania:

$$i_{L1} = \frac{u_m}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \times$$

$$\times [\sin(\omega t + \nu_x - \varphi) -$$

$$- \sin(\nu_x - \varphi) e^{-(R/L)t}],$$

(7.1)

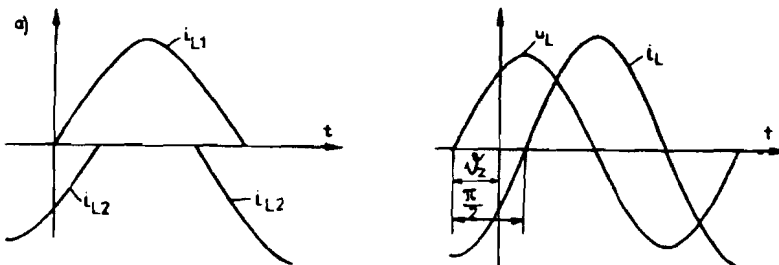


Rys. 7.2. Tyrystorowy kompensator prądu biernego

gdzie:  $\varphi = \arctg \omega \frac{L}{R}$ .

Jeżeli przyjmiemy, że rezystancja obwodu jest znikoma, to  $\varphi = \frac{\pi}{2}$ , stąd:

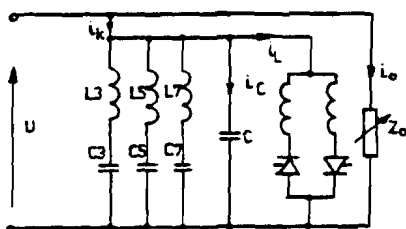
$$i_{L1} = \frac{u_m}{\omega L} [-\cos(\omega t + \nu_x) + \cos \nu_x]. \quad (7.2)$$



Rys. 7.3. Przebieg prądów kompensatora z rysunku 7.2

Przebieg tego prądu w jednostkach względnych  $i_{L1}^* = \frac{i_{L1} \omega L}{u_m}$  ilustruje rysunek 7.3a. Prąd w drugiej gałęzi  $L_{L2}$  jest identyczny, tyle że odwrócony i przesunięty w czasie (rys. 7.3a). Suma tych prądów jest biernym prądem kompensatora, którego amplitudę możemy regulować poprzez zmianę kąta  $\nu_x$ . Faza prądu pozostaje niezmienna. Jest on zawsze opóźniony w stosunku do napięcia o kąt  $\pi/2$ , a więc jest prądem biernym o charakterze indukcyjnym. Ponieważ większość odbiorników w praktyce pobiera z sieci również prąd bierny o charakterze indukcyjnym, w celu jego kompensacji wprowadza się dodatkową pojemność  $C$ , jak ilustruje to rysunek 7.4. Prąd bierny  $i_c$  wymuszony pojemnością kom-

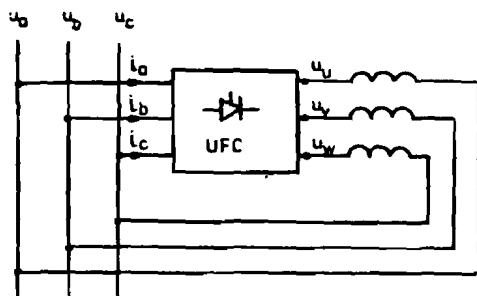
pensuje sumę prądów odbiornika  $i_o$  i kompensatora  $i_L$ , tak aby z sieci zasilającej pobierana była jedynie składowa czynna prądu obciążenia. Ponieważ przebieg prądu kompensatora  $i_L$  nie jest idealnie sinusoidalny, do eliminacji wyższych harmonicznych, wprowadza się filtry. Z rysunku 7.4 widać – w jaki sposób główne harmoniczne pasożytnicze: trzecia, piąta i siódma są tłumione przez filtry.



Rys. 7.4. Kompensacja biernego prądu odbiornika

przezienniki częstotliwości. Szczególnie predysponowany do tej roli jest przeziennik niezależny, który charakteryzuje się tym, że pobiera z sieci moc bierną przesunięcia równą mocy biernej, zapotrzebowanej przez odbiornik zasilany, lecz o przeciwnym charakterze. Ideę takiego odbiornika mocy biernej o indukcyjnym charakterze i regulowanej wartości przedstawia rysunek 7.5 [2]. Wyjście przeziennika niezależnego kojarzone jest z siecią zasilającą poprzez dławiki. Załóżmy, że napięcia sieci są sinusoidalne, tzn.  $u_a = u_m \sin \omega t$ ;  $u_b = u_m \sin \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right)$ ;

$$u_c = u_m \sin \left( \omega t - \frac{4\pi}{3} \right).$$



Rys. 7.5. Niezależny przeziennik częstotliwości jako kompensator prądu biernego

Przeziennik jest tak sterowany aby jego napięcia wyjściowe miały częstotliwość i były w fazie z powyższymi napięciami sieci, tzn.

$$u_v = \frac{q}{\pi} \sin\left(\gamma \frac{\pi}{q}\right) k_p u_m \sin \omega t = c u_m \sin \omega t; \quad u_v = c u_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right);$$

$u_w = c u_m \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)$ , gdzie:  $\gamma$  – to względna szerokość impulsów (patrz równ. (3.4.11)). Gdy wartość  $c = 1$  podstawowe harmoniczne prądu wyjściowego przeziennika równe są zeru.

W przypadku gdy  $c > 1$ , od strony wyjścia przekształtnika do sieci dostarczony jest prąd bierny o charakterze indukcyjnym (jest to równoważne z poborem z sieci biernego prądu o charakterze pojemnościowym). Z kolei od strony wejścia, ze względu na wcześniej wspomniane cechy przeziennika, pobiera on z sieci prąd bierny również o charakterze pojemnościowym. Z kolei gdy  $c < 1$ , od strony wyjścia przekształtnika pobierany jest z sieci prąd bierny o charakterze indukcyjnym (dostarczany pojemnościowy) i jednocześnie wejście przekształtnika pobiera z sieci prąd bierny również o charakterze indukcyjnym. Stąd poprzez zmianę wartości  $c$  wokół wartości 1 możemy regulować rodzaj i wielkość mocy biernej dostarczanej do sieci:

$$q = 3 \frac{u_m}{\sqrt{2}} (I_s + I_r) = 3 \frac{u_m}{\sqrt{2}} \left( I_s + \frac{I_r}{c} \right),$$

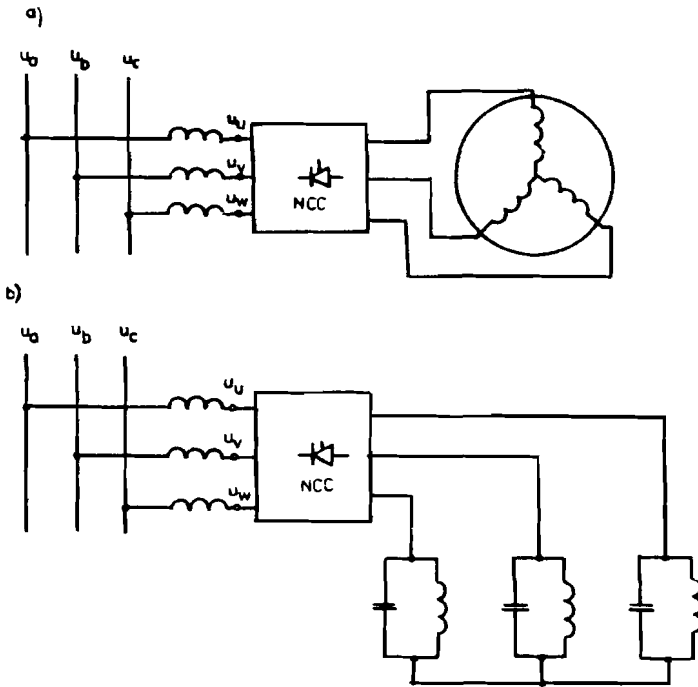
gdzie:

- $I_s$  – skuteczna wartość prądu pobieranego z sieci poprzez wejście przeziennika,
- $I_r$  – skuteczna wartość prądu pobieranego z sieci poprzez wyjście przeziennika.

Ponieważ impedancja dławików kojarzących przeziennik z siecią jest niewielka, możemy pracować przy  $c \approx 1$ , stąd  $Q = 3 \frac{u_m}{\sqrt{2}} 2I_s$ . Rolę dławików na wyjściu spełniać może indukcyjność rozproszenia zastosowanego transformatora, którego przekładnia pozwala ustalić wartość współczynnika  $c$  poprzez  $k_p$ .

Jeżeli kompensujemy odbiornik, który pobiera z sieci jedynie moc bierną indukcyjną, wówczas kompensujemy go za pomocą stałego kondensatora na poziomie połowy maksymalnego zapotrzebowania na tę

moc. Pozostałą część zapotrzebowania na energię bierną uzupełniamy z przemiennika przy  $c > 1$ , przy zmniejszonym zaś zapotrzebowaniu przechodzimy do zakresu pracy przy  $c < 1$ . W ten sposób dla zabezpieczenia pełnej kompensacji wystarczy przemiennik o mocy typowej czterokrotnie mniejszej w stosunku do mocy biernej, na którą jest maksymalne zapotrzebowanie. Przekształtnik ten, poza podstawową harmoniczną prądu na wejściu i wyjściu (służącą do kompensacji) wprowadza do sieci wyższe harmoniczne, które muszą być filtrowane za pomocą dodatkowych filtrów.



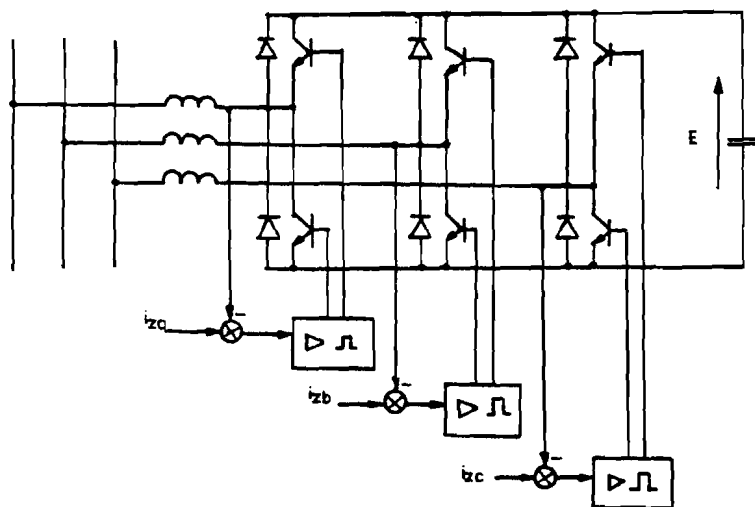
**Rys. 7.6.** Trójfazowy cyklokonwertor jako źródło prądów biernych: a) cyklokonwertor zasilany z prądnicy synchronicznej, b) cyklokonwertor zasilany z drgających obwodów rezonansowych

Rolę kompensatora spełniać może również przemiennik bezpośredni z komutacją naturalną (cyklokonwertor) dla kształtowania jednak napięcia o częstotliwości sieciowej musi on być zasilany z zewnętrznego generatora pracującego przy podwyższonej częstotliwości w stosunku do częs-

totliwości sieci (rys. 7.6a). Regulując amplitudę napięcia wyjściowego cyklokonwertora skojarzonego z siecią poprzez dławiki możemy do sieci wprowadzać moc bierną indukcyjną lub pojemnościową.

Generator zewnętrzny zastąpiony być może poprzez bierne obwody drgające z wysoką częstotliwością (rys. 7.6b). Dla podtrzymania drgań musimy wówczas przesunąć nieco w fazie napięcie wyjściowe cyklokonwertora w stosunku do napięcia sieci, tak aby przemiennik pobierał również moc czynną przekazywaną do obwodu drgającego i niezbędną do podtrzymywania drgań. Częstotliwość tych drgań może zmieniać się wraz ze zmianą charakteru obciążenia widzianego z zacisków obwodu drgającego. Jednak zmiany te nie są istotne dla pracy cyklokonwertora w przypadku jeżeli zakres ich zmian leży daleko powyżej częstotliwości wyjściowej (częstotliwości sieci).

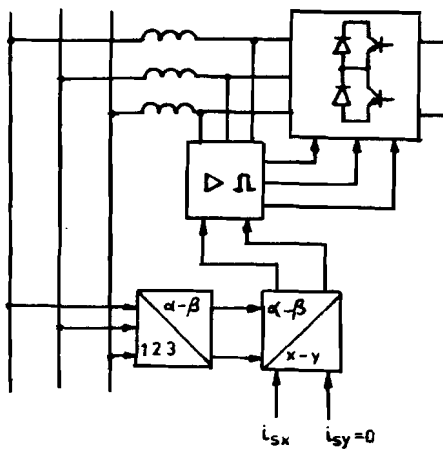
Rolę kompensatora mocy biernej spełniać może także falownik napięcia, który, jak wiadomo, może przekazywać energię w obu kierunkach pomiędzy źródłem napięcia przemiennego a źródłem napięcia stałego (rys. 7.7).



Rys. 7.7. Tranzystorowy falownik napięcia jako źródło prądów biernych

Kształtując prąd na wyjściu przekształtnika w zamkniętym układzie regulacji zgodnie z wartością zadaną  $i_z$  możemy do sieci dostarczyć prąd o pożądanym kształcie kompensując nie tylko sinusoidalną składową prądu biernego, lecz zapewniając kompensację całkowitą. W przypadku





Rys. 7.8. Falownik napięcia jako źródło napięcia stałego nie pobierające mocy biernej

tym niezbędny jest oczywiście odpowiedni układ pomiarowy do określenia wartości zadanej prądu. Przykładowy schemat układu regulacji przedstawia rysunek 7.8. Dokonując pomiaru sinusoidalnych napięć wejściowych określamy położenie wektora napięcia sieciowego. Pomierzony wektor prądu sieciowego rozkładany jest na dwie składowe – jedną skierowaną wzdłuż wektora napięcia  $i_{sx}$  i drugą, prostopadłą do niej  $i_{sy}$ . W układzie zamkniętym regulujemy składową  $i_{sx}$  zgodnie z wartością zadaną  $i_{sx}^*$  określającą zapotrzebowanie odbiornika

na moc czynną. Składową  $i_{sy}$  likwidujemy w zamkniętym układzie regulacji przy zerowej wartości zadanej. Jeżeli przemiennik pracuje przy wysokiej częstotliwości kluczowania, przebieg prądu pobieranego z sieci jest praktycznie sinusoidalny i jest w fazie z napięciem sieci niezależnie od charakteru obciążenia.

## LITERATURA

1. **Bedfor B. D., Hoft R. G.:** Principles of inverter circuits. *New York, John Wiley 1964.*
2. **Bogdan A.:** Bezpośredni przemiennik częstotliwości jako kompensator mocy biernej przesunięcia. *Politechnika Warszawska, 1989.*
3. **Boglietti A., Postorelli M., Profumo F.:** High frequency converter for field oriented control motor drives. *PEMC '90. Proceedings of the 6-th Conference on Power Electronics and Motion Control. Budapest, October 1-3. 1990.*
4. **Bosterling W., Kavben F., Sommer H., Tscham M.:** IGBT—modules in inverters: concept, gate drive, fault protection. *PEMC '90. Proceedings of the 6-th Conference on Power Electronics and Motion Control. Budapest, October 1-3. 1990.*
5. **Citko T.:** Bezpośrednie przemienniki częstotliwości. Teoria i zastosowanie w napędzie elektrycznym. *Wydawnictwa Politechniki Białostockiej, 1986.*
6. **Citko T., Daszuta Z., Bogdan A.:** Wpływ metod sterowania bezpośrednim przemiennikiem częstotliwości na pobór mocy biernej. *Rozprawy Elektrotechniczne. 1988 z 4.*
7. **Citko T., Tunia H.:** Application of the vectorial representation of the multiphase quantities to the computer simulation of the systems feeded by frequency changers. *Modelling, Simulation and Control. AMSE Press. vol 24, No 1, 1989.*
8. **Chryssis G.:** High-frequency switching power supplies: theory and design. *MC. Grow-Hill Book Company, New York. 1989.*

9. Grochwański J.: Sterowane elementy półprzewodnikowe mocy lat osiemdziesiątych – niektóre własności i tendencje rozwojowe. *IV sympozjum. Podstawowe problemy energoelektroniki. Wisła 3-5.11.1987.*
10. Gyugi L.L., Pelly B.R.: Static power frequency changers. *New York, London, Sydney, Toronto. John Wiley. 1976.*
11. Majumdar G.: Super Mini Type Integrated Inverter Using Intelligent Power and Control Devices. *2-nd Int. Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs. Tokyo, April, 1990.*
12. Mc Murray W.: Selection of snubbers and clamps to optimize the design of transistor switching converters. *IEEE Transactions on Industry Applications. Vol. IA-16. No 4. July-August 1980.*
13. Pelly B.: Tyrystorowe przekształtniki i cyklokonwertory. *WNT, Warszawa 1976.*
14. *Praca zbiorowa. Zbiór zadań z energoelektroniki. PWN, Warszawa 1983.*
15. *Praca zbiorowa. Energoelektronika. Skrypt Politechniki Śląskiej. Gliwice 1977.*
16. Sakurai N.: High speed, high current capacity IGBT and diode for output stage of high voltage monolithic three-phase inverter. *1 C. 2-nd Int. Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs. Tokyo, April, 1990.*
17. Shigekane: High power transistor modules with intelligent functions. *2-nd Int. Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs. Tokyo, April, 1990.*
18. Stefanovic V.R.: Industrial AC-drives-status of technology. *PEMC'90. Proceedings of the 6-th Conference on Power Electronics and Motion Control. Budapest, October 1-3, 1990.*
19. Supronowicz H.: Poprawa współczynnika mocy układów przekształtnikowych. *WNT, Warszawa 1981.*

20. Tunia H., Smirnow A., Nowak M., Barlik R.: Układy energoelektroniczne – obliczanie, modelowanie, projektowanie. *WNT, Warszawa 1982.*
21. Tunia H., Supronowicz H.: Sterownik tyrystorowy dla regulacji prądu indukcyjnego. *Świadectwo autorskie nr 152652. Warszawa 1982.*
22. Tunia H., Winiarski B.: Podstawy energoelektroniki. *WNT, Warszawa 1980.*
23. Tunia H., Winiarski B.: Podstawy energoelektroniki. *WNT, Warszawa 1987.*
24. Wasserab Th.: Schaltungslehre der Stromrichtertechnik. *Berlin Göttingen-Heidelberg. Springer Verlag, 1962.*
25. Wood P.: Switching power converters. Van Nostrand Reinhold Company. *New York, London. 1985.*
26. Valsa J., Patocka M., Petru F.: Jednoduchy matematicky model vykonovko spinaciko tranzistoru. *Elektrotechn. obzor. 77. 1988.*
27. Ziogas Pk.P.: Optimum voltage and harmonic control PWM techniques for three-phase stratic VPS systems. *IEEE Transactions on Industry Applications. No 4. 1980.*
28. Żyborski L., Lipski T.: Zabezpieczenie diód i tyrystorów. *WNT, Warszawa 1979.*

