

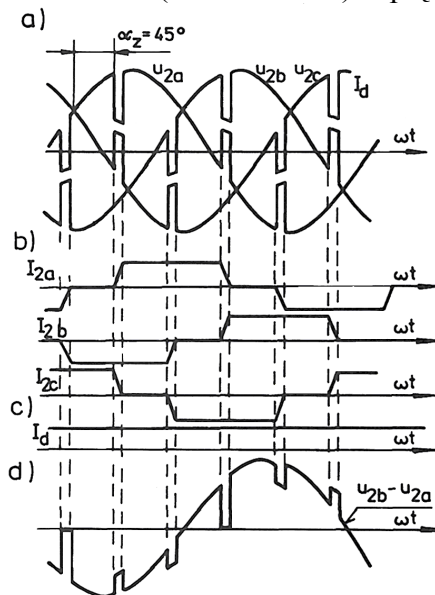
# ODDZIAŁYWANIE ODBIORNIKÓW NIELINIOWYCH NA SIĘĆ ZASILAJĄCĄ

## PRZYCZYNY ODDZIAŁYWANIA ODBIORNIKÓW NIELINIOWYCH NA SIĘĆ

Przekształtniki tyrystorowe o komutacji sieciowej oddziałują niekorzystnie na współpracującą z nimi sieć elektroenergetyczną w trojaki sposób:

- powodując komutacyjne załamania napięcia sieci,
- odkształcając prąd sieci,
- opóźniając prąd sieci względem napięcia sieci.

W czasie komutacji, tj. przejmowania prądu między zaworami przekształtnika, występują cyklicznie krótkotrwałe zwierania dwóch (komutacja prosta) lub kilku (komutacja złożona) faz układu zasilania. Powoduje to chwilowe odkształcenia napięcia zasilającego, nazywane komutacyjnymi załamaniami (lub uskokami) napięcia.



Rys. 7.1. Komutacyjne załamania napięcia strony wtórnej transformatora przy mostku (3T-3T) obciążonym  $L \rightarrow \infty$ : a) przebiegi napięć fazowych strony wtórnej, b) przebiegi prądów fazowych strony wtórnej, c) przebieg prądu obciążenia, d) przebieg napięcia przewodowego strony wtórnej

Przebieg prądu pobieranego przez przekształtnik z sieci nie jest sinusoidalny, lecz zbliżony do prostokątnego (trapezowego) lub schodkowego – zależnie od liczby pulsów i sposobu połączeń transformatora sieciowego oraz indukcyjności obwodu obciążenia. Przebieg taki rozłożony na składowe zawiera – poza harmoniczną (sinusoidą) podstawową (o częstotliwości równej częstotliwości napięcia) – szereg harmonicznym wyższych częstotliwości. Wpływają one niekorzystnie na pracę zarówno samej sieci, jak i innych urządzeń z nią współpracujących.

Prąd pobierany z sieci (podstawowa harmoniczna) jest także opóźniony względem napięcia sieci. Opóźnienie to jest funkcją kąta załączania tyrystorów i zależy od parametrów układu zasilania (głównie indukcyjności rozproszenia transformatora sieciowego). Powoduje ono, że przekształtnik jest zawsze (także przy  $\alpha_z = 0$  i obciążeniu  $R$ ) „odbierany” przez sieć jak odbiornik indukcyjnej mocy biernej, co – pod względem energetycznym – jest jego podstawową wadą. Wpływa to niekorzystnie na bilans mocy węzła sieci.

Omawiając oddziaływanie przekształtników na sieć należy wspomnieć o jeszcze jednej ich właściwości, która w sposób pośredni wiąże się z tym zagadnieniem. Jest nią bardzo

mała – w porównaniu np. z wirującą przetwornicą maszynową – stała czasowa przekształtnika, czyli brak możliwości magazynowania energii. Powoduje to, że szybkie zmiany obciążenia muszą być w całości pokrywane przez sieć. Problem ten występuje szczególnie ostro w układach napędowych dużej mocy o udarowych i częstych zmianach momentu obciążenia i prędkości, a zwłaszcza w układach nawrotnych (napędy walcarek, górniczych maszyn wyciągowych itp.), i powoduje wahania wartości napięcia zasilającego.

## KOMUTACYJNE ZAŁAMANIA NAPIĘCIA

Powstawanie załamań, przykładowo, w przypadku mostka (3T-3T) obciążonego silnie indukcyjnie ( $L \rightarrow \infty$ ) przy  $\alpha_z = 45^\circ$  ilustruje rysunek 7.1. W jednym okresie widoczne są cztery załamania napięcia fazowego i w efekcie sześć załamań napięcia przewodowego (cztery ujemne i dwa dodatnie), z których dwa wywołane komutacją odnośnych faz (na rys. 7.1d) fazy a i b) są głębokie i obniżają przewodowe napięcie wtórne praktycznie do zera.

Załamania napięcia po stronie pierwotnej (napięcia sieci) są mniejsze i proporcjonalne do stosunku indukcyjności zwarcia sieci i transformatora. Napięcie sieci w czasie komutacji prostej rozkłada się proporcjonalnie do wartości indukcyjności:

$$\frac{U_L}{U_2} = \frac{L_{Tr}}{L_{Tr} + L_L} = \frac{1}{1 + \frac{L_L}{L_{Tr}}} \quad (7.1)$$

Indukcyjności zwarcia są odwrotnie proporcjonalne do mocy zwarciovych, stąd im większy jest stosunek mocy zwarciovych sieci  $Q_L$  do mocy zwarciovych transformatora  $Q_{Tr}$ , tym napięcie sieci jest mniej odkształcone. Zawartość wyższych harmonicznych w napięciu sieci jest – przy zadanej wartości prądu obciążenia – zależna od kąta  $\alpha_z$  i osiąga maksimum przy  $\alpha_z = 90^\circ$ .

Załamania napięcia charakteryzują się następującymi parametrami:

- głębokością załamania  $\Delta U$ , odnoszoną do amplitudy napięcia i wyrażaną w %,
- szerokością załamania  $\mu$ , odpowiadającą kątowi komutacji,
- powierzchnią załamania  $A$ , określaną iloczynem  $\Delta U \cdot \mu$ .

Dopuszczalne wartości tych parametrów dla różnych rodzajów sieci i różnych klas napięcia zasilającego podają odnośne normy krajowe i przepisy międzynarodowe.

Jeżeli ze wspólnego transformatora sieciowego są bezpośrednio zasilane dwa (lub więcej) przekształtniki, to oddziałują one na siebie niekorzystnie głównie poprzez komutacyjne załamania napięcia. Podstawowym problemem staje się wówczas zapewnienie niezawodnej komutacji przekształtników w najbardziej niekorzystnych warunkach pracy. Można prosto wykazać, że warunki takie występują przy jednakowych kątach załączania tyristorów w pracy falownikowej (szczególnie w końcowym jej obszarze) obu przekształtników; obniżają znacząco graniczny prąd komutowany stwarzając niebezpieczeństwo przewrotu falownika. W porównaniu z pracą indywidualną każdego z przekształtników praca wspólna z jednakowym kątem załączenia zwiększa szerokość, a w efekcie – ok. 2-krotnie – także powierzchnię komutacyjnych załamań napięcia.

Bezpośrednia współpraca równoległa byłaby więc niemożliwa, gdyż w wyniku komutacji jednego z przekształtników napięcie przewodowe na tyristorach drugiego byłoby równe zero i nie mogłyby one zostać załączone. Współpracujące przekształtniki muszą być zatem odsprężone za pomocą dodatkowych indukcyjności, co ilustruje rysunek 7.3.

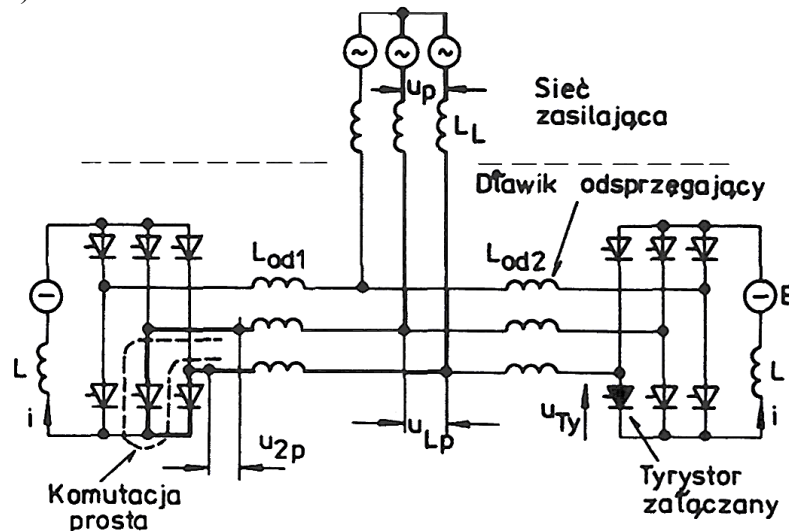
**Indukcyjności odsprężające**  $L_{od}$  należy wymiarować tak, aby przy minimalnym kącie wysterowania  $\alpha_{z\min}$  napięcie przewodowe na tyristorach w czasie komutacji nie obniżyło

się poniżej wartości  $u_{Ty \min}$ , zapewniającej niezawodne załączenie tyrystorów drugiego przekształtnika, czyli:

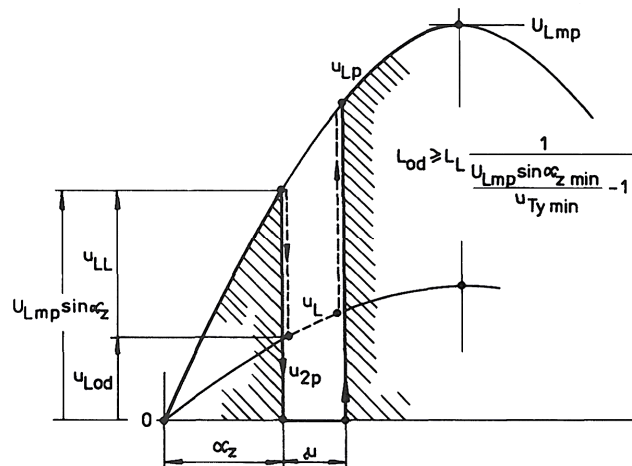
$$L_{od1} = L_{od2} \geq L_L \frac{1}{\frac{U_{Lmp} \sin \alpha_{z \min}}{u_{Ty \min}} - 1} \quad (7.2)$$

Indukcyjności te nie powinny być jednak nadmierne, gdyż zmniejszają prąd graniczny komutowany przez przekształtnik i zwiększają kąt  $\beta_{\min}$ .

a)



b)



Rys. 7.3. Współpraca równoległa dwóch przekształtników ze wspólnym transformatorem sieciowym: a) schemat układu z dławikami odsprężającymi, b) ilustracja warunku poprawnej komutacji tyrystorów

Skutecznym sposobem polepszania warunków współpracy kilku przekształtników są układy kompensujące moc bierną z filtrami harmonicznymi.

Dotychczasowe rozważania dotyczyły sieci zawierającej tylko indukcyjność. Sieci rzeczywiste zawierają także pojemności oraz rezystancje i z tego powodu są podatne na **zjawiska rezonansowe**. Pojemności sieciowe tworzą z indukcyjnościami systemu elektroenergetycznego obwody rezonansowe, które są pobudzane do drgań przez komutacyjne załamania napięcia. Oscylacje nakładają się na przebieg podstawowy napięcia sieci odkształcając go dodatkowo w charakterystyczny sposób. Należy zauważyć, że drgania rezonansowe mogą być powodowane także innymi przyczynami, np. zmianą konfiguracji linii, skokową zmianą obciążenia przekształtnika, załączeniem transformatora.

### 7.1.3.ODKSZTAŁCENIE PRĄDU SIECI – HARMONICZNE PRĄDU I NAPIĘCIA

Przebieg prądu  $i_L$  sieci współpracującej z przekształtnikiem zależy od:

- liczby pulsów przekształtnika,
- schematu połączeń uzwojeń strony pierwotnej i wtórnej transformatora sieciowego (dla  $p \geq 3$ ),
- kąta załączenia tyrystorów,
- kąta komutacji,
- charakteru odbiornika (wygładzenia prądu obciążenia),
- parametrów układu zasilania (sieci wraz z transformatorem).

Jednoczesne uwzględnienie wpływu wszystkich czynników bardzo komplikuje analizę prądu, dlatego przyjmuje się wstępnie założenia upraszczające, a następnie ocenia się i uwzględnia ich wpływ na dokładność wyników. W metodzie idealizowanej zakłada się całkowite wygładzenie prądu obciążenia ( $L \rightarrow \infty$ ) oraz bezreakcyjny układ zasilania ( $L_k = 0$ , czyli komutację natychmiastową  $\mu = 0$ ) – prąd ma wówczas przebieg prostokątny (lub schodkowy). W metodzie konwencjonalnej przyjmuje się tylko pierwsze z tych założeń ( $L/L_k \rightarrow \infty$ ) – przebieg prądu sieci w czasie komutacji ma wówczas nachylone zbocza, jest więc zbliżony do trapezowego. Przebiegi prądu sieci  $i_L$  kilku podstawowych układów przekształtników przy  $\alpha_z = 0$  przedstawiono na rysunku 7.5. Przebieg prądu można rozłożyć – metodami analizy matematycznej (np. analizy Fouriera) na szereg sinusoid (harmonicznych) składowych. Zawiera on harmoniczną podstawową (o częstotliwości przebiegu napięcia  $f_{L1} = f_L$  oraz harmoniczne rzędu:

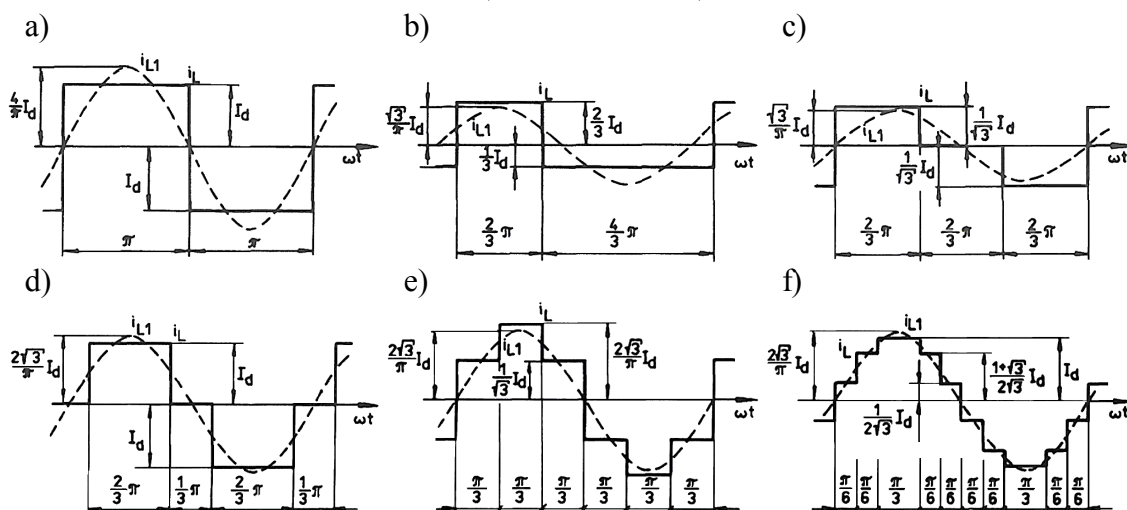
$$v = kp \pm 1 \quad (7.3)$$

gdzie  $k = 1, 2, 3, \dots$ , o częstotliwościach:

$$f_v = (kp \pm 1)f_L \quad (7.4)$$

których amplitudy (tym samym wartości skuteczne) są odwrotnie proporcjonalne do ich rzędu:

$$L_{Lmv} = \frac{1}{v} L_{Lm1}, \quad L_{Lv} = \frac{1}{v} L_{L1} \quad (7.5)$$



Rys. 7.5. Idealizowane przebiegi prądu sieci podstawowych przekształtników tyrystorowych obciążonych  $L \rightarrow \infty$  przy  $\alpha_z = 0$ : a) układy dwupulsowe (2T) i (2T-2T), b) układ trójpulsowy (3T) z transformatorem o układzie połączeń gwiazda-gwiazda, c) układ trójpulsowy (3T) z transformatorem o układzie połączeń trójkąt-gwiazda, d) układy sześciopulsowe (3T-3T) z transformatorem o jednakowych

grupach połączeń (gwiazda-gwiazda lub trójkąt-trójkąt), e) układy, jak w pkt d), lecz o różnych grupach połączeń (gwiazda – trójkąt lub trójkąt-gwiazda), f) dwunastopulsowy układ równoległy (3T-3T)+(3T-3T)

**Tablica 7.1**

**Wartość procentowa amplitud wyższych harmonicznycy prądu sieci, odniesiona do harmonicznej podstawowej idealizowanych przebiegów prądu kilku układów prostownikowych**

v	p				v	p			
	2	3	6	12		2	3	6	12
1	100,0	100,0	100,0	100,0	14	–	7,15	–	–
2	–	50,0	–	–	15	6,67	–	–	–
3	33,3	–	–	–	16	–	6,25	–	–
4	v	25,0	–	–	17	5,88	5,88	5,88	–
5	20,0	20,0	20,0	–	18	–	–	–	–
6	–	–	–	–	19	5,26	5,26	5,26	–
7	14,3	14,3	14,34	–	20	–	5,00	–	–
8	–	12,5	–	–	21	4,76	–	–	–
9	11,1	–	–	–	22	–	4,54	–	–
10	–	10,0	–	–	23	4,35	4,35	4,35	4,35
11	9,09	9,09	9,09	9,09	24	–	–	–	–
12	–	–	–	–	25	4,00	4,00	4,00	4,00
13	7,69	7,69	7,69	7,69	$\gamma_{L1}$	0,90	0,827	0,955	0,988

Wartości względne amplitud kilkunastu początkowych harmonicznycy (odniesione do amplitudy harmonicznej podstawowej) dla kilku układów przekształtników zestawiono w tablicy 7.1. Widać, że układ trójfazowy (a także nie prezentowany w tablicy sześciopulsowy układ jednokierunkowy) pobiera (w pracy falownikowej – oddaje) z sieci – poza nieparzystymi – także parzyste harmoniczne prądu o proporcjonalnie wyższej amplitudzie i niższej częstotliwości, a więc trudniejsze do odfiltrowania. Jest to jedna z głównych wad układów jednokierunkowych, ograniczająca ich zastosowanie.

Wartość skuteczna prądu o przebiegu prostokątnym mostka (3T-3T):

$$I_L = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \approx 0,817 I_d \quad (7.6)$$

a jego harmoniczna podstawowa:

$$I_{L1} = \frac{3}{\pi} I_L = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \approx 0,955 I_L \approx 0,78 I_d \quad (7.7)$$

Zawartość harmonicznej podstawowej w prądzie sieci zwykle się nazywać **współczynnikiem odkształcenia prądu sieci**; wyraża ją stosunek:

$$\gamma_{L1} = \frac{I_{L1}}{I_L} \quad (7.8)$$

którego wartość dla przebiegu prostokątnego mostka (3T-3T) wynosi  $3/\pi \approx 0,955$ . **Zawartość harmonicznycy** ujmuje związek:

$$\gamma_{Lv} = \sqrt{\frac{I_L^2 - I_{L1}^2}{I_L^2}} = \sqrt{1 - \gamma_{L1}^2} \quad (7.9)$$

i dla rozpatrywanego przebiegu jest ona równa 0,297.

Urealnienie przebiegu prądu sieci przez uwzględnienie pulsacji prądu obciążenia i skończonego czasu komutacji nie zmienia rzędu harmonicznycy (wzór 7.3), lecz tylko ich amplitudy. Ze zwiększaniem pulsacji prądu piąta harmoniczna zwiększa się, siódma maleje, a jedenasta praktycznie nie zmienia wartości, natomiast ze zwiększaniem kąta komutacji wszystkie harmoniczne maleją.

Harmoniczne prądu sieci powodują spadki napięcia na impedancji sieci. Ponieważ rezystancja sieci jest zazwyczaj wielokrotnie mniejsza od jej reaktancji ( $R_L \ll X_L$ ), stąd można przyjmować  $R_r \approx 0$ . Reaktancja  $X_L$  wzrasta ze wzrostem rzędu harmonicznej prądu.

Z dobrym przybliżeniem ujmuje to zależność:

$$X_{Lv} = v \omega X_{L1} \quad (7.10)$$

Spadek napięcia powodowany  $v$ -tą harmoniczną prądu sieci wyraża wzór:

$$\Delta U_{Lv} = v \omega X_{L1} I_{Lv} \quad (7.11)$$

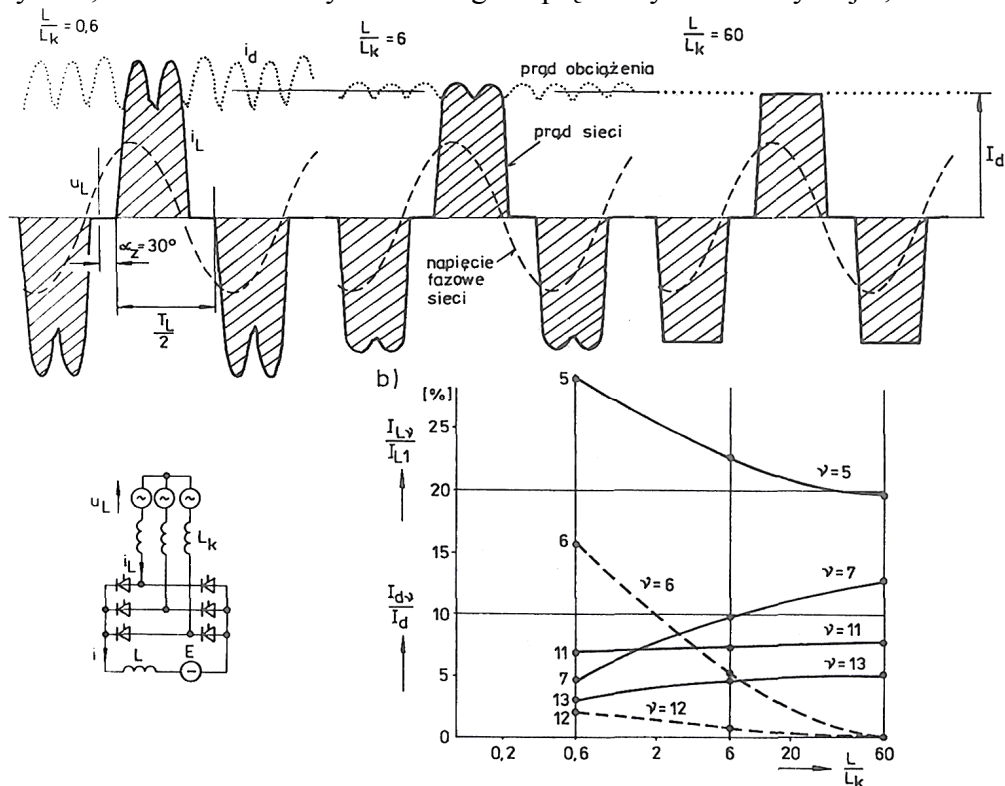
który dla sieci 3-fazowej przyjmuje postać (w funkcji mocy zwarcia sieci):

$$\Delta U_{Lv} = 1,1v U_{Lp}^2 \frac{I_{Lv}}{S_{zw}} \quad (7.12)$$

Wypadkowa zawartość (uwzględniająca wszystkie przyczyny odkształcenia) wyższych harmonicznymi w napięciu sieci jest definiowana następująco:

$$\kappa_{Lv} = \sqrt{\sum_{v=2}^{\infty} \left( \frac{\Delta U_{Lv}}{U_L} \right)^2} \quad (7.13)$$

Musi być ona mniejsza od wartości dopuszczalnej, podawanej przez odnośne przepisy energetyczne; dla sieci 3-fazowych średniego napięcia wynosi zazwyczaj 0,05.



Rys. 7.10. Ilustracją wpływu indukcyjności obciążenia na harmoniczne prądu sieci i prądu obciążenia:

a) przebiegi prądu sieci i prądu obciążenia dla trzech wartości stosunku  $L/L_k$  przy  $I_d = const$ ,

b) zawartość procentowa wyższych harmonicznymi prądu sieci (wartość odniesienia  $L_{L1}$ )

i prądu obciążenia (wartość odniesienia  $I_d$ )

Analiza harmoniczna napięcia wyjściowego wykazuje, że występują w nim wyższe harmoniczne rzędu:

$$v = kp \quad (7.14)$$

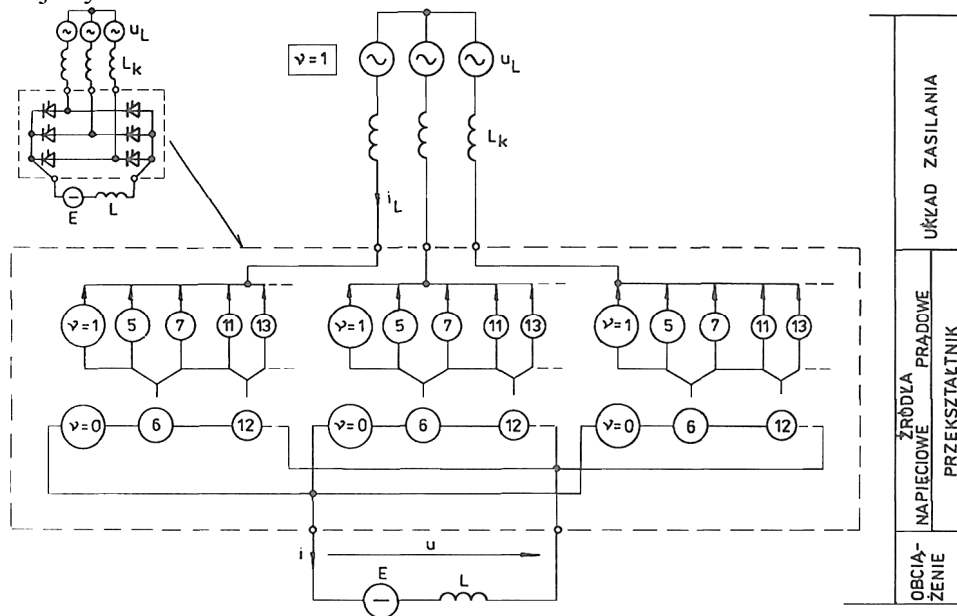
Dla mostka (3T-3T) są to więc harmoniczne  $v = 6, 12, 18, \dots$ , których wartości skuteczne – przy założeniu komutacji natychmiastowej, jak na rysunku 7.6a – wynoszą:

$$U_v = U_{d0i} \frac{\sqrt{2} \sqrt{v^2 - (v^2 - 1) \cos^2 \alpha_z}}{v^2 - 1} \quad (7.15)$$

Wpływ pulsacji prądu obciążenia (indukcyjności  $L$ ) na wartość harmoniczných prądu sieci mostka (3T-3T) ilustruje rysunek 7.10. Dla przykładowo obranych wartości  $\alpha_z = 30^\circ$  i  $E/U_{d0i} = 0,8$  przedstawia on zależności czterech początkowych harmoniczných prądu sieci (linie ciągłe) i dwóch początkowych harmoniczných prądu obciążenia (linie przerywane) dla trzech różnych wartości  $L/L_k = 0,6; 6; 60$  przy  $I_d = const$ . Zmniejszenie pulsacji powoduje zmniejszenie 5. i zwiększenie 7. harmoniczných prądu sieci. Widoczny jest także szczególnie duży wpływ  $L$  na 6. harmoniczną prądu obciążenia.

Najwyższe wartości harmoniczných prądów i napięć występują przy obciążeniu czysto rezystancyjnym ( $L = 0$ ).

Komutowany siecią przekształtnik tyrystorowy (przy obciążeniu dowolnego charakteru) oddziałuje zarówno na sieć, jak i odbiornik. Względem sieci może być uważany za **zbiór źródeł prądowych** generujących harmoniczne prądu rzędu  $v = kp \pm 1$ , przy czym harmoniczne rzędu  $v = kp + 1$  tworzą – względem harmoniczných podstawowej – układ współbieżny, a harmoniczne rzędu  $v = kp - 1$  układ przeciwbieżny. Względem odbiornika natomiast przekształtnik stanowi **zbiór źródeł napięciowych**, generujących harmoniczne napięcia rzędu  $v = kp$ . Tak rozumiany schemat zastępczy przekształtnika mostkowego (3T-3T) ilustruje rysunek 7.13.



Rys. 7.13. Schemat zastępczy ilustrujący oddziaływanie 3-fazowego przekształtnika mostkowego na sieć zasilającą i odbiornik

Przedstawiona interpretacja nie odzwierciedla jednak oddziaływania odwrotnego, tj. sieci na przekształtnik, jakkolwiek wykazano, że przebieg i widmo harmoniczných prądu sieci zależą – poza parametrami (wartością i rodzajem) obciążenia i kątem wysterowania – także od parametrów sieci.

Powyższe rozważania i podane wzory odnoszą się do pracy ustalonej przy pełnej symetrii zarówno układu zasilania, jak i przekształtnika. W pracy układów rzeczywistych niesymetrii różnego rodzaju mogą mieć miejsce zarówno w stanach ustalonych (np. niesymetria napięć zasilających, indukcyjności komutacyjnych, kątów wyzwalań), jak i – z natury rzeczy – zawsze w stanach przejściowych (np. „rozruch” przekształtnika). Prąd pobierany z sieci jest wówczas niesymetryczny fazowo. W jego widmie amplitudowym poza zmianą amplitudy harmoniczných charakterystycznych (opisanych wzorem 7.3) wystąpią harmoniczne dodatkowe, w tym także parzyste, spowodowane niesymetrią.

## OPÓŹNIENIE PRĄDU WZGLĘDEM NAPIĘCIA SIECI – WSPÓŁCZYNNIK MOCY

### BILANS MOCY PRZEKSZTAŁNIKA – WYKRES MOCY

Prąd pobierany z sieci przez przekształtnik przy obciążeniu dowolnego charakteru jest zawsze niesinusoidalny i zbliżony do prostokątnego (trapezowego) lub schodkowego. Opisuje go zależność:

$$i_L = \sum_{v=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{Lv} \sin(v\omega t - \varphi_v) \quad (7.16)$$

gdzie  $v$  – numer harmoniczej prądu sieci. Jego wartość skuteczna:

$$I_L = \sqrt{I_{L1}^2 + \sum_{v=2}^{\infty} I_{Lv}^2} \quad (7.17)$$

Przebieg napięcia sieci zasilającej może być – w ogólnym przypadku – także odkształcony (wskutek poboru odkształconego prądu przez odbiorniki nieliniowe dużej mocy, głównie przekształtniki) i wyraża go zależność:

$$u_L = \sum_{\kappa=1}^{\infty} \sqrt{2} U_{L\kappa} \sin(\kappa\omega t - \varphi_{\kappa}) \quad (7.18)$$

gdzie  $\kappa$  – numer harmoniczej napięcia sieci. Jego wartość skuteczną opisuje zależność:

$$U_L = \sqrt{U_{L1}^2 + \sum_{\kappa=2}^{\infty} U_{L\kappa}^2} \quad (7.19)$$

Moce czynna i bierna pobierane z sieci są definiowane tak samo jak w układach z przebiegami sinusoidalnymi, z tym że teraz są one sumami mocy wytwarzanych przez poszczególne harmoniczne (pierwsza harmoniczna napięcia z pierwszą harmoniczną prądu, druga z drugą itd.), czyli (dla jednej fazy):

$$P_L = \frac{1}{T} \int_0^T u_L i_L dt = \sum_{v=1}^{\infty} U_{Lv} I_{L(v=\kappa)} \cos(\varphi_{v=\kappa} - \psi_{\kappa}) \quad (7.20)$$

oraz analogicznie:

$$Q_L = \sum_{v=1}^{\infty} U_{Lv} I_{L(v=\kappa)} \sin(\varphi_{v=\kappa} - \psi_{\kappa}) \quad (7.21)$$

Nie zmieniona pozostaje również definicja mocy pozornej pobieranej z sieci:

$$S_L = U_L I_L = \sqrt{\sum_{\kappa=1}^{\infty} U_{L\kappa}^2 \sum_{v=1}^{\infty} I_{Lv}^2} \quad (7.22)$$

Po podstawieniu zależności (7.17) i (7.19) do wzoru (7.22) otrzymuje się wyrażenie na moc pozorną:

$$S_L = \sqrt{P_L^2 + Q_L^2 + D_L^2} \quad (7.23)$$

w którym pojawia się **nowa składowa mocy**  $D_L$ , nie występująca przy przebiegach sinusoidalnych. Wynika ona ze współdziałania harmoniczych napięcia i prądu sieci o numerach sobie nierównych ( $v \neq \kappa$ ):

$$D_L = \sqrt{\sum_2^{\infty} [U_{L\kappa}^2 I_{Lv}^2 + U_{Lv}^2 I_{L\kappa}^2 - 2U_{Lv} U_{L\kappa} I_{Lv} I_{L\kappa} \cos(\varphi_v - \psi_v - \varphi_{\kappa} - \psi_{\kappa})]} \quad (7.24)$$

Nie bierze ona udziału w przenoszeniu mocy czynnej, stąd jest zaliczana do mocy biernej i nazywana **mocą bierną harmoniczych, deformacji** lub **odkształcenia**. Zatem całkowita



moc bierna:

$$Q_{Lc} = \sqrt{Q_L^2 + D_L^2} \quad (7.25)$$

Ponieważ zazwyczaj moc zwarciowa sieci jest wielokrotnie większa od mocy przekształtnika, to dopuszczalne jest założenie, że jest ona nieskończenie duża, czyli że impedancja sieci jest równa zero (przyjmowanie  $X_L \approx 0$  jest dopuszczalne dla stosunku obu mocy mniejszego od 0,015). Wówczas przebieg napięcia jest sinusoidalny,  $U_L = U_{L1}$ , a wzory na moce składowe upraszczają się.

Moc pozorna pobierana z sieci jest zawsze iloczynem wartości skutecznych napięcia i prądu wg wzoru (7.17), więc (dla jednej fazy):

$$S_L = U_L I_L \quad (7.26)$$

i zawiera moc pozorną pierwszej harmonicznej:

$$S_{L1} = U_L I_{L1} \quad (7.27)$$

oraz moc harmonicznym  $S_{Lv}$ .

Moc bierna pobierana z sieci składa się także z mocy biernej pierwszej harmonicznej:

$$Q_{L1} = U_L I_{L1} \sin \varphi_1 = S_{L1} \sin \varphi_1 \quad (7.28)$$

i mocy biernej wyższych harmonicznym, która przy braku harmonicznym napięcia jest iloczynem tylko jego harmonicznym podstawowej i sumy harmonicznym prądu, czyli:

$$D_L = U_L \sqrt{\sum_{v=2}^{\infty} I_{Lv}^2} \quad (7.29)$$

Moc czynna pobierana z sieci jest natomiast iloczynem tylko podstawowych harmonicznym napięcia i prądu sieci:

$$P_L = P_{L1} = U_L I_{L1} \cos \varphi_1 = S_{L1} \cos \varphi_1 \quad (7.30)$$

i jest równa (po pominięciu strat mocy w przekształtniku) mocy czynnej oddawanej do odbiornika:

$$P_d = U_d I_d = (U_{d0i} \cos \alpha_z - \Delta U_{dk}) I_d \quad (7.31)$$

gdzie, zgodnie ze wzorem (3.80), komutacyjna strata napięcia:

$$\Delta U_{dk} = \frac{p}{2\pi} X_k I_d$$

Po uwzględnieniu wzoru (7.27) zależność (7.31) przyjmuje postać:

$$P_L = S_{L1} \cos \varphi_1 = P_{d0i} \cos \alpha_z - \Delta U_{dk} I_d \quad (7.32)$$

Pierwszy składnik mocy jest związany ze sterowaniem, drugi – z komutacją.

Przy założeniu komutacji natychmiastowej,  $\mu = 0$  (zob. rozdz. 3.3, metoda idealizowana  $L_k = 0$ ,  $L \rightarrow \infty$ ), składnik mocy związany z komutacją jest równy zero, zatem z równania (7.31) wynika, że:

$$\cos \varphi_1 = \cos \alpha_z \quad \text{czyli} \quad \varphi_1 = \alpha_z \quad (7.33)$$

Zależność ta jest słuszna dla wszystkich układów bez odcięcia zerowego; dla mostka (3T-3T) ilustrują ją przebiegi na rysunku 7.16a.

Wzory na moce harmonicznym podstawowej przyjmują wówczas postać:

$$P_L = P_{L1} = U_L I_{L1} \cos \alpha_z = S_{L1} \cos \alpha_z \quad (7.34)$$

$$Q_{L1} = U_L I_{L1} \sin \alpha_z = S_{L1} \sin \alpha_z \quad (7.35)$$

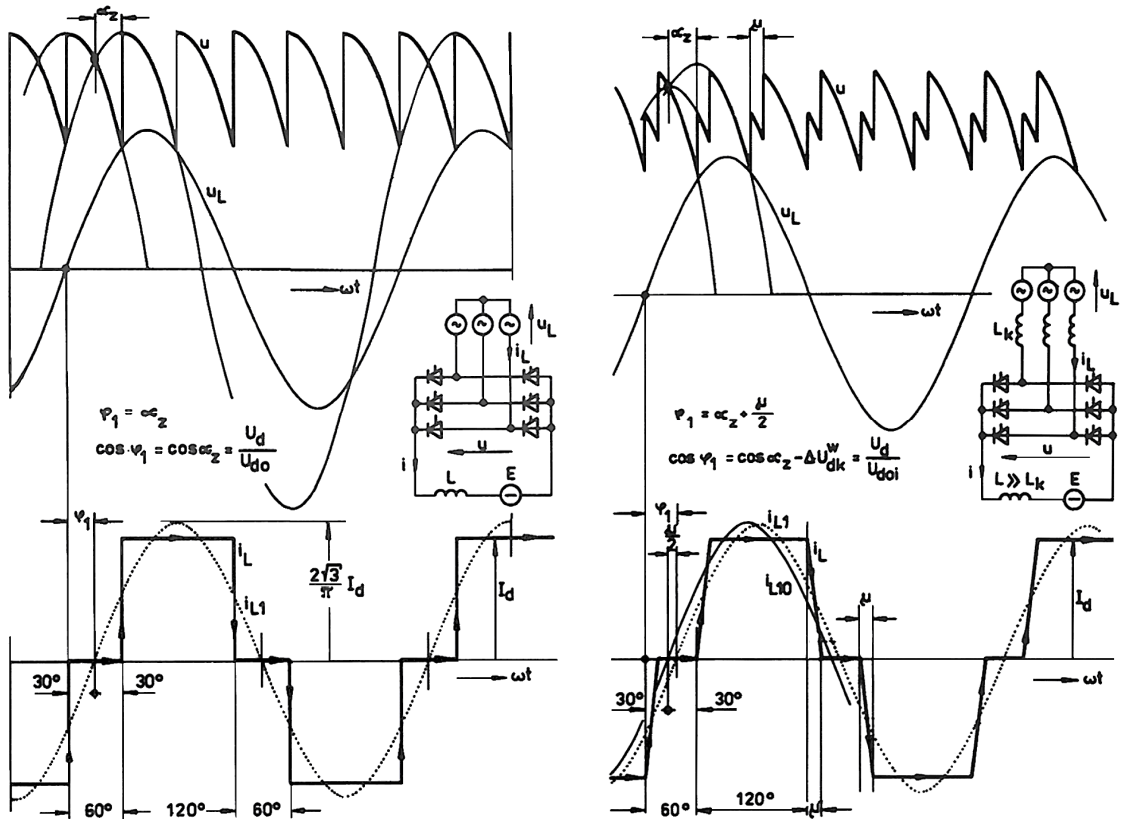
Wraz z mocą  $S_{L1}$  wg wzoru (7.26) tworzą one trójkąt prostokątny (rys. 7.20), którego przeciwprostokątna:

$$S_{L1} = \sqrt{P_L^2 + Q_{L1}^2} \quad (7.36)$$

i jest promieniem okręgu opisanego równaniem:

$$\left(\frac{Q_{L1}}{P_{d0}}\right)^2 + \left(\frac{U_d}{U_{d0}}\right)^2 = \sin^2 \alpha_z + \cos^2 \alpha_z = 1 \quad (7.37)$$

co dla  $I_d = const$  ilustruje wykres kołowy mocy na rysunku 7.17. Moc czynna jest dodatnia w pracy prostownikowej, a ujemna – w pracy falownikowej przekształtnika. Moc bierna natomiast jest zawsze dodatnia (indukcyjna), czyli jest pobierana z sieci. Jej wartość maksymalna występuje przy  $\alpha_z = 90^\circ$  ( $U_d = 0$ ) i maleje do zera przy zmianie  $\alpha_z$  do zera lub  $180^\circ$ . Zależy ona od kąta wysterowania, stąd jest nazywana **mocą bierną sterowania** (lub przesunięcia).



Rys. 7.16. Przebiegi napięć i prądów mostka (3T-3T) obciążonego  $L \gg L_k$  przy  $\alpha_z = 30^\circ$ :

a) dla komutacji natychmiastowej ( $\mu = 0$ ); b) dla komutacji rzeczywistej (aproxymacja liniowa prądu)

Może także łatwo wykazać, że dla układów prostownikowych o odcięciu zerowym zależność między kątem przesunięcia  $\varphi_1$  a kątem załączenia  $\alpha_z$  dla  $\mu = 0$  jest zawsze następująca:

$$\varphi_1 = \frac{\alpha_z}{2} \quad (7.38)$$

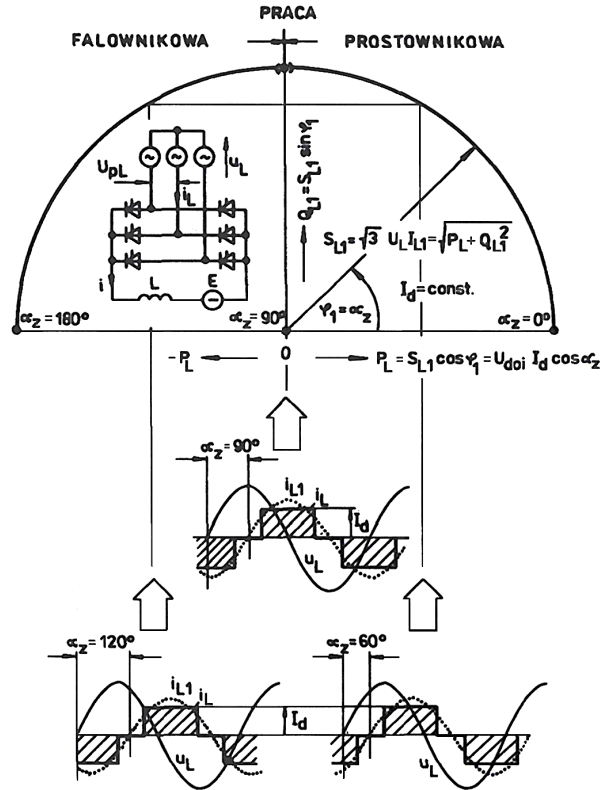
Po uwzględnieniu komutacji  $\mu > 0$  (metoda konwencjonalna,  $L_k > 0$ ,  $L \rightarrow \infty$ ) dla aproxymacji liniowej prądu zaworów w czasie komutacji z równania (7.32) wynika, że:

$$\cos \varphi_1 = \cos \alpha_z - \Delta U_{dk}^w \quad \text{czyli} \quad \varphi_1 = \alpha_z + \frac{\mu}{2} \quad (7.39)$$

co dla mostka (3T-3T) ilustruje rysunek 7.16b. Moc bierna harmonicznej podstawowej jest teraz wyrażana wzorem:

$$Q_{L1} = U_L I_{L1} \sin\left(\alpha_z + \frac{\mu}{2}\right) = S_{L1} \sin\left(\alpha_z + \frac{\mu}{2}\right) \quad (7.40)$$

i zawiera – poza mocą bierną sterowania – także **moc bierną komutacji**, zależną od kąta  $\mu$ .



Rys. 7.17. Wykres kołowy mocy podstawowej harmonicznej mostka (3T-3T) dla komutacji natychmiastowej

Jak więc widać, komutacja oddziałuje na bilans mocy przekształtnika w dwojaki sposób: zmieniając kształt przebiegu prądu sieci i opóźniając go (podstawową harmoniczną) dodatkowo względem napięcia sieci o kąt  $\mu/2$ , czyli do wypadkowej wartości  $\varphi_1 = \alpha_z + \mu/2$ .

Wskutek zmiany przebiegu  $i_L$  z prostokątnego na zbliżony do trapezowego (rys. 7.16) komutacja zmniejsza w nim zawartość wyższych harmonicznych, czyli zwiększa udział harmonicznej podstawowej  $I_{L1}/I_L$ . Powoduje to – zgodnie ze wzorem (7.26) – zwiększenie mocy pozornej  $S_{L1}$ , a tym samym – zgodnie z równaniem (7.32) – mocy czynnej  $P_{doi}$  oddawanej do odbiornika przy tej samej wartości całkowitej mocy pozornej  $S_L$  pobieranej z sieci. Zmiana  $I_{L1}$  w funkcji  $\mu$  jest jednak nieznacząca i ten pozytywny wpływ komutacji bywa praktycznie pomijalny.

Opóźnienie prądu względem napięcia sieci oddziałuje natomiast negatywnie na bilans mocy w sposób o wiele bardziej znaczący, szczególnie w układach o większej liczbie pulsów, gdzie kąt komutacji przyjmuje znaczne wartości.

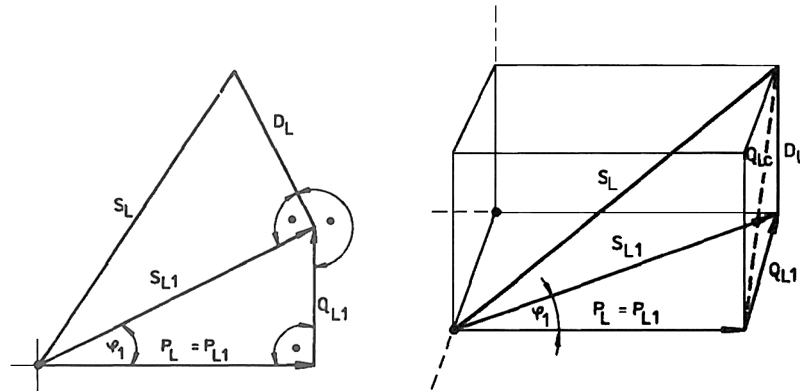
Rozumując podobnie można wykazać, że dla układów o odcięciu zerowym zależność między kątem przesunięcia podstawowej harmonicznej prądu a kątem załączenia i komutacji ma postać:

$$\varphi_1 = \frac{\alpha_z + \mu}{2} \quad (7.41)$$

Wskutek niesinusoidalnego przebiegu prądu sieci pobierana z niej moc pozorna  $S_L$  jest

większa od oddawanej mocy czynnej  $P_L$ , nawet gdy moc bierna harmonicznej podstawowej  $Q_{L1}$  (tj. suma mocy biernych sterowania i komutacji) jest równa zero ( $\alpha_z = 0$ ,  $\mu = 0$ ). Przyczyną tej różnicy – jak już wyjaśniono – są harmoniczne napięcia sieci i prądu sieci. Wytwarzana przez nie moc harmonicznych (deformacji lub odkształcenia)  $D_L$  wyrażana jest wzorem (7.24). Wartość  $D_L$  maleje (dla  $S_L = const$ ) ze wzrostem prądu obciążenia, ponieważ zwiększa się udział podstawowej harmonicznej prądu  $I_{L1}/I_L$ . Natomiast zmiana  $\alpha_z$  (przy  $I_d = const$ ) wpływa na tylko  $D_L$  nieznacznie. Udział mocy  $D_L$  w całkowitej mocy biernej  $Q_{Lc}$  maleje ze wzrostem liczby pulsów układu.

Zależność między mocami składowymi można – podobnie jak dla przebiegów sinusoidalnych – przedstawić geometrycznie. Wektorami – zgodnie z równaniem (7.34) – są tylko moce harmonicznej podstawowej, natomiast moce: pozorna  $S_L$ , bierna  $Q_L$  i deformacji  $D_L$  są skalarami. Moc  $D_L$  jest prostopadła do powierzchni trójkąta mocy harmonicznej podstawowej  $P_L$ ,  $Q_{L1}$ ,  $S_{L1}$ , zatem całkowita moc pozorna  $S_L$  jest przekątną prostopadłościanu, co wyraża wzór (7.23), a ilustruje na płaszczyźnie i w przestrzeni rysunek 7.20.



Rys. 7.20. Wykres mocy pobieranej przez przekształtnik tyrystorowy z sieci zasilającej

Przedstawione zależności są słuszne dla ustalonego stanu pracy przekształtnika i przy wygładzonym prądzie obciążenia  $L \gg L_k$ .

Wyznaczanie składowych mocy na podstawie znajomości harmonicznych prądu sieci jest stosunkowo złożone i czasochłonne, nawet dla założenia o nieodkształconym napięciu sieci. Stosowane są metody prostsze, do których należą metody całkowe. Wyrażenie na moc bierną elementu nieliniowego uzyskuje w nich postać całkową przez wprowadzenie pojęcia tzw. przyspieszenia energetycznego (pochodnej mocy chwilowej względem czasu).

## WSPÓŁCZYNNIK MOCY

**Definicja współczynnika mocy** układów z przebiegami sinusoidalnymi jako stosunku mocy czynnej do pozornej pobieranych z sieci, czyli:

$$\lambda = \frac{P_L}{S_L} = \frac{\frac{1}{T_L} \int_0^{T_L} u_L i_L dt}{\sqrt{\frac{1}{T_L} \int_0^{T_L} u_L^2 dt \frac{1}{T_L} \int_0^{T_L} i_L^2 dt}} \quad (7.42)$$

obowiązuje także dla układów z przekształtnikami tyrystorowymi o komutacji sieciowej i wyraża ją wzór:

$$\lambda = \frac{P_L}{\sqrt{P_L^2 + Q_L^2 + D_L^2}} \quad (7.43)$$

Dla przyjętego założenia o sinusoidalnym przebiegu napięcia sieci ( $U_L = U_{L1}$ ) po podstawieniu zależności (7.28), (7.29), (7.30) wzór ten przyjmuje postać:

$$\lambda = \frac{U_L I_{L1} \cos \varphi_1}{\sqrt{U_L^2 \left( I_{L1}^2 + \sum_{v=2}^{\infty} I_{Lv}^2 \right)}} = \frac{I_{L1}}{I_L} \cos \varphi_1 = \gamma_{L1} \cos \varphi_1 \quad (7.44)$$

Współczynnik mocy jest zatem iloczynem współczynnika odkształcenia prądu sieci  $\gamma_{L1}$  i współczynnika przesunięcia  $\cos \varphi_1$  podstawowej harmonicznej prądu względem napięcia sieci.

**Współczynnik przesunięcia**, nazywany także wskaźnikiem wykorzystania mocy:

$$\cos \varphi_1 = \frac{P_L}{S_{L1}} = \frac{U_d}{U_{d0i}} \quad (7.45)$$

jest funkcją: kąta załączenia tyrystorów  $\alpha_z$ , kąta komutacji  $\mu$  i prądu magnesowania transformatora sieciowego.

Zależność od  $\alpha_z$  jest różna dla obu grup układów prostownikowych (bez odcięcia i o odcięciu zerowym) i nieznacznie korygowana pulsacją prądu obciążenia. Przy prądzie wygładzonym ( $L \rightarrow \infty$ ,  $i = I_d$ ) i komutacji natychmiastowej ( $\mu = 0$ ) zależność tę wyraża związek (7.33) – dla układów bez odcięcia zerowego i związek (7.38) – dla układów o odcięciu zerowym. Wzrost pulsacji prądu obciążenia zwiększa tylko minimalnie  $\cos \varphi_1$  ( $\varphi_1 < \alpha_z$ ).

Komutacja zawsze zwiększa  $\varphi_1$ ; dla liniowej aproksymacji prądu komutacji zależności te przyjmują postać odpowiednio (7.39) i (7.41). W celu dokładniejszego uwzględnienia wpływu komutacji stosuje się nieraz zależność  $\varphi_1 = \alpha_z + 2\mu/3$ . W zakresie normalnej eksploatacji kąt komutacji, przykładowo, mostka (3T-3T)  $\mu < 30^\circ$ , co zmniejsza  $\cos \varphi_1$  najwyższej o (6-7)%; w układach o  $p < 6$  wpływ ten jest jeszcze mniejszy.

Zwiększenie prądu magnesowania transformatora zmniejsza oczywiście  $\cos \varphi_1$ , lecz efekt ten jest na ogół do pominięcia.

**Współczynnik odkształcenia prądu**  $\gamma_{L1}$  zależy od układu połączeń i liczby pulsów  $p$  przekształtnika, kąta komutacji  $\mu$  i kąta załączenia  $\alpha_z$ .

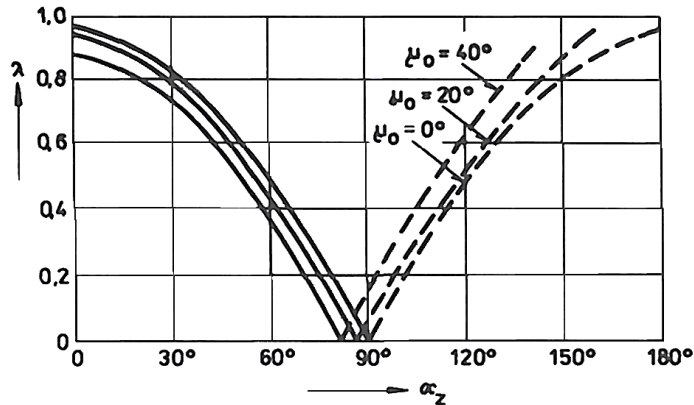
Zależność od liczby  $p$  i kąta  $\mu$  ilustruje tablica 7.2, z której wynika, że wartość  $\gamma_{L1}$  zwiększa się znacznie (kształt prądu sieci polepsza się) ze wzrostem liczby  $p$  (z wyjątkiem jednokierunkowego układu 3T – zob. tablica 7.1) i nieznacznie – ze wzrostem  $\mu$ ; wpływ  $\mu$  na  $\gamma_{L1}$  można praktycznie pominąć dla  $p \geq 6$ .

Wpływ  $\alpha_z$  jest praktycznie pomijalnie mały; ujmują go wzory szczegółowe podawane w literaturze przedmiotu.

**Tablica 7.2**

**Zależność współczynnika odkształcenia prądu sieci od liczby pulsów i kąta komutacji przekształtnika**

$\mu$	$p$				
	2	3	6	12	18
0	0,9003	0,8270	0,9550	0,9886	0,9949
30°	0,9300	0,8600	0,9750	≈ 1	≈ 1



Rys. 7.21. Zależność współczynnika mocy układu prostownikowego od kąta wysterowania tyrystorów dla różnych kątów komutacji

Podsumowując można powiedzieć, że współczynnik mocy  $\lambda$  układów z przekształtnikami półprzewodnikowymi o komutacji sieciowej zależy głównie od współczynnika przesunięcia  $\cos\varphi_1$  (uzależnionego przede wszystkim od  $\alpha_z$  i w mniejszym stopniu od  $\mu$ ), natomiast współczynnik odkształcenia prądu  $\gamma_{L1}$  wprowadza tylko korektę wartości  $\lambda$ . Zależność  $\lambda$  od  $\alpha_z$  dla kilku różnych wartości  $\mu = const$  jako parametru ilustruje rysunek 7.21.

## SKUTKI ODDZIAŁYWANIA PRZEKSZTAŁTNIKÓW NA SIĘĆ

Niekorzystny wpływ na warunki pracy sieci mają wszystkie omówione wyżej zjawiska związane z istotą działania przekształtników o komutacji sieciowej, sterowanych fazowo. Są nimi: komutacyjne załamania napięcia sieci, harmoniczne w prądzie sieci i opóźnienie jego podstawowej harmonicznej względem napięcia sieci.

**Komutacyjne załamania napięcia sieci** mogą powodować:

- zakłócenia pracy układów sterowania tyrystorów zarówno własnego, jak i innych przekształtników zasilanych z tej sieci,
- zakłócenia pracy urządzeń elektronicznych, pomiarowych i sterujących (zwłaszcza cyfrowych) przyłączonych do danej sieci,
- pobudzenie drgań oscylacyjnych w obwodach rezonansowych tworzonych przez elementy  $L_L C_L$  układu zasilania (co dodatkowo odkształca sinusoidę napięcia i utrudnia dobór układów filtrujących harmoniczne prądu sieci – zob. rozdz. 7.1.3),
- utrudnienia doboru układów kompensacji mocy biernej.

**Harmoniczne prądu sieci** są przyczyną:

- zwiększenia wartości skutecznej prądu sieci, a tym samym wzrostu strat przesyłu energii (w linii, transformatorze, urządzeniach rozdzielczych itd.),
- zmniejszenia impedancji kondensatorów kompensacyjnych zainstalowanych w węźle sieci, a w konsekwencji zwiększenia ich obciążenia prądowego, co może prowadzić do uszkodzenia,
- wystąpienia harmonicznych w napięciu sieci, co dodatkowo odkształca sinusoidę i może zakłócać lub wręcz uniemożliwiać poprawną pracę innych odbiorników zasilanych tym napięciem,
- ewentualnego wystąpienia rezonansu równoległego układu zasilania i baterii kondensatorów, co prowadzi do wielokrotnego wzrostu amplitudy odnośnej (rezonansowej) harmonicznej prądu sieci i może grozić uszkodzeniem zarówno baterii, jak i przekształtnika.

***Opóźnienie podstawowej harmonicznej prądu sieci*** zwiększa moc bierną pobieraną z sieci (przy tej samej wartości przekazywanej mocy czynnej), a tym samym także pobieraną moc pozorną; obniża to współczynnik mocy układu (węzła sieci) i powoduje wzrost strat przesyłu energii.

Oddziaływanie przekształtników na sieć wzrasta ze zwiększaniem mocy przekształtnika (w stosunku do mocy zwarciowej sieci) i w rozwiązaniach przemysłowych wymaga uwzględnienia już na etapie ich projektowania.

# KOMPENSACJA ODDZIAŁYWANIA PRZEKSZTAŁTNIKÓW NA SIĘĆ

## KLASYFIKACJA METOD KOMPENSACJI

Gdy praca przekształtnika (częściej grupy przekształtników) powoduje nadmierne odkształcenie napięcia sieci lub pobór zbyt dużej mocy biernej (obniżenie współczynnika mocy poniżej wartości określonej przepisami), należy stosować środki ograniczające oddziaływanie przekształtnika na sieć. Dzieli się one na dwie grupy: naturalne i sztuczne.

*Naturalne metody kompensacji* polegają na racjonalnym wyborze układu i parametrów obwodu głównego oraz najwłaściwszego – dla konkretnego rozwiązania – sposobu (algorytmu) sterowania zaworów. Należą do nich:

- poprawny (bez nadmiernego zapasu) dobór mocy transformatora sieciowego, a gdy jest to możliwe – transformatora z zaczepami do zmiany przekładni; przewymiarowany transformator obciąża sieć zwiększoną mocą bierną;
- układy sterowane niesymetrycznie;
- przekształtniki złożone (szeregowe) o sekwencyjnym sterowaniu grup komutacyjnych zaworów – racjonalne szczególnie dla układów średniej i dużej mocy (zob. rozdz. 5);
- układy o odcięciu zerowym, tj. mostki półsterowane i układy z diodą zerową, gdy odbiornik nie wymaga pracy falownikowej;
- specjalne algorytmy sterowania zaworów przekształtnika,
- przekształtniki o komutacji wewnętrznej, głównie z tyrystorami wyłączalnymi i tranzystorami mocy, przede wszystkim do układów mniejszej mocy (niższe dotychczas parametry napięciowe i prądowe tych zaworów).

*Sztuczne metody kompensacji* wymagają instalowania dodatkowych urządzeń kompensujących moc bierną, filtrujących harmoniczne prądu przekształtnika lub spełniających łącznie obie funkcje; ostatnie są nazywane urządzeniami (układami) kompensująco-filtrującymi. Do sztucznych metod kompensacji zalicza się:

- kompensatory kondensatorowe (tzw. statyczne),
- filtry i układy kompensująco-filtrujące  $LC$ ,
- kompensatory wirujące z energoelektronicznymi układami wzbudzenia,
- energoelektroniczne kompensatory mocy biernej,
- energoelektroniczne kompensatory mocy odkształcenia, nazywane także filtrami aktywnymi.

Zagadnienia oddziaływania przekształtników półprzewodnikowych na sieć i układów kompensująco-filtrujących leżą na pograniczu energoelektroniki i elektronenergetyki. Ich ranga ciągle wzrasta wraz ze zwiększaniem liczby i mocy jednostkowej instalowanych przekształtników, których praca coraz bardziej pogarsza wskaźniki jakości energii elektrycznej.

## NATURALNE METODY KOMPENSACJI

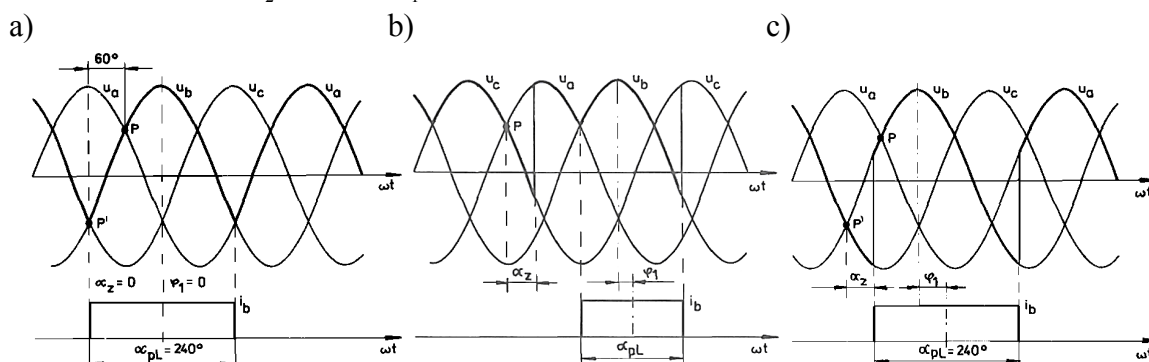
### UKŁADY STEROWANE NIESYMETRYCZNIE

Naturalne metody kompensacji są prostsze i zazwyczaj tańsze w realizacji, stąd należy je stosować w pierwszej kolejności.

Sterowanie niesymetryczne przekształtnika polega na załączaniu kolejnych tyrystorów (lub grup komutacyjnych) z niejednakowymi wartościami kątów  $\alpha_{z1} \neq \alpha_{z2}$ . Jedną z moż-



liwości takiego sterowania, przykładowo dla trójfazowego układu 3T, przedstawiono na rysunku 7.22. Przy regulacji napięcia wyprostowanego w przedziale  $0 \leq U_d \leq 0,5U_{d0}$  załączany jest co drugi tyrystor z kątem opóźnienia  $0 \leq \alpha_z \leq 60^\circ$ . Wskutek tego zostaje przyspieszony o kąt  $60^\circ$  punkt komutacji swobodnej (z pkt. P do pkt. P', rys. 7.22a i b). Kąt przewodzenia prądu sieci  $\alpha_{pL} = 240^\circ$ . Układ zachowuje się jak układ 1-pulsowy. Opóźnienie prądu względem napięcia sieci jest mniejsze niż przy symetrycznym sterowaniu takiego układu (dla  $\alpha_z = 0$  kąt  $\varphi_1 = 0$ ).



Rys. 7.22. Przebiegi napięcia wyprostowanego i prądu sieci ( $\mu = 0$ ) przy sterowaniu niesymetrycznym układu 3T obciążonego  $L \rightarrow \infty$ : a, b) w zakresie  $0 \leq U_d \leq 0,5U_{d0}$ ; c) w zakresie  $0,5U_{d0} \leq U_d \leq U_{d0}$

Przy regulacji napięcia w przedziale  $0,5U_{d0} \leq U_d \leq U_{d0}$  (rys. 7.22c) co drugi tyrystor jest wysterowany z kątem  $\alpha_z$ , a co drugi przejmuje przewodzenie w punkcie komutacji swobodnej P. Sposób ten zmniejsza jednocześnie moc bierną pobieraną z sieci.

Sterowanie takie ma jednak liczne wady, m. in. wytwarza składową przemienną niskiej częstotliwości (trudniejszą do odfiltrowania) w prądzie obciążenia oraz harmoniczne prądu sieci o częstotliwościach niższych od częstotliwości sieci (podharmoniczne). Dlatego nie znajduje szerszego stosowania.

## UKŁADY STEROWANE SEKWENCYJNIE

Sterowanie sekwencyjne jest szczególnym przypadkiem sterowania niesymetrycznego. Może być stosowane zarówno w 1-fazowych i 3-fazowych układach mostkowych, jak i w układach szeregowych złożonych z dwóch lub kilku układów składowych.

### Mostek (2T-2T) sterowany sekwencyjnie

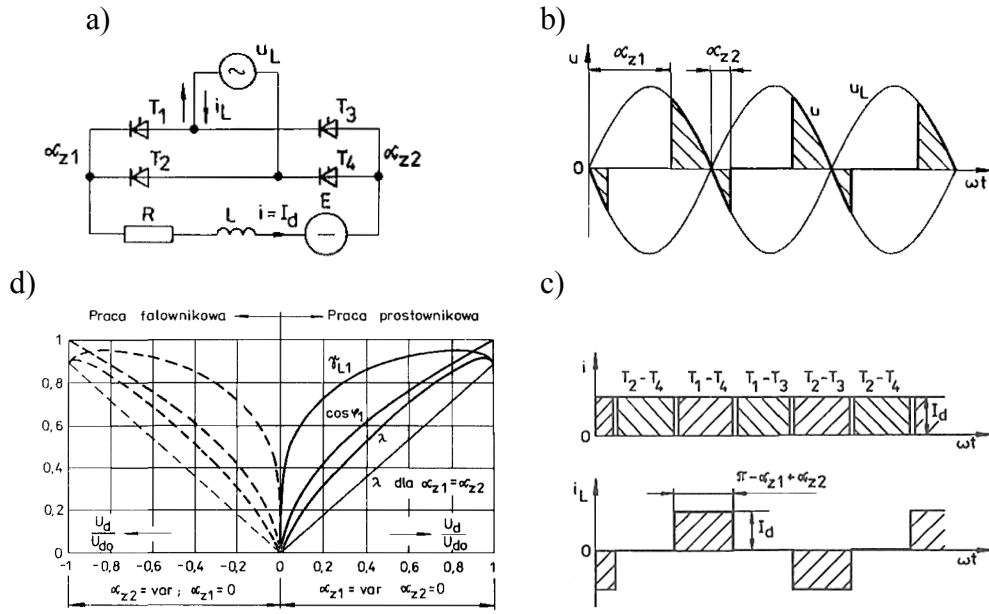
Przebiegi napięcia wyjściowego oraz prądów zaworów i sieci mostka (2T-2T), obciążonego  $L \rightarrow \infty$ , sterowanego sekwencyjnie, pokazano (dla  $\mu = 0$ ) na rysunku 7.23. W pracy prostownikowej regulowany jest kąt załączenia tyrystorów (T1,T2) grupy katodowej  $\alpha_{z1} = \text{var}$ , przy stałym kącie załączenia tyrystorów (T3,T4) grupy anodowej  $\alpha_{z2} = 0 = \text{const}$ , natomiast w pracy falownikowej odwrotnie – zmieniany jest  $\alpha_{z2} = \text{var}$  przy  $\alpha_{z1} = 0 = \text{const}$ .

Wartość średnią napięcia wyjściowego opisuje wzór:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha_{z1}}^{\pi + \alpha_{z2}} U_{2m} \sin \omega t d(\omega t) = U_{d0} \frac{\cos \alpha_{z1} + \cos \alpha_{z2}}{2} \quad (7.46)$$

gdzie wartość maksymalna dla  $\alpha_{z1} = \alpha_{z2} = 0$  jest taka sama jak przy sterowaniu syme-

trycznym mostka  $U_{d0} = U_{2m} / \pi$ .



Rys. 7.23. Mostek (2T-2T) obciążony  $L \rightarrow \infty$ , sterowany sekwencyjnie: a) schemat, b) przebieg napięcia wyjściowego (dla  $\mu = 0$ ), c) przebiegi prądów zaworów i prądu sieci, d) zależność współczynników: odkształcenia  $\gamma_{L1}$ , przesunięcia  $\cos \varphi_1$ , mocy  $\lambda$  – w funkcji wartości średniej napięcia wyprostowanego

Równanie charakterystyki regulacyjnej ( $U_d / U_{d0}$  bywa nieraz nazywane także głębokością regulacji napięcia) ma postać:

$$\frac{U_d}{U_{d0}} = U_d^w = \frac{\cos \alpha_{z1} + \cos \alpha_{z2}}{2} \quad (7.47)$$

Moc czynna pobierana z sieci (przy założeniu  $U_L = U_{L1}$ ):

$$P_L = P_{d0} \frac{\cos \alpha_{z1} + \cos \alpha_{z2}}{2} \quad (7.48)$$

a moc bierna podstawowej harmonicznej:

$$Q_{L1} = P_{d0} \frac{\sin \alpha_{z1} + \sin \alpha_{z2}}{2} \quad (7.49)$$

Współczynnik przesunięcia fazowego wyraża zależność:

$$\cos \varphi_1 = \cos \frac{\alpha_{z1} + \alpha_{z2}}{2} \quad (5.50)$$

Wartość skuteczna prądu sieci:

$$I_L = I_d \sqrt{1 - \frac{\alpha_{z1} - \alpha_{z2}}{\pi}} \quad (7.51)$$

a jego podstawowa harmoniczna:

$$I_{L1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_d \cos \frac{\alpha_{z1} - \alpha_{z2}}{2} \quad (7.52)$$

Na podstawie (7.51) i (7.52) współczynnik odkształcenia prądu sieci:

$$\gamma_{L1} = \frac{I_{L1}}{I_L} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{\cos \frac{\alpha_{z1} - \alpha_{z2}}{2}}{\sqrt{1 - \frac{\alpha_{z1} - \alpha_{z2}}{\pi}}} \quad (7.53)$$

i ostatecznie współczynnik mocy mostka (2T-2T) sterowanego sekwencyjnie wyraża wzór:

$$\lambda = \gamma_{L1} \cos \varphi_1 = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{\cos \alpha_{z1} + \cos \alpha_{z2}}{\sqrt{1 - \frac{\alpha_{z1} - \alpha_{z2}}{\pi}}} \quad (7.54)$$

Zależności  $\gamma_{L1}$ ,  $\cos \varphi_1$ ,  $\lambda$  jako funkcje  $U_d/U_{d0}$  w pełnym zakresie regulacji kątów  $\alpha_{z1}$  i  $\alpha_{z2}$  przedstawiono na rysunku 7.23d; dla porównania naniesiono także (cieńszymi liniami) zależność  $\lambda$  tego mostka sterowanego symetrycznie. Widać, że sterowanie sekwencyjne zwiększa współczynnik mocy o ok. 0,15-0,2 w szerokim zakresie regulacji napięcia  $U_d$ . Należy zauważyć, że taki sam wykres  $\lambda$  ma mostek dwupulsowy o odcięciu zerowym.

### **Mostek (3T-3T) sterowany sekwencyjnie**

Schemat oraz przebiegi napięcia i prądów przy sterowaniu sekwencyjnym grup komutacyjnych (T1,T2,T3) i (T4,T5,T6) mostka (3T-3T) obciążonego  $L \rightarrow \infty$  pokazano (dla  $\mu = 0$ ) na rysunku 7.24. Zależnie od wartości różnicy kątów załączania obu grup mostek pracuje w dwóch zasadniczo różnych podzakresach. Gdy  $|\alpha_{z1} - \alpha_{z2}| < \pi/3$ , to każda grupa pracuje niezależnie, natomiast gdy  $|\alpha_{z1} - \alpha_{z2}| > \pi/3$ , wówczas odnośne zawory obu grup tworzą gałąź zerową, a praca mostka odpowiada pracy mostka z diodą zerową (dioda rozpoczyna przewodzenie także w chwili  $\alpha_z = \pi/3$ ).

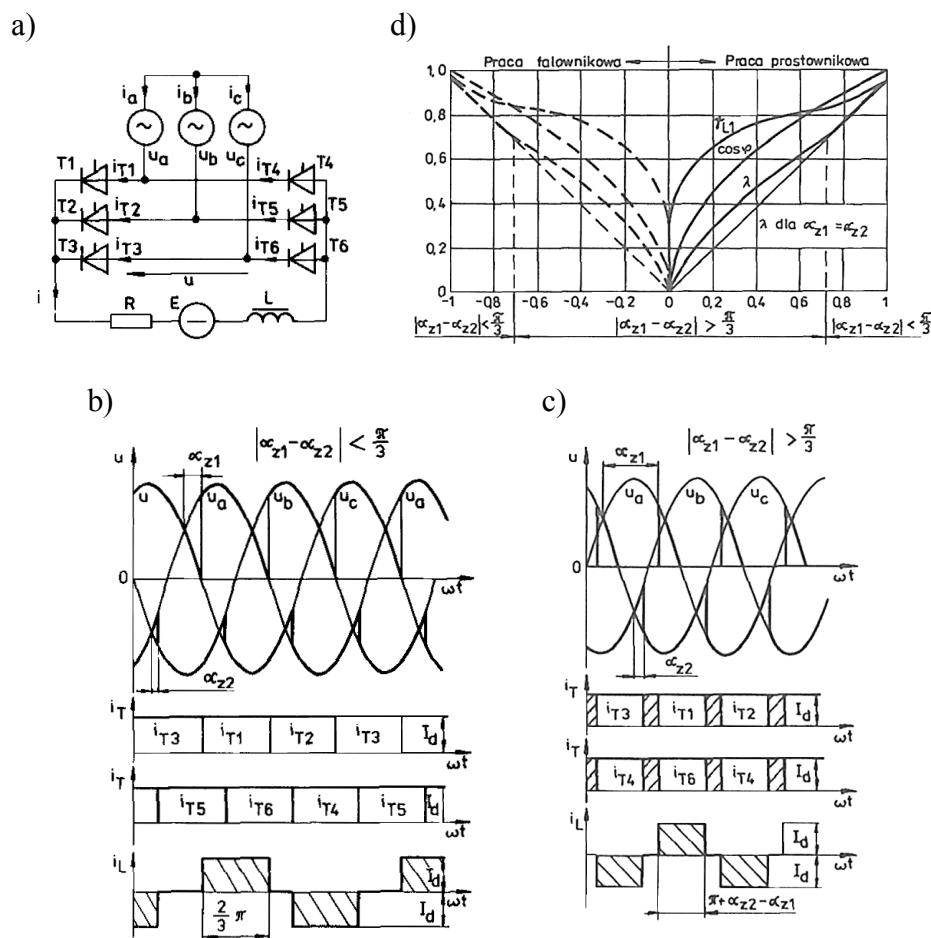
**Tablica 7.3**

**Zależności opisujące moce składowe i wskaźniki energetyczne mostka (3T-3T), obciążonego  $L \rightarrow \infty$ , sterowanego sekwencyjnie dla komutacji natychmiastowej**

WIELKOŚĆ	STEROWANIE SEKWENCYJNE		STEROWANIE SYMETRYCZNE
	$ \alpha_{z1} - \alpha_{z2}  < \pi/3$	$ \alpha_{z1} - \alpha_{z2}  > \pi/3$	$\alpha_{z1} = \alpha_{z2}$
$U_d/U_{d0}$	$\frac{\cos \alpha_{z1} + \cos \alpha_{z2}}{2}$		$\cos \alpha_z$
$P_L$	$P_{d0} \frac{\cos \alpha_{z1} + \cos \alpha_{z2}}{2}$		$P_{d0} \cos \alpha_z$
$Q_{L1}$	$P_{d0} \frac{\sin \alpha_{z1} + \sin \alpha_{z2}}{2}$		$P_{d0} \sin \alpha_z$
$\cos \varphi_1$	$\cos \frac{\alpha_{z1} - \alpha_{z2}}{2}$		$\cos \alpha_z$
$I_{L1}$	$\frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \cos \frac{\alpha_{z1} - \alpha_{z2}}{2}$		$\frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d$
$I_L$	$\sqrt{\frac{2}{3}} I_d$	$I_d \sqrt{1 - \frac{\alpha_{z1} - \alpha_{z2}}{\pi}}$	$\sqrt{\frac{2}{3}} I_d$
$\gamma_{L1}$	$\frac{3}{\pi} \cos \frac{\alpha_{z1} - \alpha_{z2}}{2}$	$\frac{\sqrt{6}}{\pi} \frac{\cos \frac{\alpha_{z1} - \alpha_{z2}}{2}}{\sqrt{1 - \frac{\alpha_{z1} - \alpha_{z2}}{\pi}}}$	$\frac{3}{\pi}$
$\lambda$	$\frac{3}{\pi} \frac{\cos \alpha_{z1} + \cos \alpha_{z2}}{2}$	$\frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{\cos \alpha_{z1} + \cos \alpha_{z2}}{\sqrt{1 - \frac{ \alpha_{z1} - \alpha_{z2} }{\pi}}}$	$\frac{3}{\pi} \cos \alpha_z$

Wzory na niektóre wskaźniki opisujące mostek (3T-3T) sterowany sekwencyjnie mają

więc różną postać w obu podzakresach regulacji. Wyprowadza się je podobnie jak dla mostka (2T-2T) – zob. tablica 7.3. Dla porównania zamieszczono także wzory dla tego mostka przy sterowaniu symetrycznym ( $\alpha_{z1} = \alpha_{z2}$ ). Ilustracją graficzną zestawionych zależności są wykresy na rysunku 7.24d. Widać, że wypadkowy współczynnik mocy  $\lambda$  jest większy tylko w przedziale  $|\alpha_{z1} - \alpha_{z2}| > \pi/3$ . Zwiększenie to nie jest jednak tak znaczne jak w mostku dwupulsowym (rys. 7.23d).



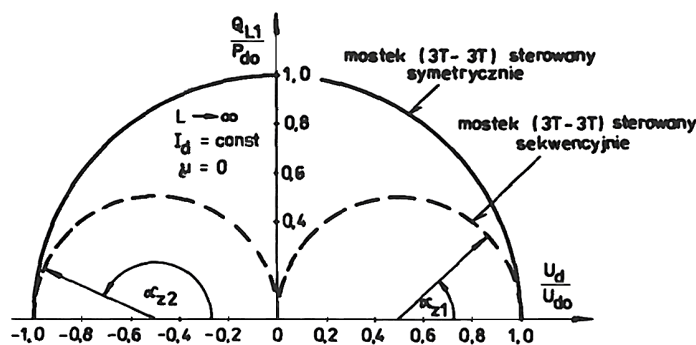
Rys. 7.24. Mostek (3T-3T) obciążony  $L \rightarrow \infty$ , sterowany sekwencyjnie: a) schemat, b) przebiegi napięcia i prądów dla  $|\alpha_{z1} - \alpha_{z2}| < \pi/3$ , c) przebiegi napięcia i prądów dla  $|\alpha_{z1} - \alpha_{z2}| > \pi/3$ , d) zależność współczynników: odkształcenia  $\gamma_{L1}$ , przesunięcia  $\cos \varphi_1$ , mocy  $\lambda$  – w funkcji wartości średniej napięcia wyprostowanego

Bilans mocy tak sterowanego mostka, podobnie jak mostka sterowanego symetrycznie (rys. 7.17), przedstawia wykres kołowy mocy. Równanie okręgu (7.35), po podstawieniu zależności z tablicy 7.3 oraz  $I_d = const$ , dla sterowania sekwencyjnego przyjmuje postać:

$$\left(\frac{Q_{L1}}{P_{d0}}\right)^2 + \left(\frac{U_d}{U_{d0}} \mp \frac{1}{2}\right)^2 = \frac{1}{4} \quad (7.55)$$

co ilustruje rysunek 7.25. Z wykresu widać że mostek sterowany sekwencyjnie pobiera z sieci moc bierną dwukrotnie mniejszą (dla  $\mu = 0$ ) niż przy sterowaniu symetrycznym. W pracy układów rzeczywistych zmniejszenie to nie jest aż dwukrotne, ponieważ należy ograniczyć (ze względu na bezpieczną pracę falownikową) górną wartość kąta załączania do poziomu  $\alpha_{z\max} = \pi - \beta_{\min}$ , a nieraz uwzględnić także moc magnesowania transformato-

ra. Widać także, że przy sterowaniu symetrycznym maksymalna moc bierna (odpowiadająca  $\alpha_z = 90^\circ$ ) jest pobierana przy napięciu wyjściowym  $U_d = 0$ , przy którym załączane są odbiorniki (np. silniki) pobierające zwiększony (często kilkakrotnie) prąd rozruchowy. Jednoczesne wystąpienie obu tych przyczyn powoduje udarowe obciążenie sieci dużą mocą bierną. Natomiast przy sterowaniu sekwencyjnym wartości  $U_d = 0$ , czyli rozruchowi odbiornika, odpowiada najmniejszy pobór mocy biernej; obie przyczyny zostały więc w sposób naturalny przesunięte w czasie, co wydatnie łagodzi obciążenie sieci mocą bierną.



Rys. 7.25. Wykres mocy 3-fazowego mostka prostownikowego dla  $\mu = 0$  przy sterowaniu symetrycznym (linia ciągła) i sekwencyjnym (linia przerywana)

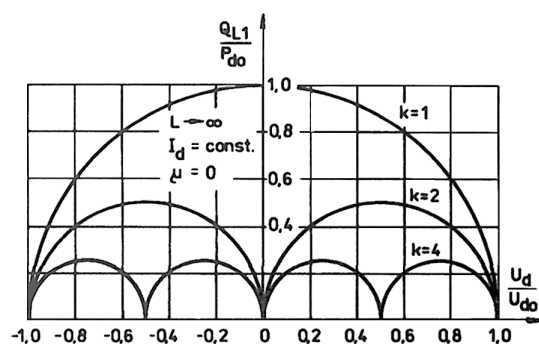
Należy jednak mieć na uwadze, że mostek (3T-3T) sterowany sekwencyjnie wykazuje (względem sieci i odbiornika) cechy układu trójpulsowego. Zatem zgodnie ze wzorem (7.3) pobiera z sieci – poza harmonicznymi nieparzystymi, jak przy sterowaniu symetrycznym – dodatkowo także harmoniczne parzyste rzędu 2, 4, 8, 10....; szczególnie dwie początkowe, o dużych amplitudach  $I_{L1}/2$ ,  $I_{L1}/4$  i niskich częstotliwościach, są trudne do odfiltrowania.

Szczególnym, często wykorzystywanym przypadkiem sekwencyjnego sterowania mostka 3-fazowego jest mostek półsterowany (3T-3D).

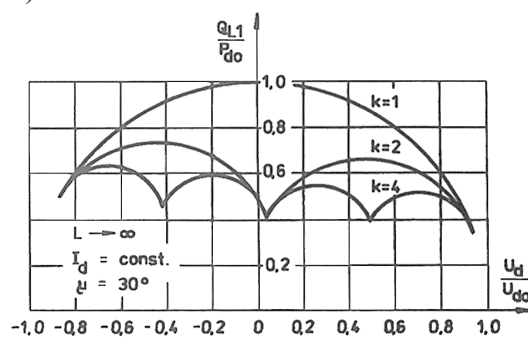
### Układy złożone sterowane sekwencyjnie

Budowę, działanie i właściwości układów złożonych omówiono w rozdziale 5. Sekwencyjnie można sterować tylko układy szeregowo dwóch lub kilku jednostek składowych, którymi zazwyczaj są mostki (3T-3T). Zasada sterowania sekwencyjnego i sposób wyrowadzenia wzorów na moce i wskaźniki energetyczne układu są takie same jak dla omówionych wcześniej układów mostkowych. Dla układu złożonego z dwóch jednostek obowiązują również te same (w wartościach względnych) wykresy mocy (rys. 7.25).

a)



b)



Rys. 7.26. Wykres mocy układu prostownikowego złożonego z czterech jednostek:

a) dla komutacji natychmiastowej, b) dla  $\mu = 30^\circ$

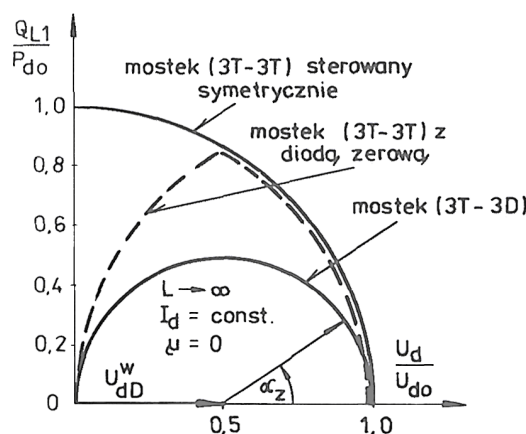
Poza redukcją mocy biernej sterowanie sekwencyjne zmniejsza także zawartość harmonicznych w prądzie sieci. Zmniejszenie to jest funkcją kąta  $\alpha_z$ .

W praktyce stosuje się układy szeregowo złożone maksymalnie z czterech mostków (3T-3T). Wykres mocy takiego układu przy założeniu komutacji natychmiastowej  $\mu = 0$  oraz dla  $\mu = 30^\circ$  ilustruje rysunek 7.26.

Komutacja zmniejsza teoretyczną korzyść sterowania sekwencyjnego, gdyż w każdym okresie muszą komutować zawory zarówno jednostki aktualnie sterowanej, jak i jednostek pozostałych, wysterowanych ekstremalnie. Widoczne jest jednak wyraźne zmniejszenie mocy biernej ze wzrostem liczby jednostek składowych.

## UKŁADY O ODCIĘCIU ZEROWYM

Przy obciążeniu  $R$  ich działanie jest takie samo jak bez odcięcia zerowego, natomiast przy obciążeniu  $RL$  lub  $RLE$  wykazują wiele istotnych – pod względem energetycznym – zalet, a m.in.: mniejsze odkształcenie przebiegu napięcia wyjściowego (gałąź zerowa „odcina” ujemne części przebiegów), węższy zakres impulsowego przewodzenia prądu obciążenia i lepsze jego wygładzenie w zakresie przewodzenia ciągłego, a także wyższy współczynnik mocy.



Rys. 7.27. Wykresy mocy różnych odmian 3-fazowego mostka prostownikowego dla  $\mu = 0$

Wskutek skrócenia (przy tej samej wartości  $\alpha_z$ ) i czasu przewodzenia impulsu prądu sieci z wartości  $\alpha_{pL} = \pi$  do wartości  $\alpha_{pL} = \pi - \alpha_z$  zmniejsza się o wartość  $\alpha_z/2$  kąt opóźnienia tego prądu (podstawowej harmonicznej) względem napięcia sieci, a tym samym zgodnie ze wzorem (7.38) lub (7.41) zmniejsza się kąt  $\varphi_1$ , zwiększając współczynnik przesunięcia  $\cos\varphi_1$ , a w konsekwencji współczynnik mocy  $\lambda$ .

Moc bierna pobierana z sieci przez mostki półsterowane jest teoretycznie (dla  $\mu = 0$ ) dwukrotnie mniejsza od mocy biernej odnośnych układów w pełni sterowanych. Przykładowo, dla 3-fazowego mostka półsterowanego ilustruje to wykres kołowy mocy na rysunku 7.27; gwiazda diodowa mostka nie pobiera mocy biernej, a gwiazda tyrystorowa przy  $\alpha_z = 90^\circ$  pobiera maksymalną moc bierną, równą połowie maksymalnej mocy biernej mostka (3T-3T). Na rysunku pokazano także – dla porównania – wykres mocy mostka (3T-3T) z diodą zerową.

Opis ten dotyczy także układów szeregowych złożonych z mostka sterowanego i niesterowanego lub dwóch mostków półsterowanych. W układach takich można także, podobnie jak przy sterowaniu symetrycznym układów szeregowych mostków sterowanych, popra-

wić przebieg prądu pobieranego z sieci łącząc odpowiednio uzwojenia wtórne transformatorów zasilających mostki – jedno w gwiazdę, drugie w trójkąt.

## SZTUCZNE METODY KOMPENSACJI

### KOMPENSATORY KONDENSATOROWE

Jeżeli zastosowanie naturalnych środków kompensacji jest niemożliwe lub nie daje wymaganach efektów, to stosuje się dodatkowe, sztuczne układy kompensacji. W zależności od miejsca zainstalowania w węźle sieci dzielą się one na układy: *indywidualne*, *grupowe* i *centralne*.

Do kompensacji oddziaływania przekształtników tyrystorowych najbardziej przydatne są zazwyczaj układy indywidualne, współpracujące bezpośrednio z przekształtnikami (instalowane po stronie pierwotnej lub wtórnej transformatora sieciowego). Przekształtnik wraz z poprawnie zaprojektowanym układem kompensacyjnym stanowią wówczas dla sieci odbiornik o charakterze praktycznie rezystancyjnym, pobierającym tylko moc czynną.

Do kompensacji tylko mocy biernej pobieranej przez przekształtnik można wykorzystywać dotychczas stosowane baterie kondensatorów statycznych. Należy jednak dodatkowo sprawdzić, czy przyłączenie baterii o pojemności uzasadnionej tylko względami kompensacji nie spowoduje wystąpienia *rezonansu równoległego* reaktancji pojemnościowej baterii z reaktancją indukcyjną układu zasilania (sieć, transformator, dławiki), czyli  $\nu X_L = \frac{1}{\nu} X_C$ . W gałęziach obwodu rezonansowego popłynęłyby wówczas silnie wzmocnione harmoniczne prądu o częstotliwościach bliskich rezonansowej, powodując znaczne zwiększenie spadków napięć od tych harmonicznych. W efekcie może to spowodować niedopuszczalnie duże odkształcenia przebiegu napięcia sieci.

Również efekt kompensacji mocy biernej jest wówczas ograniczony. Bateria o nieracjonalnie dobranej pojemności zmniejsza wprawdzie kąt  $\varphi_1$  opóźnienia podstawowej harmonicznej prądu sieci, lecz jednocześnie zwiększa odkształcenie tego prądu, co w rezultacie zmniejsza przyrost współczynnika mocy układu  $\lambda = \gamma_{L1} \cos \varphi_1$ .

Dobór pojemności wykluczającej powstanie rezonansu jest jednak zawsze tylko przybliżony. Zależy ona bowiem od aktualnej wartości mocy zwarciowej  $S_{LZW}$  węzła sieci ( $\nu_r = \sqrt{S_{LZW} / Q_C}$ ), która ulega znacznym zmianom wskutek przełączeń ruchowych i zmian konfiguracji systemu elektroenergetycznego.

Skutecznym rozwiązaniem problemu jest szeregowo połączenie z baterią *dławika tłumiącego* (ochronnego). Jego indukcyjność dobiera się tak, aby wykluczyć możliwość zbliżenia się do rezonansu dla wszystkich możliwych w układzie harmonicznych. Dla  $\nu = 1$  taki obwód szeregowy powinien mieć charakter pojemnościowy, dla częstotliwości wyższych rzędów – charakter indukcyjny. Przykładowo, dla mostka (3T-3T) najniższą harmoniczną jest  $\nu = 5$ , a więc częstotliwość obwodu rezonansowego: bateria kondensatorów – układ zasilania musi być mniejsza od  $5f_L$ , z czego wynika, że dla  $\nu = 1$ ,  $X_{dl} \geq 0,04X_C$ . Z drugiej strony reaktancją  $X_{dl}$  nie może być zbyt duża, gdyż zmniejsza to skuteczność działania baterii, a także zwiększa napięcie na kondensatorach.

### FILTRY I UKŁADY KOMPENSUJĄCO-FILTRUJĄCE LC

Jeżeli parametry obwodu bateria kondensatorów-dławik zostaną dobrane z warunku rezonansu szeregowego dla określonej harmonicznej prądu przekształtnika, czyli spełniają warunek:

$$\frac{1}{L_F C_F} = \omega_r^2 = 4\pi^2 (v_r f_L)^2 \quad (7.56)$$

to obwód taki (przyłączony równolegle do przekształtnika) spełnia rolę **filtru rezonansowego** tej harmonicznej (jego skuteczność zależy także od rezystancji  $R_F$ ). Dla założenia, że  $R_F = 0$ , reaktancja filtra  $v$ -tej harmonicznej:

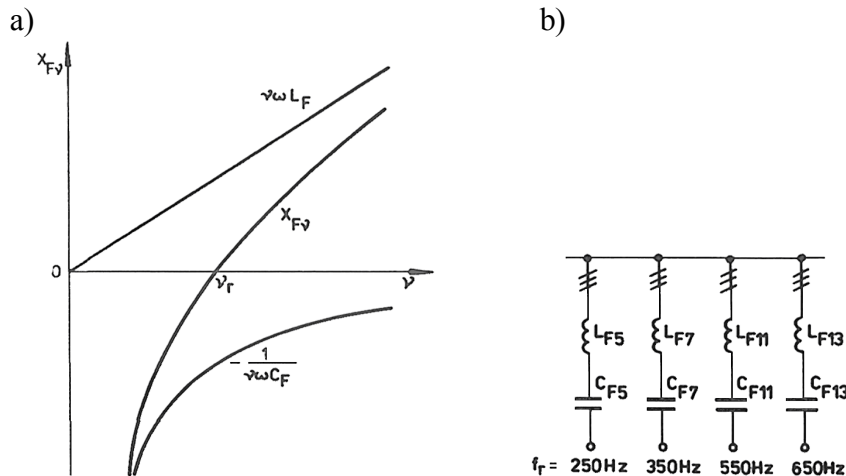
$$X_{Fv} = v\omega L_F - \frac{1}{v\omega C_F} \quad (7.57)$$

co ilustruje rysunek 7.30a. Widać, że dla harmonicznej o częstotliwości rezonansowej  $v_r$  jest ona równa zero; filtr stanowi dla niej praktycznie zwarcie, czyli prąd tej harmonicznej jest przez filtr zwierany (nie płynie do sieci). Dla harmonicznych niższego rzędu (a więc i podstawowej) filtr ma charakter pojemnościowy, czyli zmniejsza (kompensuje) prąd bierny tych harmonicznych, a dla harmonicznych wyższego rzędu – charakter indukcyjny.

Filtr działa tym skuteczniej, im większa jest indukcyjność źródła zasilania (mniejsza moc zwarciowa), co wyraża wzór:

$$\frac{I_{Fv}}{I_v} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{L_L}{R_F \sqrt{L_F C_F}}}} \quad (7.58)$$

Dlatego korzystniej jest instalować go po stronie wtórnej transformatora ( $L_L + L_{Tr}$ ), chociaż powoduje to określony wzrost napięcia na zaworach.



Rys. 7.30. Filtry LC harmonicznych prądu przekształtnika: a) charakterystyka reaktancji filtra, b) filtry harmonicznych prądu mostka (3T-3T)

Filtr usztywnia charakterystykę zewnętrzną i wyraźnie zmniejsza  $\gamma_{Lv}$  w całym zakresie zmian obciążenia, lecz jednocześnie zwiększa  $\gamma_{2v}$  i wartość napięcia na zaworach.

Z przedstawionego działania filtra wynika, że gdy dobierze się odpowiednio większą moc baterii kondensatorów, szeregowy obwód rezonansowy LC może pełnić jednocześnie dwie funkcje: filtru wyższej harmonicznej prądu przekształtnika i kompensatora mocy biernej jego harmonicznej podstawowej; nazywany jest wówczas **układem kompensująco-filtrującym**. Zazwyczaj wystarcza przyjęcie napięcia baterii większego o ok. (20-25)% od napięcia znamionowego sieci i przewymiarowanie prądowe baterii o ok. (50-80)%. Charakterystyka dławika filtru powinna być liniowa, stąd stosuje się na ogół dławiki powietrzne.

Liczba instalowanych filtrów (filtrowanych harmonicznych prądu) zależy od stopnia odkształcenia napięcia sieci powodowanego pracą przekształtnika. Filtrowanie rozpoczyna się zawsze od **harmonicznej najniższego rzędu**. Dla mostka (3T-3T) wystarczające jest fil-



trowanie zazwyczaj dwóch, tj. 5. i 7., lub czterech, tj. 5., 7., 11. i 13., początkowych harmonicznych, co pokazano na rysunku 7.30b. Niedopuszczalne jest filtrowanie harmonicznych wyższych rzędów z pominięciem harmonicznych niższych rzędów, ponieważ filtry wyższych częstotliwości mają charakter pojemnościowy dla niższych częstotliwości i mogą je niebezpiecznie wzmacniać.

Układy kompensująco-filtrujące mają wiele istotnych zalet, w tym m.in.: możliwość instalowania w dowolnym punkcie węzła sieci, łatwość rozbudowy (dołączania kolejnych baterii), małe straty mocy czynnej oraz prosty montaż i niskie koszty inwestycyjne, a także eksploatacyjne. Dlatego spośród sztucznych środków kompensacji znajdują najczęstsze zastosowanie zarówno do kompensacji statycznej, jak i przy szybko zmieniających się w szerokim zakresie obciążeniach mocą bierną (kompensacja nadążna). Należy je wówczas wyposażyć w szybkie łączniki, zazwyczaj tyrystorowe do załączania i odłączania sekcji baterii.

### KOMPENSATORY WIRUJĄCE

Maszyna synchroniczna wyposażona w szybką regulację wzbudzenia (wzbudnicę energoelektroniczną) jest skutecznym środkiem kompensacji mocy biernej i jednocześnie stabilizacji wartości napięcia sieci zasilającej przekształtnik tyrystorowy. Funkcje te spełnia dobrze także przy udarowych i częstych zmianach prądu obciążenia i kąta wysterowania. W przypadku współpracy szczególnie z przekształtnikami nawrotnymi kompensatory wirujące muszą mieć **dużą przeciążalność** (sięgającą 300%) i możliwość **silnego forsowania wzbudzenia** (do 1000% wartości znamionowej). Są stosowane do przekształtników dużej mocy, szczególnie zaś do większej liczby przekształtników zainstalowanych w jednym węźle sieci (kompensacja grupowa). W porównaniu z kompensatorami kondensatorowymi są jednak znacznie droższe i cechują się większymi stratami mocy.