

SKRYPTY DLA SZKÓŁ WYŻSZYCH

POLITECHNIKA ŁÓDZKA

MICHAŁ JABŁOŃSKI

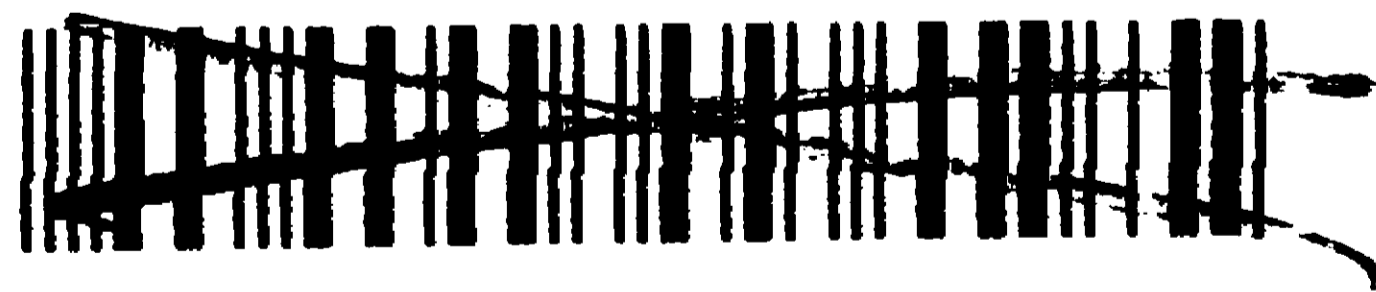
PRZEKSZTAŁNIKI

ZAGADNIENIA TEORII OBWODU

Część I

BIBLIOTEKA GŁÓWNA
POLITECHNIKA ŁÓDZKA

38927/S

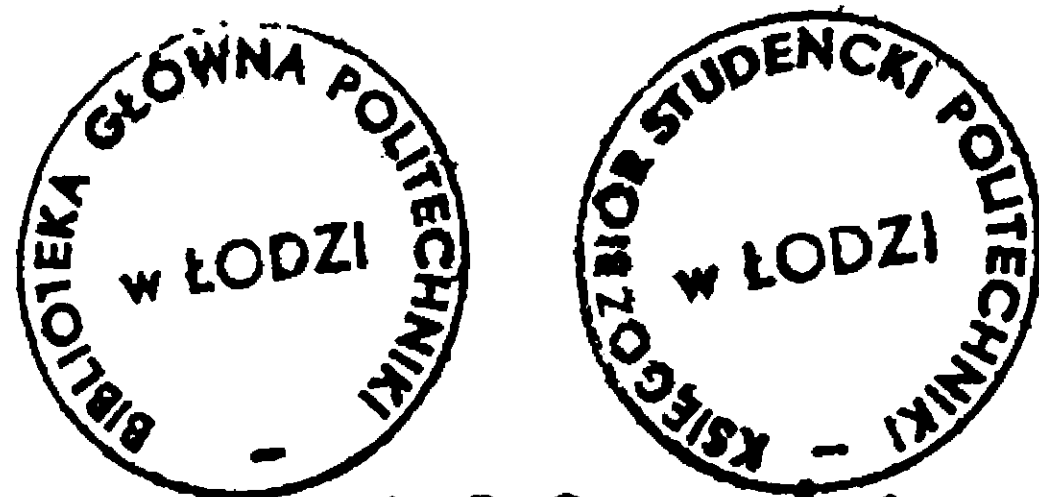


000-038927-01-0

ŁÓDŹ 1976

NAKŁADEM POLITECHNIKI ŁÓDZKIEJ





3-38927/54

Skrypt jest przeznaczony dla studentów IV roku
Wydziału Elektrycznego

Redaktor: Monika Marciniak

REDAKCJA WYDAWNICTW NAUKOWYCH POLITECHNIKI ŁÓDZKIEJ
Łódź, ul. Worcella 6/8

Nakład 600+25 egz. Ark. wyd. 10,3. Ark. druk. 14,25. Papier offset. kl. V, 70 g, 61×86.
Druk ukończona w marcu 1976 r. Zamówienie 17/76. U-4. Cena zł 13,-
Zakład Małej Poligrafii PL, Łódź, ul. Worcella 6/8



SPIS RZECZY

Przedmowa	7
Wykaz oznaczeń	8
1. Wstęp	12
1.1. Definicja przekształtnika	12
1.2. Zawór elektryczny	12
1.3. Podział i zastosowanie przekształtników	13
1.4. Zasady budowy zespołu przekształtnikowego	14
2. Teoria obwodu prostownikowego przy komutacji naturalnej natychmiastowej	19
2.1. Rozważania podstawowe dla komutacji swobodnej	19
2.2. Układ jednokierunkowy nie sterowany przy $m_1 = m_2 = m = 1$	21
2.2.1. Przypadek odbiornika RL	21
2.2.2. Przypadek odbiornika RLE	31
2.2.3. Zastosowanie diody zerowej, czyli rozładowującej	32
2.3. Układ jednokierunkowy przy $m = 1$ z zaworem sterowanym	33
2.4. Układy jednokierunkowe nie sterowane przy $m > 1$	37
2.4.1. Przebieg napięcia wyprostowanego przy użyciu transformatora idealnego	37
2.4.2. Przebiegi prądów przy użyciu transformatora idealnego	43
2.4.3. Zagadnienie wzbudzania rdzenia układów jednokierunkowych z $m_2 = 3$	53
2.4.4. Układy o jednej grupie komutacyjnej pozwalające uzyskać liczbę faz $m_2 > 3$	58

2.4.5. Zagadnienie pulsacji prądu zasilającego . . .	66
2.5. Układy jednokierunkowe gwiazdowe sterowane . . .	69
2.5.1. Przebieg napięcia	69
2.5.2. Przebieg i przesunięcie fazowe prądów przy stosowaniu zaworów sterowanych	77
3. Komutacja naturalna układów jednokierunkowych	85
3.1. Wpływ impedancji podłużnej układu na przebieg ko- mutacji naturalnej	85
3.2. Komutacja swobodna i komutacja opóźniona	92
3.3. Analiza napięć podczas komutacji; pole komutacji .	95
3.4. Wartość napięcia wyprostowanego	100
3.5. Charakterystyka zewnętrzna układów jednokierunko- wych	104
3.6. Wpływ komutacji na wartość skuteczną prądu wtór- nego i jego harmoniczne	108
3.7. Wpływ komutacji na kształt i wartość skuteczną prą- du pierwotnego i sieciowego	110
3.8. Komutacja wielozaworowa i stan zwarcia ustalonego	113
3.9. Komutacja w układach z diodą zerową	123
3.10. Stan zwarcia udarowego zacisków prądu stałego .	125
3.11. Regulacja napięcia wyprostowanego układów z dio- dami nie sterowanymi przez regulację kąta ko- mutacji	126
3.12. Przepięcia komutacyjne i ich ograniczanie	129
4. Układy jednokierunkowe z liczbą grup komutacyjnych większą od jedności	137
4.1. Definicja pojęcia grup komutacyjnych	137
4.2. Układ dwóch gwiazd trójfazowych o dławiku wyrów- nawczym (dwie równoległe grupy komutacyjne) . . .	138
4.2.1. Analiza pracy układu	138
4.2.2. Parametry dławika wyrównawczego	146

4.2.3. Charakterystyka zewnętrzna układu o dławiku wyrównawczym	153
4.2.4. Wstępne wzbudzenie dławika	155
4.3. Układ czterech gwiazd trójfazowych o dławikach wyrównawczych	157
4.4. Uzyskiwanie dużej liczby m_2 przy użyciu kilku transformatorów	158
4.5. Układy z większą od jednościi liczbą szeregowych grup komutacyjnych	160
5. Teoria układów mostkowych	162
5.1. Zasada działania układów mostkowych	162
5.2. Mostek jednofazowy	164
5.2.1. Układ nie sterowany z 4 diodami (4D)	164
5.2.2. Układ sterowany (4T)	172
5.2.3. Układ półsterowany (2T - 2D)	174
5.3. Mostek trójfazowy prosty	177
5.3.1. Mostek trójfazowy nie sterowany (6D)	177
5.3.2. Mostek trójfazowy sterowany (6T)	190
5.3.3. Mostek trójfazowy półsterowany (3T - 3D)	195
5.4. Mostek trójfazowy podwójny	200
5.4.1. Mostek trójfazowy podwójny bez dławika wyrównawczego	200
5.4.2. Mostek podwójny o dławiku wyrównawczym	204
5.4.3. Mostek podwójny w układzie szeregowym	207
6. Falowniki zależne	210
6.1. Zasada działania falownika sieciowzbudnego	210
6.2. Zakres pracy falownika; komutacja; przewrót	213
6.3. Charakterystyka zewnętrzna falownika przy wygładzonym prądzie	217
6.3.1. Falownik trójfazowy, jednokierunkowy	217

6.3.2. Falownik w układzie sześciopulsowym jedno- kierunkowym (Υ^* lub Δ^*)	219
6.3.3. Falownik w układzie mostkowym prostym . .	221
6.4. Praca falownika przy niewygładzonym prądzie . . .	223
6.5. Praca falownika wzbudzanego kompensatorem i fil- trami	224

PRZEDMOWA

Skrypt niniejszy jest przeznaczony dla studentów IV i V roku Wydziału Elektrycznego Studium Dziennego słuchających przedmiotu "Przekształtniki" i odrabiających z tego przedmiotu ćwiczenia i laboratoria, jak również dla Studium Wieczorowego - - Specjalność "Maszyny Elektryczne" jako podręcznik z przedmiotu "Przekształtniki". Skrypt dotyczy w zasadzie przekształtników z komutacją naturalną; układy z komutacją wymuszoną będą objęte osobnym podręcznikiem.

Niniejszy podręcznik podzielono na dwie części. Pierwsza dotyczy podstawowej teorii działania układów prostownikowych i falownikowych, druga natomiast obejmuje układy złożone, także niektóre wybrane układy z komutacją wymuszoną oraz sposoby obliczania elementów obwodu.

Całość opracowania może być przydatna nie tylko studentom, lecz także inżynierom, którzy mają do czynienia z przekształtnikami energetycznymi.

Pragnę serdecznie podziękować wszystkim, którzy pomagali w tworzeniu tego podręcznika. Szczególne wyrazy wdzięczności należą się dr inż. Andrzejowi Ławnickiemu ("Elta" Dział Przekształtników), który współdziałał ze mną przy opracowywaniu poszczególnych fragmentów, a także przygotował do druku rysunki, oraz żonie mojej mgr inż. Halinie Jabłońskiej za wielką pomoc w przygotowaniu całości materiału wydawniczego. Dziękuję również opiniodawcy doc. dr J. Lucińskiemu za szereg cennych uwag, które wykorzystałem w pracy.

Autor



WYKAZ OZNACZEŃ

1. SYMBOLE GŁÓWNE, LITERY ŁACIŃSKIE

- A, B, C - oznaczenie zacisków fazowych lub faz,
a, b, c
A - stała całkowania,
A, B, C - stałe współczynniki w równaniach (np. A_R , A_C ; B_R ; B_C);
B - indukcja; B_m - maksymalna; B_{mn} - maksymalna znamionowa,
C - pojemność,
D - symbol diody nie sterowanej,
E, e - siła elektromotoryczna, wartość skuteczna i chwilowa,
f - częstotliwość; f_{odb} - . . . podstawowa składowej przemiennej napięcia wyprostowanego,
g - liczba grup komutacyjnych,
I, i - prąd, wartość skuteczna i chwilowa
 i_r - prąd, wartość względna odniesiona do prądu znamionowego,
 \tilde{I} - prąd, wartość skuteczna składowej przemiennej,
 I_s - prąd, składowa stała; $I_{s\ kr}$ - . . . wartość krytyczna;
- I_{sg} - . . . w grupie komutacyjnej,
k - współczynnik w równaniu,
L - indukcyjność,
m - liczba faz,
n - rząd harmonicznej,
P - moc czynna,
 ΔP_u - straty obciążeniowe w %,

- Δp_{pr} - względna strata mocy na przejściu przez zawór,
 R - rezystancja,
 S - moc pozorna; S_1 ; S_2 - . . . pierwotna, wtórna; S_{tt} -
 - . . . typowa transformatora; $S_{dłt}$ - . . . dławika, typowa
 sprowadzona do transformatora dwuuzwojeniowego
 50 Hz,
 T - symbol tyrystora,
 t - czas,
 U - napięcie, wartość skuteczna,
 U_s - składowa stała napięcia wyprostowanego; U_{s0} - . . .
 w stanie jałowym; $U_{s kr}$ - . . . wartość przy prądzie
 krytycznym,
 U_f - napięcie uzwojenia fazowego,
 U_{wm} - wartość maksymalna napięcia wstecznego występującego
 w układzie bez uwzględnienia przepięć,
 u - napięcie, wartość chwilowa, u_{odb} - . . . na odbior-
 niku, u_1 , u_2 - . . . po stronie pierwotnej, wtórnej
 transformatora,
 u_r - napięcie wartość względna odniesiona do napięcia
 znamionowego,
 u_z - napięcie zwarcia w %,
 u_x - składowa bierna napięcia zwarcia w %,
 u_R - składowa czynna napięcia zwarcia w %,
 u_d - wartość chwilowa napięcia na diodzie (zaworze),
 X - reaktancja,
 x - kąt czasowy ωt ,
 $x^{(0)}$ - reaktancja dla składowej zerowej w %,
 $x_r^{(0)}$ - reaktancja dla składowej zerowej w jednostkach
 względnych,
 Z - impedancja,
 z - liczba zwojów.

2. SYMBOLE GRECKIE

- α - kąt opóźnienia wyzwolenia tyrystora czyli kąt wysterowania; α_{kr} - . . . , przy którym wartość chwilowa napięcia wyprostowanego osiąga 0,
 δ - kąt czasowy, podczas którego napięcie wyprostowane ma wartość chwilową 0,
 ε - kąt czasowy zaniku prądu,
 ν - przekładnia transformatora,
 ξ - współczynnik mocy odkształcenia,
 λ - współczynnik mocy $\frac{P}{S}$,
 ν - kąt komutacji, ν_o - . . . swobodnej, ν_{α} - . . . opóźnionej, ν_{kr} - . . . dwuzaworowej granicznej, ν_t - . . . trójzaworowej, ν_w , ν_i , ν_k - . . . wstępnej, istotnej, końcowej przy użyciu dławików nasyconych, $\Delta\nu$ - kąt przyśpieszenia komutacji swobodnej,
 ϕ - strumień,
 ϕ_s - strumień składowej stałej (np. jarzmowy),
 φ_{Ih} - kąt fazowy I harmonicznej prądu,
 ω - pulsacja $2\pi f$.

3. NIEKTÓRE WAŻNIEJSZE INDEKSY

- b - bierny,
 cz - czynny,
 $\left. \begin{array}{l} d \\ d\ddagger \end{array} \right\}$ - dotyczący dławika,
 dop - dopuszczalny,
 gr - graniczny,
 kr - krytyczny,

- L - dotyczący linii zasilającej,
- m - maksymalny,
- n - znamionowy,
- odb - dotyczący odbiornika,
 - r - względny,
- R - dotyczący składowej czynnej,
- s - średni oraz dotyczący wielkości wyprostowanych,
- sk - skuteczny,
 - z - dotyczący zwarcia,
 - ~ - dotyczący składowej przemiennej,
 - ^ - (u góry) maksymalny,
- 1, 2 - pierwotny, wtórny,
- α - dotyczący komutacji opóźnionej.

1. WSTĘP

1.1. Definicja przekształtnika

Przekształtnik jest urządzeniem służącym do przekazywania energii elektrycznej między obwodami o różnym charakterze prądu, przy wykorzystaniu zaworów elektrycznych.

1.2. Zawór elektryczny

Zaworem elektrycznym nazywamy taki element obwodu elektrycznego, którego rezystancja zależy od kierunku przepływającego prądu, a więc również od zwrotu napięcia między elektrodami zaworu. Elektrody noszą nazwę "anoda" i "katoda". Zawór, który w kierunku od anody do katody przedstawia dla prądu rezystancję pomijalnie małą, a w kierunku od katody do anody nieskończenie wielką, nazwiemy zaworem idealnym. W związku z tym zwrot napięcia na zaworze nazwiemy odpowiednio polaryzacją przepustową i polaryzacją zaworową lub zaporową wsteczną. Napięcie występujące na zaworze podczas polaryzacji zaworowej nazwiemy napięciem wstecznym. Jak wynika z powyższych definicji: a) napięcie przewodzenia zaworu idealnego jest pomijalnie małe, niezależnie od wartości płynącego prądu; b) prąd płynący przez zawór idealny podczas polaryzacji zaworowej jest pomijalnie mały. W realnych zaworach obie te wielkości są skończone, przy czym trzeba brać pod uwagę, że zarówno wartości prądu przewodzonego przy polaryzacji przepu-

stowej jak i wartości napięcia wstecznego, występującego na zaworze przy polaryzacji zaworowej, są dla każdego zaworu ściśle ograniczone.

Zawór, w którym można zablokować zdolność przewodzenia prądu przy spolaryzowaniu przepustowym, nazwiemy zaworem sterowanym. W zaworach sterowanych, stosowanych dla większych mocy działanie blokady jest możliwe tylko w stanie bezprądowym. Gdy prąd płynie, zablokowanie go jest w takich zaworach (np. tyrystory lub tyratrony) niemożliwe. W niektórych typach zaworów małej mocy (np. tranzystory) możliwe jest zarówno zamykanie obwodu prądu jak i jego otwieranie, a więc przerywanie płynącego prądu, czyli działanie kluczujące. Przerwanie blokady dla prądu przy spolaryzowaniu przepustowym zaworu sterowanego odbywa się przez podanie impulsu sterującego. Dla tyrystorów mających trzy elektrody (anoda, bramka, katoda) jest to niewielki impuls prądu między bramką, a katodą. Minimalna wartość prądu zaworu, przy którym występuje przewodzenie przy polaryzacji przepustowej, jest nazywana "prądem podtrzymania". Spadek prądu poniżej tej wartości powoduje jego przerwanie i odzyskanie właściwości blokujących przez zawór w ciągu krótkiego czasu, rzędu nawet kilkudziesięciu mikrosekund.

Zjawisko polegające na tym, że zawór w jednej gałęzi obwodu przestaje przewodzić prąd, a zawór w drugiej gałęzi ten prąd przejmuje, nazwiemy komutacją. Będziemy rozróżniać komutację naturalną, powstającą przy naturalnej zmianie polaryzacji komutujących zaworów, oraz wymuszoną - możliwą tylko w układach z zaworami sterowanymi - w której krótkotrwały zanik prądu i polaryzacja wsteczna zaworu, potrzebne dla trwałego przerwania prądu płynącego przez ten zawór, uzyskuje się w sposób sztuczny. W przypadku komutacji naturalnej zaworów sterowanych nie wystarcza pojawienie się spolaryzowania prze-

pustowego, aby zawór mógł zacząć przewodzić prąd; konieczne jest oczywiście podanie impulsu sterującego, celem odblokowania zaworu już spolaryzowanego przepustowo. Impuls musi trwać na tyle długo, aby prąd zaworu przekroczył wartość prądu podtrzymywania i aby ewentualne oscylacje prądu zaworu, powodujące spadek jego wartości chwilowej poniżej prądu podtrzymywania, skończy się przed zakończeniem impulsu sterującego.

Istnieje szereg odmian zaworów elektrycznych energetycznych. Najważniejszą odmianą są zawory półprzewodnikowe monokrystaliczne zwykłe (dwuwarstwowe, germanowe i krzemowe) oraz analogiczne zawory sterowane czterowarstwowe, zwane tyrystorami. Obecnie zawory półprzewodnikowe monokrystaliczne krzemowe wypierają wszystkie inne odmiany stosowane w coraz bardziej ograniczonym zakresie. Są to przede wszystkim

a. Zawory półprzewodnikowe stykowe, np. selenowe - wyłącznie nie sterowane.

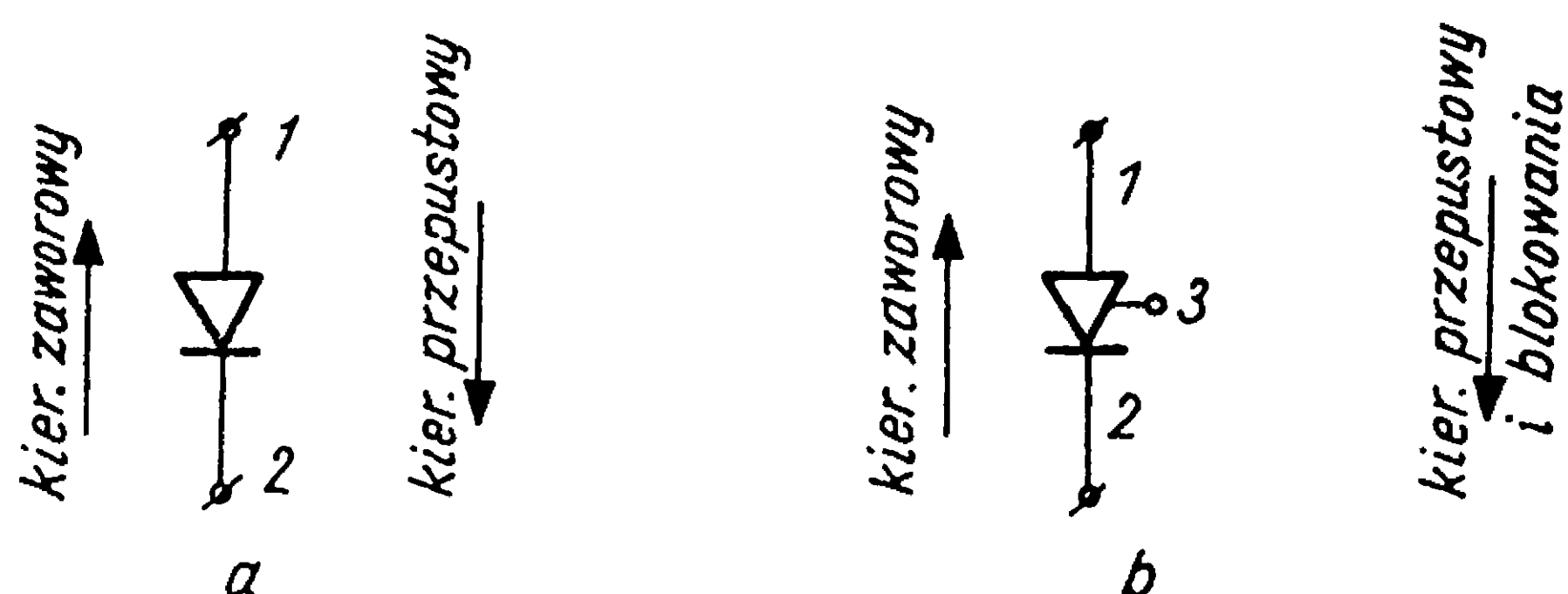
b. Zawory jonowe - rtęciowe oraz z żarzoną katodą (fanotrony). Zawory jonowe mogą być zarówno nie sterowane jak i sterowane, jednak bez możliwości przerywania prądu przez blokadę (tyratrony, zawory rtęciowe sterowane siatką).

c. Zawory elektronowe - kenotrony.

Zawory innych typów, jak stykowe mechaniczne lub elektrolityczne, bywają używane tylko w bardzo specjalnych przypadkach.

Bliższe dane dotyczące stosowanych w praktyce krajowej zaworów zostaną podane w drugiej części skryptu, natomiast do rozważań teorii obwodów przekształtnikowych przyjmiemy zawór idealny, do którego najbardziej zbliżony jest zawór krzemowy, zarówno zwykły jak i sterowany, czyli tyrystor.

Symbol zaworu elektrycznego, który będzie stosowany w skrypcie jako symbol uogólniony, przedstawiono na rys. 1.



Rys. 1. Symbol rysunkowy zaworu

a - dioda nie sterowana, b - dioda sterowana (tyrystor) 1 - anoda, 2 - katoda, 3 - bramka

1.3. Podział i zastosowanie przekształtników

Przekształtniki dzielimy na następujące grupy:

a. Prostowniki zmieniające prąd przemienny jedno- lub wielofazowy na prąd stały, a raczej, ogólnie biorąc, na prąd jednokierunkowy.

b. Falowniki zmieniające prąd stały na prąd przemienny jedno lub wielofazowy.

c. Układy nawrotne, umożliwiające uzyskanie pracy zarówno układu prostowniczego jak i falowniczego, przy dowolnym zwrocie tak prądu jak i napięcia po stronie "prądu stałego".

d. Przemienneiki zmieniające prąd przemienny o pewnej częstotliwości na prąd przemienny o innej częstotliwości.

e. Układy specjalne: prąd stały - prąd stały o innych parametrach: wytworniki mocy biernej i inne.

ad a. Najważniejszą i najczęściej spotykaną odmianą przekształtnika energetycznego jest prostownik, ze względu na sto-

sowanie go jako źródła prądu stałego w trakcji elektrycznej oraz w przemyśle elektrochemicznym i elektrometalurgicznym. Stosuje się go również w niektórych rodzajach napędu, w specjalnych źródłach światła i innych odbiornikach wymagających prądu stałego.

Ten więc rodzaj przekształtnika zostanie omówiony w pierwszym rzędzie w niniejszym skrypcie.

ad b. Falowniki o komutacji naturalnej, sieciowzbudne oraz wzbudzone kompensatorami synchronicznymi i filtrami, stosuje się na stacjach odbiorczych przy przesyłaniu energii elektrycznej wielkiej mocy prądem stałym. Falowniki umożliwiają hamowanie ze zwrotem energii do sieci układów napędowych prądu stałego, zasilanych podczas pracy silnikowej przez prostownik.

Falowniki o komutacji wymuszonej pracujące z odbiornikami pasywnymi wykorzystuje się, jak dotychczas, w zakresie mniejszych mocy; znajdują one rozliczne zastosowania przede wszystkim w dziedzinie napędu elektrycznego i elektrotermii. Poważne odkształcenie otrzymywanego z takich falowników napięcia ogranicza w pewnym stopniu zakres ich stosowania lub wymaga użycia odpowiednio dobranych filtrów.

ad c. Układy nawrotne znajdują obecnie coraz szersze zastosowanie w napędach elektrycznych, gdzie zastępują wielomaszynowy układ Leonarda. Układy te buduje się dla coraz większych mocy.

ad d. Przemienneści częstotliwości bezpośrednio oraz z członem pośrednim prądu stałego tak o komutacji naturalnej jak i wymuszonej stosuje się przede wszystkim w regulowanych napędach prądu przemiennego, przy użyciu silników asynchronicznych, których prędkość steruje się częstotliwością; służą one

także do uzyskiwania stałej częstotliwości różnej od sieciowej, np. $16\frac{2}{3}$ Hz dla celów trakcyjnych lub podwyższonej częstotliwości, np. dla zastosowań elektrotermicznych. Używa się ich również w układach elektroenergetycznych celem uniezależnienia od siebie częstotliwości współpracujących sieci.

ad e. Układy specjalne z komutacją wymuszoną w zasadzie nie wchodzą w zakres skryptu, będą więc omówione w ograniczonym zakresie.

1.4. Zasady budowy zespołu przekształtnikowego

Na zespół przekształtnikowy składają się elementy podstawowe:

a. Zawory elektryczne; zawory nie sterowane są używane tylko w prostownikach bez zaworowej regulacji napięcia; we wszystkich innych typach muszą być stosowane zawory sterowane. Układy mieszane (zawory sterowane i nie sterowane) bywają używane w niektórych typach prostowników z regulowanym napięciem.

b. Transformator pośredniczący, zwany ogólnie prostownikowym. Transformator ten dostarcza właściwą wartość napięcia, właściwą liczbę faz; dostarcza źródeł pomocniczych napięć przemiennych, jeśli są potrzebne oraz odcina ewentualną składową stałą prądu od sieci prądu przemiennego. Impedancja zwarcia transformatora wyznacza warunki zwarcia. Specyficzne cechy transformatora prostownikowego są konsekwencjami zjawisk, które będą omawiane w dalszych rozdziałach.

c. Urządzenie sterujące konieczne w układach zawierających zawory sterowane.

B-38927/s/1 Biblioteka Główna P.Ł.

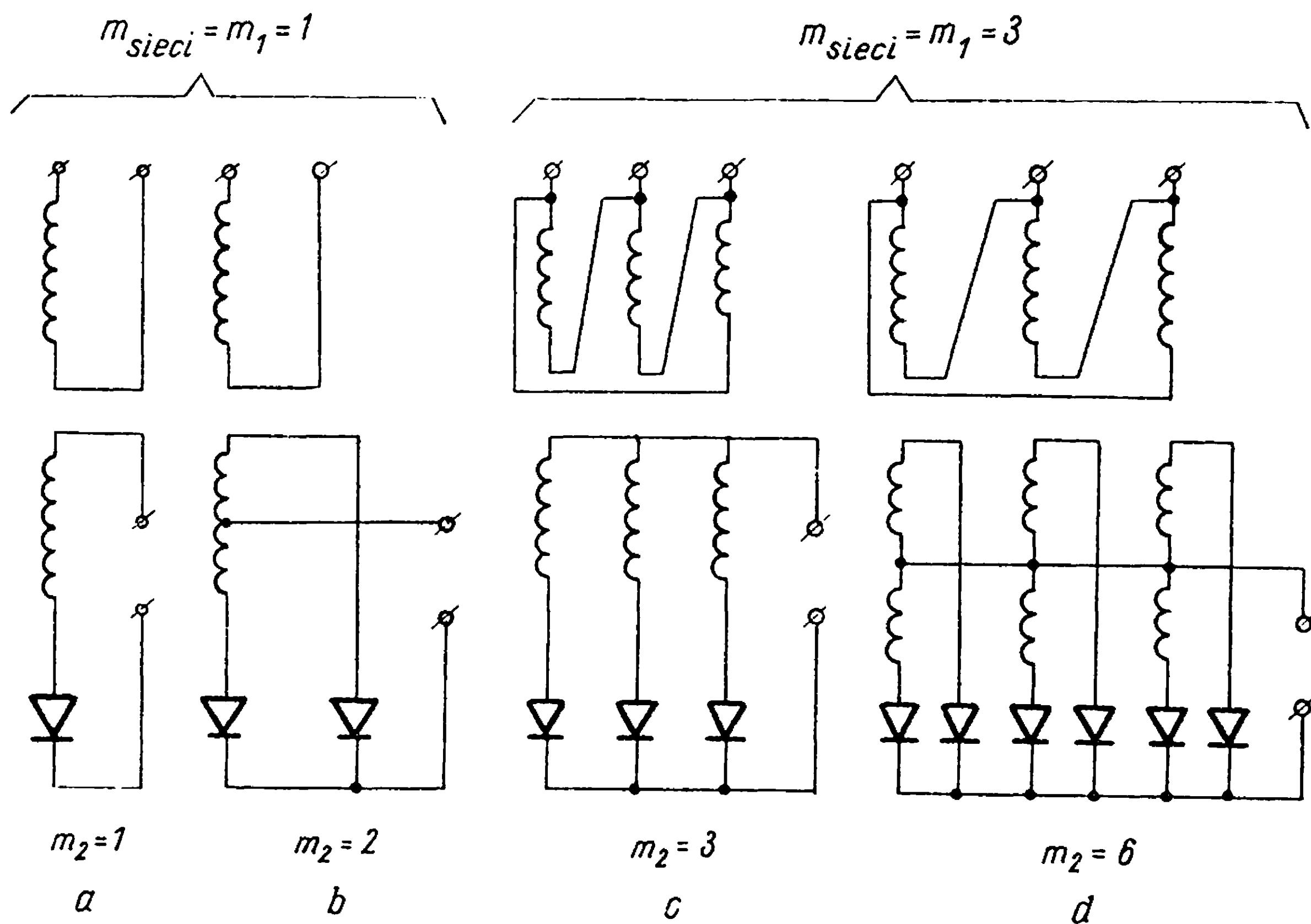
d. Urządzenia pomocnicze – dławiki różnych rodzajów, filtry, układy ochronne, zabezpieczające, sygnalizujące i pomiarowe; układy kondensatorowe ewentualnie z pomocniczymi zaworami sterowanymi dla uzyskiwania komutacji wymuszonej; układy chłodzące itp.

Przekształtnik z zaworami monokrystalicznymi jako urządzenie statyczne jest montowany w jednej lub paru szafach i nie wymaga kosztownych fundamentów jak w przypadku maszyn wirujących.

2. TEORIA OBWODU PROSTOWNIKOWEGO PRZY KOMUTACJI NATURALNEJ NATYCHMIASTOWEJ

2.1. Rozważania podstawowe dla komutacji swobodnej

Komutacja swobodna jest szczególnym przypadkiem komutacji naturalnej i występuje w układach z zaworami zwykłymi,

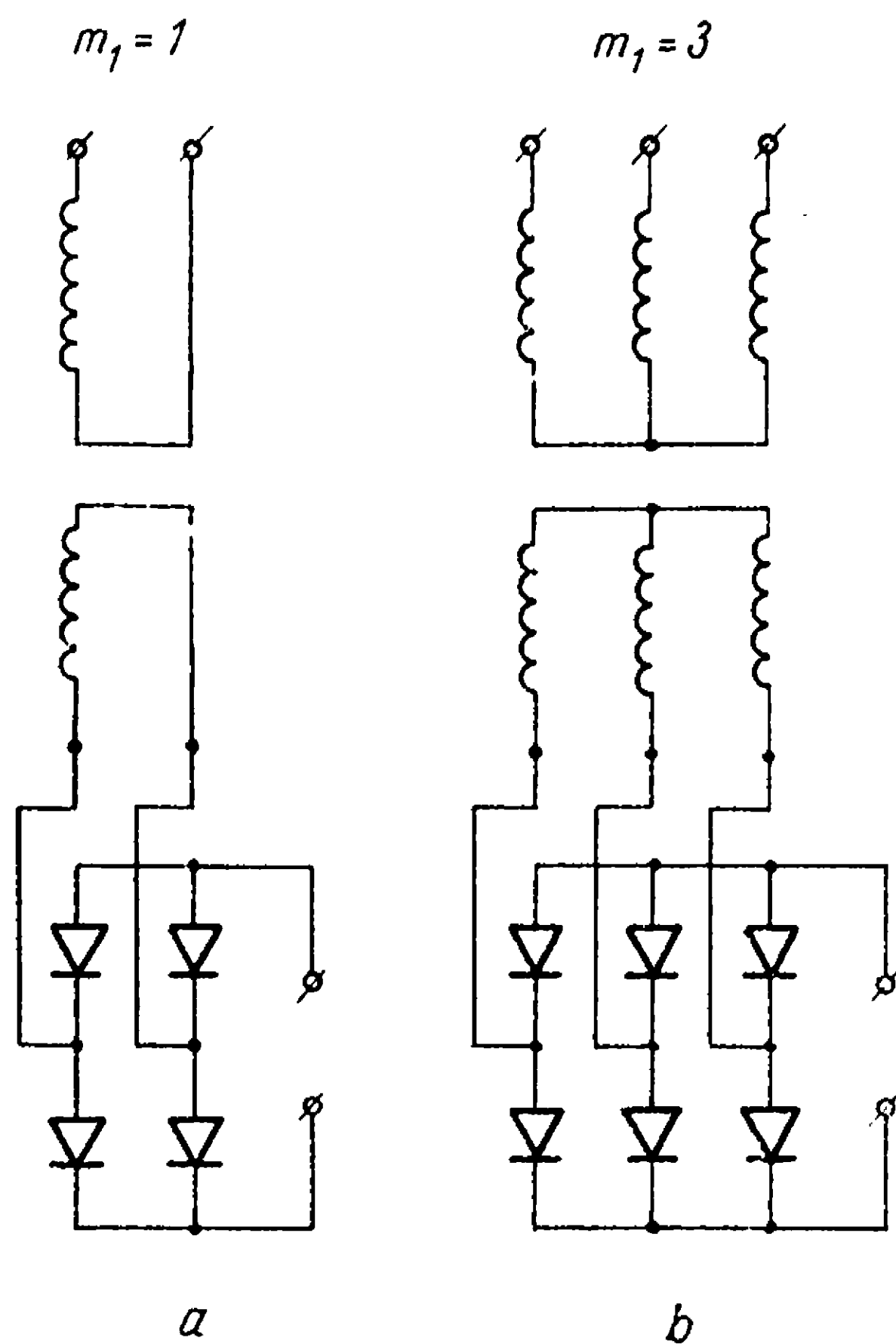


Rys. 2. Układy jednokierunkowe

a - układ jednofazowy jednopółwkowy $m_1 = m_2 = 1$, b - układ jednofazowy dwupółwkowy $m_1 = 1; m_2 = 2$, c - układ trójfazowy gwiazdowy Dy_0 $m_1 = 3; m_2 = 3$, d - układ sześciofazowy gwiazdowy $\triangleright *$ $m_1 = 3; m_2 = 6$.

nie sterowanymi. Przy rozważaniach wzięto pod uwagę zawór idealny. Stosując zawór realny należy uwzględnić spadek napięcia w kierunku przewodzenia. Przy zaworach półprzewodnikowych spadek ten można uznawać za stały, nie przekraczający 1 V. Przy zaworach sterowanych spadek jest nieco większy, np. 1,5 V, a w pierwszej chwili przewodzenia wynosi do kilku woltów. Zawór dobiera się odpowiednio do wartości prądu pracy oraz napięcia wstecznego. Sposób doboru zaworu będzie omówiony dalej.

Przede wszystkim zostaną rozpatrzone zależności ogólne napięć i prądów w obwodzie prostownikowym m-fazowym jedno-



Rys. 3. Układy dwukierunkowe (mostkowe)

a - układ jednofazowy, b - układ trójfazowy

kierunkowym (zwanym również niekiedy jednodrożnym), to znaczy takim, w którym prąd w uzwojeniu wtórnym transformatora prostownikowego może płynąć tylko w jednym kierunku. Początkowo przyjmiemy, że impedancja podłużna transformatora jest pomijalnie mała, a napięcie zasilające sinusoidalne i sztywne.

Na rysunku 2 przedstawiono układy jednokierunkowe o kolejno coraz większej liczbie faz wtórnych $m_2 = 1; 2; 3; 6$, przy liczbie faz sieci pierwotnej $m_{\text{sieci}} = 1$ lub 3. Wiadać na nim, że układ jednokierunkowy przy $m_2 > 1$

musi mieć punkt zerowy, a w prądzie płynącym w poszczególnych uzwojeniach fazowych występuje składowa stała. Układ jednokierunkowy przedstawiony na rys. 2a, czyli układ jednofazowy $m_2 = 1$ zwany układem jednopółwkowym, jest układem napięciowo nieciągłym i wymaga osobnej analizy. Układy z $m_2 > 1$ są układami napięciowo ciągłymi i analiza ich będzie już przeprowadzona w sposób ogólny.

Dla porównania na rys. 3 pokazano układy dwukierunkowe, mostkowe zwane niekiedy dwudrożnymi, w których prąd wtórny transformatora lub sieci zasilającej bezpośrednio przekształtnik płynie w obu kierunkach i nie zawiera składowej stałej. Układy te zostaną omówione po układach jednokierunkowych.

2.2. Układ jednokierunkowy nie sterowany

$$\underline{\underline{\text{przy } m_1 = m_2 = m = 1}}$$

2.2.1. Przypadek odbiornika RL

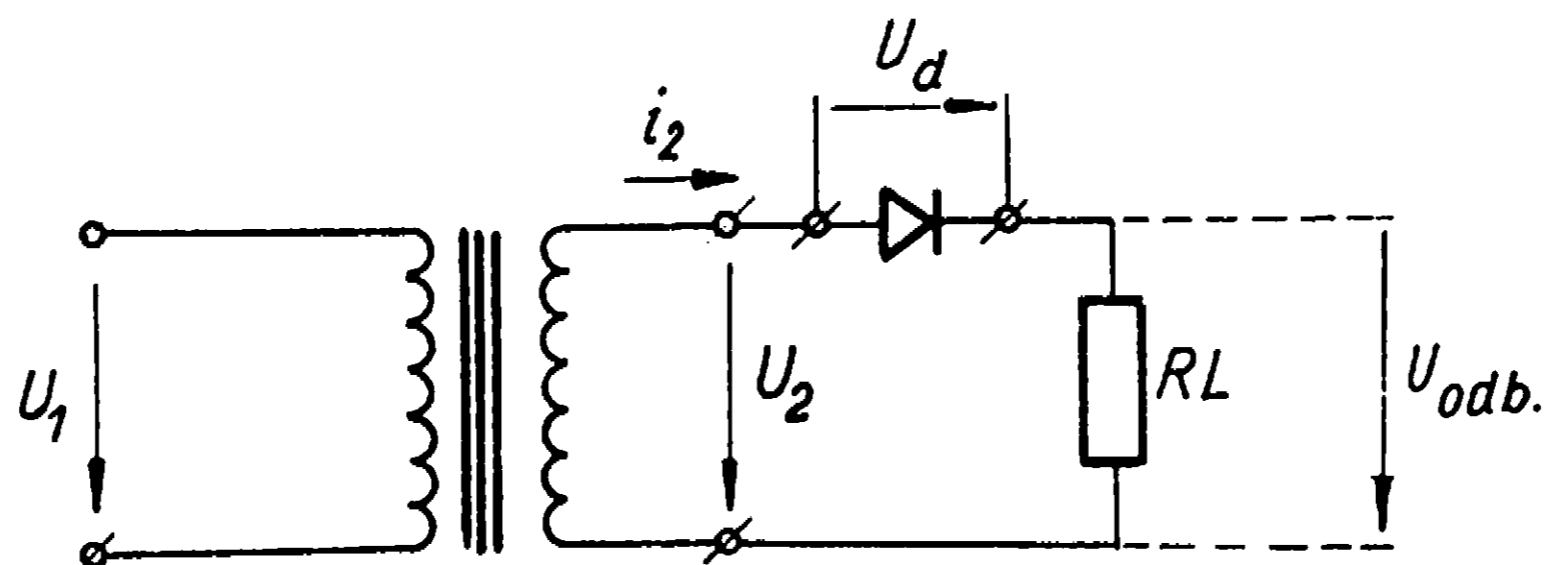
Układ jednokierunkowy nie sterowany przy $m_1 = m_2 = m = 1$ jest przedstawiony na rys. 4. Analiza przebiegu prądu oraz napięć na poszczególnych elementach zostanie przeprowadzona przy założeniu, że impedancja podłużna (zwarciowa) transformatora jest pomijalnie mała, a zawór jest idealny. Zagadnienie prądu magnesującego i strumienia w transformatorze zostanie omówione w drugiej kolejności. Napięcie zasilające jest sinusoidalne i sztywne, wyrażone funkcją:

$$u_1 = u_2 = \sqrt{2} U \sin \omega t = \sqrt{2} U \sin x, \quad * \quad (1)$$

gdzie

$$x = \omega t. \quad (2)$$

*Ze względów technicznych wzory w całym skrypcie nie są środkowane.



Rys. 4. Układ jednofazowy jednopółkowy z obciążeniem RL

Gdy zwrot napięcia zaczyna być dodatni, zawór ulega polaryzacji przepustowej i, ze względu na założenie idealności, obecności zaworu w obwodzie nie odczuwa się. Całe napięcie odkłada się na elementach R, L. Można więc napisać

$$\sqrt{2} U \sin \omega t = iR + \omega L \frac{di}{d\omega t}, \quad (3a)$$

albo

$$X \frac{di}{dx} + Ri - \sqrt{2} U \sin x = 0, \quad (3b)$$

z warunkiem początkowym $x = 0; i = 0$.

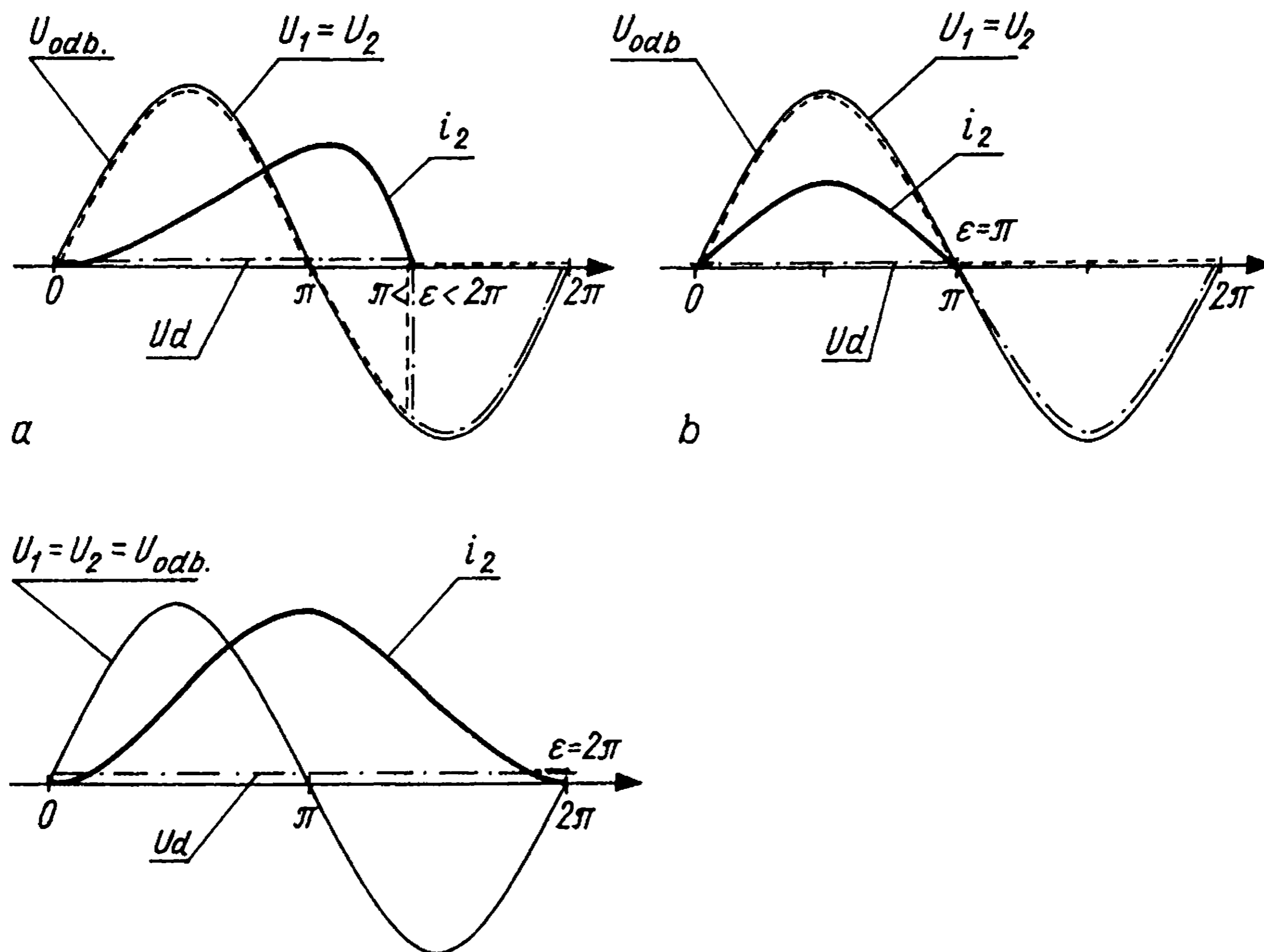
Rozwiązanie powyższego równania pierwszego rzędu z uwzględnieniem warunków początkowych jest następujące:

$$i_2 = \frac{\sqrt{2} U}{Z^2} \left\{ R \sin x - X \left[\cos x - \exp \left(-\frac{R}{X} x \right) \right] \right\}, \quad (4)$$

gdzie

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2}.$$

Równanie 4 obowiązuje od momentu początkowego do takiej chwili, w której prąd i spada do zera i ma zmienić znak. Obecność zaworu nie pozwala na to, a całe napięcie zaczyna się od tej chwili odkładać na zaworze jako napięcie wsteczne u_d , aż do chwili zmiany wartości napięcia na dodatnią. Przebieg wyrażenia 4 przedstawiono na rys. 5 dla diody realnej.



Rys. 5. Przebieg napięć i prądu obciążenia dla układu z rys. 4 przy transformatorze "idealnym"

a - przypadek odbiornika RL, b - przypadek odbiornika R ($L = 0$), c - przypadek odbiornika L ($R = 0$), $u_1 = u_2$ - przebieg napięć transformatora idealnego o przekładni $\vartheta = 1$ (—), u_{odp} - przebieg napięcia odbiornika RL (-----), u_d - przebieg napięcia diody (-·-·-·-), i_2 - przebieg prądu wtórnego

Kąt czasowy ε , przy którym prąd osiąga wartość 0, wynika z przyrównania funkcji w nawiasie klamrowym wyrażenia 4 do 0.

$$R \sin \varepsilon - X \left[\cos \varepsilon - \exp \left(-\frac{R}{X} \varepsilon \right) \right] = 0. \quad (5)$$

Jest to równanie przestępne względem kąta ε i można je rozwiązać metodą kolejnych przybliżeń. Gdy $X = 0$ $\varepsilon = \pi$, natomiast

gdy $R = 0$ $\varepsilon = 2\pi$, co jest oczywiście teoretycznym przypadkiem granicznym (rys. 5b oraz c). W realnym transformatorze przy $m_2 = 1$ reaktancję rozproszenia można włączyć oczywiście do reaktancji odbiornika.

Przebieg napięcia na odbiorniku należy określić dla dwóch odcinków czasowych: I - gdy prąd płynie, a II - gdy całe napięcie występuje na zaworze jako napięcie wsteczne, tak jak to pokazano na rys. 5.

$$\left. \begin{aligned} u_{\text{odb I}} &= \sqrt{2} U \sin x && \text{ważne dla } 0 \leq x \leq \varepsilon \\ u_{\text{odb II}} &= 0 && \text{ważne dla } \varepsilon < x < 2\pi \end{aligned} \right\}. \quad (6)$$

Taki sposób postępowania nazywać będziemy dalej metodą odcinkowo liniową.

Wartość średnią napięcia na odbiorniku R, L oraz wartość średnią płynącego prądu, liczone dla całego okresu, nazywać będziemy zgodnie z definicją matematyczną "wartością składowej stałej" odpowiednio prądu lub napięcia.

Napięcie średnie odbiornika U_s znajdujemy przez całkowanie wyrażenia (6):

$$\begin{aligned} U_s &= \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{\varepsilon} u_{\text{odb I}} dx + \int_{\varepsilon}^{2\pi} u_{\text{odb II}} dx \right] = \\ &= \frac{1}{2\pi} \sqrt{2} U (-\cos x \Big|_0^{\varepsilon}) = \frac{\sqrt{2}}{2\pi} U (1 - \cos \varepsilon). \end{aligned} \quad (7)$$

Przebieg napięcia na odbiorniku przy obciążeniu RL wykazuje jak widać na rys. 5, w chwili zaniku prądu ostry uskoki. Napięcie wsteczne zaworu u_d po zaniku prądu również pojawia się nagle. Konsekwencje tego zjawiska będą omówione w p. 2.3 oraz w rozdziale 3.12.

Prąd średni I_s płynący po stronie wtórnej znajdujemy przez całkowanie wyrażenia (4):

$$\begin{aligned}
I_s = \frac{1}{2\pi} \frac{\sqrt{2} U}{Z^2} & \left\{ R \int_0^\varepsilon \sin x \, dx - X \int_0^\varepsilon \cos x \, dx + \right. \\
& + X \int_0^\varepsilon \exp\left(-\frac{R}{X}x\right) dx \left. \right\} = \frac{\sqrt{2} U}{2\pi Z^2} \left\{ R(1 - \cos \varepsilon) - \right. \\
& - X \sin \varepsilon + \frac{X^2}{R} \left[1 - \exp\left(-\frac{R}{X}\varepsilon\right) \right] \left. \right\}. \quad (8)
\end{aligned}$$

Charakterystyczną wielkością jest również moc składowej stałej prądu

$$P_s = I_s U_s = I_s^2 R = \frac{U_s^2}{R}. \quad (9)$$

Nie jest ona równa całej mocy czynnej wydzielanej w odbiorniku, gdyż składowa przemienna prądu także wytwarza ciepło w elemencie R , należy więc wprowadzić również pojęcie mocy czynnej strony wtórnej układu

$$P_2 = I_{2 \text{ sk}}^2 R = (I_s^2 + \tilde{I}^2) R, \quad (10)$$

gdzie

$$I_{2 \text{ sk}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\varepsilon i_2^2 \, dx}. \quad (11)$$

We wzorze (11) należy podstawić i_2 z wzoru (4). Oczywiście można tu również wprowadzić pojęcie mocy pozornej, będącej iloczynem wartości skutecznych napięcia i prądu

$$S_2 = U_2 I_{2 \text{ sk}}. \quad (12)$$

Dla obu granicznych przypadków pokazanych na rys. 5 należy do wyrażeń 4 - 12 podstawić odpowiednio $X = 0$; $\varepsilon = \pi$ albo $R = 0$; $\varepsilon = 2\pi$ co daje następujące rezultaty:

Tabela 1

	X = 0	R = 0
a	$U_s = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U = 0,45 U$	$U_s = 0$
b	$I_s = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{U}{R} = 0,45 \frac{U}{R}$	$I_s = \sqrt{2} \frac{U}{X} = 1,414 \frac{U}{X}$
c	$P_s = \frac{2}{\pi^2} \frac{U^2}{R} = 0,202 \frac{U^2}{R}$	$P_s = 0$
d	$I_{sk} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{U}{R} = 0,707 \frac{U}{R}$	$I_{sk} = \sqrt{3} \frac{U}{X} = 1,732 \frac{U}{X}$
e	$P_2 = 0,500 \frac{U^2}{R}$	$P_2 = 0$
f	$S_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{U^2}{R} = 0,707 \frac{U^2}{R}$	$S_2 = \sqrt{3} \frac{U^2}{X} = 1,732 \frac{U^2}{X}$
g	$\frac{P_2}{S_2} = 0,707$	$\frac{P_2}{S_2} = 0$

Analiza wzorów, tabeli I i przebiegów pokazanych na rys. 5 pozwala zorientować się, że wygładzenie prądu odbioru jest w rozpatrywanym układzie niemożliwe. Aby je osiągnąć konieczne jest przyłączenie kondensatora buforowego (bloku) o dużej pojemności do zacisków odbiornika. Kondensator ten dąży do utrzymania stałości napięcia o wartości równej amplitudzie napięcia wyprostowanego, a przepływ prądu pojemnościowego kondensatora kompensuje w odbiorniku dostarczoną z transformatora składową przemienną prądu. Ponieważ układ tego rodzaju ze względu na podmagnesowanie rdzenia bywa używany tylko przy bardzo małych mocach, więc zastosowanie kondensatora o względnie dużej pojemności nie jest kłopotliwe.

Umieszczona w tabeli 1 wielkość $\frac{P_2}{S_2}$ jest, zgodnie z przyjętymi w elektrotechnice pojęciami, współczynnikiem mocy. Nie można jej jednak utożsamiać z pojęciem $\cos \varphi$, gdyż ten współczynnik wynika z wzajemnego przesunięcia sinusoid napięcia i prądu, natomiast w rozpatrywanym przypadku prąd nie jest sinusoidalny, zawiera składową stałą i wyższe harmoniczne, wyjąwszy przypadek z rys. 5c. Napięcie zasilające jest natomiast założenia sinusoidalne. Można więc mówić o $\cos \varphi$ tylko dla I harmonicznej prądu. Wszystkie pozostałe harmoniczne oraz składowa stała zwiększają po stronie prądu przemiennego wyłącznie moc bierną zwaną mocą bierną odkształcenia. Tak więc

$$\frac{P_2}{S_2} = \cos \varphi_{Ih} \cdot \xi, \quad (13)$$

gdzie $\cos \varphi_{Ih}$ wynika z przesunięcia I harmonicznej prądu względem napięcia, natomiast ξ wynika z obecności składowej stałej oraz wyższych harmonicznych w prądzie.

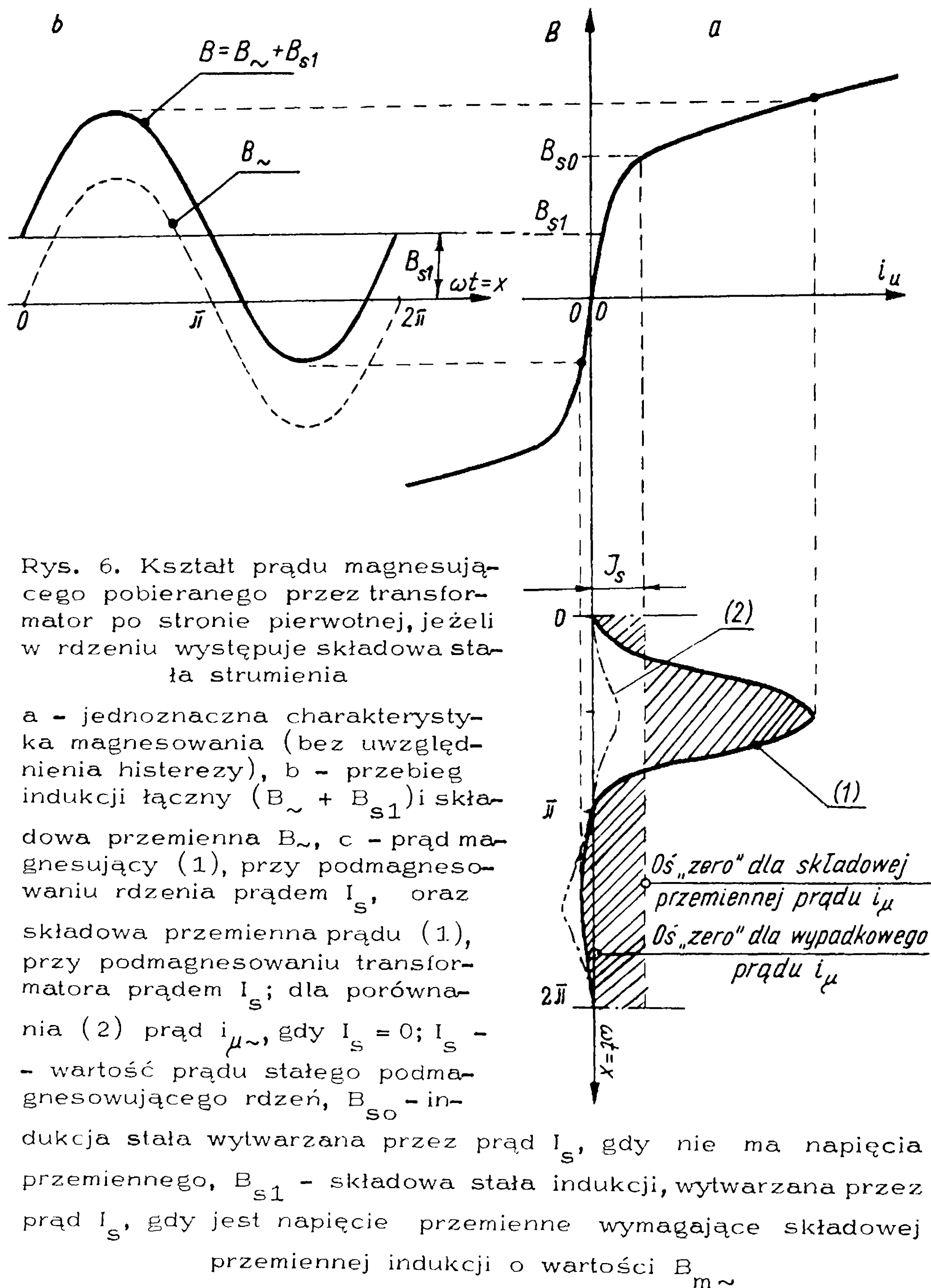
Omówione pojęcia najlepiej obrazuje układ z rys. 4 z odbiorem czysto rezystancyjnym, $X = 0$. Przedstawiony na rys. 5b przebieg prądu wtórnego składający się z dodatnich połówek sinusoidy o amplitudzie $I_m = \frac{\sqrt{2} U}{R}$ można rozłożyć na szereg Fouriera. I harmoniczna tego szeregu ma wartość skuteczną:

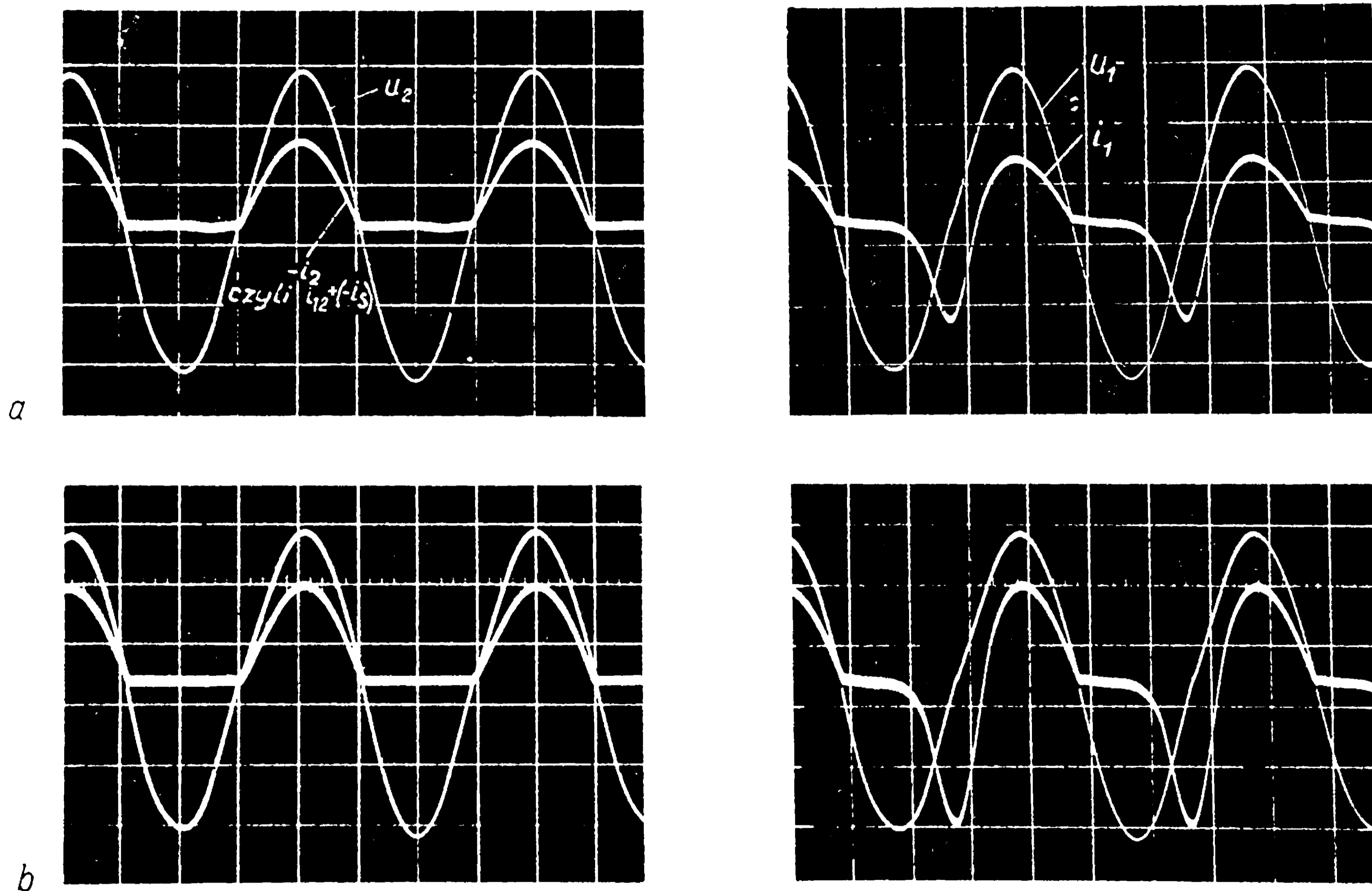
$$I_{2 Ih} = \frac{1}{2\sqrt{2}} \cdot I_m = \frac{1}{2\sqrt{2}} \frac{U\sqrt{2}}{R} = \frac{U}{2R}. \quad (14)$$

Podstawowa harmoniczna jest w fazie z napięciem, które jest sinusoidalne ($\cos \varphi_{Ih} = 1$). Moc czynna jest przenoszona jedynie przez tę harmoniczną, można więc napisać

$$P_1 = P_2 = UI_{2 Ih} = \frac{U^2}{2R} = 0,5 \frac{U^2}{R}. \quad (15)$$

Wyrażenie 15 jest zgodne z odpowiednim wyrażeniem e w tabeli 1.





Rys. 7. Oscylogram napięcia i prądu w układzie z rys. 4 w przypadku realnego transformatora, przy mniejszym (a) i większym (b) obciążeniu

Zgodnie z teorią transformatora [3], jeśli po stronie pierwotnej $R > 0$, składowa stała ustalonego prądu obciążenia nie transformuje się na stronę pierwotną; transformuje się jedynie składowa przemienna. Przepływ składowej stałej pozostaje więc niezrównoważony i podmagnesowuje rdzeń jednokierunkowo, pogarszając jego właściwości magnetyczne i zwiększając pobór prądu magnesującego. Rys. 6 przedstawia sposób określenia prądu magnesującego przy zadanym obciążeniu rezystancyjnym, zawierającym składową stałą. Suma składowej przemiennego prądu wtórnego i prądu magnesującego pobieranego z sieci w zadanych warunkach magnetycznych daje prąd pierwotny.

Jeśli nie brać pod uwagę obecności prądu magnesującego po stronie pierwotnej, to prąd przetransformowany ze strony wtórnej na pierwotną, zawierający tylko składową przemienną, ma wartość skuteczną mniejszą od prądu wtórnego.

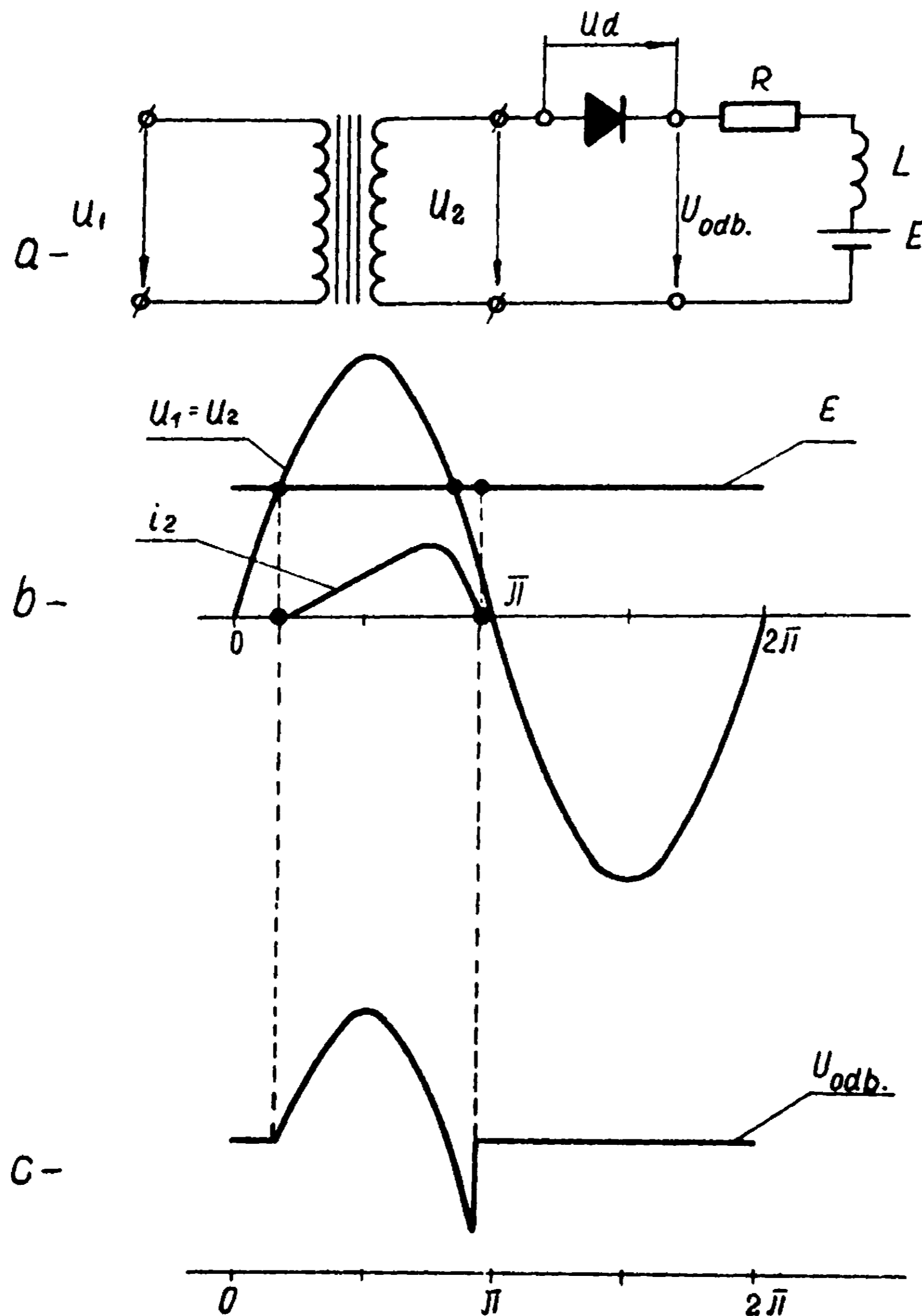
$$I_1 = \sqrt{I_2^2 - I_s^2} \quad (16)$$

Pociąga to za sobą mniejszą moc pozorną strony pierwotnej niż moc pozorną strony wtórnej, co wobec tej samej mocy czynnej przenoszonej przez I harmoniczną daje większy współczynnik mocy uzwojenia pierwotnego niż uzwojenia wtórnego. W rozpatrywanym przypadku układu jednofazowego trzeba jednak brać pod uwagę obecność dużego prądu magnesującego - - tym większego im większe jest obciążenie wtórne, a więc i podmagnesowanie rdzenia.

Oscylogram na rys. 7 przedstawia przebieg prądu oraz napięcie po stronie wtórnej i pierwotnej realnego układu dla dwóch wartości prądu obciążenia.

2.2.2. Przypadek odbiornika RLE

Jeżeli w odbiorniku występuje siła elektromotoryczna, czyli odbiornik ma charakter RLE jak np. przy ładowaniu akumulatora



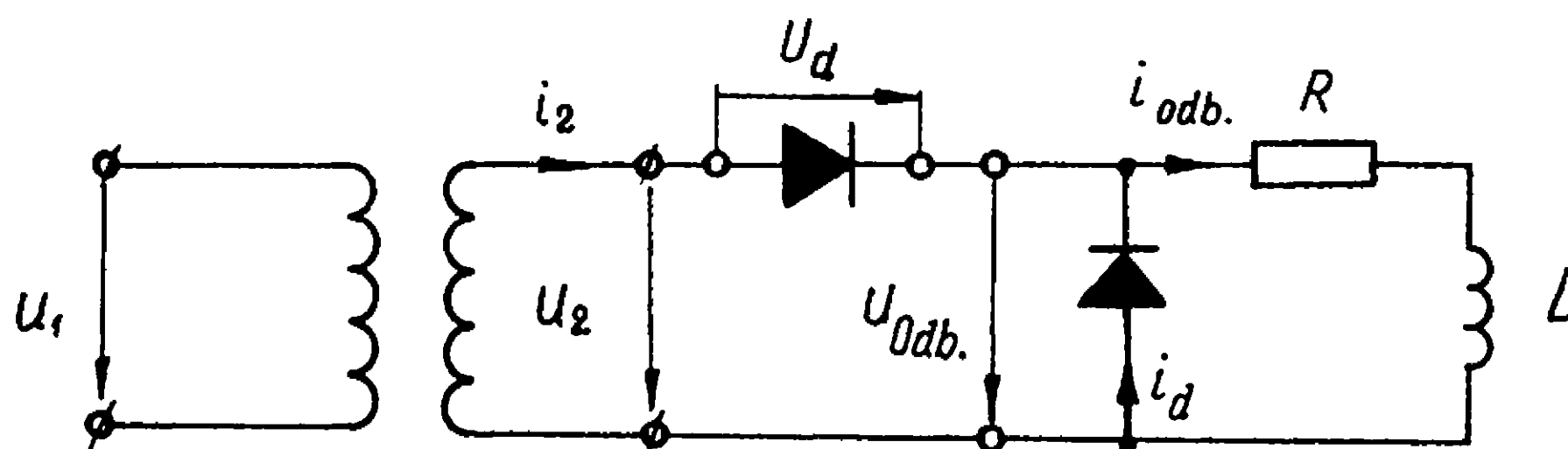
Rys. 8. Układ jednofazowy jednopołówkowy z obciążeniem RLE

a - schemat układu, b - wykres napięcia transformatora idealnego przy $\nu = 1$ ($u_1 = u_2$), siły elektromotorycznej E oraz prądu i_2 , c - wykres napięcia na zaciskach odbiornika, $u_{odb.}$

o stałej wartości SEM poprzez cewkę indukcyjną gładzącą lub przy zasilaniu silnika obcowzbudnego, to przebieg prądów i napięć trzeba zmodyfikować. Przedstawiono te przebiegi na rys. 8. Prąd w omawianym układzie zaczyna płynąć, gdy wartość chwilowa napięcia zaczyna przekraczać wartość E . Wartość średnia napięcia odbiornika jest oczywiście wyższa niż w przypadku poprzednim i wynosi $U_s = E + I_s R$. Aby prąd mógł płynąć musi być spełniony warunek $E < \sqrt{2} U$.

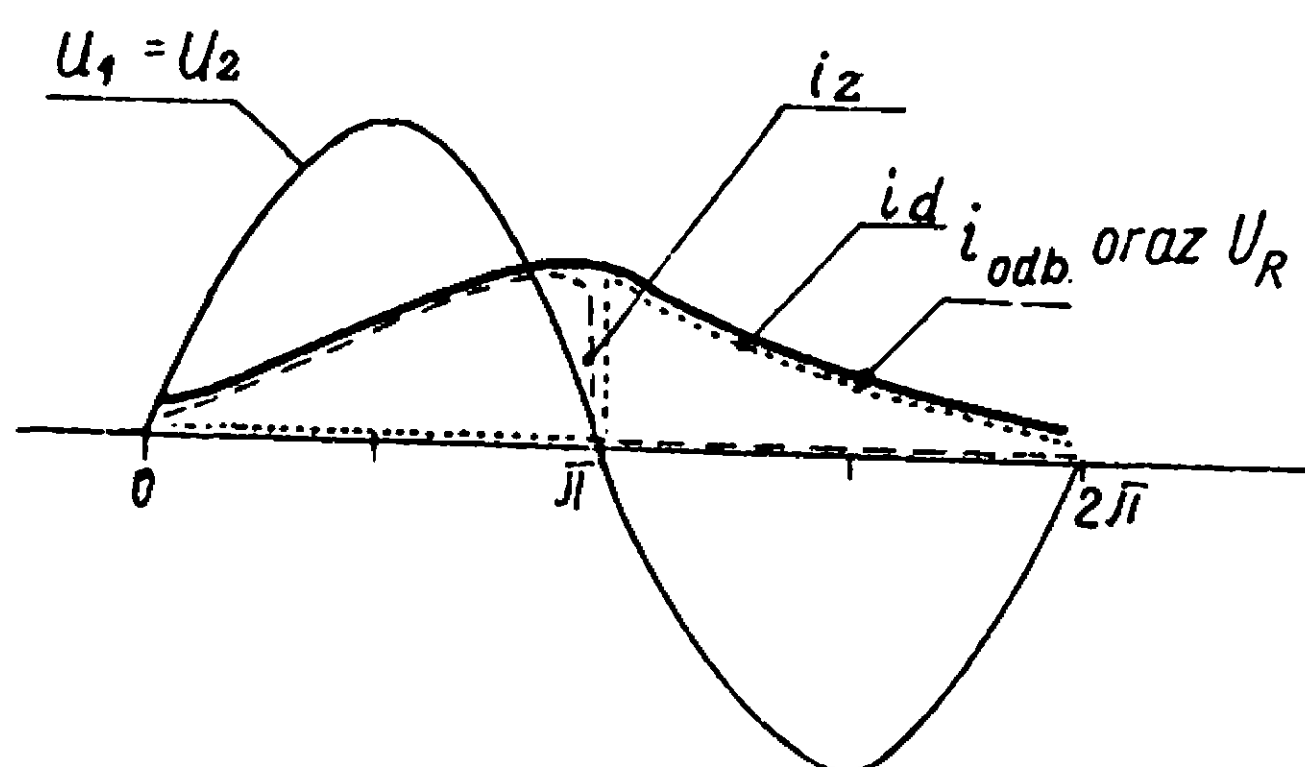
2.2.3. Zastosowanie diody zerowej, czyli rozładowującej

Schemat układu jednofazowego z diodą zerową przedstawiono na rys. 9. Dioda zerowa może przewodzić prąd tylko



Rys. 9. Schemat układu jednofazowego jedno-
połówkowego z diodą zerową

Rys. 10. Wykres napięć
i prądów wg oznaczeń
podanych na schemacie
rys. 9.

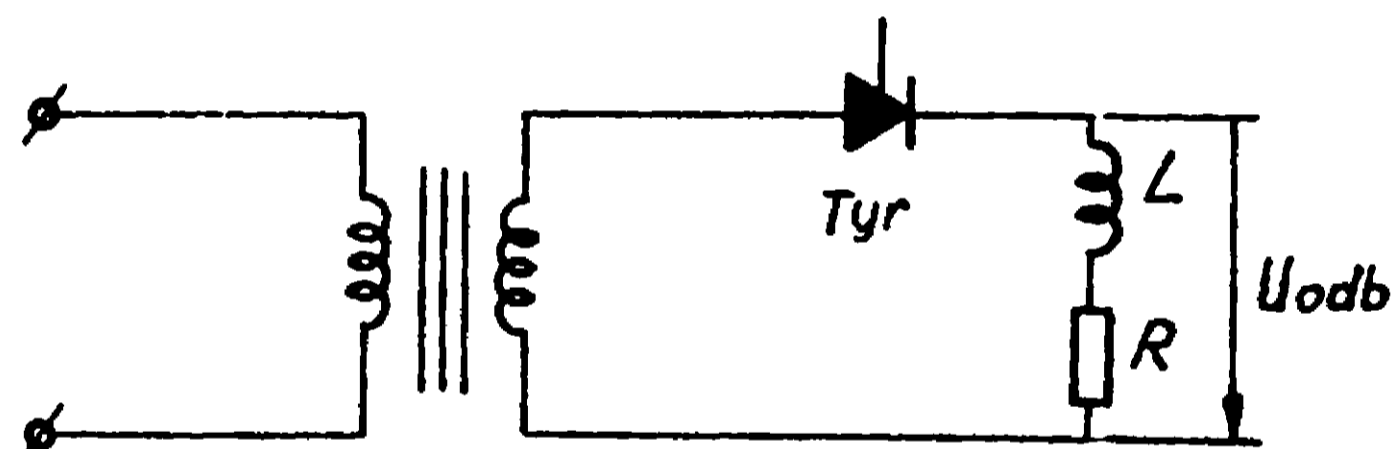


wtedy, gdy zostanie spolaryzowana przepustowo, a więc gdy wartość chwilowa napięcia u_{odb} zmienia znak. Od takiej chwili począwszy prąd odbiornika zamyka się przez diodę zamiast płynąć przez uzwojenie transformatora. Przebieg prądu, dla którego źródłem jest energia zgromadzona w indukcyjności L , jest aperiodycznie zanikający, a napięcie odbiornika przez cały czas pracy diody $u_{odb} = 0$ (stąd nazwa "dioda zerowa"). Przebieg ten przedstawiono na rys. 10. Szersza analiza pracy diody zerowej będzie przeprowadzona w dalszych częściach skryptu.

2.3. Układ jednokierunkowy przy $m = 1$ z zaworem sterowanym

Schemat układu przedstawiono na rys. 11, przyjmując podobnie jak w rozważaniach poprzednich, że transformator jest idealny, a odbiornik stanowi układ R, L . Prąd w układzie zaczyna płynąć z chwilą podania impulsu wyzwalającego transformator (Tyr), jeśli polaryzacja jest

przepustowa. Kąt czasowy od początku powstania polaryzacji przepustowej do podania impulsu oznaczmy α . Jest on pokazany na rys. 12. Od chwili podania impulsu obowiązuje oczywiście równanie różniczkowe 3a, lecz warunek początkowy brzmi $\omega t = \alpha; i = 0$. Jednocześnie, jak widać na



Rys. 11. Schemat układu jednofazowego z zaworem sterowanym

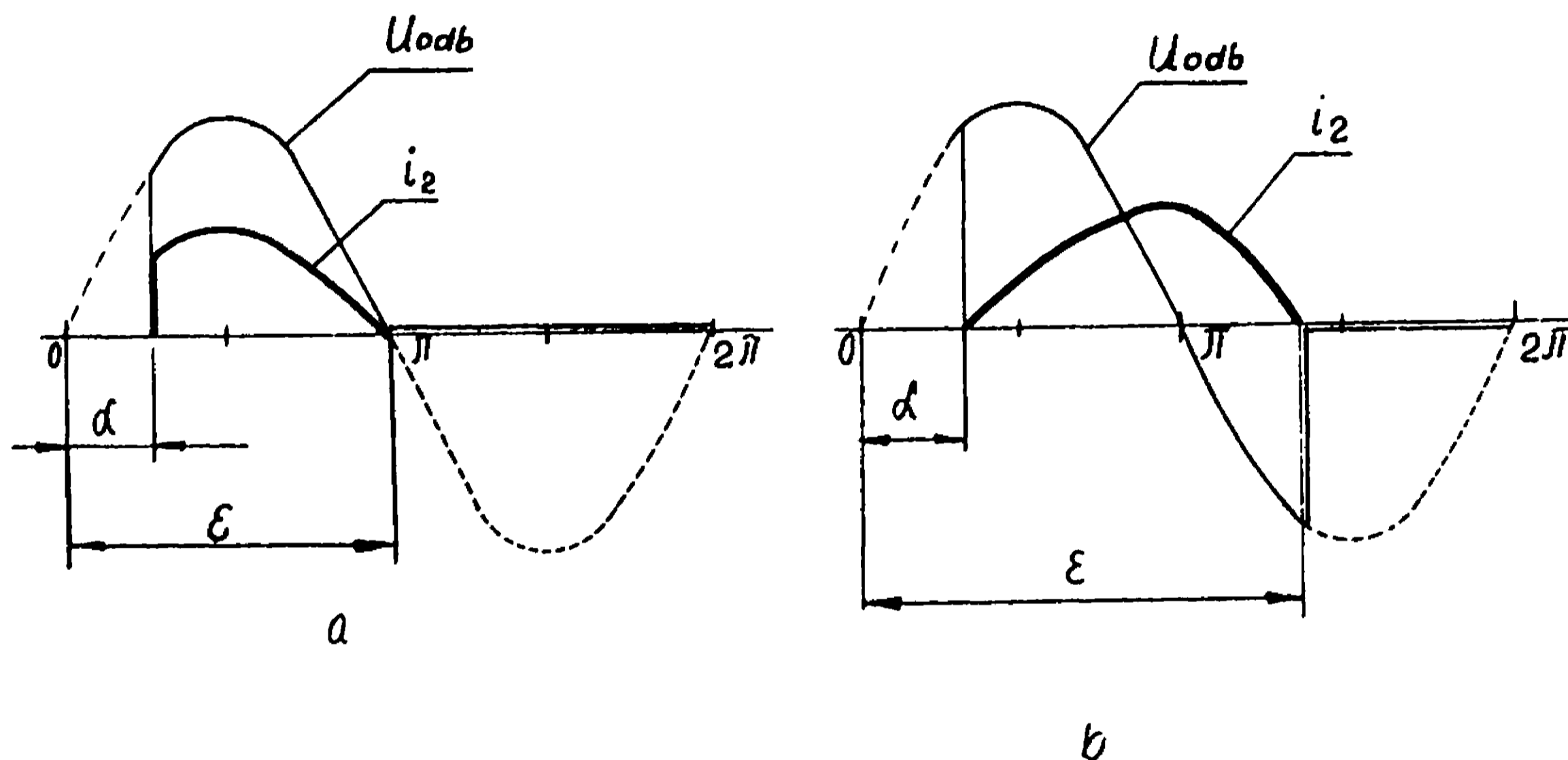
rys. 11, jak widać na rys. 11, napięcie wyprostowane maleje, gdyż oznaczone linią przerywaną część dodatniej półki sinusoidy odpada przy obliczaniu napięcia średniego.

Napięcie wyprostowane można tu wyrazić za pomocą wzoru

$$U_s = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\varepsilon} \sqrt{2} U \sin x dx = \frac{\sqrt{2}}{2\pi} U (\cos \alpha - \cos \varepsilon). \quad (17)$$

W powyższym wzorze w porównaniu z wzorem 7 występuje $\cos \alpha$ zamiast 1. W przypadku $R = 0$; $\alpha = 2\pi - \varepsilon$ i w konsekwencji $\cos \alpha - \cos \varepsilon \equiv 0$, niezależnie od wartości α . Natomiast ciekawe wyniki daje analiza przy założeniu $X = 0$. W takim stanie $\varepsilon = \pi$ i wzór 17 przybiera postać

$$U_s = \frac{\sqrt{2}}{2\pi} U (1 + \cos \alpha). \quad (18)$$



Rys. 12. Przebieg prądu i napięcia dla układu z rys. 11 z transformatorem idealnym

a - przypadek odbiornika R, b - przypadek odbiornika RL, α - kąt opóźnienia wyzwolenia tyrystora, ε - kąt zaniku prądu

Zmiana α od 0 do π pozwala na regulację średniej wartości napięcia wyprostowanego od $\frac{\sqrt{2}}{\pi} U$ do 0. Jednocześnie należy zwrócić uwagę, że skokowi napięcia przy wyzwoleniu tyrystora odpowiada proporcjonalny skok prądu (rys. 12a).

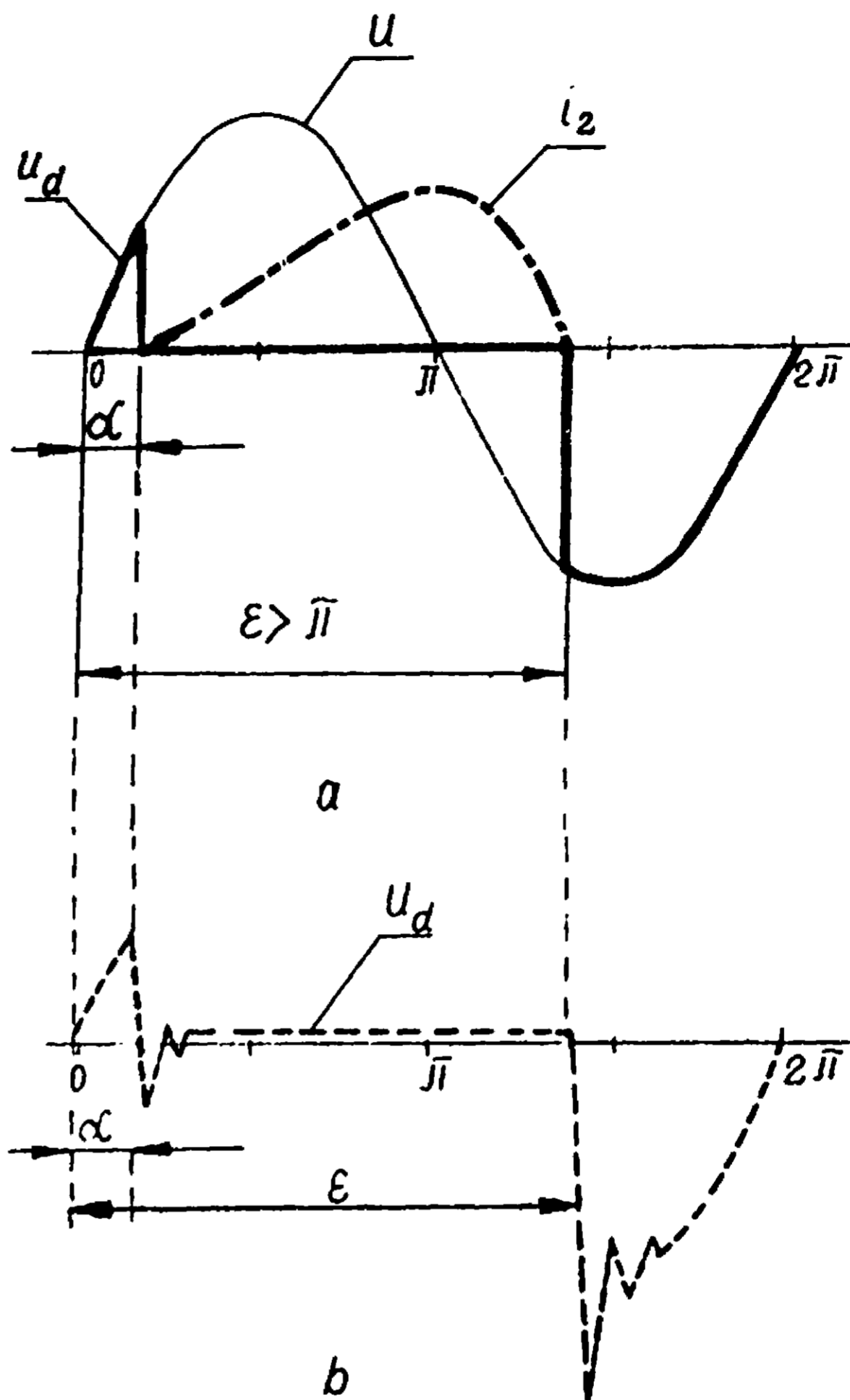
Przy skokowej zmianie jakiegokolwiek wielkości jej pochodna względem czasu dąży do nieskończoności. W praktycznych przypadkach skok jest bardzo szybką zmianą wartości, a pochodna ma wartość bardzo wysoką, lecz skończoną. Zarówno wartość $\frac{di}{dt}$ jak $\frac{du}{dt}$ ma dla zaworu sterowanego wyraźne ograniczenia. Przekroczenie dopuszczalnych granic $\frac{di}{dt}$ grozi nawet zniszczeniem zaworu. Konieczne jest więc zmniejszenie nachylenia skokowej zmiany wartości prądu lub napięcia. Obecność indukcyjności w obwodzie powoduje zmniejszenie $\frac{di}{dt}$ w zaworze, przy skoku napięcia o ΔU , co w przybliżeniu można wyrazić

$$L \frac{di}{dt} = \Delta U,$$

$$\text{czyli } \frac{di}{dt} = \frac{\Delta U}{L}.$$

Powyższe wyrażenie pozwala określić minimalną indukcyjność obwodu, przy której $\frac{di}{dt} < \frac{di}{dt}_{\text{dop.}}$

Skok napięcia jest przyczyną pojawienia się impulsu prądu pojemnościowego we wszystkich pojemnościach obwodu, a przede wszystkim w pojemności zaworu. Prąd pojemnościowy

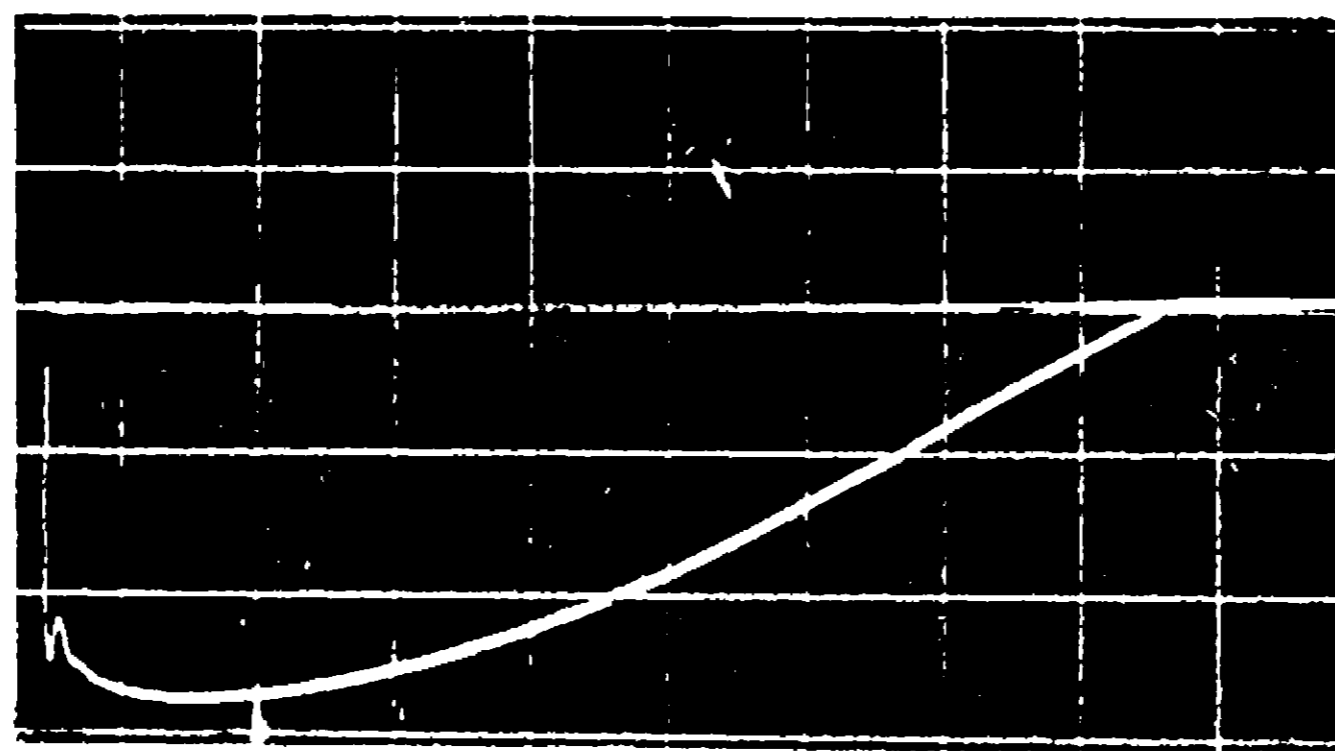


Rys. 13. Oscylacje napięcia na diodzie sterowanej

a - powtórzenie rys. 12b, przebieg napięcia na diodzie sterowanej bez oscylacji, b - przebieg napięcia na diodzie sterowanej z oscylacjami

$$i_c = C \frac{du}{dt}.$$

Wartość prądu jest ograniczona przez inne elementy obwodu i w konsekwencji wartość $\frac{du}{dt}$ staje się skończona. Duże stromości skoku napięcia komplikują pracę zaworów; należy więc dążyć do ich ograniczenia do poziomu ok. $15 \text{ V}/\mu\text{s}$. Obecnie produkuje się już zawory, które wytrzymują nawet $200 \text{ V}/\mu\text{s}$. Między pojemnościami i indukcyjnościami obwodu mogą powstać pobudzone przez skok napięcia oscylacje (rys. 13). Przy skoku napięcia powstającym po zaniku prądu (kąt ε na rys. 13), a więc w momencie przechodzenia zaworu do działania zaporowego, oscylacje mogą uzyskiwać znaczną wartość, do czego nie można dopuścić. Podobnie nie można dopuścić do powstawania oscylacji przy załączaniu tyrystora (kąt α na rys. 13) trwających dłużej, niż czas impulsu sterującego. Aby nie dopuścić do oscylacji po zaniku prądu, a jednocześnie zmniejszyć stromość skoku napięcia należy równoległe z zaworami włączyć pojemność i rezystancję, czyli układ R, C. Pojemność musi znacznie przekraczać pojemność wewnętrzną zaworu, a rezystancja powinna w stworzonym układzie RLC stłumić oscylacje, stwarzając przebieg aperiodyczny lub periodyczny silnie tłumiony (tłumienie bliskie krytycznego).



Rys. 14, Oscylogram napięcia na diodzie małej mocy przy działaniu jak na rys. 5a. Znikome oscylacje nie wymagają ochrony RC

Sposób doboru wartości układu RC dla ochrony zaworu będzie omówiony dalej w rozdziale 3.12. Oscylację nie wymagającą dobierania układu RC przedstawia rys. 14.

2.4. Układy jednokierunkowe nie sterowane przy $m > 1$

2.4.1. Przebieg napięcia wyprostowanego przy użyciu transformatora idealnego

Przy rozważaniach wprowadzimy wstępne założenia:

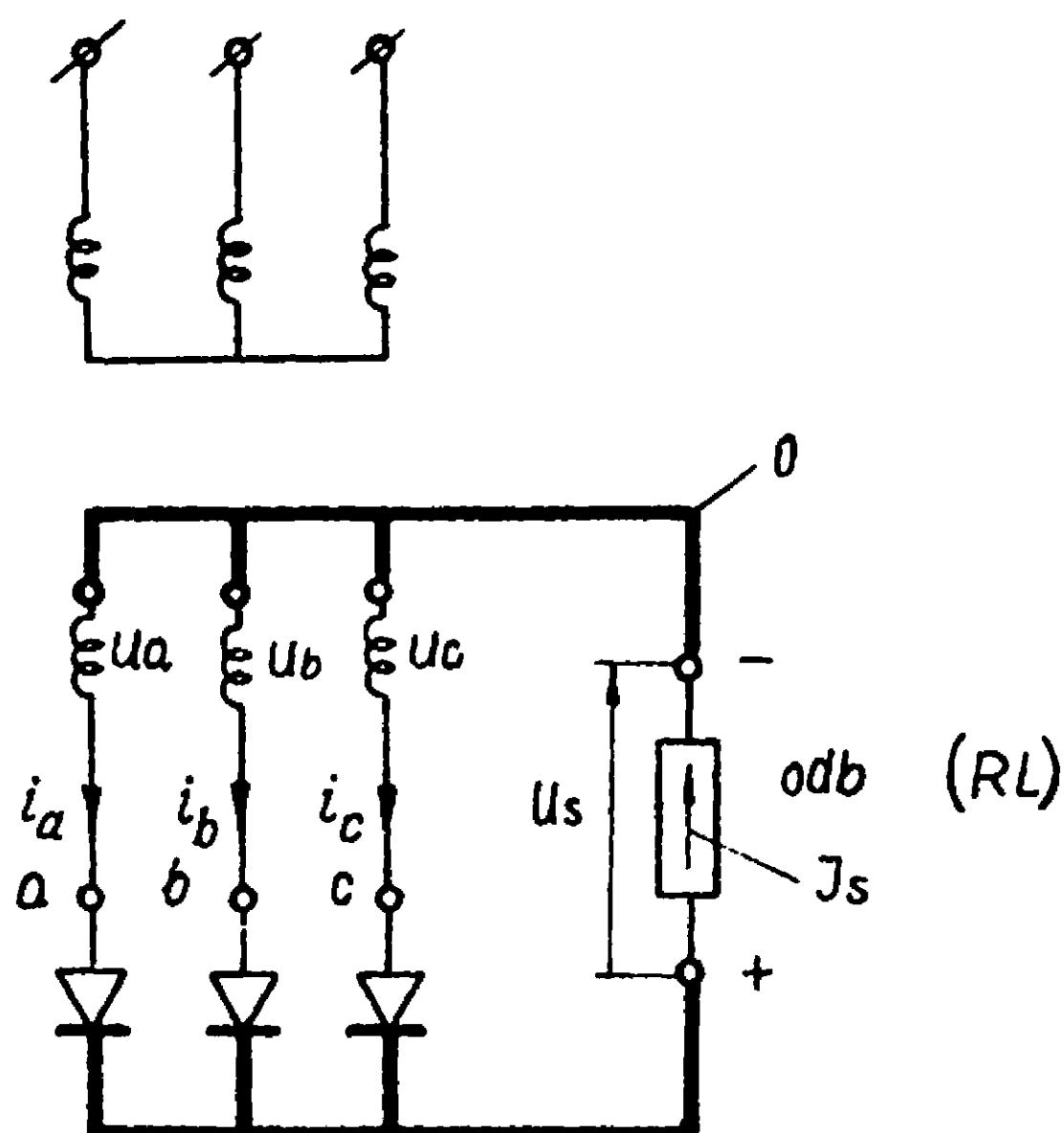
a. W odbiorniku występują elementy RL, przy czym stała czasowa $T = \frac{L}{R}$ jest znacznie większa od okresu zmienności napięcia sieciowego $\frac{1}{f}$, co pozwala uznać, że $T \rightarrow \infty$. W takich warunkach, nawet przy dużym pulsowaniu napięcia wyprostowanego, prąd wyprostowany jest praktycznie wygładzony, czyli zawiera pomijalną wartość składowej przemiennej w porównaniu ze składową stałą. Jeżeli sam odbiornik ma zbyt małą indukcyjność, stosuje się włączenie w szereg dławika gładzącego, ograniczającego składową przemienną prądu poniżej $5\% I_S$. Praktycznie cała składowa przemienna napięcia wyprostowanego odkłada się na indukcyjności odbiornika i dławika gładzącego.

b. Jako idealny zostanie uznany taki transformator, którego impedancja zwarcia jest pomijalnie mała. Impedancja gałęzi magnesowania nie gra roli w procesie prostowania.

Analiza przebiegu napięcia zostanie przeprowadzona w przykładowym oparciu o układ trójfazowy gwiazdowy, czyli dla $m_2 = 3$.

Rys. 15 przedstawia schemat układu z połączonymi grubą linią elementami ekwipotencjalnymi. Rys. 16 przedstawia przebieg trzech napięć fazowych na zaciskach a, b, c, U_a , U_b , U_c oscylujących względem punktu zerowego "0". Jeśli potencjał punktu

zerowego przedstawimy w postaci linii poziomej (linii odniesienia), to potencjały punktów a, b, c są właśnie równe przedstawionym na rys. 16 napięciom fazowym, gdyż napięcie jest różnicą potencjałów.



Rys. 15. Układ jednokierunkowy trójfazowy

ekwipotencjalny (rys. 15). Do tego układu przyłączony jest zacisk oznaczony +. Potencjał zacisku + jest równy potencjałowi anody zaworu przewodzącego prąd. Potencjały wszystkich pozostałych anod są w konsekwencji niższe od potencjału katod; zawory te działają zaporowo. Gdyby anoda któregośkolwiek zaworu uzyskała potencjał wyższy niż anoda zaworu pracującego, zawór ten uzyskałby polaryzację przepustową i zaczął przewodzić prąd, a poprzednio pracujący zawór ze względu na niższy potencjał przeszedłby do pracy zaporowej. Jednocześnie potencjał zacisku "-" jest równy potencjałowi punktu zerowego, który uznaliśmy za potencjał odniesienia (oś pozioma ωt).

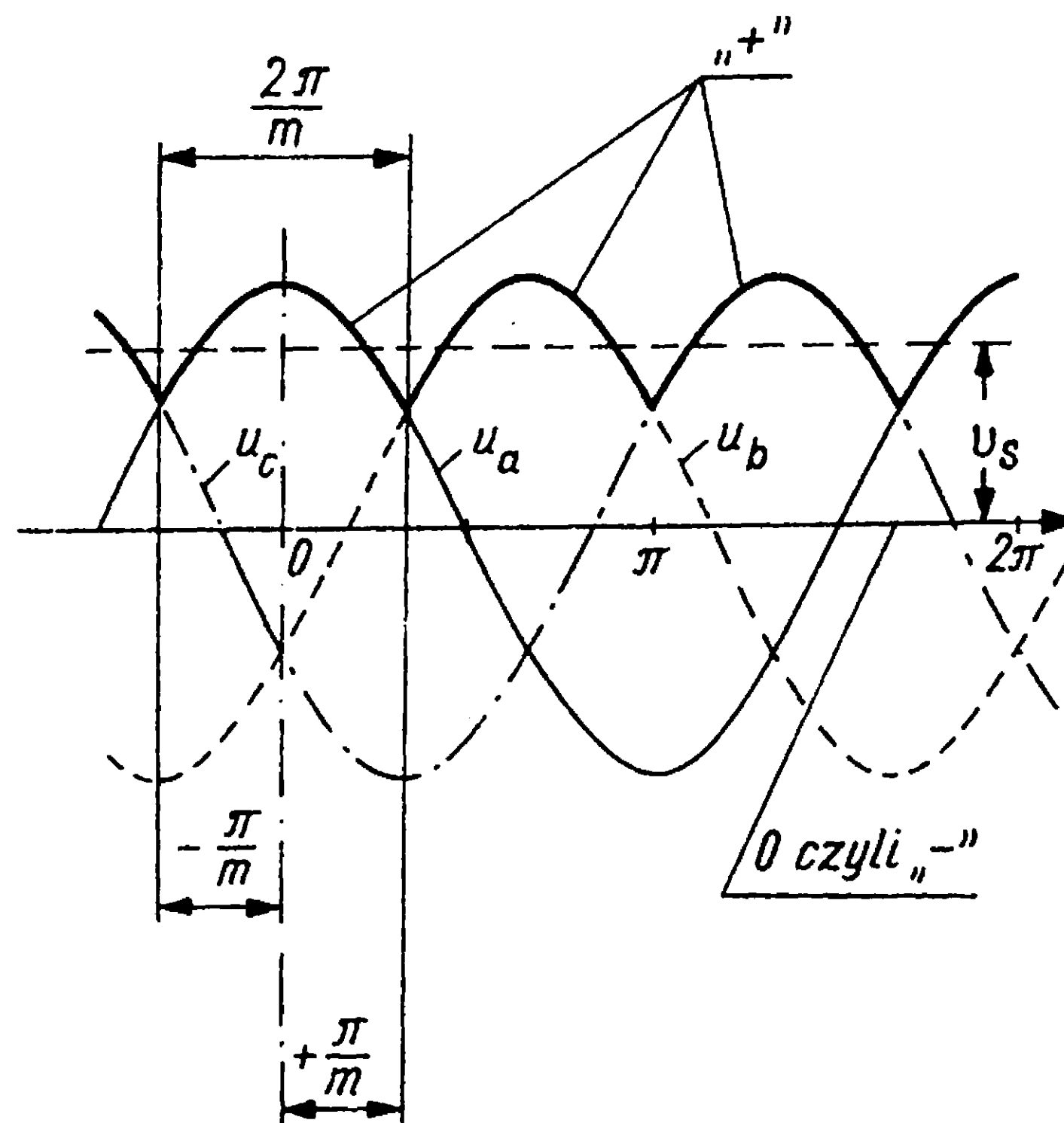
Gdy ze względu na sinusoidalną zmienność napięć poszczególnych faz układu wielofazowego anoda kolejnego zaworu uzyskuje najwyższy potencjał, przejmuje ona prąd od poprzed-

wionym na rys. 16 napięciom fazowym, gdyż napięcie jest różnicą potencjałów.

Potencjał katody zaworu idealnego jest równy potencjałowi anody, gdy zawór przewodzi prąd. Prąd może przewodzić tylko ten zawór, który ma najwyższy potencjał. Wyjaśnimy przyczynę tego.

Potencjał wszystkich katod jest jednakowy, gdyż wszystkie połączone ze sobą katody tworzą układ

niego zaworu, który natychmiast przechodzi do pracy zaporowej. W wyniku tego, jak widać na rysunku 16, różnica potencjałów między zaciskami odbiornika jest jednokierunkowa, a więc na odbiorniku panuje napięcie wyprostowane, lekko tętniące, o średniej wartości U_s .



Rys. 16. Przebieg napięcia wyprostowanego układu trójfazowego jednokierunkowego w oparciu o rys. 15

Częstotliwość tętnienia określona jest przez jej wielokrotność względem częstotliwości sieciowej. Wielokrotność ta jest definiowana jako "wskaźnik tętnienia" albo jako "liczba pulsów". W układach jednokierunkowych liczba pulsów jest równa liczbie faz m_2 .

Ze względu na układ zaworów prąd może płynąć przez odbiornik tylko jednokierunkowo przewodzony kolejno przez poszczególne zawory. Wyznaczenia wartości średniej napięcia U_s przy $m > 1$ można dokonać ogólnie dla układu gwiazdowego

jednokierunkowego. Okres tętnienia napięcia wyprostowanego trwa $\frac{2\pi}{m_2}$; widać to wyraźnie na rys. 16. Wartość średnią napięcia U_{so} wyprostowanego wystarczy więc znaleźć dla tego przedziału czasowego:

$$U_{so} = \frac{1}{\frac{2\pi}{m_2}} \int_{-\frac{\pi}{m_2}}^{\frac{\pi}{m_2}} \sqrt{2} U \cos x dx = \sqrt{2} U \frac{m_2}{\pi} \sin \frac{\pi}{m_2}. \quad (19a)$$

Powyższy wzór wygodniej jest wyrazić w postaci

$$\frac{U_{so}}{U} = \sqrt{2} \frac{m_2}{\pi} \sin \frac{\pi}{m_2}. \quad (19b)$$

Wartości liczbowe wynikające z wzoru 19b dla różnych wartości m_2 są następujące:

T a b e l a 2

m_2	2	3	6	12	$\rightarrow \infty$
$\frac{U_{so}}{U}$	0,90	1,17	1,35	1,40	$\sqrt{2}$

Gdy $m_2 \rightarrow \infty$ napięcie wyprostowane staje się obwiednią wierzchołków sinusoid, a więc $\frac{U_{so}}{U} \rightarrow \sqrt{2}$.

Napięcie wyprostowane jako tętniące ma oprócz składowej stałej U_s również składową przemienną odkształconą. Harmoniczne składowej przemiennnej w napięciu wyprostowanym mają rzędy $n = m_2 k$, gdzie k jest ciągiem kolejnych liczb naturalnych.

Wartości skuteczne tych harmonicznnych odniesione do U_{so} można w oparciu o analizę szeregu Fouriera wyrazić wzorem

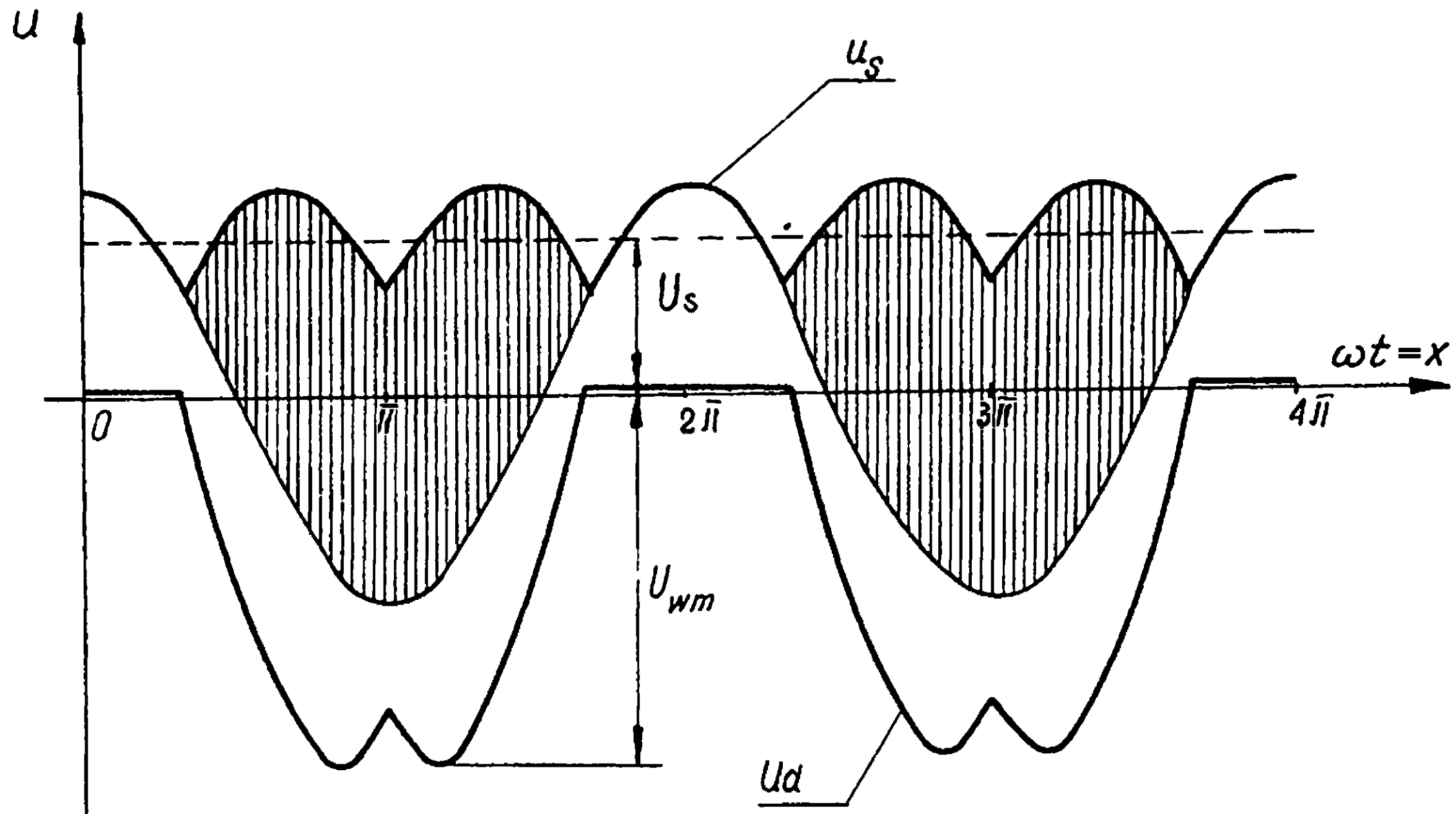
$$\frac{U_n}{U_{so}} = \frac{\sqrt{2}}{n^2 - 1}. \quad (20)$$

Zawartość harmonicznnych w napięciu wyprostowanym przedstawiono w tabeli 3.

Tabela 3

Rząd harmonicznej n	Napięcie harmoniczne $\frac{U_n}{U_{so}} \cdot 100\%$			
	$m_2 = 2$	$m_2 = 3$	$m_2 = 6$	$m_2 = 12$
1	-	-	-	-
2	47,2	-	-	-
3	-	17,7	-	-
4	9,42	-	-	-
5	-	-	-	-
6	4,05	4,05	4,05	-
7	-	-	-	-
8	2,25	-	-	-
9	-	1,77	-	-
10	1,43	-	-	-
11	-	-	-	-
12	0,99	0,99	0,99	0,99
13	-	-	-	-
14	0,73	-	-	-
15	-	0,63	-	-
16	0,56	-	-	-
17	-	-	-	-
18	0,44	0,44	0,44	-
19	-	-	-	-
20	0,36	-	-	-
21	-	0,32	-	-
22	0,29	-	-	-
23	-	-	-	-
24	0,25	0,25	0,25	0,25
$\sqrt{\sum \left(\frac{U_n}{U_{so}}\right)^2} \cdot 100\%$	48	19	4,2	1,04

Przebieg napięcia zaporowego wstecznego na jednym z zaworów układu przedstawionego na rys. 17. Wartość maksymalna napięcia wstecznego U_{wm} jest znacznie większa niż wartość średnia napięcia wyprostowanego U_{so} . Można stwierdzić, że dla



Rys. 17. Przebieg napięcia wstecznego (u_d) na diodzie w układzie z rys. 15. Wartość maksymalną tego napięcia oznaczono U_{wm}

liczby faz wtórnych $m_2 = 3$ oraz $m_2 = 6$ wartość $\frac{U_{wm}}{U_{so}} = 2,09$, natomiast dla $m_2 = 2$, $\frac{U_{wm}}{U_{so}} = \pi$; gdy $m_2 \rightarrow \infty$, $\frac{U_{wm}}{U_{so}}$ maleje dążąc do 2. Przebieg napięcia wstecznego złożony jest z $m_2 - 1$ odcinków sinusoidy, natomiast przez $\frac{1}{m_2}$ część okresu, gdy zawór idealny przewodzi prąd, napięcie między jego elektrodami równe jest 0. W zaworze realnym napięcie to ma wartość skończoną. Realny zawór musi być tak dobrany do układu, aby mógł wytrzymać największe napięcie wsteczne, jakie na nim wystąpi.

Nieodpowiednio dobrany zawór, o zbyt małej wytrzymałości napięciowej może zostać przebity, czyli trwale pozbawiony właściwości zaporowych; dotyczy to w szczególności zaworów monokrystalicznych. Trzeba pamiętać, że na przebieg napięcia wstecznego (rys. 17) nakładają się przepięcia powodowane komutacją oraz przepięcia przypadkowe. Z powodu przepięć komutacyjnych powtarzających się w każdym okresie zmienności, wytrzymałość napięciową zaworu dobiera się w katalogu dwukrotnie wyższą niż wynikałoby to z nie zakłóconego przebiegu napięcia wstecznego. Przepięcia przypadkowe są wyższe niż komutacyjne, nie występują jednak okresowo, lecz sporadycznie i katalogi przewidują dla nich wyższe dopuszczalne wartości, znacznie bliższe realnej granicy wytrzymałości zaworu (patrz dane kilku rodzajów zaworów w rozdziale 12, część II).

2.4.2. Przebiegi prądów przy użyciu transformatora idealnego

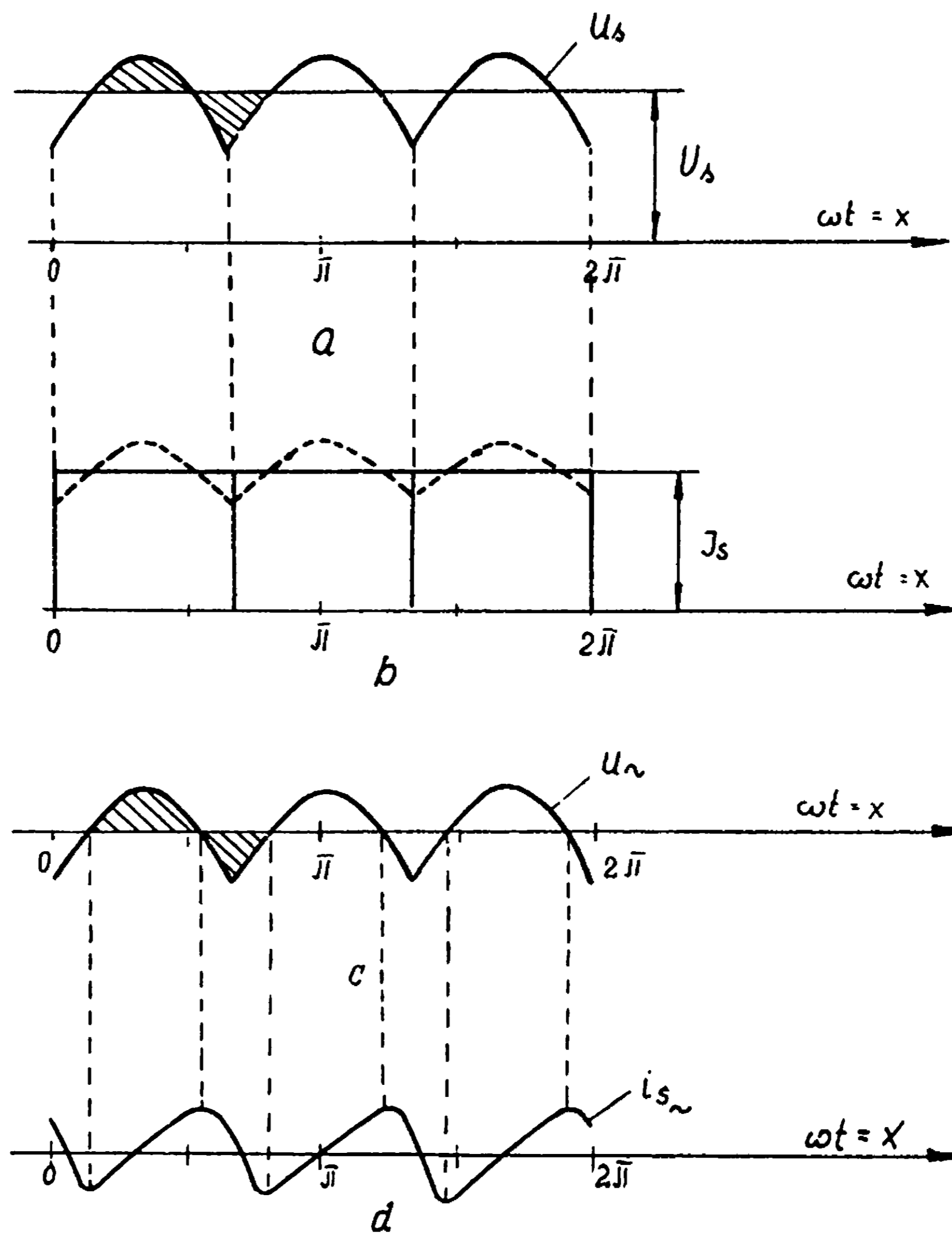
a. Prąd odbiornika

W gałęzi odbioru, ogólnie biorąc, mogą występować elementy R , L , C , E . Rozpatrzmy tutaj przypadek, gdy siła elektromotoryczna $E = \text{const}$, elementy R , L są liniowe, a pojemność C jest pomijalnie mała. Składowa stała prądu płynąca przez opór R oraz siła elektromotoryczna dają łącznie napięcie U_s

$$U_s = I_s R + E.$$

Składowa przemienna napięcia u_s widoczna na rys. 18a i oznaczona na rys. 18c jako u_{\sim} jest równoważona przez spadek napięcia od składowej przemiennnej prądu $i_{s\sim}$ płynącej przez elementy R , L gałęzi odbiornika

$$u_{\sim} = i_{s\sim} R + X \frac{di_{s\sim}}{dx}.$$



Rys. 18. Przebieg prądu wyprostowanego dla układu z rys. 15 w przypadku odbiornika RL
 a - napięcie wyprostowane jak na rys. 16 przy transformatorze idealnym, b - odpowiadający rysunkowi a przebieg prądu odbioru, gdy $\frac{L}{R} \gg \frac{1}{f}$ (linia ciągła), gdy $L = 0$ (linia przerywana),
 c - składowa przemienna napięcia z rysunku a, d - składowa przemienna prądu i , dla której $L \frac{di_{\sim}}{dt}$ (lub $X \frac{di_{\sim}}{dx}$) równa się napięciu z rysunku c

Gdy $\frac{X}{R} \gg 10$ równanie to można uprościć przez pominięcie członu $i_{s\sim} R$. Przebieg składowej przemiennej prądu spełniający tak uproszczone równanie pokazano na rys. 18d. Jeżeli amplituda ujemna składowej przemiennej prądu jest $< I_s$, to przebieg prądu jest bezprzerwowy. Gdy wartość E jest bliska U_s , a indukcyjność gałęzi odbiornika jest dostatecznie mała pojawia się praca impulsowa. Aby pracy impulsowej uniknąć należy dobrać odpowiednio dławiki gładzące do gałęzi odbioru. Sposób obliczania dławików będzie podany w części II skryptu.

b. Prąd wtórny

Analiza zostanie przeprowadzona zarówno dla odbiornika R, L o tak dużej stałej czasowej, że prąd pobierany można potraktować jako wygładzony, jak i dla przypadku odbiornika czysto rezystancyjnego. Obecność siły elektromotorycznej nie będzie rozważana. W pierwszym przypadku prąd odbioru wynosi I_s i nie pulsuje. Przy założeniu transformatora idealnego komutacja jest natychmiastowa. Prąd dostarczany z kolejno działających faz ma więc kształt impulsów prostokątnych (rys. 18b), trwających przez $\frac{1}{m_2}$ część okresu. Przez pozostałe $\frac{m_2 - 1}{m_2}$ części okresu prąd dostarczany przez daną fazę jest równy zeru. Przy braku indukcyjności w gałęzi odbioru - zbocza impulsu prądu fazowego pozostają nie zmienione, natomiast część grzbietowa przyjmuje kształt fali napięcia wyprostowanego, jak to zaznaczono linią przerywaną na rys. 18b.

Wartość średnia prądu wtórnego układu m_2 - fazowego jednokierunkowego wynosi oczywiście:

$$I_{2 \text{ śr}} = \frac{I_s}{m_2} \cdot \quad (21)$$

Natomiast wartość skuteczna prądu wtórnego zostanie obliczona w oparciu o definicję tej wartości

$$I_{2\text{ sk}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_2^2 dx}. \quad (22)$$

Jeżeli prąd wyprostowany jest wygładzony, wartość i_2 wynosi albo I_s przez czas $\frac{2\pi}{m_2}$, albo 0 przez resztę okresu. Całka (22) ulega wtedy uproszczeniu

$$I_{2\text{ sk}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{\frac{2\pi}{m_2}} I_s^2 dx + \int_{\frac{2\pi}{m_2}}^{2\pi} 0 dx \right]} = \frac{I_s}{\sqrt{m_2}}. \quad (23)$$

Jeśli prąd nie jest wygładzony, wzór komplikuje się. Jako przykład zostanie podany odbiór rezystancyjny

$$I_{2\text{ sk}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{m_2}}^{+\frac{\pi}{m_2}} I_m^2 \cos^2 x dx} = I_m \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\frac{1}{2} \sin \frac{2\pi}{m_2} + \frac{\pi}{m_2} \right)}. \quad (24)$$

Przy odbiorze rezystancyjnym kształt wyprostowanego napięcia i prądu jest identyczny, a więc w oparciu o tabelę 2 dla $m_2 = 3$

$$I_m = I_s \frac{\sqrt{2}}{1,17}, \text{ co daje } I_{\text{sk}} = I_s 0,588 \cong \frac{I_s}{\sqrt{2,9}}.$$

Wartość $\frac{I_s}{\sqrt{2,9}}$ różni się od wartości $\frac{I_s}{\sqrt{3}}$ podanej przez wzór (23) tylko o 1,7%, co pozwala na stosowanie wzoru (23) nawet przy niepełnym wygładzeniu prądu, gdy $m_2 \geq 3$. Jeżeli pulsacje prądu powodowane obecnością siły elektromotorycznej w odbiorze stają się większe niż przy odbiorze czysto rezystancyjnym bez gładzenia, wtedy nie można stosować wzoru (23), lecz I_{sk} liczyć z podstawowego wzoru (22).

c. Prąd pierwotny oraz prąd sieciowy

Liczba faz strony pierwotnej wynosi 1, 2 lub 3 (patrz rys.2). Zasadnicza większość przypadków energetycznych ma $m_1 = 3$, przy liczbie m_2 wynoszącej 3, 6 lub więcej. Gdy $m_1 = m_2$ poszczególne fazy równoważą składowe przemienne swoich własnych prądów wtórnych. Jeśli $m_2 > m_1$ jedna faza pierwotna musi równoważyć przepływ więcej niż jednego uzwojenia wtórnego.

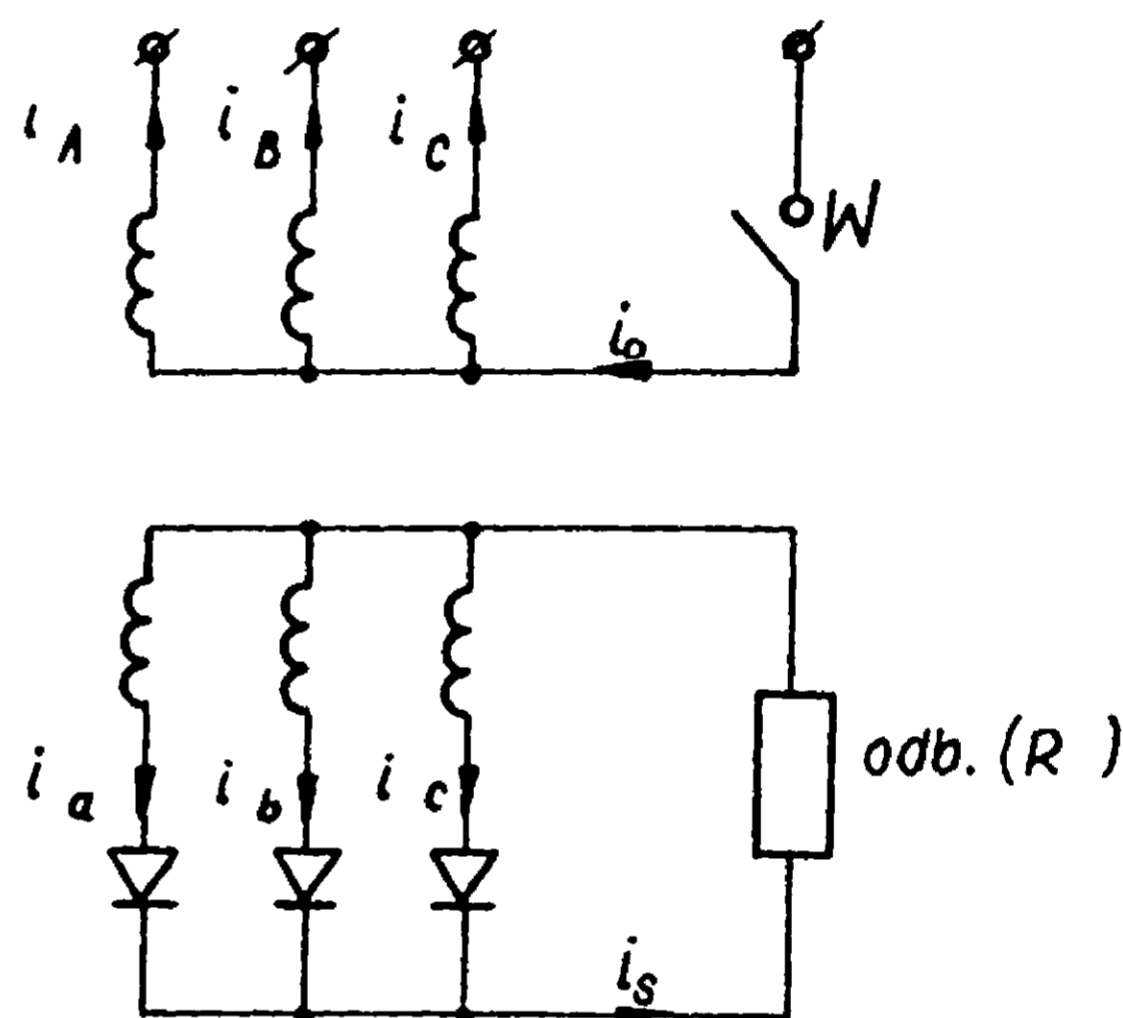
Rozważymy przede wszystkim przypadek $m_1 = m_2$, przyjmując, że obecność nawet minimalnej rezystancji po stronie pierwotnej powoduje, iż składowa

stała nie przenosi się w stanie ustalonym na stronę pierwotną. Przepływ składowej stałej pozostaje więc nie zrównoważony i wytwarza strumień

składowej stałej. Jeżeli prąd odbiornika nie jest wygładzony, składowa przemienna płynąca przez punkt zerowy strony wtórnej zawiera harmoniczne

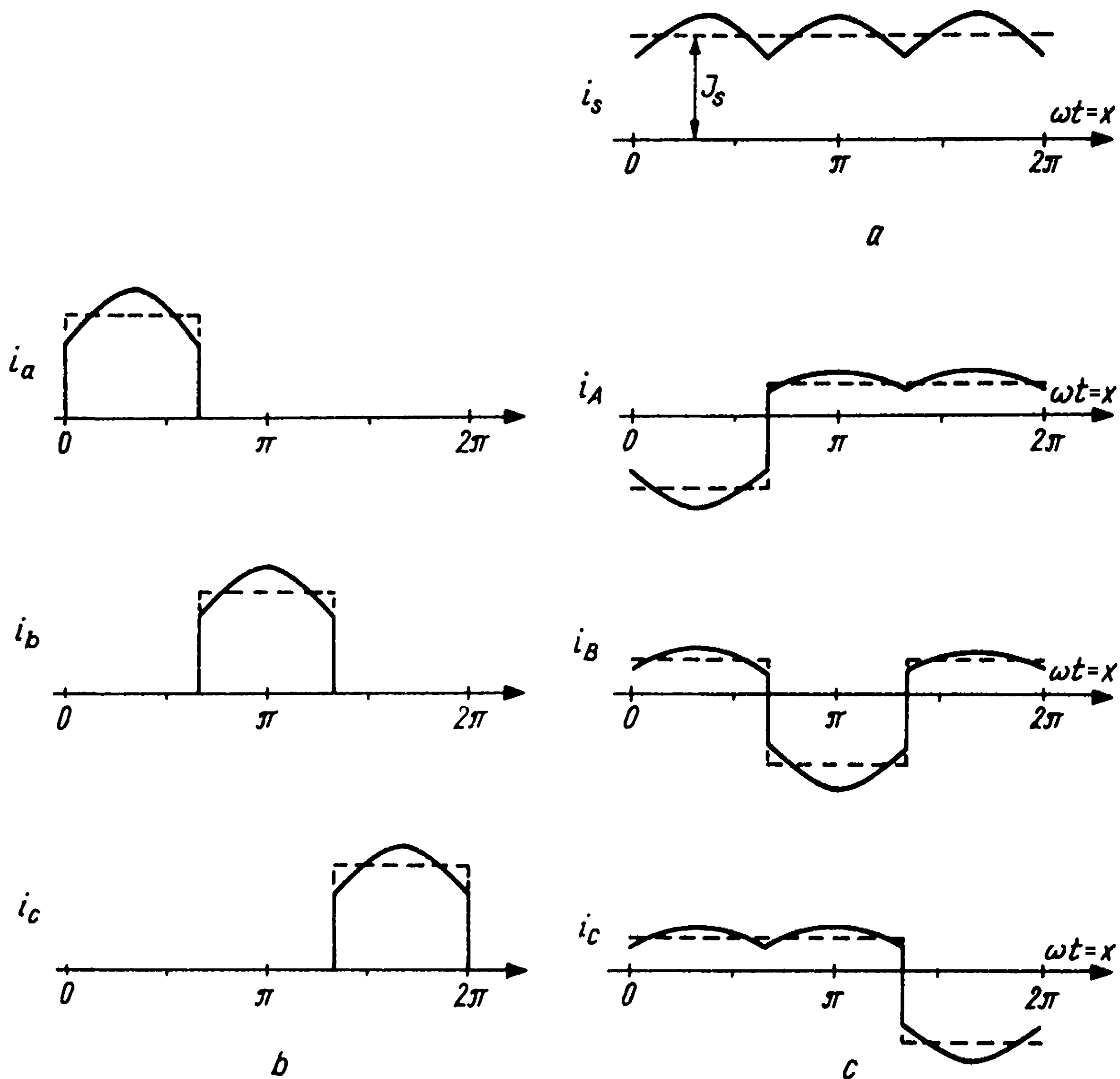
stanowiące nieparzyste i parzyste wielokrotności 3. Harmoniczne te, przy otwartym obwodzie przewodu zerowego strony pierwotnej (rys. 19), nie mogą się również transformować na stronę pierwotną,

pozostają nie zrównoważone i wytwarzają strumień jarzmowy potrójnej częstotliwości w rdzeniu transformatora. Zjawisko to odpowiada istnieniu dławika gładzącego w gałęzi odbioru i ogranicza harmoniczne prądu i napięcia w odbiorze czysto rezystan-



Rys. 19. Układ trójfazowy jednokierunkowy w układzie Yy z odbiornikiem R i możliwością otwierania lub zamykania wyłącznikiem W obwodu przewodu zerowego i_0 po stronie pierwotnej transformatora

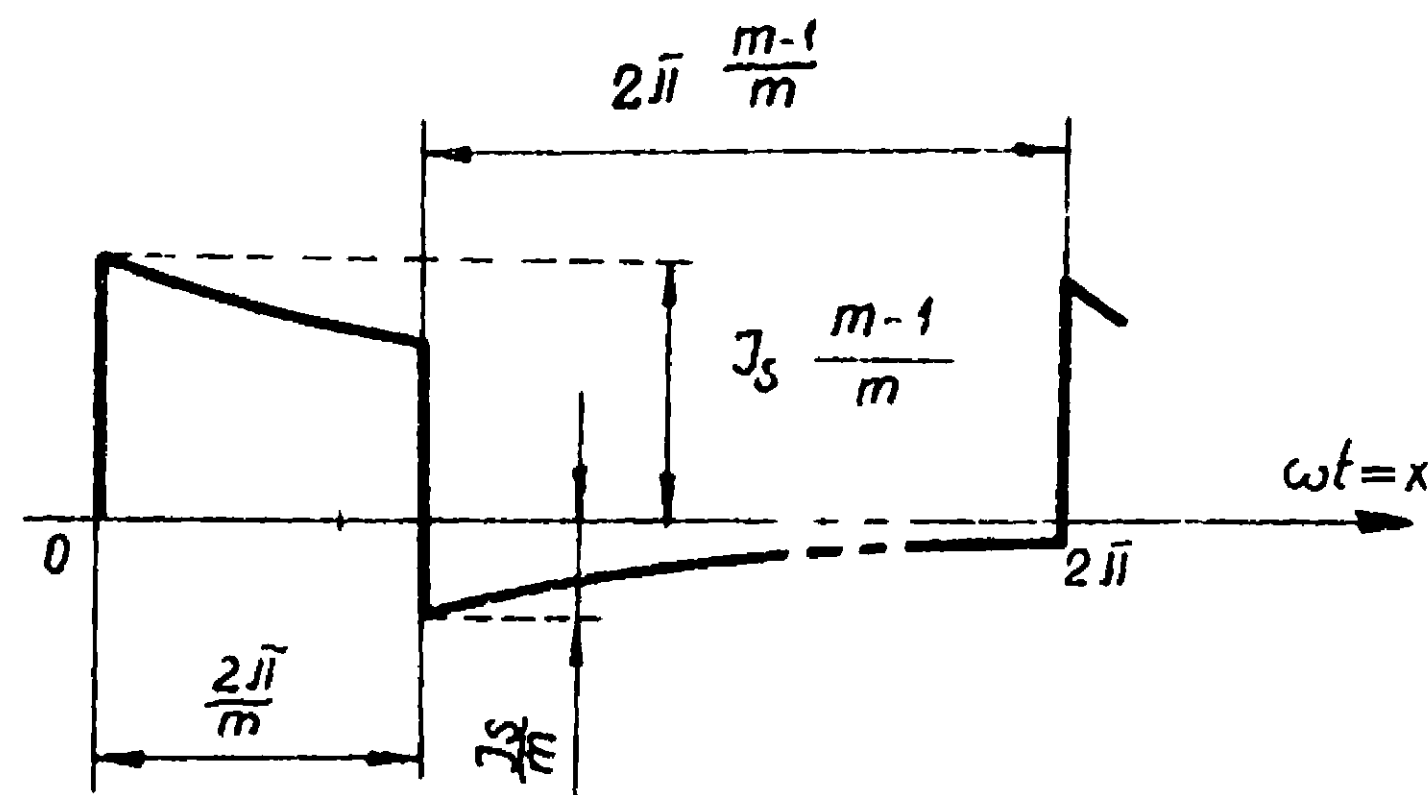
cyjnym. Prąd pierwotny, który nie równoważy składowej stałej i 3k-harmonicznym, ma kształt pokazany na rys. 20e, f, g.



Rys. 20. Przebiegi prądów wtórnych i pierwotnych dla układu z rys. 19. ----- przy działaniu dławika gładzącego w gałęzi odbiornika, ——— bez dławika gładzącego w gałęzi odbiornika i przy zamkniętym wyłączniku W (rys. 19)

a - prąd wyprostowany (odbiornika); składowa przemienna tego prądu jest jednocześnie prądem i_0 , gdy wyłącznik W jest zamknięty, b - prąd wtórny i_a , i_b , i_c , c - prąd pierwotny i_A , i_B , i_C przy pomijalnie małym i_μ

W przypadku dużego udziału rezystancji po stronie pierwotnej, co występuje w bardzo małych układach, przebieg prostokątny po stronie pierwotnej odkształca się dodatkowo krzywymi wykładniczymi, jak na rys. 21. Stała czasowa wynosi dla tych krzywych $T = \frac{L\mu}{R_1}$, co wskazuje, że w typowych układach energetycznych, nawet niewielkiej mocy, można się z tym rodzajem odkształcenia nie liczyć.



Rys. 21. Odkształcenie przebiegu prądu pierwotnego odpowiadającego rys. 20e (linia przerywana) krzywą wykładniczą (znak prądu pokazano przeciwnie niż na rys. 20e)

Wartość skuteczną prądu pierwotnego przeliczonego do wspólnej liczby zwojów przy $m_1 = m_2 = m$ można obliczyć stosując wzór (22):

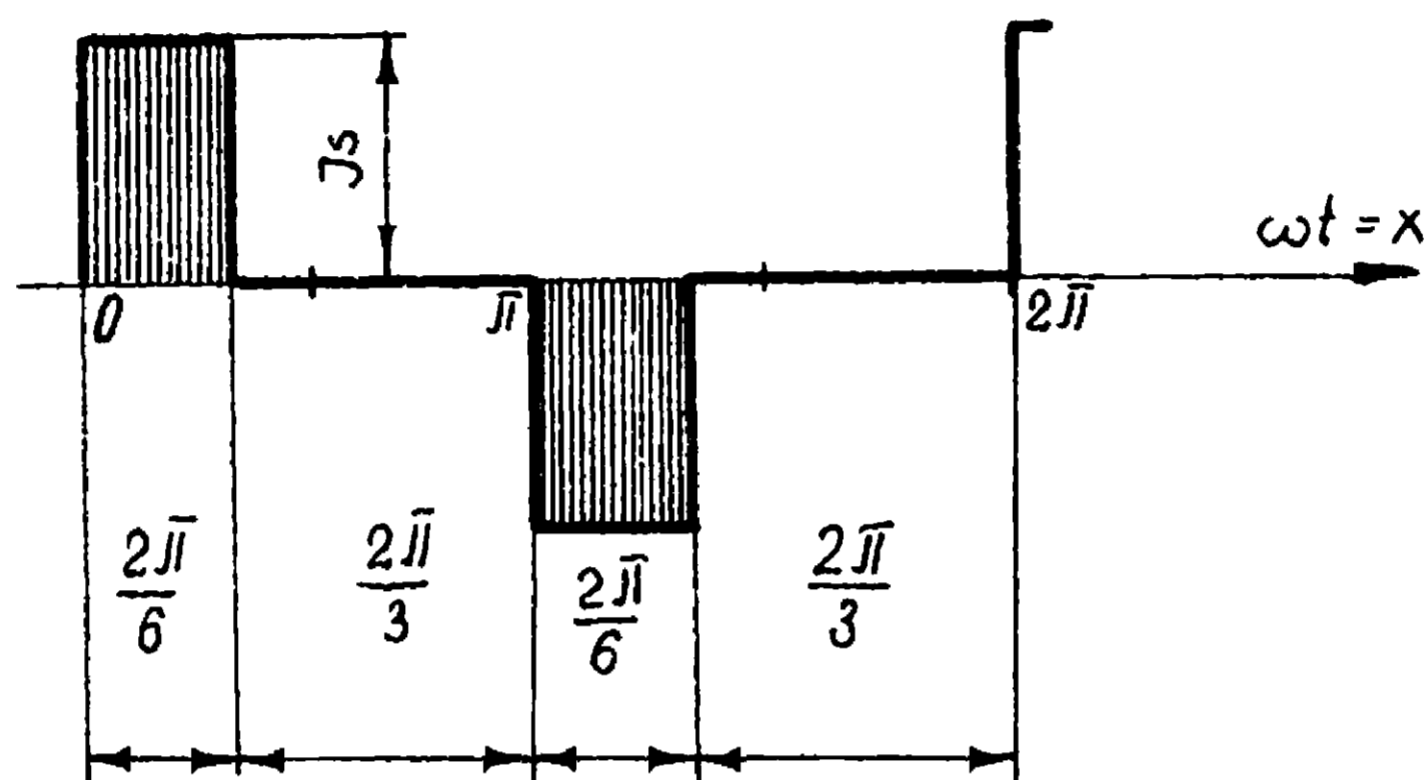
$$I_{1sk} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{\frac{2\pi}{m}} \left(I_s \frac{m-1}{m} \right)^2 dx + \int_{\frac{2\pi}{m}}^{2\pi} \left(\frac{I_s}{m} \right)^2 dx \right]} =$$

$$= \frac{I_s}{\sqrt{m}} \sqrt{\frac{m-1}{m}} \quad (25)$$

i podstawiając $m = 3$

$$I_{1 \text{ sk}} = \frac{I_s}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (26)$$

Tak więc współczynnik zmniejszenia wartości skutecznej prądu pierwotnego w porównaniu z prądem wtórnym wynosi w tym przypadku $\sqrt{\frac{2}{3}} = 0,817$.



Rys. 22. Prąd pierwotny w uzwojeniu fazowym trójkąta układu $\Delta *$ (przy $\nu = 1$)

W przypadku układu sześciofazowego gwiazdowego wtórnego przy trójfazowym trójkącie pierwotnym ($m_1 = 3$; $m_2 = 6$) na stronę pierwotną przenoszą się w każdej fazie dwa impulsy: dodatni i ujemny, a prąd pierwotny jest ich sumą, co przedstawia rys. 22. Składowe stałe obu impulsów wtórnych są wzajemnie przeciwne i ich wpływ na rdzeń znosi się. Strumień składowej stałej jest w tym przypadku tylko strumieniem rozproszenia między obu uzwojeniami wtórnymi tej samej fazy. Wartość skuteczna prądu pierwotnego wynosi

$$I_{1 \text{ sk}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{6} \cdot 2} I_s^2 dx} = \frac{I_s}{\sqrt{3}} \quad (27)$$

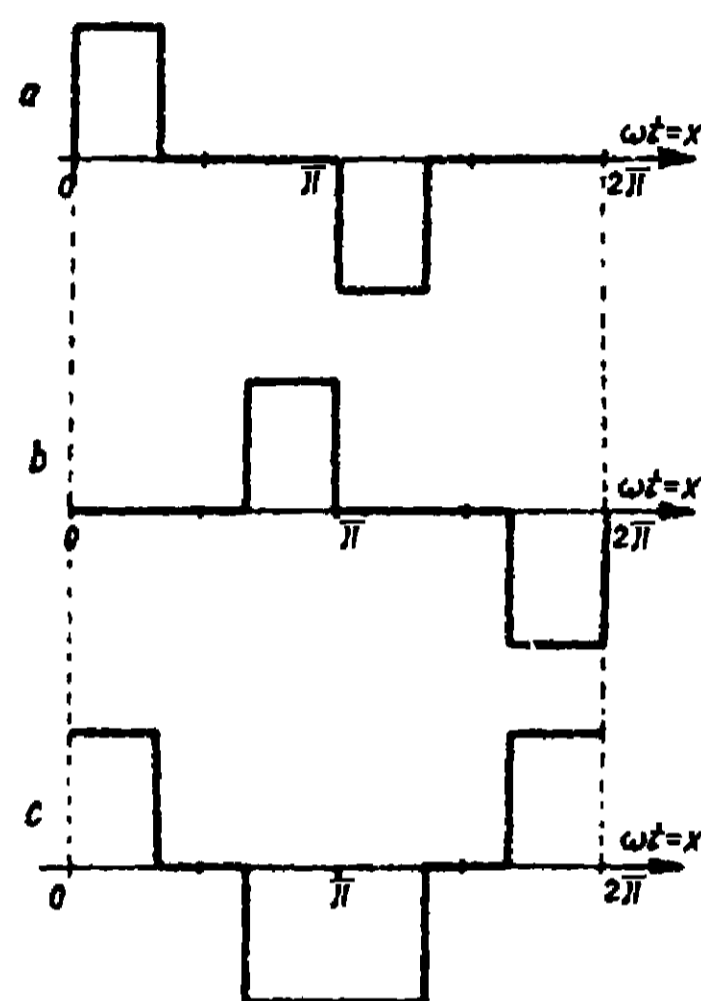
jest on więc $\sqrt{2}$ krotnie większy od prądu fazy wtórnej. Amperozwoje wtórne zawierają tu 3-harmoniczną i jej nieparzyste wielokrotne. Połączone w trójkąt uzwojenie pierwotne może je równoważyć, natomiast w prądzie sieciowym już one nie występują.

Przebieg prądu sieciowego, jako różnicy prądów dwóch faz przedstawia rys. 23. Zastosowanie wzoru (22) pozwala stwierdzić, że w przypadku, gdy uzwojenie wtórne jest gwiazdą sześciofazową, skuteczny prąd sieciowy jest $\sqrt{2}$ krotnie większy od skutecznego prądu uzwojenia fazowego trójkąta pierwotnego nie zaś $\sqrt{3}$, jak w układach z prądem symetrycznym sinusoidalnym.

We wszystkich układach z parzystą liczbą faz wtórnych przepływy składowej stałej wzajemnie się równoważą i nie wzbudzają strumienia jarzmowego, a w prądzie pierwotnym nie występują parzyste harmoniczne.

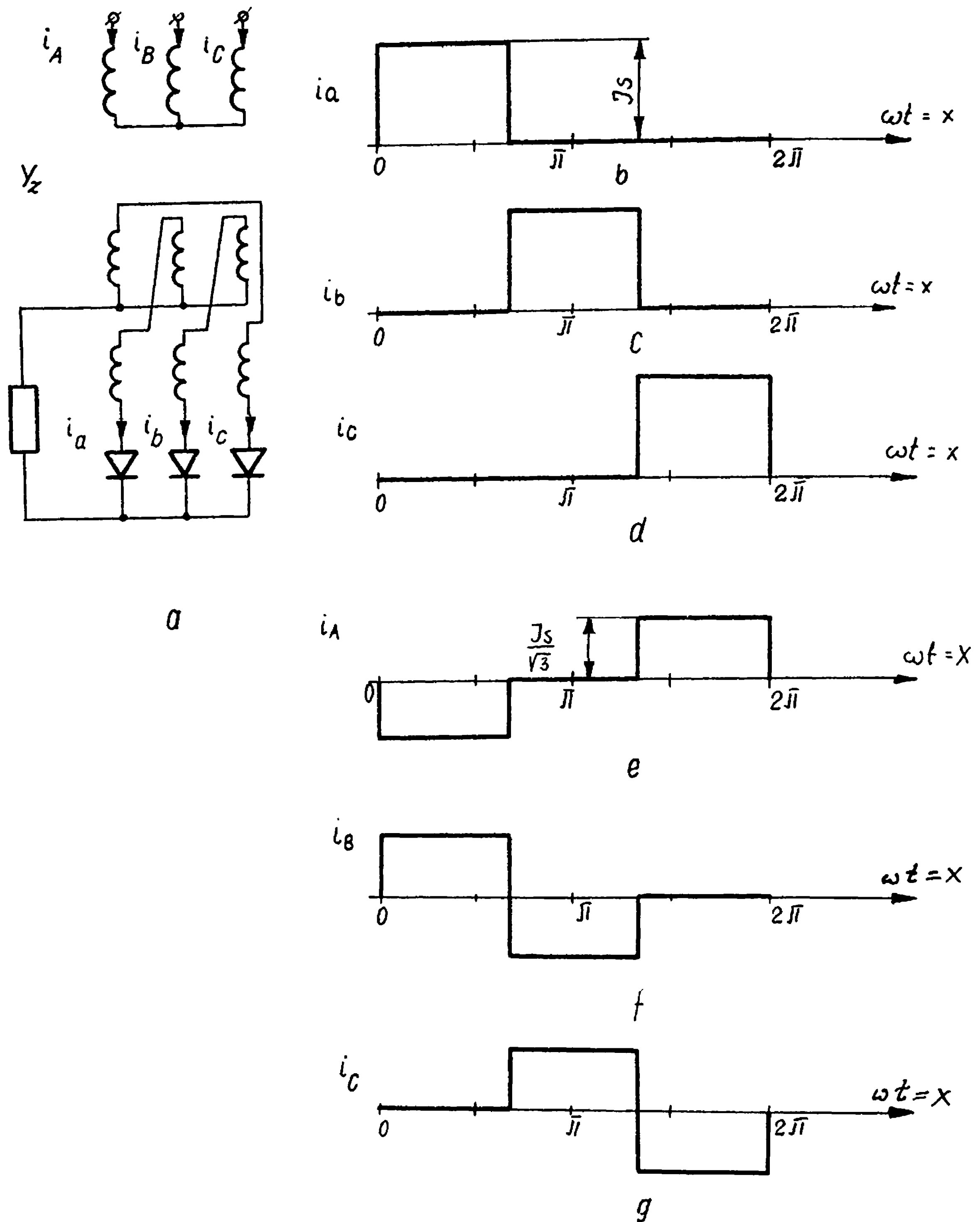
W przypadku układu wtórnego trójfazowego, gdzie $m_2 = 3$ jest liczbą nieparzystą, istnieje jednak możliwość zrównoważenia amperozwojów składowej stałej i ewentualnych $3k$ -harmonicznych płynących w przewodzie zerowym. Układem trójfazowym równoważącym wewnętrznie przepływ prądu przewodu zerowego jest zygzak.

Układ zygzaka oraz prądy wtórne i pierwotne przy przekładni $\frac{U_1}{U_2} = 1$ przedstawia rys. 24.



Rys. 23. Wyznaczenie prądu sieciowego układu Δ^*

a - prąd uzwojenia fazowego A, b - prąd uzwojenia fazowego B, c - różnica prądów faz A oraz B, czyli prąd przewodowy sieciowy



Rys. 24. Układ jednokierunkowy trójfazowy z zygzakiem po stronie wtórnej (Yz)

a - schemat układu, b - prąd fazy a, c - prąd fazy b, d - prąd fazy c, e - prąd pierwotny A, f - prąd pierwotny B, g - prąd pierwotny C

Wartość skuteczna prądu pierwotnego wynosi tu

$$I_{1 \text{ sk}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\left(\frac{2\pi}{3}\right) \cdot 2} \left(\frac{I_s}{\sqrt{3}}\right)^2 dx} = \frac{I_s}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}}. \quad (28)$$

Wyrażenie 28 jest oczywiście identyczne z wyrażeniem 26, jedynie kształt prądu jest inny.

Moc elektryczna pozorna układu trójfazowego $m_1 = m_2 = 3$ wynosi:

$$S_2 = 3 \cdot \frac{U_s}{1,17} \cdot \frac{I_s}{\sqrt{3}} = 1,485 P_s,$$

$$S_1 = 3 \cdot \frac{U_s}{1,17} \cdot \frac{I_s}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} = 1,21 P_s,$$

$$S_{\text{sr}} = \frac{1,485 + 1,21}{2} P_s = 1,35 P_s.$$

W przypadku, gdy $m_2 \rightarrow \infty$ wartość skuteczna prądu pierwotnego trójfazowego ($m_1 = 3$) dąży do wartości $I_{1 \text{ sk}} = I_s \sqrt{\frac{2}{3}}$, przy założeniu, że $U_{f1} = U_{f2}$, a kształt tego prądu dąży do sinusoidy (patrz rozdział 2.4.5).

2.4.3. Zagadnienie wzbudzenia rdzenia układów jednokierunkowych z $m_2 = 3$

W rozdziale 2.4.2 wyjaśniono, że układ prostownikowy gwiazdowy trójfazowy powoduje pojawienie się strumienia jarzmowego składowej stałej. Strumień ten podmagnesowuje rdzeń jednokierunkowo i należy tak projektować składową przemienną strumie-

nia głównego, aby wartość indukcji maksymalnej w połówkach, w których obie składowe się sumują, nie przekraczała wartości dopuszczalnej. Przy obciążeniu znamionowym i blasze zimnowalcowanej można nawet dopuścić 1,8 T.

Wartość strumienia jarzmowego można określić w oparciu o pojęcie reaktancji dla składowej zerowej prądu. W transformatorach rdzeniowych wynosi ona dla układu Yy_0 około 50 - 70%. Do analizy przyjmijmy przykładowo wartość 66,7%. Oznacza to, że sinusoidalny prąd składowej zerowej, płynący w uzwojeniu fazowym i równy prądowi znamionowemu w każdej fazie, wytwarza 66,7% strumienia znamionowego w każdej kolumnie, a więc wartości chwilowej prądu wynoszącej $\sqrt{2} I_n$ odpowiada wartość chwilowa strumienia $\frac{2}{3} \phi_{mn}$. Wartość maksymalna prądu znamionowego wynosi właśnie $\sqrt{2} I_n$.

Wartość składowej stałej prądu jednej fazy wynosi przy pracy prostowniczej $\frac{I_s}{3}$. Prąd znamionowy strony pierwotnej układu przeliczony do wspólnej liczby zwojów ma zgodnie z wyrażeniem (26) $I_{1sk} = \frac{I_s}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}}$. Wartość maksymalna sinusoidy o tej samej wartości skutecznej dla warunków znamionowych wynosi więc $I_{1mn} = I_{sn} \frac{2}{3}$. Tej wartości chwilowej maksymalnej prądu przy zadanej reaktancji dla składowej zerowej w jednostkach względnych, przykładowo $x_r^{(0)} = 0,667$, odpowiada wartość chwilowa maksymalna strumienia składowej zerowej wynosząca $0,667 \phi_{mn}$, a ogólnie biorąc $x_r^{(0)} \phi_{mn}$. Proporcjonalnie do wartości chwilowej prądu zmienia się wartość chwilowa strumienia, a zatem prądowi składowej stałej w fazie wynoszącemu $I_s \frac{1}{3}$ odpowiada strumień ϕ_s zgodnie z proporcją:

$$\frac{\phi_s}{I_s \cdot \frac{1}{3}} = \frac{x_r^{(0)} \phi_{mn}}{I_{sn} \cdot \frac{2}{3}} \quad (29)$$

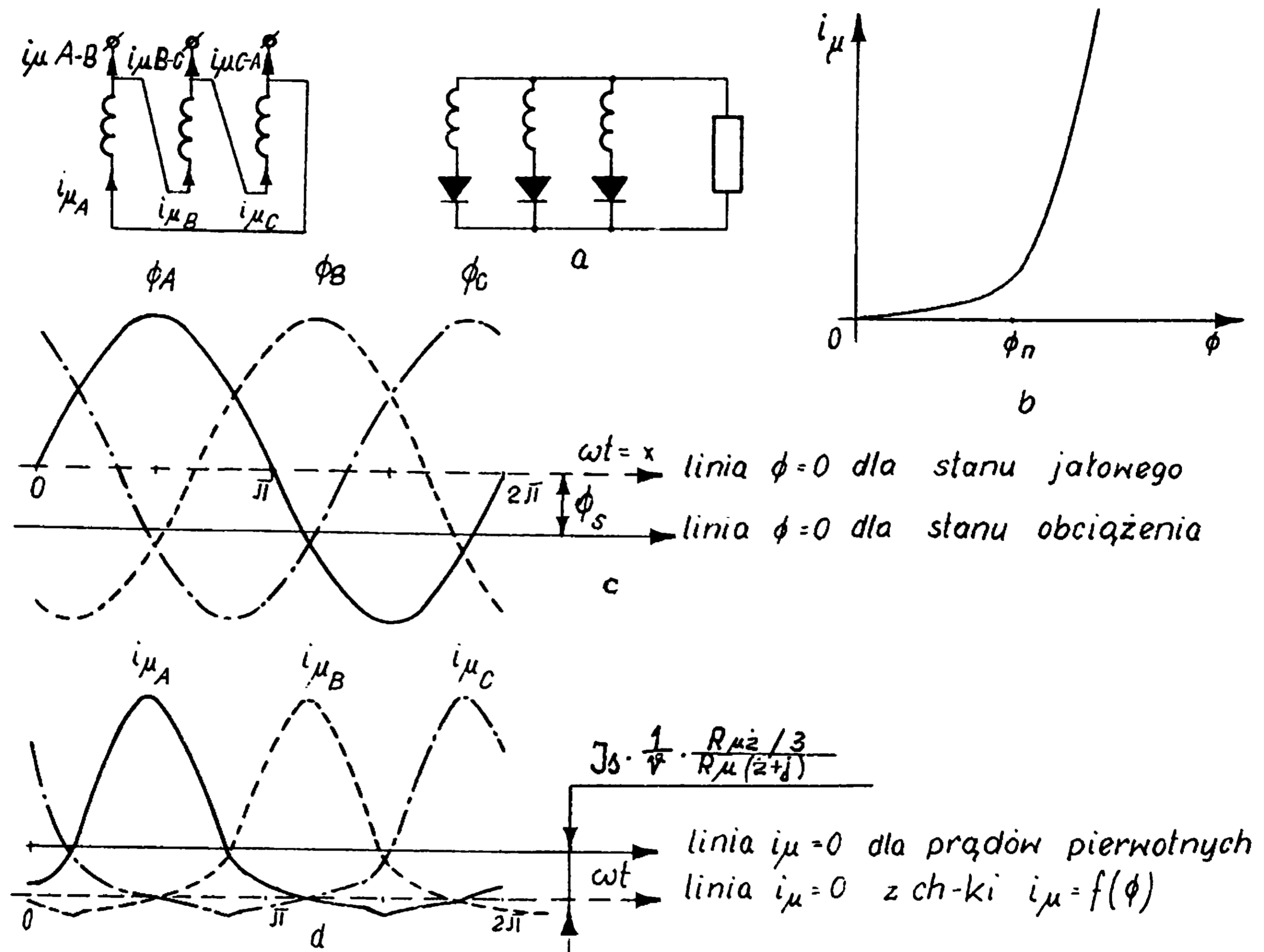
$$\phi_s = \phi_{mn} \frac{I_s}{I_{sn}} \cdot \frac{x^{(0)}}{2}, \quad (29)$$

$$\text{przy } x_r^{(0)} = 0,667 \quad \phi_s = \phi_{mn} \cdot \frac{1}{3} \cdot \frac{I_s}{I_{sn}},$$

$$\text{przy } x_r^{(0)} = 0,5 \quad \phi_s = \phi_{mn} \cdot \frac{1}{4} \cdot \frac{I_s}{I_{sn}}.$$

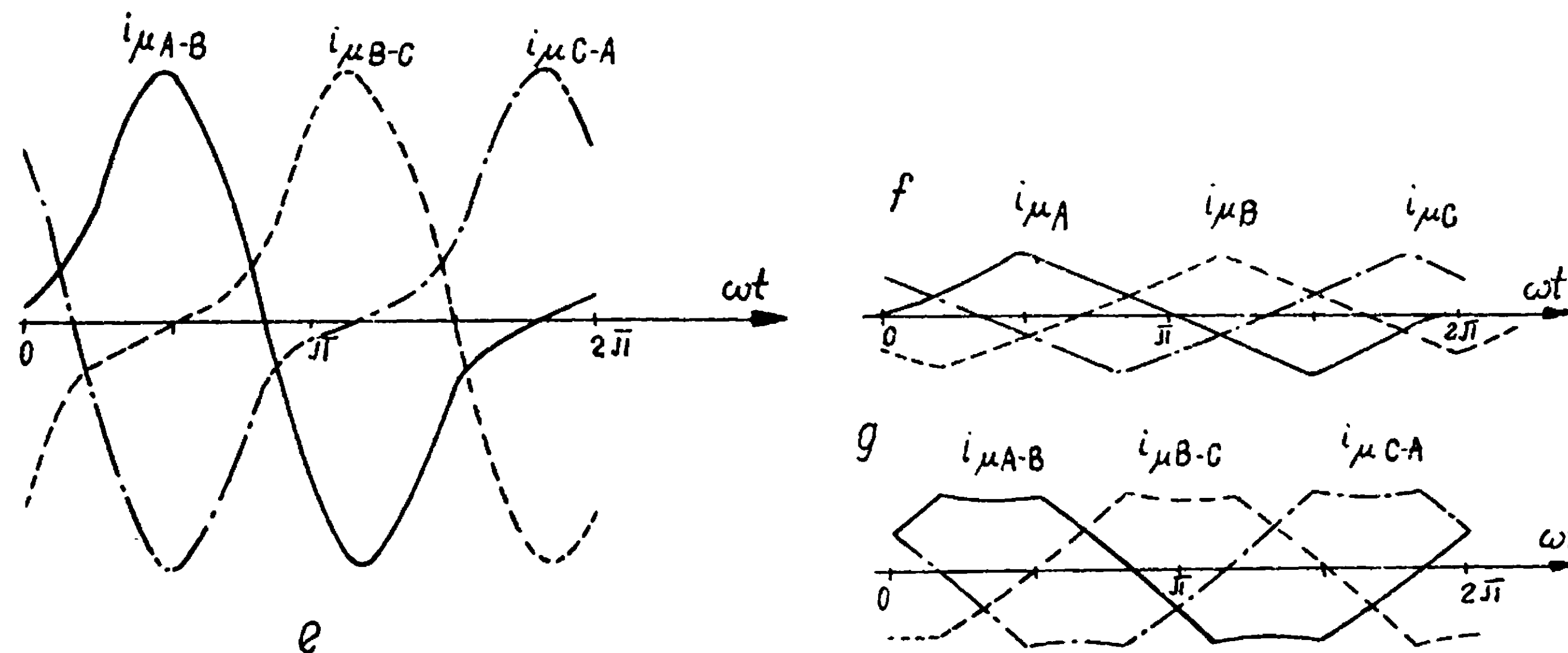
Aby przy znamionowym prądzie obciążenia nie przekroczyć indukcji 1,8 T należy w stanie jałowym obniżyć ją o $\frac{x^{(0)}\%}{2}$ [%], a więc przewidzieć $B = 1,2 - 1,35$ T. Powiększa to rdzeń transformatora bez zwiększania napięcia zwojowego, co odpowiada zwiększeniu mocy typowej S_{tt} o ok. 13%, czyli $S_{tt} = 1,13 S_{sr} = 1,52 P_s$. Zastosowanie trójkąta po stronie pierwotnej ma niewielki wpływ na zjawiska, gasi jedynie harmoniczne rzędu 3k, które przy większych obciążeniach pojawiają się w strumieniu jarzmowym. Podkreślić jednak trzeba, że harmoniczne te są korzystne dla efektu prostowania - wygładzają napięcia wyprostowane, to też stosowanie trójkąta po stronie pierwotnej nie jest wymagane. Rysunek 25 przedstawia przebieg składowej magnesyjnej uzwojenia pierwotnego połączonego w Δ dla dwóch stanów: jałowego i obciążenia ok. $80\% I_n$.

W przypadku połączenia uzwojenia wtórnego w zygzak znikną problem podmagnesowania składową stałą. Rdzeń projektuje się o normalnych wymiarach natomiast uzwojenie wtórne musi mieć zwiększoną o 15% liczbę zwojów. Odpowiada to powiększeniu mocy typowej uzwojenia wtórnego z $1,485 P_s$ do $1,71 P_s$, a mocy typowej transformatora S_{tt} do $1,46 P_s$. To powiększenie mocy typowej jest jednak nieco mniejsze, niż w omówionym poprzednio przypadku i z tej przyczyny układ Yz_0 jest stosowany częściej niż Yy_0 .



Rys. 24. Układ jednokierunkowy trójfazowy z zygzakiem po stronie wtórnej (Yz)

a - schemat układu, b - prąd fazy a, c - prąd fazy b, d - prąd fazy c,
 e - prąd pierwotny A, f - prąd pierwotny B, g - prąd pierwotny C



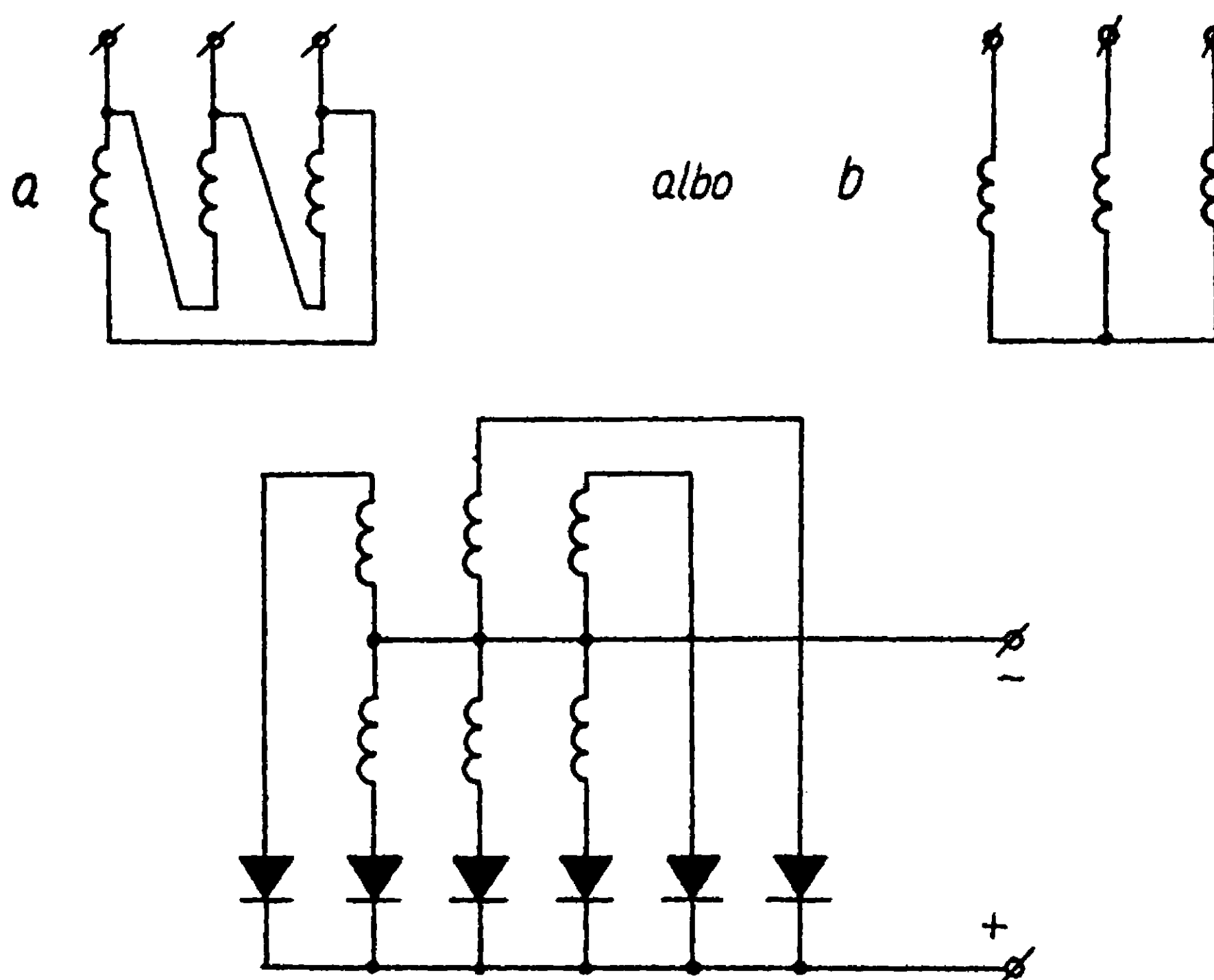
Rys. 25. Ctrzymywanie prądu magnesującego pobieranego z sieci przez układ jednokierunkowy trójfazowy Dy

a - schemat układu, b - charakterystyka magnesowania rdzenia, traktowanego jako symetryczny, c - przebieg strumieni w poszczególnych fazach i udział strumienia ϕ_s , d - przebieg prądów magnesujących w uzwojeniach fazowych trójkąta przy obciążeniu dającym strumień fazowy składowej stałej ϕ_s : ν - przekładnia $\frac{z_\Delta}{z_\lambda}$; $R_{\mu z}$ - reluktancja fazowa średnia rdzenia (traktowanego jako symetryczny); $R_{\mu(z+j)}$ - reluktancja średnia całego obwodu strumienia jarzmowego ϕ_j ($\phi_j = 3\phi_s$), e - przebieg prądów magnesujących przewodowych, w oparciu o rysunek d, f - przebieg prądów magnesujących w uzwojeniu fazowym trójkąta, gdy $\phi_s = 0$, czyli w stanie jałowym, g - przebieg prądów magnesujących przewodowych w oparciu o rysunek f

2.4.4. Układy o jednej grupie komutacyjnej
pozwalające uzyskać liczbę faz $m_2 > 3$

a. Układ $\triangleright * m_2 = 6$ oraz $\wedge *$ (Rys. 26)

W układzie gwiazdy sześciofazowej występują amperozwoje 3-harmonicznej i jej nieparzystych wielokrotnych. Trójkąt strony pierwotnej umożliwia ich zrównoważenie. Napięcie stanu jałowego układu $\triangleright *$ wynosi $U_{s0} = 1,35 U_f$. Jeżeli po stronie pierwotnej uzwojenie zostanie połączone w gwiazdę, amperozwoje te nie



Rys. 26. Układ z gwiazdą sześciofazową wtórną, gdy uzwojenie pierwotne \triangleright (a) lub uzwojenie pierwotne \wedge (b)

mogą zostać zrównoważone i działają na rdzeń transformatora wytwarzając strumień 3-harmonicznej i jej wielokrotnych zamykający się jako strumień jarzmowy. W wyniku istnienia strumienia potrój-

nej częstotliwości napięcia fazowe zostają odkształcone i przy $\sim 50\%$ obciążenia znamionowego układ zaczyna działać podobnie jak układ o dławikach wyrównawczych (p. 4.2). Daje to specyficzny, a dla większości zastosowań niekorzystny przebieg charakterystyki zewnętrznej o dużym nachyleniu przy obciążeniach małych i mniejszym - przy dużych.

Dla zakresu obciążeń małych napięcie stanu jałowego wynika z wzoru dla układu sześciofazowego i wynosi:

$$U_{so} = 1,35 U_f.$$

Dla zakresu obciążeń dużych ($> 50\% I_{sn}$) ekstrapolowane napięcie stanu jałowego wynika z wzoru dla układu trójfazowego i wynosi:

$$U_{so} = 1,17 U_f.$$

Ze względu na omówione efekty układ $\Delta *$ jest rzadko stosowany. Częściej spotyka się układ $\Delta *$, albo $\Delta *$ (Δ) z trójkątem wyrównawczym. Moce pozorne odniesione do znamionowej mocy obciążenia P_{sn} wynoszą dla układu $\Delta *$:

$$S_{2n} = 6 I_{2sk} \cdot U_{2f} = 6 \frac{I_s}{\sqrt{6}} \cdot \frac{U_s}{1,35} = 1,81 P_{sn},$$

$$S_{1n} = 3\sqrt{2} I_{2sk} \cdot U_{2f} = \sqrt{3}\sqrt{6} \frac{I_s}{\sqrt{6}} \frac{U_s}{1,35} = 1,28 P_{sn},$$

$$S_{sieci} = 3\sqrt{2} I_{2sk} \sqrt{2} \frac{U_{2f}}{\sqrt{3}} = \sqrt{3} 2 \frac{I_s}{\sqrt{6}} \frac{U_s}{1,35} = 1,05 P_{sn}.$$

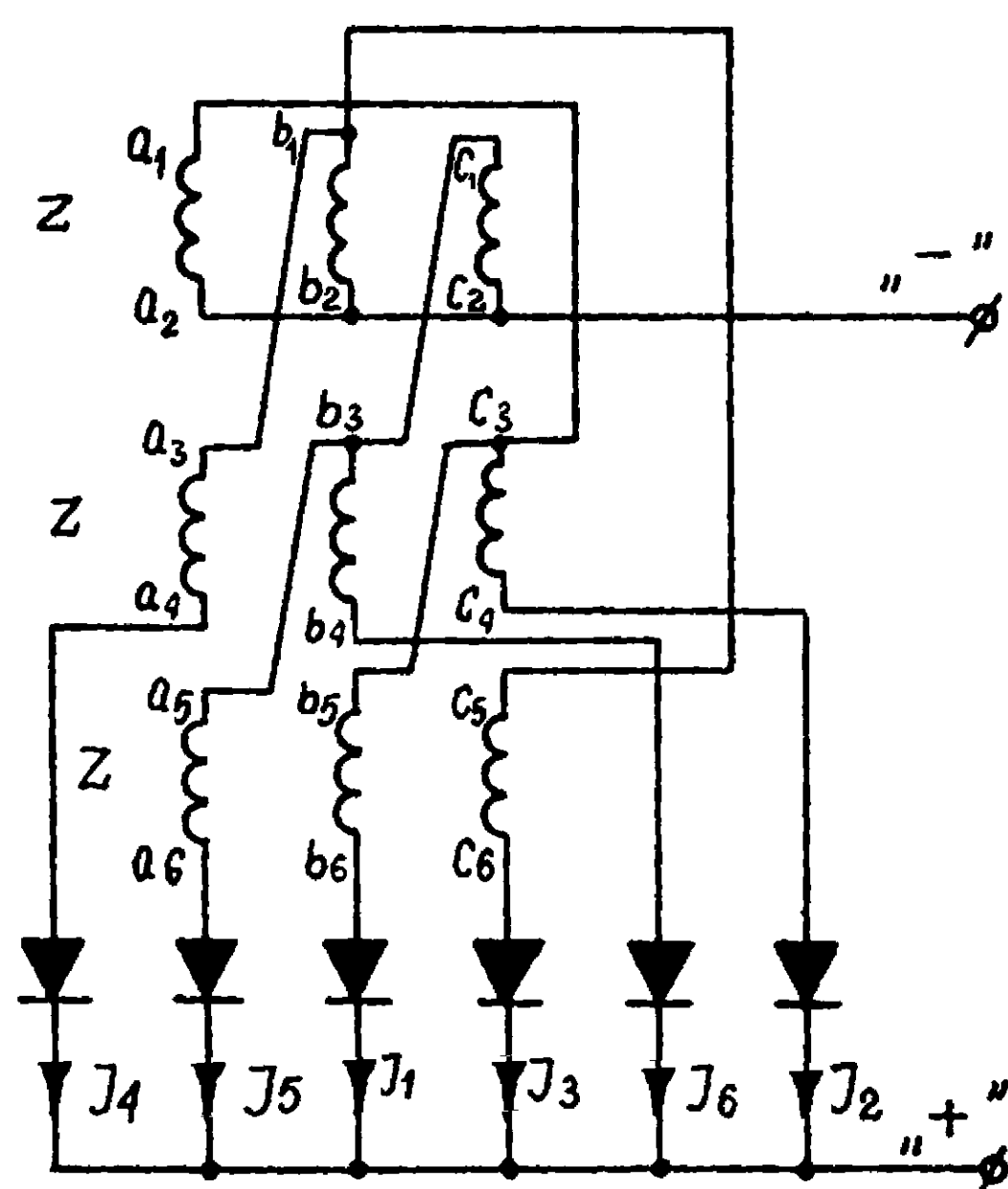
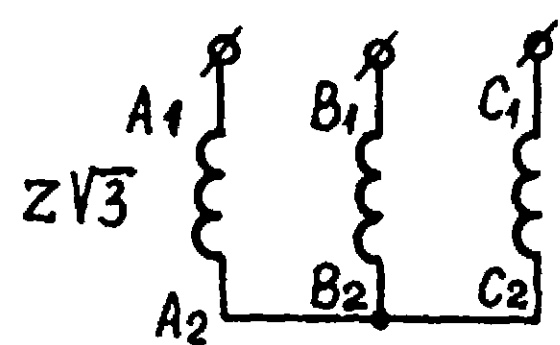
Moc typowa transformatora S_{tt} :

$$S_{tt} = \frac{S_{2n} + S_{1n}}{2} = 1,55 P_{sn}.$$

Kształt prądu pierwotnego przy pełnym włączeniu prądu odbioru przedstawia rys. 23.

b. Układ widłowy Δ Υ (rys. 27) lub Δ Υ

Układ widłowy odpowiada dwustronnemu zygzakowi, a więc znosi wewnątrz wpływ 3-harmonicznej oraz składowej stałej



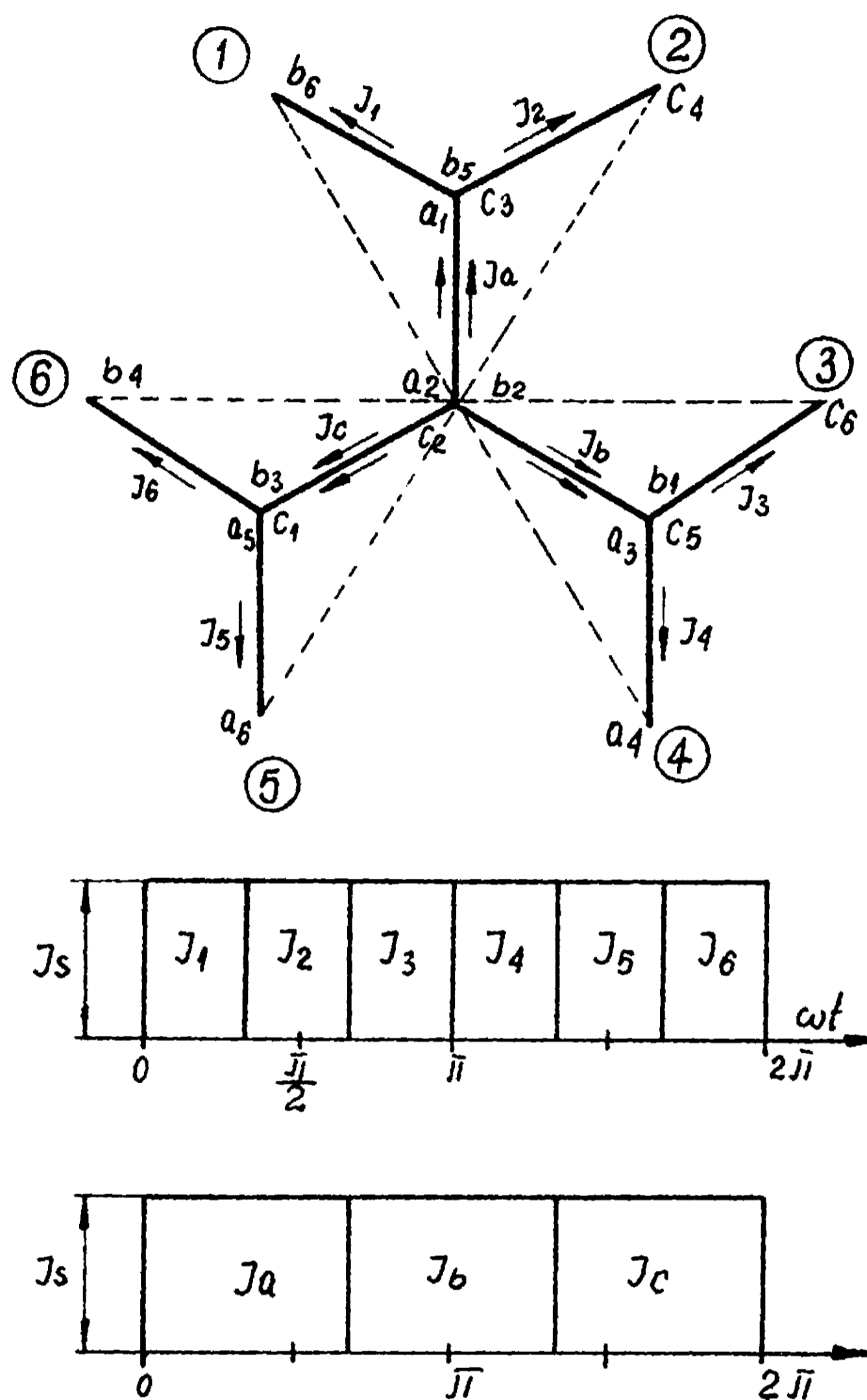
Rys. 27. Schemat układu widłowego

przepływu. W konsekwencji staje się obojętne czy uzwojenie pierwotne jest połączone w gwiazdę, czy też w trójkąt.

Uzwojenia układu widłowego są złożone z dwóch elementów: sześciu uzwojeń fazowych zewnętrznych, prowadzących kolejno prąd przez $\frac{1}{6}$ okresu i trzech uzwojeń wewnętrznych, prowadzących kolejno prąd przez $\frac{1}{3}$ okresu. Liczba zwojów wszystkich uzwojeń jest jednakowa i wynika z napięcia cząstkowego przypadającego na każde uzwojenie. Wynosi ono $\frac{U_f}{\sqrt{3}}$. Schemat wskazowy i rozpyływ prądów pokazano na rys. 28.

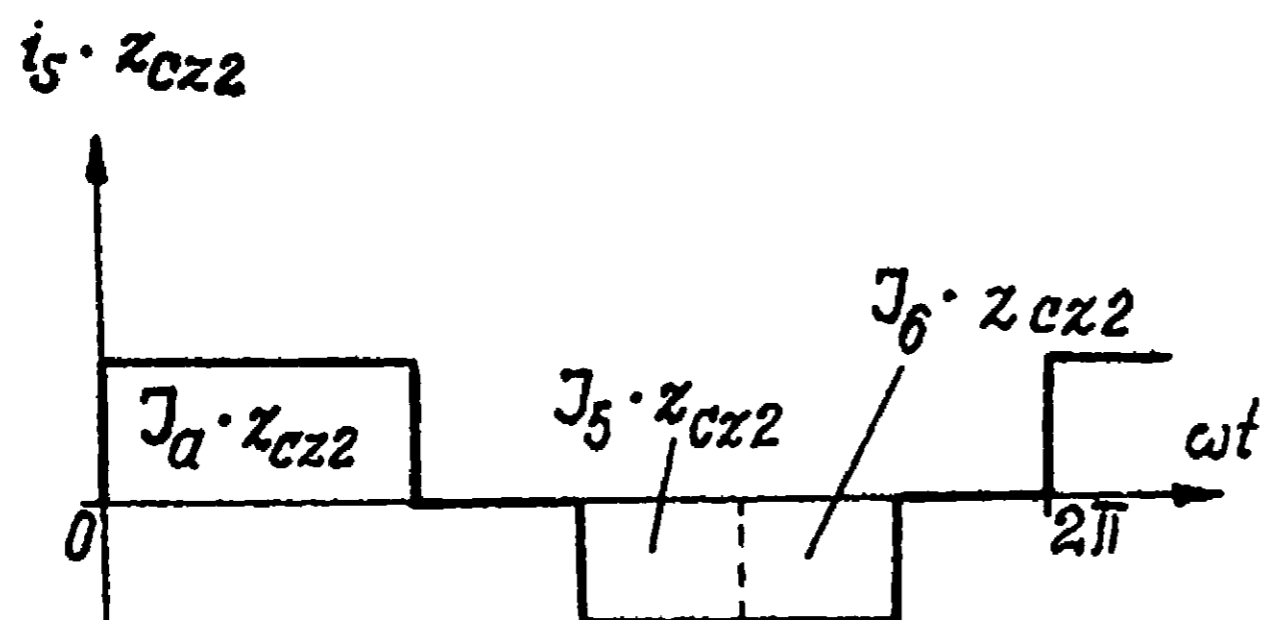
Napięcie wyprostowane

$U_{so} = 1,35 U_f$ Prąd prowadzony przez uzwojenia zewnętrzne ma wartość skuteczną $I_2 z sk = \frac{I_s}{\sqrt{6}}$; natomiast prąd prowadzony przez uzwojenie wewnętrzne: $I_2 z sk = \frac{I_s}{\sqrt{3}}$; i do tych prądów trzeba dostosować przekroje przewodów. Amperozwoje wtórne na jednej z kolumn (A) przedstawiono na rys. 29. Odpowiednie amperozwoje równoważące muszą powstać w uzwojeniu pierwotnym fazy A.



Rys. 28. Wykres wskazowy układu widłowego odpowiadający rysunkowi 27 i przebieg prądów faz wtórnych

Przy przekładni napięć fazowych 1:1 stosunek liczb zwojów uzwojeń cząstkowych wtórnych i uzwojeń pierwotnych wynosi $\frac{z_{cz 2}}{z_1} = \frac{1}{\sqrt{3}}$. Taki sam jest stosunek amperozwojów, a odwrotny stosunek wartości prądów. W wyniku tego prąd skuteczny pierwotny wynosi



Rys. 29. Przebieg amperozwojów fazy a układu λY z rys. 27 wynikający z prądów I_a oraz I_4 i I_5

$$I_1 = \left(\frac{I_s}{\sqrt{3}} \sqrt{2} \right) \frac{1}{\sqrt{3}} = \frac{I_s}{3} \sqrt{2}.$$

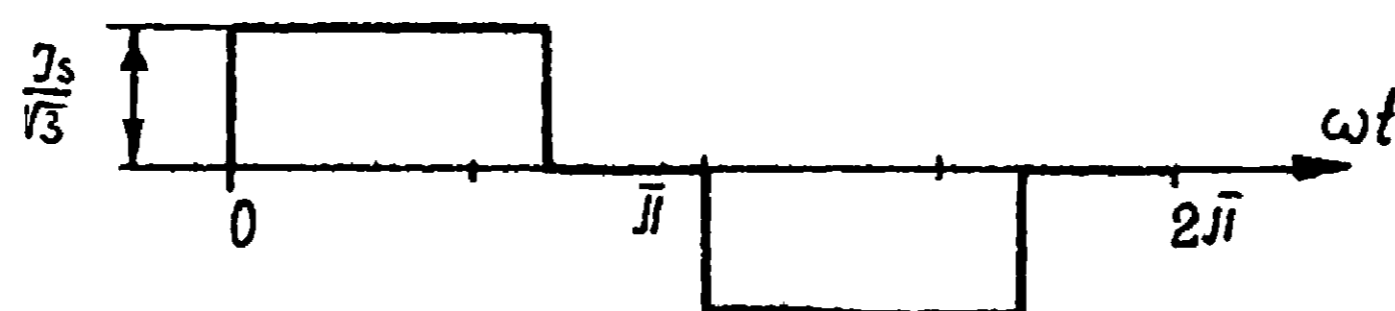
Moc uzwojeń wynoszą:

$$\begin{aligned} S_2 &= 6 I_2 z_{sk} \frac{U_f}{\sqrt{3}} + \\ &+ 3 I_2 w_{sk} \frac{U_f}{\sqrt{3}} = \\ &= 6 \frac{I_s}{\sqrt{6}} \cdot \frac{U_s}{1,35 \sqrt{3}} + \\ &+ 3 \frac{I_s}{\sqrt{3}} \cdot \frac{U_s}{1,35 \sqrt{3}} = 1,79 P_s, \end{aligned}$$

$$S_1 = 3 I_1 \cdot U_f = 3 \frac{I_s}{3} \sqrt{2} \frac{U_s}{1,35} = 1,05 P_s.$$

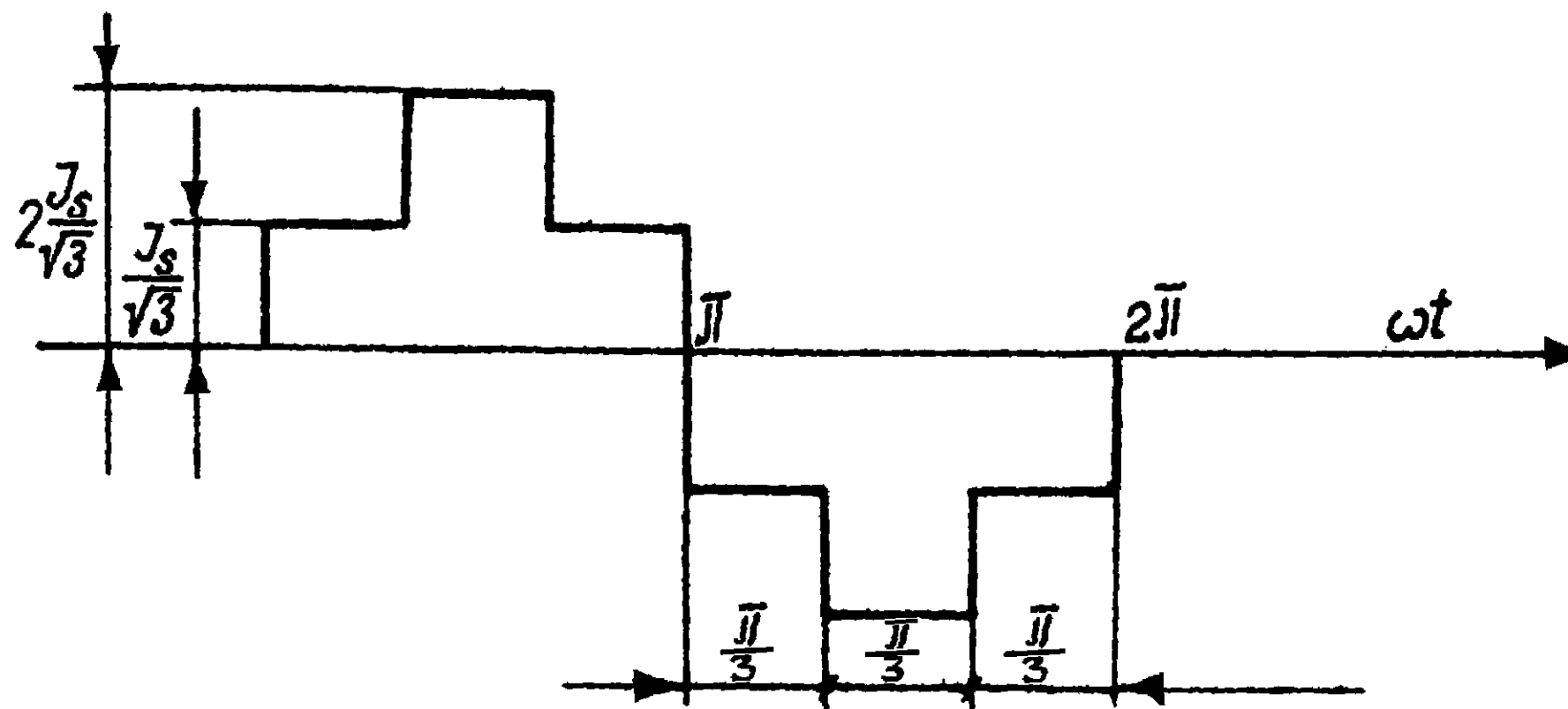
Moc typowa transformatora

$$S_{tt} = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{1,79 + 1,05}{2} P_s = 1,42 P_s.$$



Rys. 30. Przebieg prądu pierwotnego fazy A w układzie λY (przekładnia napięć fazowych 1:1)

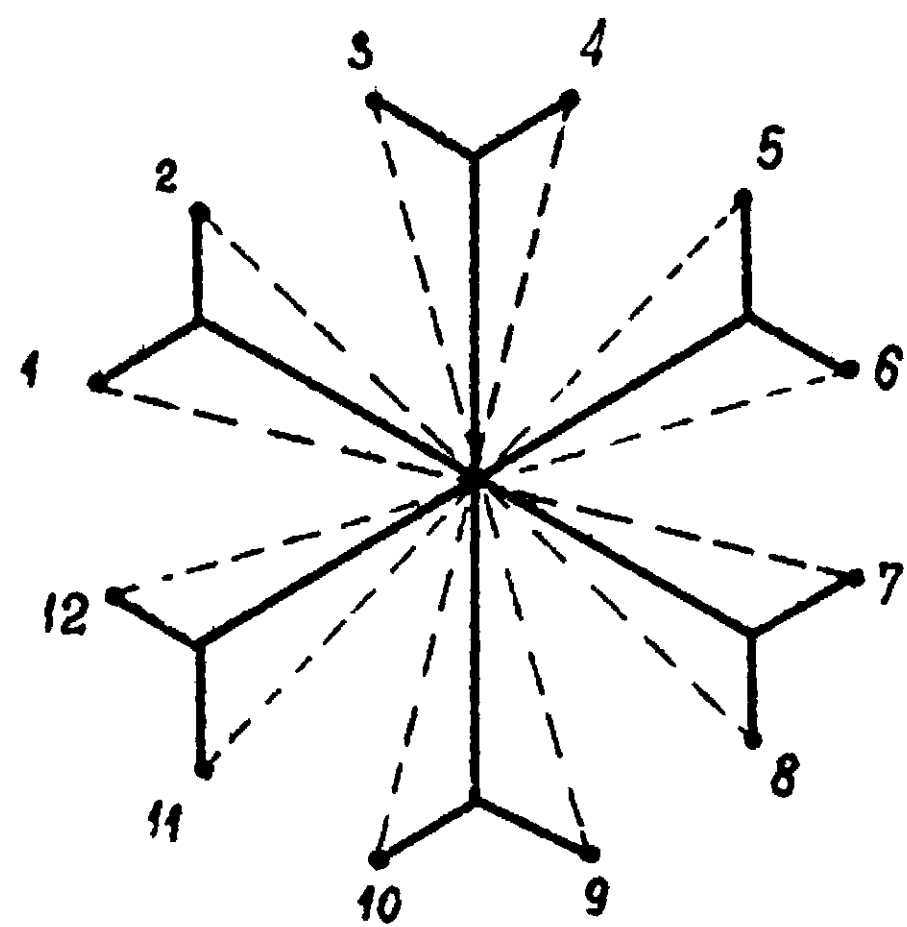
Układ λY jest kłopotliwszy z punktu widzenia wykonawczego od układu $\Delta *$ ze względu na większą liczbę uzwojeń cząstkowych, które trzeba nawijać na całej wysokości kolumny, jednak jego moc typowa jest mniejsza. Prąd pierwotny układu λY przedstawia rys. 30, a prąd pierwotny sieciowy układu ΔY - rys. 31.



Rys. 31. Przebieg prądu pierwotnego sieciowego w układzie Δ - Y (przekładnia napięcia przewodowego trójkąta do napięcia fazowego wtórnego 1:1, czyli napięcie pierwotne sieciowe $\sqrt{3}$ krotnie niższe niż dla przypadku z rys. 30)

c. Układ dwunastofazowy

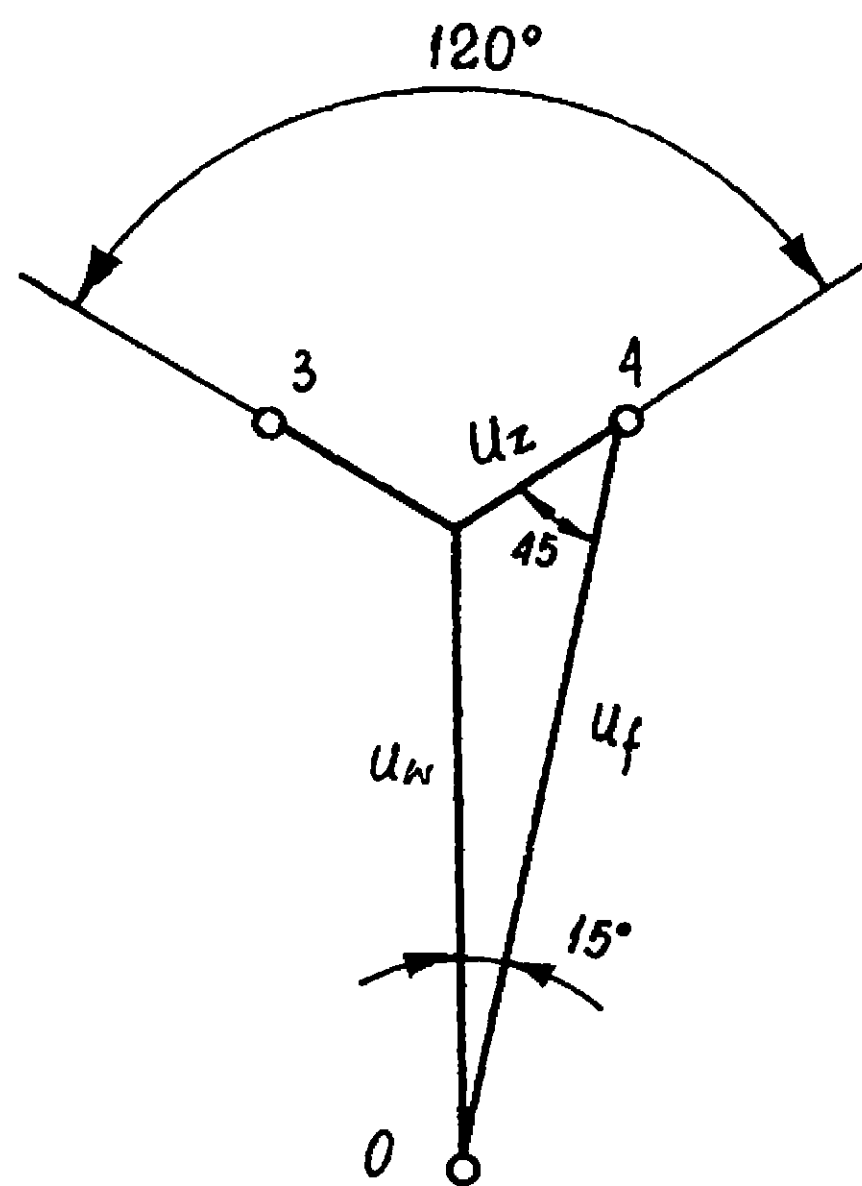
Układ przedstawiony na rys. 32 ma jako podstawę gwiazdę sześciofazową. Występują więc w nim wszystkie zjawiska



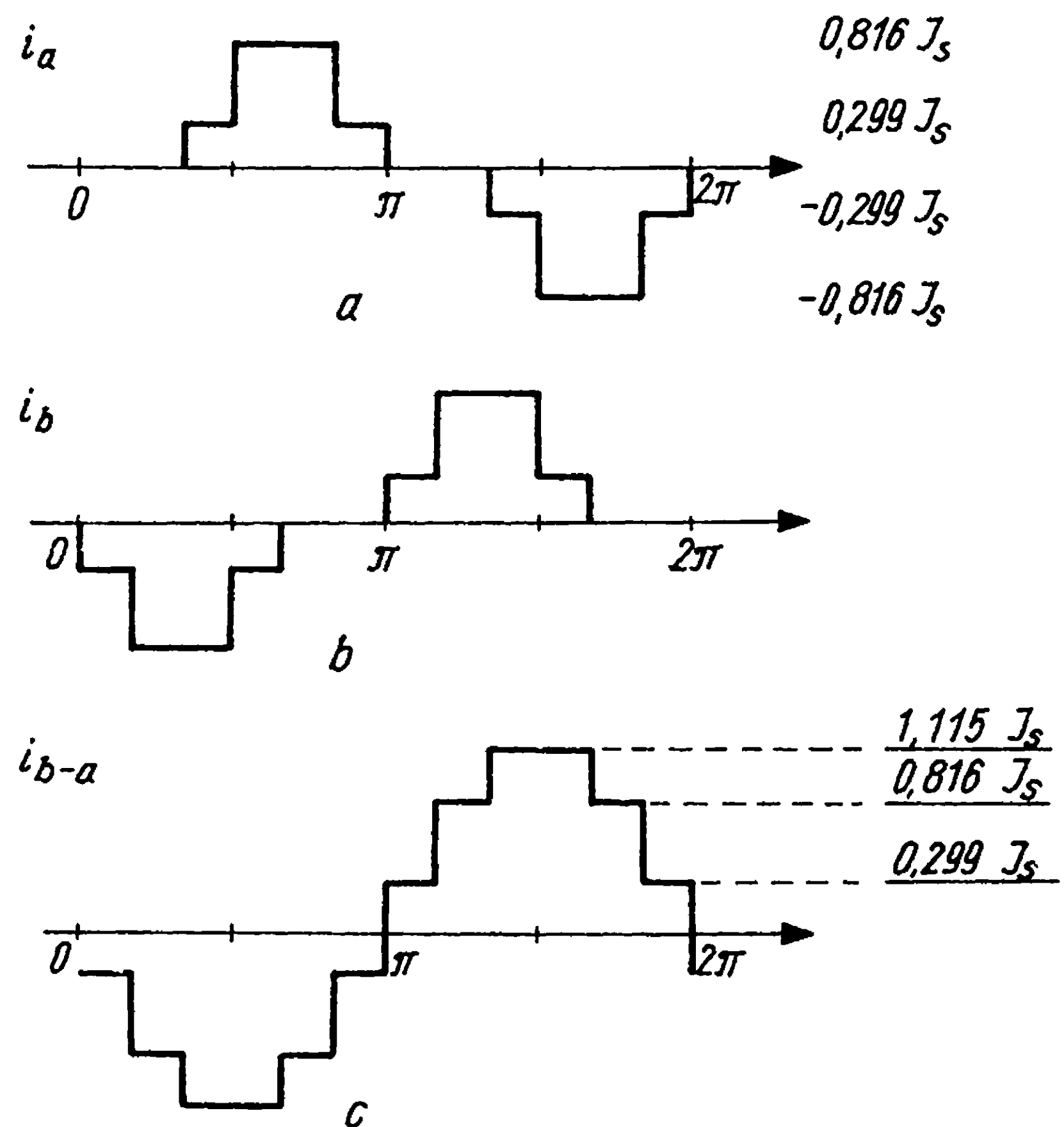
Rys. 32. Wykres wskazowy napięć gwiazdy dwunastofazowej

wspomniane w punkcie a; uzwojenie strony pierwotnej powinno być zatem połączone w trójkąt, który umożliwia skompensowanie przepływu potrójnej częstotliwości. Uzwojenia zewnętrzne prowadzą prąd o wartości skutecznej $\frac{I_s}{\sqrt{12}}$, a wewnętrzne - $\frac{I_s}{\sqrt{6}}$.

Jeżeli napięciu fazowemu odpowiadałaby liczba zwojów z , to napięcia i liczby zwojów uzwojeń cząstkowych wynoszą w oparciu o rys. 33 odpowiednio:



Rys. 33. Znajdowanie napięć cząstkowych układu dwunastofazowego przy zadanym napięciu U_f



Rys. 34. Znajdowanie prądu sieciowego układu dwunastofazowego z trójkątem pierwotnym przy $U_{\Delta} : U_f = 1 : 1$

a - amperozwoje wtórne fazy a, równoważone przez prąd uzwojenia fazowego A trójkąta, b - amperozwoje wtórne fazy b, równoważone przez prąd uzwojenia B trójkąta, c - różnica $i_B - i_A$, czyli prąd sieciowy

$$U_w = U_f \frac{\sin 45^\circ}{\sin 120^\circ} = 0,816 U_f; \quad z_w = 0,816 z,$$

$$U_z = U_f \frac{\sin 15^\circ}{\sin 120^\circ} = 0,299 U_f; \quad z_z = 0,299 z.$$

Układ amperozwojów wtórnych dla jednej fazy w funkcji czasu, wynikający z przepływu prądu I_s odpowiednio przez zwoje uzwojeń wewnętrznych i zewnętrznych, przedstawiono na rys. 34a. Przepływ ten jest równoważony przez amperozwoje właściwej fazy trójkąta pierwotnego. Rys. 34b przedstawia prąd dla następnej fazy, a rys. 34c różnicę tych prądów $i_b - i_a$, czyli prąd przewodowy sieci pierwotnej.

Wartości skuteczne prądów wynoszą:

Prąd uzwojenia fazowego trójkąta

$$I_{f\Delta} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[2 \int_0^{\frac{\pi}{6}} (0,299 I_s)^2 dx + 2 \int_0^{\frac{\pi}{6}} (0,816 I_s)^2 dx \right]} = I_s 0,502.$$

Prąd przewodowy sieci

$$I_p = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[2 \int_0^{\frac{\pi}{6}} (0,299 I_s)^2 dx + 2 \int_0^{\frac{\pi}{6}} (0,816 I_s)^2 dx + \dots \right]} + 2 \int_0^{\frac{\pi}{6}} (1,115 I_s)^2 dx \Bigg] = I_s 0,816.$$

Moce:

Moc uzwojeń wtórnych

$$S_2 = 12 \cdot 0,299 \frac{U_s}{1,40} \frac{I_s}{\sqrt{12}} + 6 \cdot 0,816 \frac{U_s}{1,40} \frac{I_s}{\sqrt{6}} = 2,195 P_s.$$

Moc uzwojeń pierwotnych

$$S_1 = 3 \frac{U_s}{1,40} I_s 0,502 = 1,075 P_s.$$

Moc sieci

$$S_p = \sqrt{3} \frac{U_s}{1,40} I_s 0,816 = 1,01 P_s.$$

Moc typowa transformatora

$$S_{tt} = \frac{2,195 + 1,075}{2} P_s = 1,635 P_s.$$

W analogiczny sposób jak powyższy można tworzyć większe liczby faz, np. 18 lecz moce pozorne uzwojeń wtórnych stają się wtedy coraz większe, a więc taki sposób uzyskiwania zwiększonej liczby faz wtórnych jest mało ekonomiczny.

2.4.5. Zagadnienie pulsacji prądu zasilającego

Jak można się było przekonać z dotychczasowych rozważań, wzrost liczby faz wtórnych m_2 powodował coraz korzystniejszy kształt prądu pierwotnego. Na rys. 35 zestawiono kształty prądów przewodowych pierwotnych sieci trójfazowej dla komutacji natychmiastowej, przy różnych wartościach m_2 i przy pełnym wygładzeniu prądu odbioru ($\frac{L}{R} \gg \frac{1}{f_{\text{odb}}}$), gdzie f_{odb} jest podstawową częstotliwością pulsacji po stronie prądu stałego:

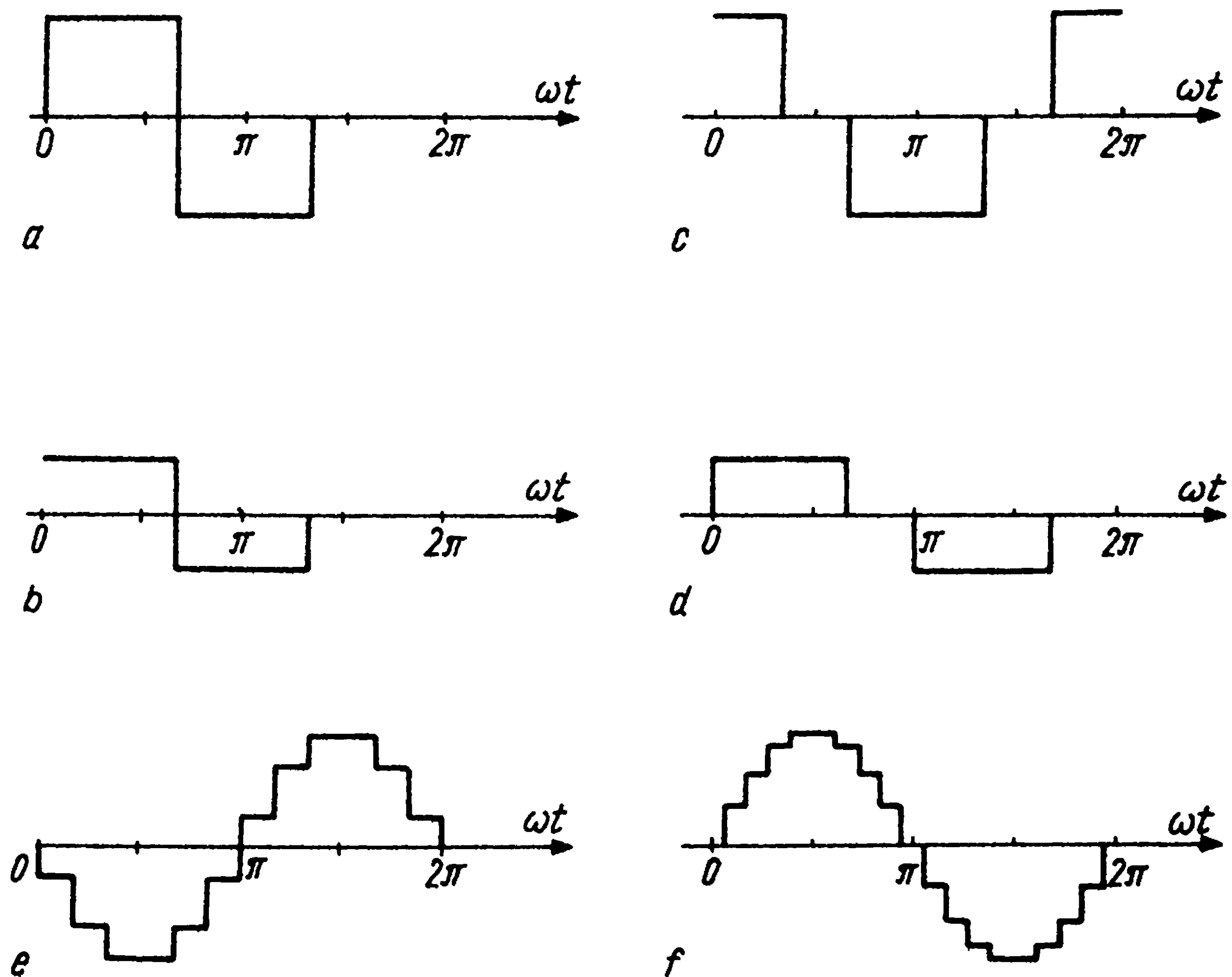
$$f_{\text{odb}} = f_{\text{sieci}} \cdot m_2.$$

Rozkład na harmoniczne poszczególnych przebiegów prądów pierwotnych (rys. 35) (uzwojenia pierwotne przy $m_2 > 3$ są połączone w trójkąt) pozwala zauważyć, że w odniesieniu do I harmonicznej poszczególne wyższe harmoniczne mają amplitudy

$$I_{nm} = \frac{I_{1m}}{n}, \quad (30)$$

gdzie n - rząd harmonicznej.

Przebiegi prądu pierwotnego zawierają rzędy wyższych harmonicznych zależne od liczby faz wtórnych:



Rys. 35. Porównanie kształtu prądu przewodowego sieci zasilającej trójfazowej przy różnej liczbie faz wtórnych

a - układ $\triangleright \lambda$ ($m_2 = 3$), b - układ $\lambda \surd$ ($m_2 = 3$), c - układ $\triangleright *$ ($m_2 = 6$), d - układ $\lambda \surd \surd$ ($m_2 = 6$), e - układ $\triangleright *$ ($m_2 = 12$), f - układ $\triangleright *$ ($m_2 = 18$)

$$n = k \cdot m_2 \pm 1, \quad (31)$$

gdzie k – kolejne liczby naturalne począwszy od 1.

Wyznaczenie wartości amplitudy I harmonicznej można dokonać w oparciu o stwierdzenie, że w układzie bez strat moc czynna na wejściu jest równa mocy czynnej na wyjściu. Przy pełnym wygładzeniu prądu wyprostowanego i trójfazowym połączeniu po stronie pierwotnej otrzymuje się

$$3 U_{1f} I_{1h} = I_s U_s$$

gdzież $\cos \varphi_{1h} = 1$,

$$\text{czyli } I_{1m} = I_s \frac{U_{2f}}{U_{1f}} \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{m_2}{\pi} \sin \frac{\pi}{m_2}, \quad (32)$$

gdzie U_{1f} jest napięciem fazowym względem naturalnego lub sztucznego punktu zerowego.

Natomiast dla układu $m_{\text{sieci}} = 1$; $m_2 = 2$:

$$I_{1m} = I_s \frac{4}{\pi} \frac{U_{2f}}{U_1}. \quad (33)$$

Tak więc na przykład układ dwunastofazowy zawiera w oparciu o wzór 31: 1, 11, 13, 23, 25, 35, 37, . . . harmoniczne, przy czym 11 zgodnie ze wzorem 30 stanowi jeszcze 9% pierwszej i dopiero $m_2 = 24$ daje harmoniczne 1, 23, 25, 47, 49, przy czym 23 ma 4,35% pierwszej, czyli poniżej 5%. Stosowanie kilku układów sześciofazowych przesuniętych wzajemnie tak, aby uzyskać efekt 24 lub nawet 48 faz (patrz rozdział 4.4) jest z punktu widzenia ograniczenia zniekształceń prądu sieciowego bardzo wskazane. Komutacja (patrz rozdział 3) powoduje znaczne zmniejszenie zawartości wysokich harmonicznych w prądzie pierwotnym, tak że przy $m_2 = 24$, a tym bardziej $m_2 = 48$, przebieg tego prądu staje się praktycznie sinusoidalny (patrz punkt 3.7).

2.5. Układy jednokierunkowe gwiazdowe sterowane

2.5.1. Przebieg napięcia

a. Założenia

W rozdziale 2.3. omówiono działanie układu jednofazowego z tyrystorem przy nieciągłości przepływu prądu. Podobnie jak w rozdziale 2.3 kąt opóźnienia wyzwolenia tyrystorów α będzie liczony od chwili przejścia zaworu od działania zaporowego do stanu spolaryzowania przepustowego, to jest od chwili, kiedy mogłaby wystąpić komutacja swobodna. Kąt α nazywany jest inaczej "kątem wysterowania".

W układach gwiazdowych o $m > 1$ możemy mieć do czynienia zarówno z przepływem ciągłym czyli bezprzerwywnym jak i nieciągłym czyli impulsowym lub przerywnym. Przy komutacji natychmiastowej i praktycznie pełnym wygładzeniu znamionowego prądu odbioru dla $\alpha = 0$, to znaczy, gdy $\frac{L}{R} \gg \frac{1}{f m_2}$, praca bezprzerwowa zachodzi w dużym zakresie zmian kątów opóźnienia wyzwolenia.

b. Przypadek bezprzerwywnego przepływu prądu

Rysunek 36 przedstawia przebieg napięcia w przykładowym przypadku $m_2 = 6$, $\alpha > \frac{\pi}{3}$. Wartość średnia napięcia przy komutacji natychmiastowej wynosi, ogólnie biorąc, w opraciu o rys. 36.

$$\begin{aligned}
 U_s &= \frac{m_2}{2\pi} \int_{(-\frac{\pi}{m_2}) + \alpha}^{(\frac{\pi}{m_2}) + \alpha} \sqrt{2} U \cos x \, dx = \sqrt{2} U \frac{m_2}{\pi} \sin \frac{\pi}{m_2} \cos \alpha = \\
 &= U_{s0} \cos \alpha,
 \end{aligned} \tag{34}$$

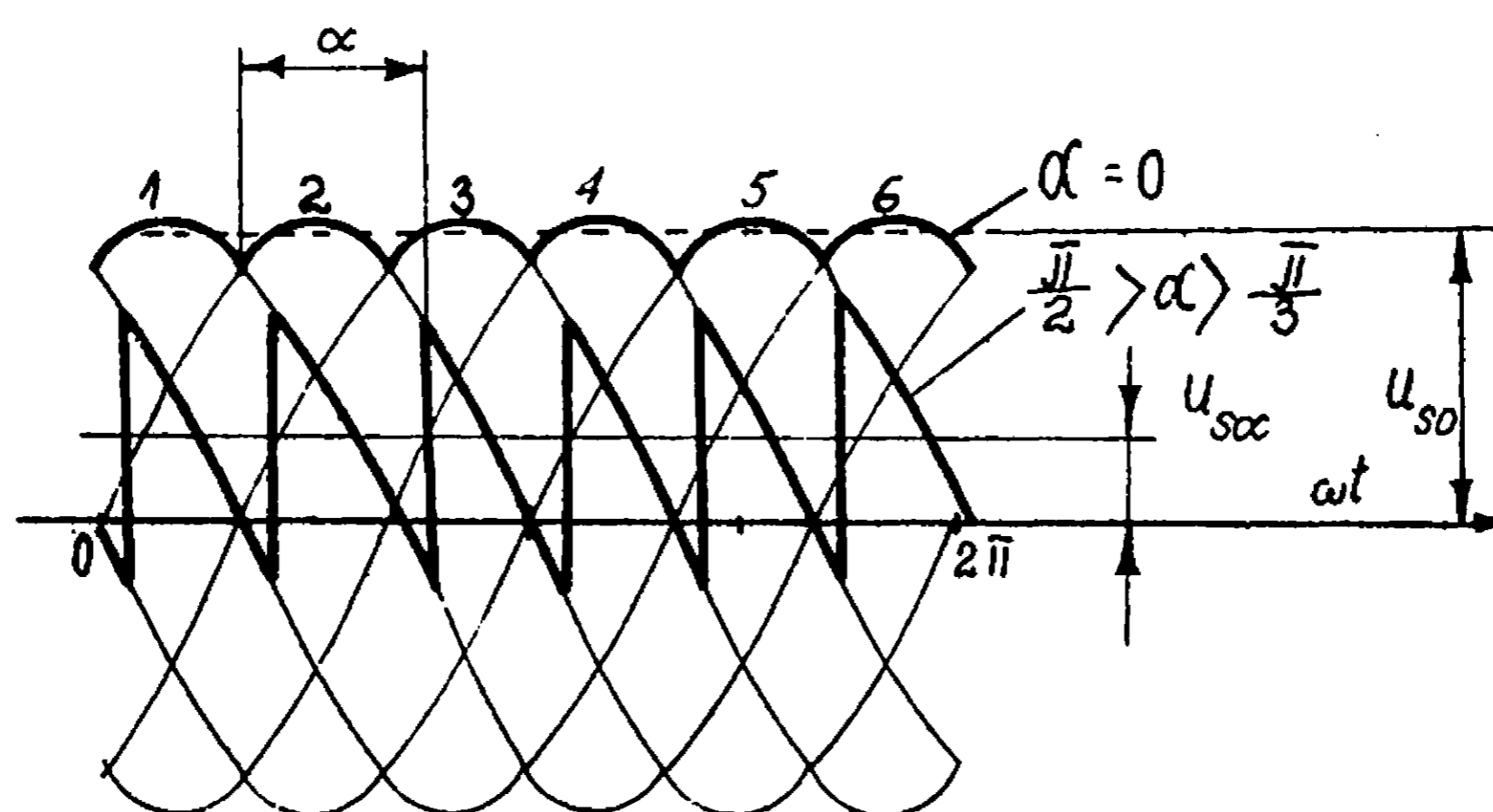
gdzie U_{s0} jest napięciem przy komutacji swobodnej wyrażonym wzorem 19. Przy $\alpha = \frac{\pi}{2}$ napięcie średnie osiąga wartość 0, zgodnie z rys. 37. Występuje wtedy tylko składowa przemienna napięcia. Składowa przemienna napięcia jest tym mniejsza im wartość m_2 jest wyższa. Wartość maksymalna tej składowej przy $\alpha = \frac{\pi}{2}$, jak łatwo przekonać się (rys. 37), wynosi

$$\hat{U}_{\sim} = \sqrt{2} U \sin \frac{\pi}{m_2} \quad (35)$$

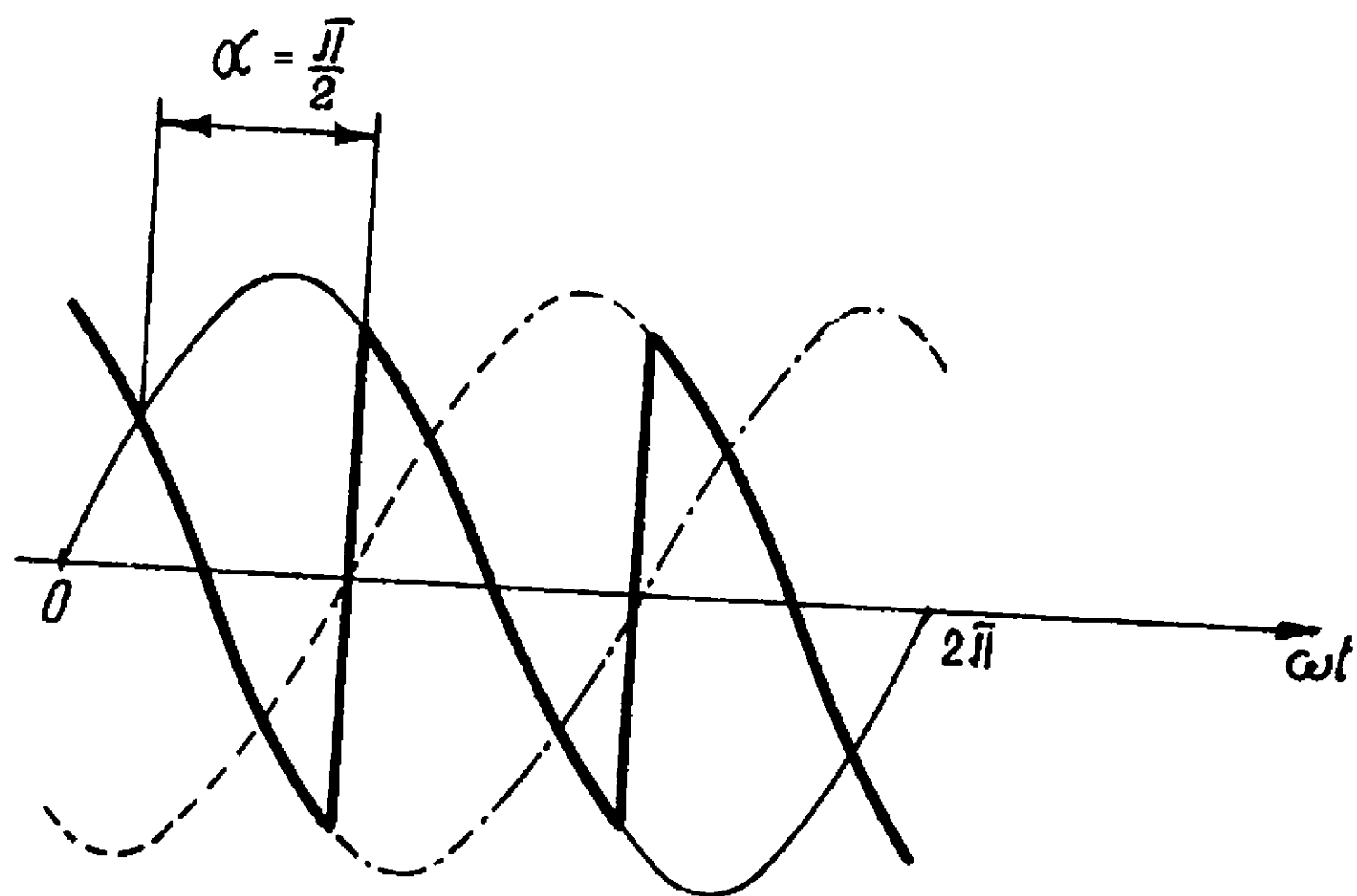
i ma w przybliżeniu przebieg piłokształtny, wobec czego wartość skuteczna napięcia przemiennego wynosi

$$U_{\sim sk} = \frac{1}{\sqrt{3}} \sqrt{2} U \sin \frac{\pi}{m_2} \quad (36)$$

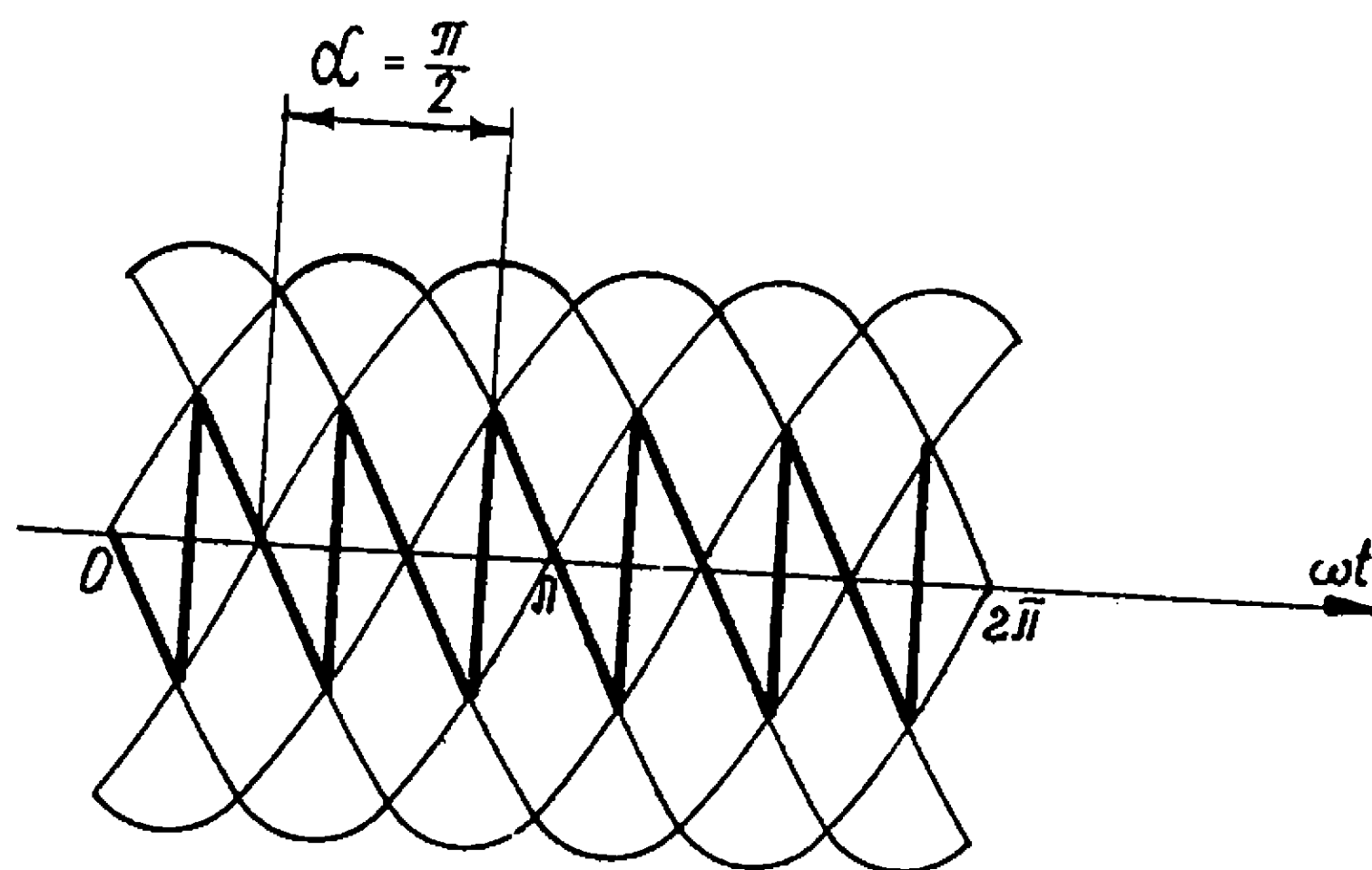
przy podstawowej częstotliwości tego napięcia wynoszącej $f m_2$.



Rys. 36. Napięcie wyprostowane układu $m_2 = 6$. Pokazano napięcie przy $\alpha = 0$ i jego wartość średnią U_{s0} oraz napięcie przy kącie opóźnienia wyzwolenia wynoszącym ok. $\frac{5}{12} \pi$ i jego wartość średnią $U_{s\alpha}$



a $U_s = 0$ dla układu 3-fazowego



b $U_s = 0$ dla układu 6-fazowego

Rys. 37. Napięcie wyprostowane przy bezprzerwywnym przepływie prądu dla $\alpha = \frac{\pi}{2}$; wartość średnia równa zero
 a - układ trójfazowy ($m_2 = 3$), b - układ sześciofazowy ($m_2 = 6$)

Przy doborze dławika gładzącego do gałęzi odbioru sterowanego z regulacją napięcia od U_o do 0 należy dobierać go dla tych właśnie wartości napięcia przemiennego nie zaś dla kilkakrotnie mniejszego pulsowania, które występuje przy $\alpha = 0$ (rozdział 2.4.5 i tabela 3). Dla porównania zestawiono przykładowo dla układu sześciofazowego wartości skuteczne harmonicznych składowej przemiennego napięcia wyprostowanego przy $\alpha = 0$ oraz $\alpha = \frac{\pi}{2}$ (komutacja natychmiastowa) wyrażone w procentach wartości U_{so}

harmoniczna		6	12	18	24
$\alpha = 0$	%	4,05	0,99	0,44	0,25
$\alpha = \frac{\pi}{2}$	%	23,5	11,8	7,8	5,9

Trzeba oczywiście wziąć pod uwagę, że przy zwiększaniu α od 0 do $\frac{\pi}{2}$ składowa stała napięcia maleje od U_{so} do 0, natomiast składowa przemienna rośnie i jej udział w stosunku do składowej stałej odpowiadającej danemu α staje się bardzo duży (duży udział pulsacji w napięciu wyprostowanym).

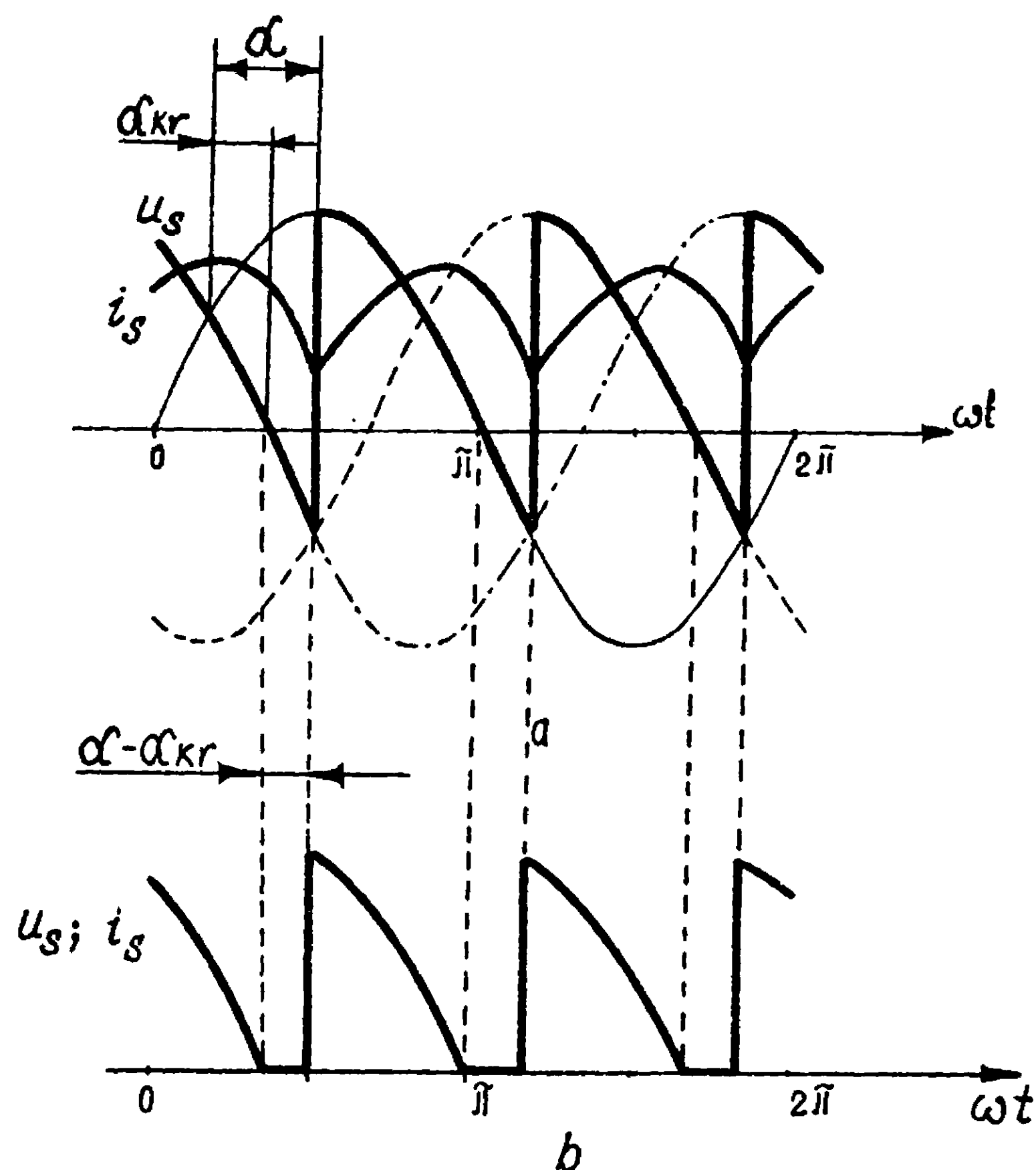
c. Przypadek odbioru R

W tym przypadku kształt prądu jest zgodny z kształtem napięcia. Łatwo sprawdzić, że gdy

$$\alpha > \alpha_{kr} = \frac{\pi}{2} \frac{m_2 - 2}{m_2} \quad (37)$$

wartość chwilowa napięcia każdej kolejno pracującej fazy przechodzi przy końcu okresu pracy do wartości ujemnych. Widać to na rys. 36 dla układu sześciofazowego. Przy odbiorniku czysto oporowym ($L = 0$) prąd nie może jednak zmienić znaku wraz z napięciem, przestaje płynąć i napięcie na odbiorniku jest w tym

okresie czasu równe zero. Przedstawiono to na rys. 38, gdzie dla układu trójfazowego $\alpha > \alpha_{kr} = \frac{\pi}{6}$.



Rys. 38. Napięcie wyprostowane układu trójfazowego przy $\alpha > \alpha_{kr}$

a - przypadek bezprzerwywnego przepływu prądu (odbiór RL), b - przypadek odbiornika czynnego R

W zakresie $\alpha \leq \alpha_{kr}$ napięcie jest cały czas dodatnie i wzór 34 obowiązuje bez zmiany; natomiast dla $\alpha > \alpha_{kr}$ całka wzoru 34 otrzymuje inną granicę górną, zamiast $\frac{\pi}{m_2} + \alpha$ należy podać $\frac{\pi}{m_2} + \alpha_{kr}$, gdyż w okresie od $\frac{\pi}{m_2} + \alpha_{kr}$ do $\frac{\pi}{m_2} + \alpha$ wartość napięcia wyprostowanego jest równa zero (rys. 38).

W rezultacie przy uwzględnieniu (37) otrzymuje się wzór

$$U_s = \frac{m_2}{2\pi} \int_{\left(-\frac{\pi}{m_2}\right) + \alpha}^{\left(\frac{\pi}{m_2}\right) + \alpha_{kr}} \sqrt{2} U \cos x \, dx = U_{so} \frac{1 + \sin\left(\frac{\pi}{m_2} - \alpha\right)}{2 \sin \frac{\pi}{m_2}} \quad (38)$$

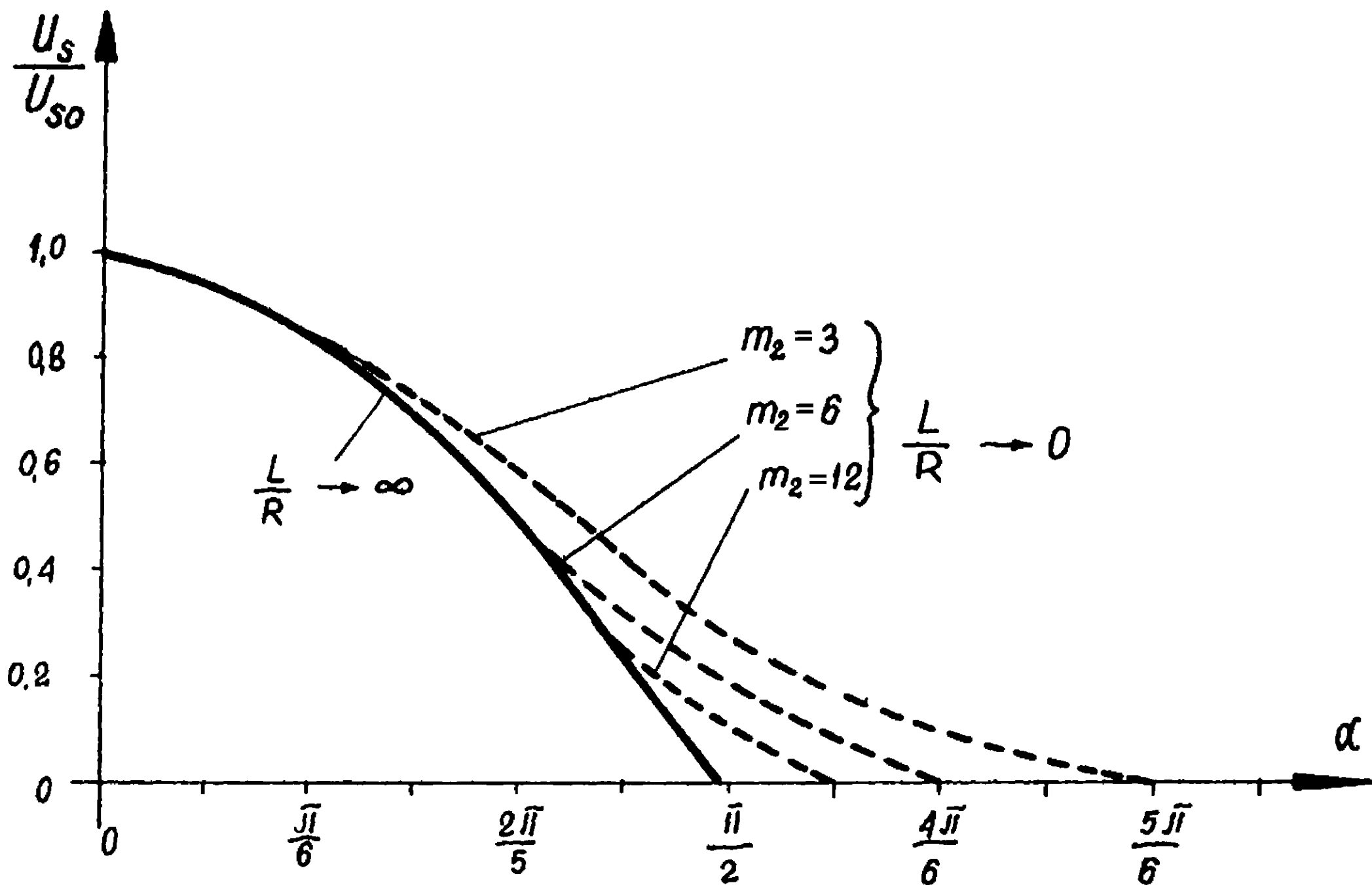
Dla $\alpha = \alpha_{kr}$ wzór 34 i 38 dają oczywiście jednakowe wyniki.

Wzór 38 dla poszczególnych stosowanych wartości m_2 można wyrazić prościej:

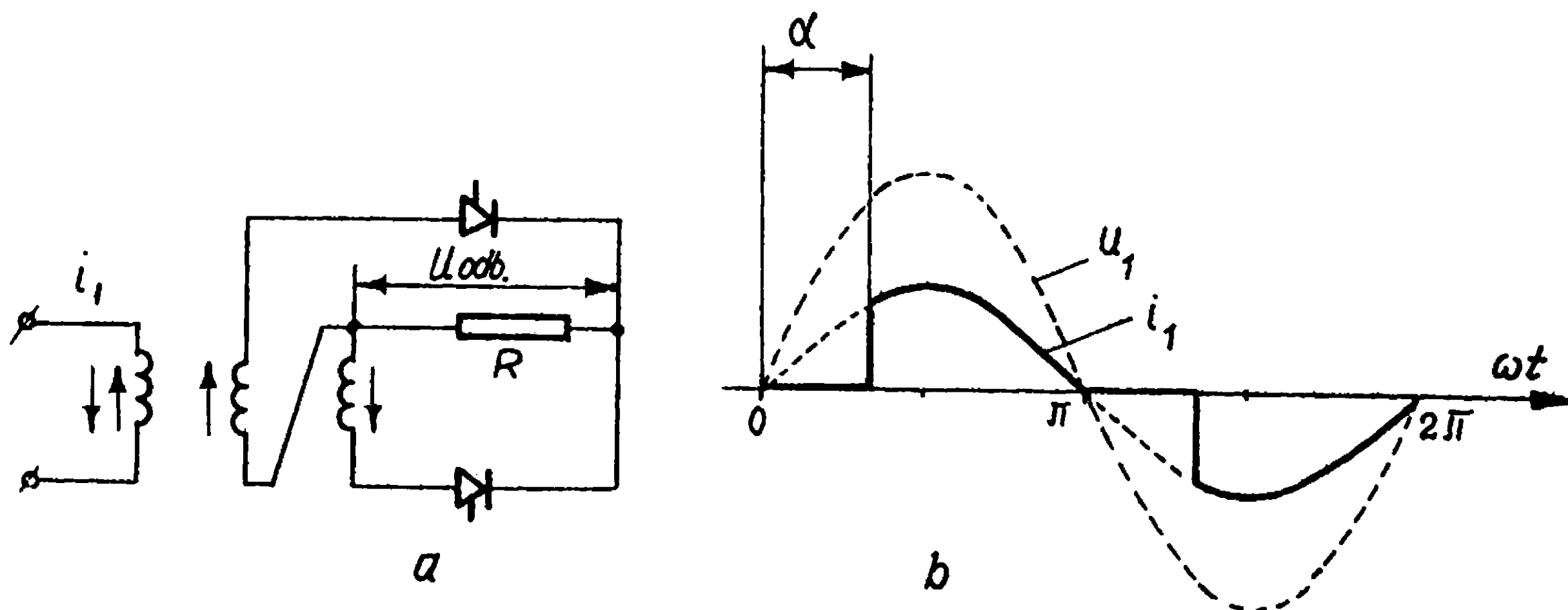
$$\left. \begin{aligned} m_2 = 2; U_s &= U_{so} \frac{1 + \cos \alpha}{2} && \text{dla } \alpha \geq 0 \\ m_2 = 3; U_s &= U_{so} \frac{1 + \cos\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right)}{\sqrt{3}} && \text{dla } \alpha \geq \frac{\pi}{6} \\ m_2 = 6; U_s &= U_{so} \left[1 + \cos\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right)\right] && \text{dla } \alpha \geq \frac{\pi}{3} \\ m_2 = 12; U_s &= U_{so} \frac{1 + \cos\left(\frac{5\pi}{12} + \alpha\right)}{0,518} && \text{dla } \alpha \geq \frac{5\pi}{12} \end{aligned} \right\} (39a,b,c,d)$$

Rysunek 39 przedstawia wykresy napięcia względnego (odniesionego do U_{so}) w funkcji α dla obu skrajnych przypadków (wzór 34 oraz 38 lub 39). Napięcie przypadków pośrednich można wyznaczyć stwierdzając, w którym momencie praca zaczyna być impulsowa.

Ciekawe jest rozpatrzenie najprostszego przypadku $m_2 = 2$, przy odbiorze czysto czynnym przy założeniu transformatora idealnego. Schemat układu pokazano na rys. 40a. Przebieg prądu pierwotnego przedstawia rys. 40b. W całym układzie nie ma indukcyjności, mimo to pierwsza harmoniczna prądu I_1 przesuwają się w fazie względem napięcia. Współczynnik mocy 1-harmo-

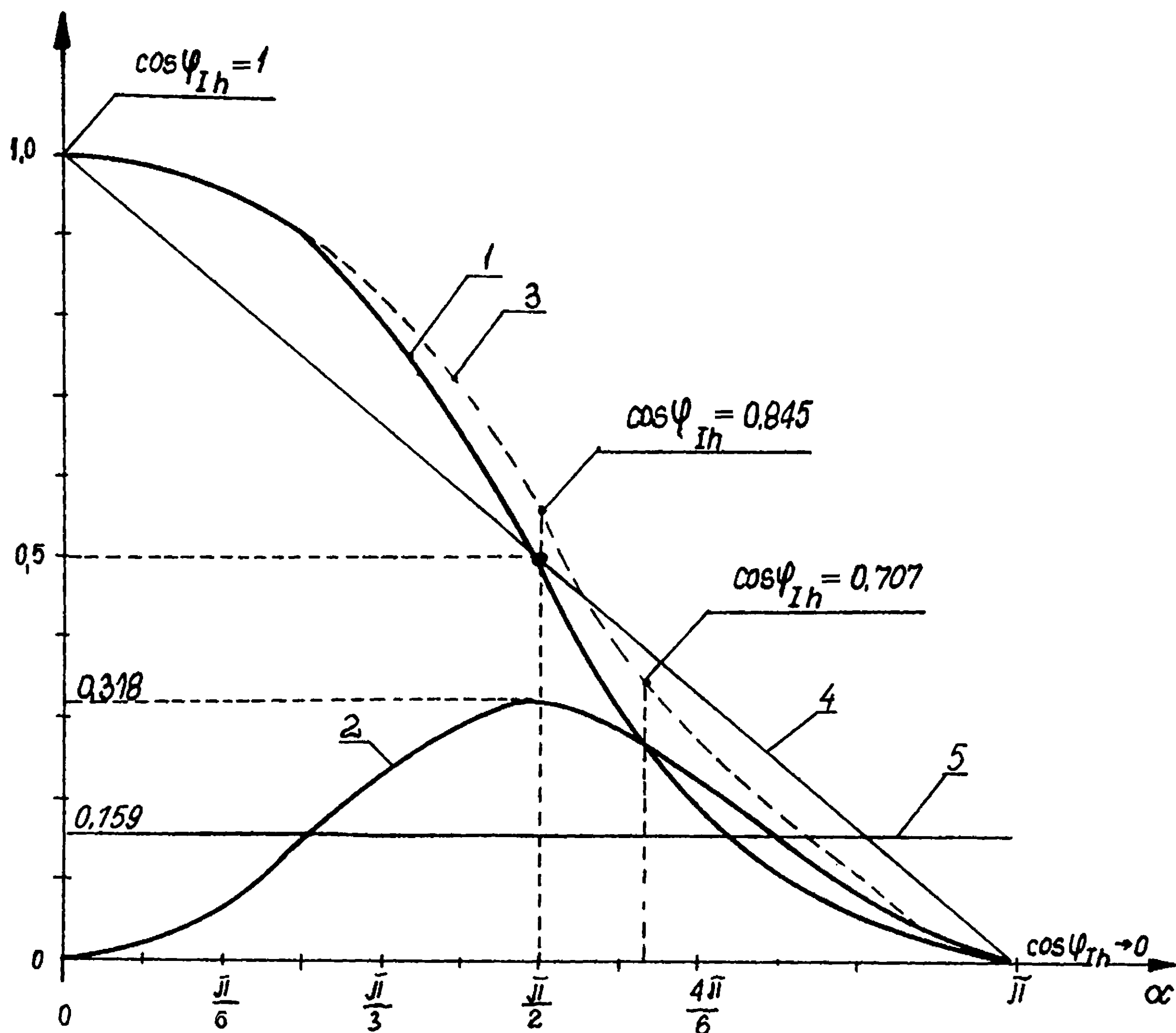


Rys. 39. Względne napięcie wyprostowane wg wzoru (34) dla dowolnej liczby m_2 oraz wg wzorów (39) ważnych począwszy od α_{kr} dla $m_2 = 3, 6, 12$



Rys. 40. Przebieg prądu pierwotnego układu jednofazowego dwupołwkowego sterowanego $m_2 = 2$, z pominięciem i_μ
 a - schemat układu z odbiornikiem R , b - przebieg prądu pierwotnego przy zadanym kącie α

nicznej $\cos \varphi_1$, który przy $\alpha = 0$ wynosił 1, maleje i gdy $\alpha \rightarrow \pi$ $\cos \varphi_1 \rightarrow 0$. Jednocześnie maleje zarówno wartość skuteczna całego prądu jak i wartość skuteczna I harmonicznej. Zmiany



Rys. 41. Zależność 1 harmonicznej prądu w układzie z rys. 40 od kąta α , przy $U_1 = \text{const}$, transformatorze idealnym oraz oporze odbiornika $R = \text{const}$; wartości względne odniesione do nieodkształconego prądu przy $\alpha = 0$

1 - składowa sinusoida 1 harmonicznej, wartość skuteczna, 2 - składowa ujemna cosinusoida 1 harmonicznej, wartość skuteczna, 3 - wartość skuteczna 1 harmonicznej, czyli suma geometryczna obu składowych, 4 - oś krzywej 1, 5 - oś krzywej 2

tych wartości przedstawiono na rys. 41. Przyczyną przesuwania się w fazie 1-harmonicznej prądu jest nieliniowość obwodu czysto czynnego spowodowana obecnością zaworu sterowanego, a nie indukcyjność, której w obwodzie nie ma.

Z podobnym zjawiskiem mamy oczywiście do czynienia nie tylko przy $m_2 = 2$, lecz przy dowolnej wartości liczby faz.

d. Zastosowanie diody zerowej

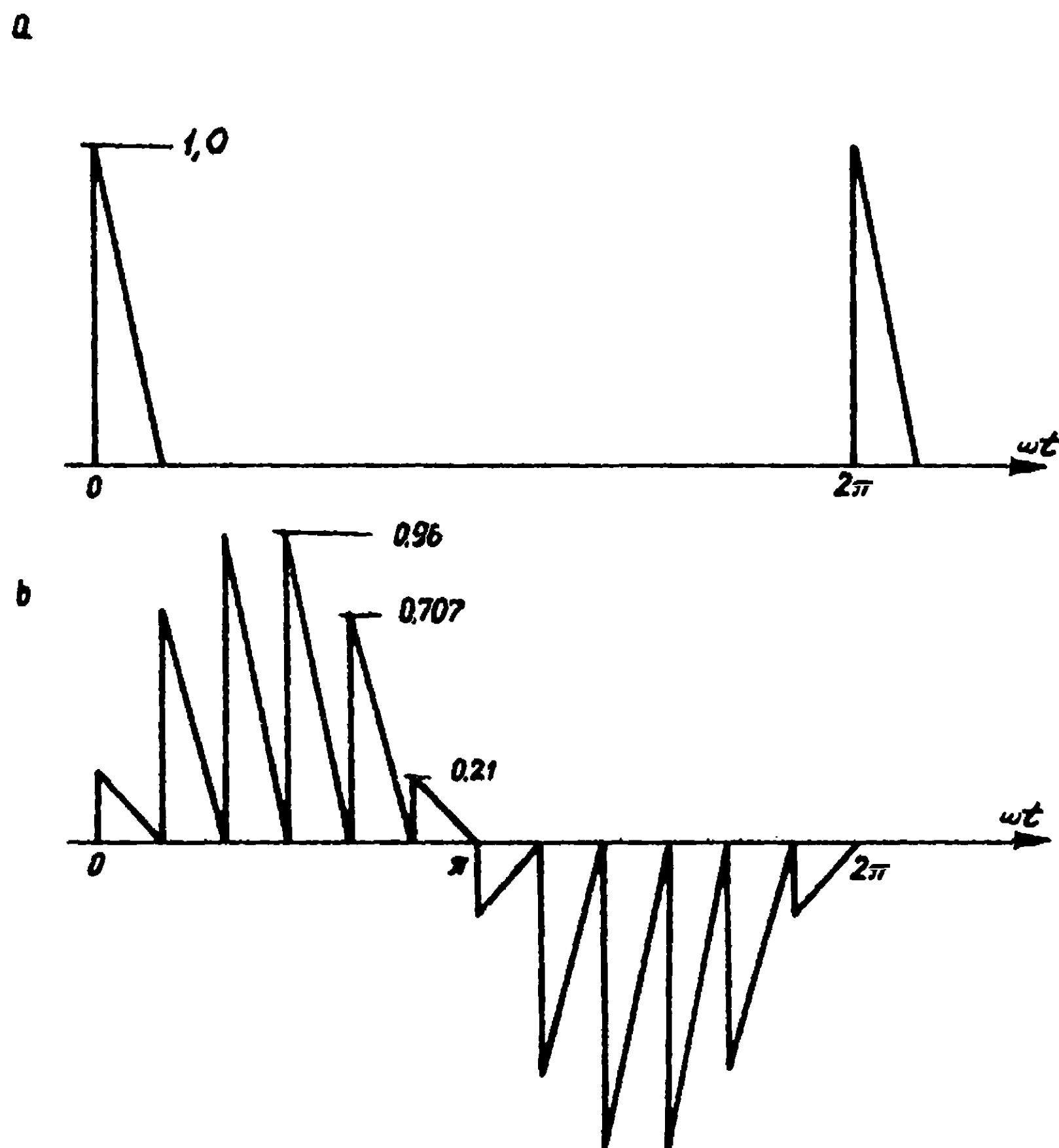
W rozdziale 2.2.3 omówiono działanie diody zerowej w układzie jednofazowym. W układzie wielofazowym działanie tej diody może wystąpić również tylko wtedy, gdy wartość chwilowa napięcia na zaciskach wyjściowych staje się ujemna. Jak widać na rys. 36 jest to możliwe jedynie w układzie z zaworami sterowanymi, gdy $\alpha > \alpha_{kr}$ (patrz wzór 37). Przebieg napięcia staje się analogiczny jak w przypadku c (np. rys. 38) i należy tu zastosować wzory 38 i 39 mimo, że odbiornik zawierający indukcyjność (lub odbiornik łącznie z filtrem indukcyjnym) może nawet pobierać prąd praktycznie wygładzony.

2.5.2. Przebieg i przesunięcie fazowe prądów przy stosowaniu zaworów sterowanych

a. Przypadek $0 < \alpha < \alpha_{kr}$

Przy komutacji natychmiastowej prąd przekazywany jest z fazy oddającej do przejmującej w sposób nagły. Grzbietowy przebieg prądu zależy natomiast od charakteru odbiornika. Przy pełnym wygładzeniu prądu można więc niezależnie od kąta opóźnienia wyzwolenia tyrystorów α mówić o impulsach prostokątnych po stronie wtórnej, co pociąga za sobą pokazany na rys. 35 przebieg prądów pierwotnych. Jeśli jednak prąd odbiornika rezystancyjnego (R) nie jest gładzony, to impulsy mają kształt grzbietu odpowiadający kształtowi wartości

chwilowej napięcia. Przebieg prądu wtórnego w jednej fazie układu $m_2 = 12$ i przebieg odpowiadającego mu prądu pierwotnego przy $m_1 = 3$ pokazano na rys. 42. Kąt α wynosi dla tego rysunku $\alpha = \alpha_{kr} = \frac{5\pi}{12}$ (wzór 37). Zawartość harmonicznych w prądzie pierwotnym bardzo poważnie się powiększa, nie zmieniają się jednak ich rzędy. Zawartość harmonicznych jest zbliżona do



Rys. 42. Przebieg prądu pierwotnego sieciowego układu $m_1 = 3$ $m_2 = 12$ przy $\alpha = \alpha_{kr} = \frac{5\pi}{12}$ i odbiorniku R (bez gładzenia prądu)

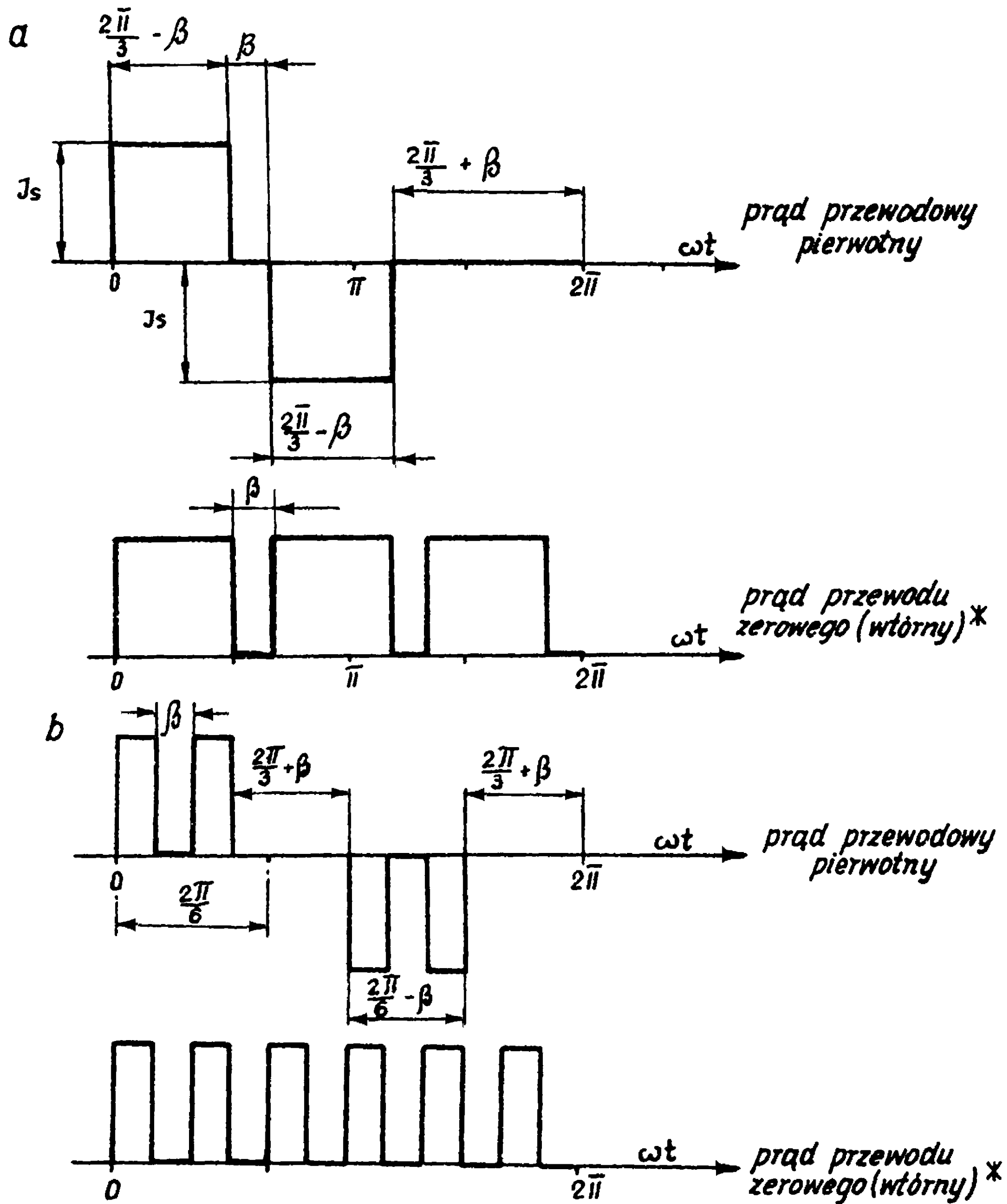
a - prąd 1 fazy wtórnej (oznaczono wartość odniesienia), b - prąd 1 fazy pierwotnej. Przekładnia napięcia uzwojenia fazowego pierwotnego do napięcia fazowego wtórnego równa 1. Należy porównać ten rysunek z rys. 35e

omawianej w przypadku b (patrz dalej). Wartość skuteczną odkształconego prądu można znaleźć za pomocą wzoru 22 całkując go odcinkowo dla poszczególnych fragmentów prądu. Przy małych kątach α i odbiorniku z siłą elektromotoryczną malejące obciążenie przy małym R, L doprowadza do pracy impulsowej (przerywnej). Jeżeli w chwili podawania impulsu wyzwalającego na tyrystor kolejnej fazy przy $i_s = 0$ wartość chwilowa jej napięcia jest niższa od wartości SEM odbiornika, to napięcie na zaciskach wynikające z SEM polaryzuje wstecznie impulsowany tyrystor. Powoduje to utratę sterowalności. Prąd przestaje płynąć. Jeśli w konsekwencji tego SEM zaczyna maleć (np. silnik napędzany rozważanym prostownikiem zwalnia bieg), to w pewnym momencie $E < u$, pojawia się polaryzacja przepustowa w chwili podawania impulsu, zaczyna płynąć dosyć znaczny prąd, silnik napędzany przyspiesza, rośnie jego SEM i opisana sytuacja powtarza się powodując skoki prądu i oscylacje prędkości. Aby uniknąć tych przykrych zjawisk przy małych kątach α impuls wyzwalający (lub wiązka impulsów) musiałby być tak długi, aby jeszcze podczas jego trwania napięcie fazy z impulsowanym tyrystorem wzrosło do wartości chwilowej maksymalnej ($\sqrt{2} U_f$).

Przesunięcie fazowe I harmonicznej przewodowego prądu pierwotnego względem odpowiedniego napięcia fazowego, czyli φ_1 przy wygładzonym prądzie odpowiada kątowi opóźnienia wyzwolenia tyrystorów α , tak więc $\cos \varphi_1 = \cos \alpha$. Stosując wzór 13 można zastąpić współczynnik mocy iloczynem $\cos \varphi_1$ oraz współczynnika odkształcenia ξ .

b. Przypadek $\alpha > \alpha_{kr}$, przy stosowaniu diody zerowej

Gdy wartość α przekracza α_{kr} (wzór 37) rozważanie należy przeprowadzić biorąc pod uwagę nie tylko charakter odbiornika, ale również ewentualną obecność diody zerowej.

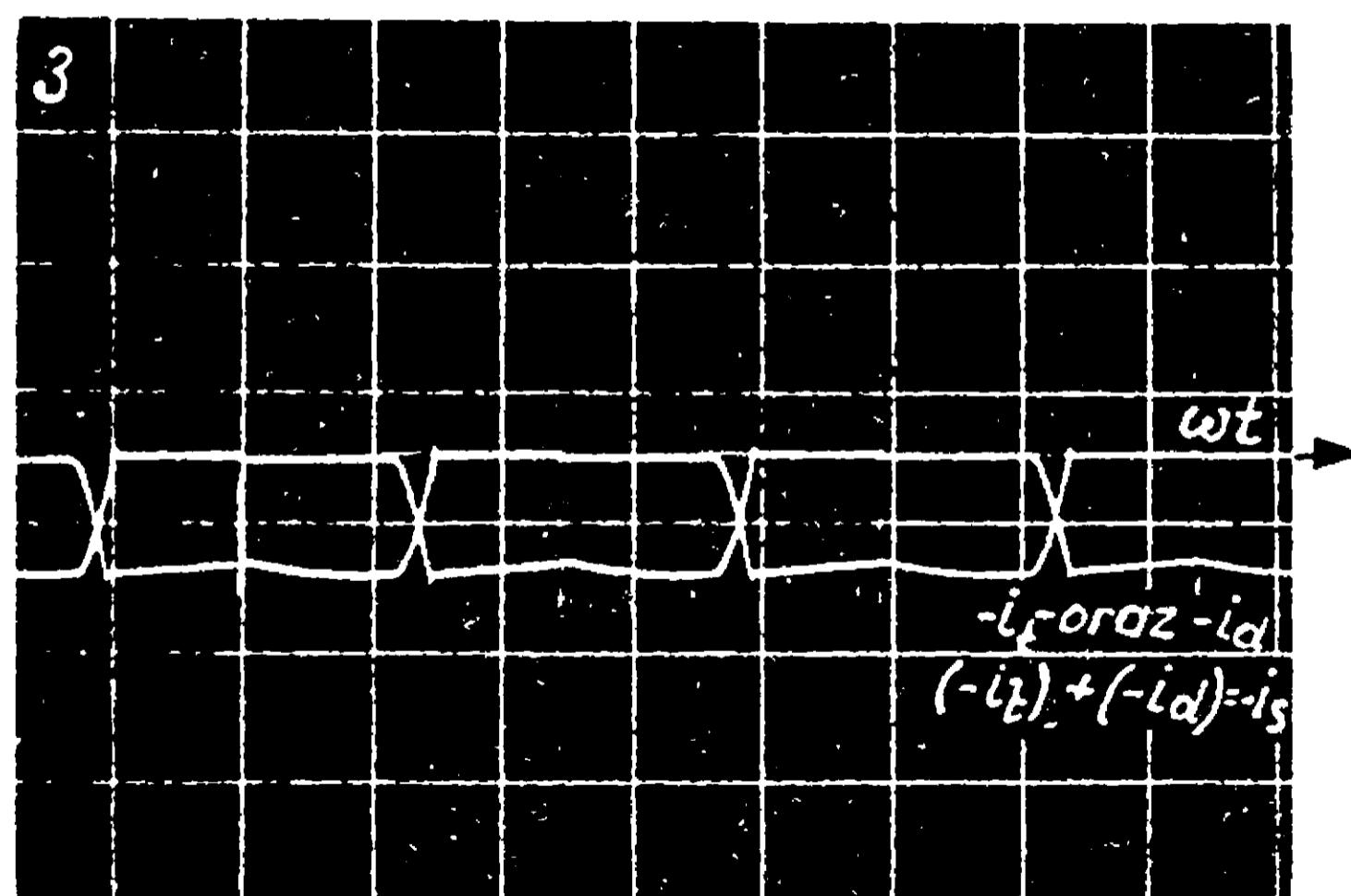
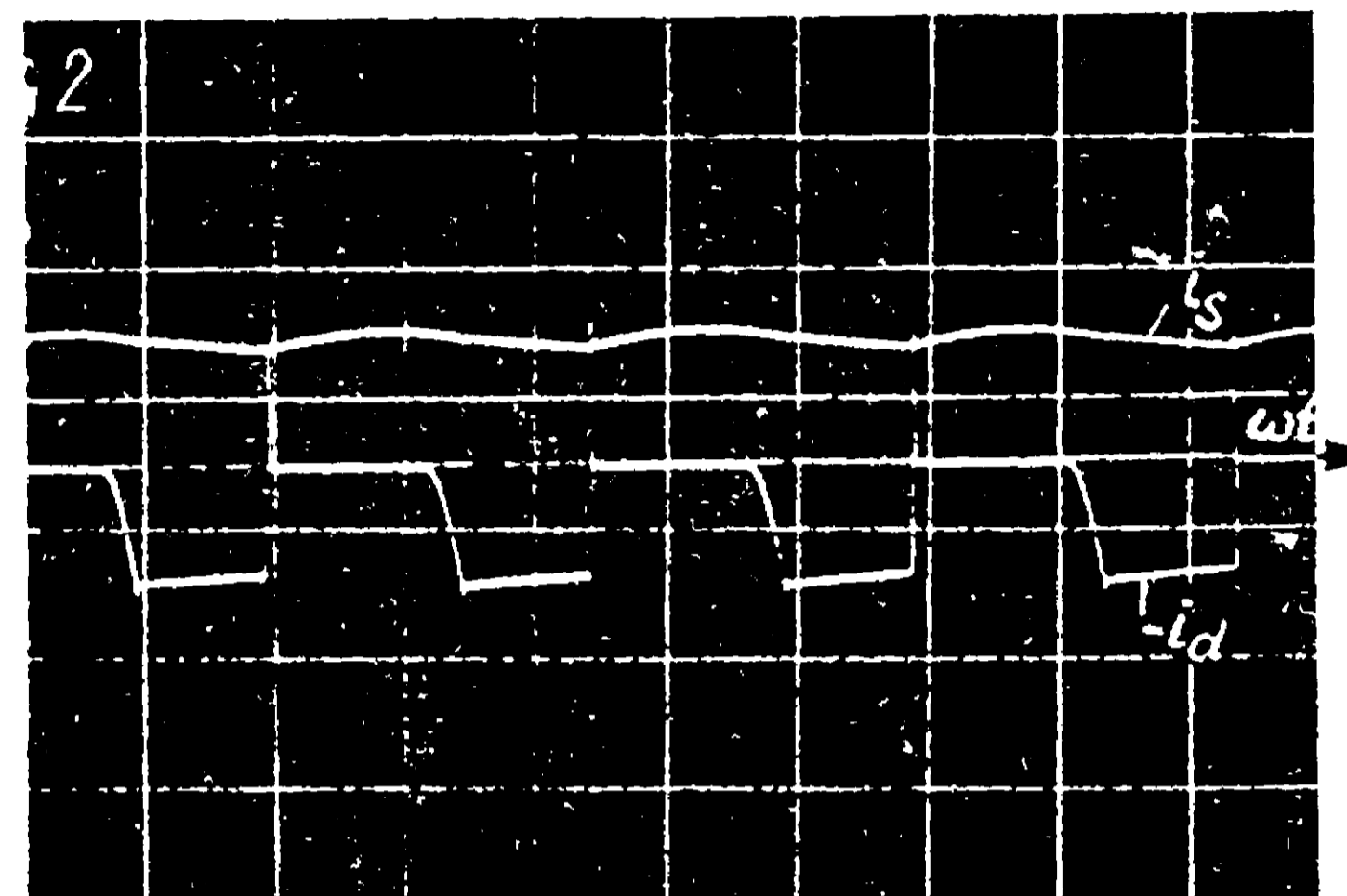
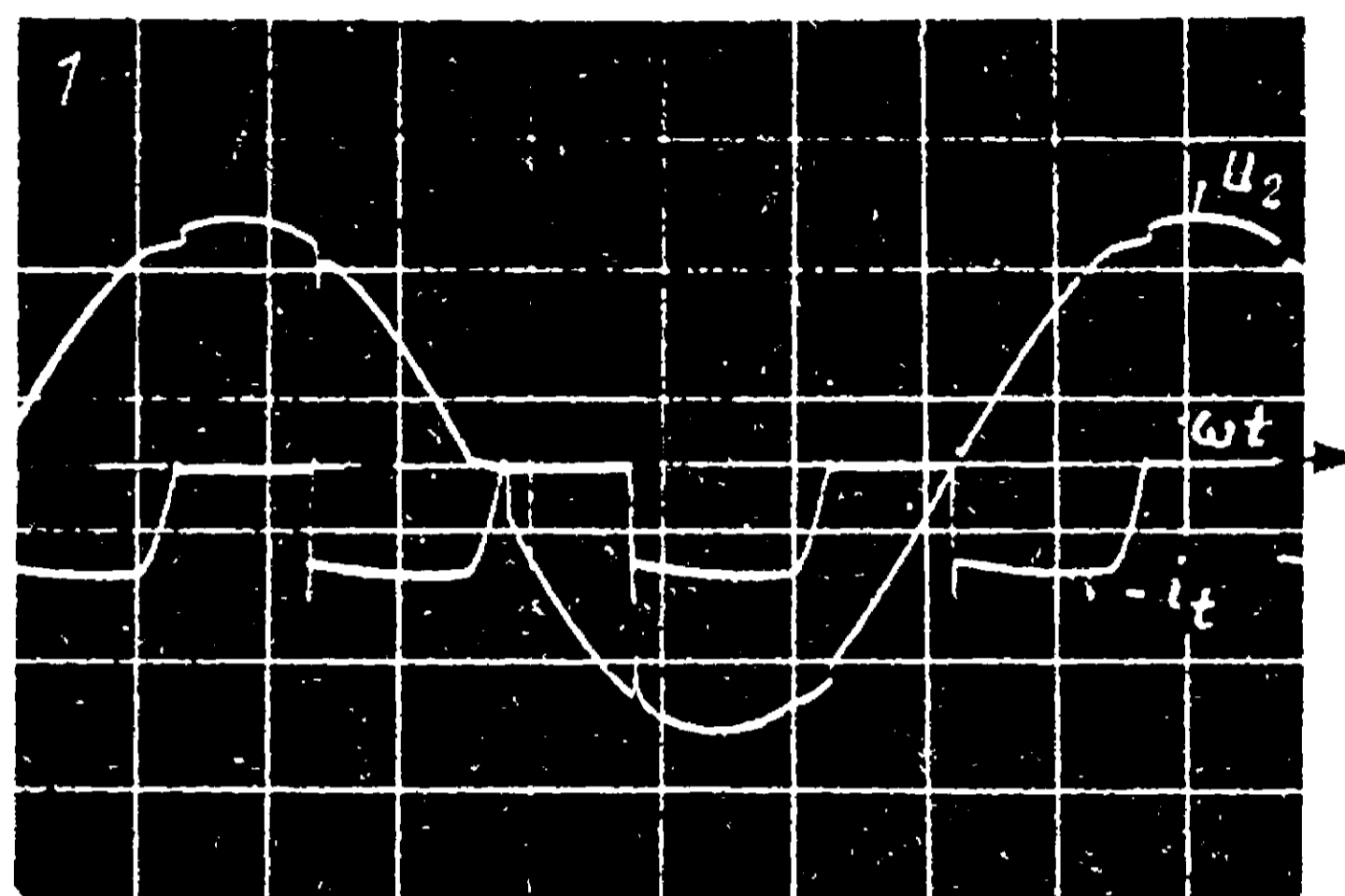


Rys. 43. Prąd sieciowy oraz prąd przewodu zerowego układów z diodą zerową*

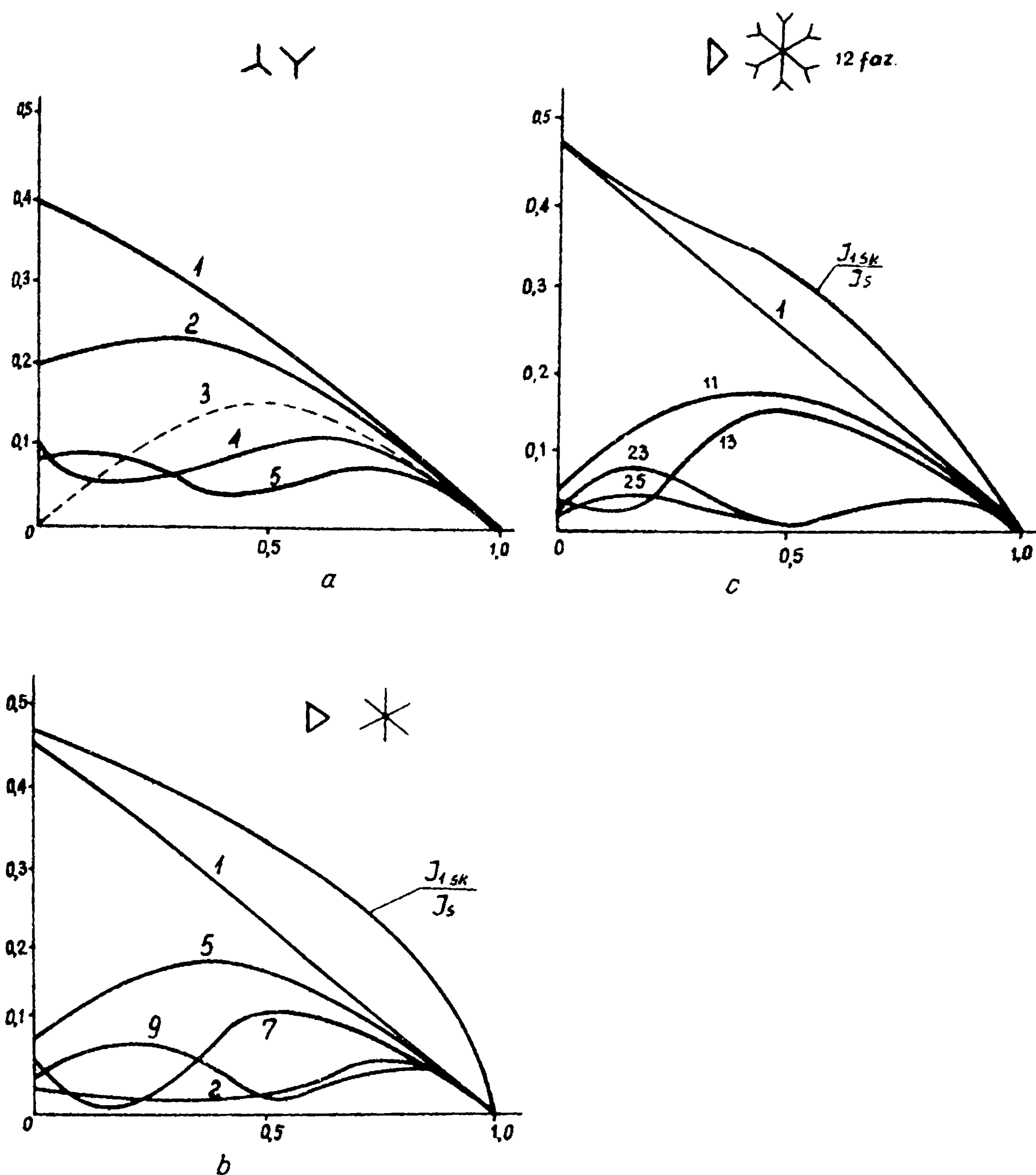
a) $\triangleright \lambda$ b) $\triangleright *$ przy $\alpha > \alpha_{kr}$ i pełnym wygładzeniu prądu odbioru. Kąt działania diody $\alpha - \alpha_{kr}$ oznaczono β

*Prąd przewodu zerowego transformatora jest wskutek działania diody zerowej pulsujący i zawiera składową stałą i przemienne o częstotliwości $m_2 \cdot k \cdot f$ (harmoniczne potrójne parzyste i nieparzyste), którą może równoważyć tylko trójkąt lub gwiazda z przewodem zerowym.

W czasie, gdy wartość chwilowa napięcia wyprostowanego jest ujemna, dioda zeroa prowadzi prąd zwierając zaciski odbiornika. Wszystkie zawory robocze układu pozostają przy tym w stanie bezprądowym. Przy tak dużej indukcyjności odbioru, przy której przepływ prądu jest bezprzerwywny kąt pracy diody zerowej w każdej $\frac{2\pi}{m_2}$ części okresu wynosi $\alpha - \alpha_{kr}$. Gdy $(\alpha - \alpha_{kr}) \rightarrow \frac{2\pi}{m_2}$, to znaczy $\alpha \rightarrow \frac{\pi}{2} \left(\frac{m_2 + 2}{m_2} \right)$, zarówno napięcie odbiornika (wzory 39 a b c d) jak i prąd sieciowy dążą do 0 mimo, że prąd odbioru mógłby mieć jeszcze skończoną wartość. Oczywiście gdy $\alpha = \frac{\pi}{2} \left(\frac{m_2 + 2}{m_2} \right)$ napięcie średnie odbioru jest równe 0 i obecność prądu wymagałaby w gałęzi odbioru istnienia wymuszającej go siły elektromotorycznej o odpowiednim znaku. Kształt prądu pierwotnego w sieci trójfazowej dla pełnego wygładzenia prądu odbioru przy $m_2 = 3, 6$ przedstawiono na rys. 43 przy uzwojeniu pierwotnym połączonym w trójkąt. Ciekawe jest wtedy rozważenie zjawisk przy $m_2 = 3$ (liczba nieparzysta). Jak widać z rys. 43 pojawia się nie tylko podmagnesowanie rdzenia składową stałą (patrz 2.4.3), lecz występują harmoniczne rzędu 3 i jej wielokrotnych, wytwarzające składową przemienną strumienia jarzmowego i odkształcające napięcie fazowe, jeśli układ jest Yy_0 (brak trójkąta). Wspomniane efekty widać na oscylogramie pokazanym na rys. 44. Występują one podczas zmian strumienia jarzmowego przy komutacjach i przedłużają je. Zastosowanie trójkąta po stronie pierwotnej lub zygza po stronie wtórnej likwiduje powyższe zjawiska. Współczynnik mocy dla pierwszej harmonicznej po stronie pierwotnej oraz wartość skuteczna prądu I_1 odniesionego do I_s przedstawiono na rys. 45. Zawartość harmonicznych poważnie wzrasta, podobnie jak przy odbiorniku rezystancyjnym omawianym w przypadku a.



Rys. 44. Oscylogram napięcia fazowego wtórnego układu tyrystorowego λK przy działaniu diody zerowej; napięcie fazowe wtórne U_2 odkształcone przez komutację, oraz istnienie strumienia ja-
rzmowego potrójnej częstotliwości



Rys. 45. Zmiana wartości skutecznej poszczególnych harmonicznych prądu pierwotnego (oznaczonych liczbami arabskimi) przy działaniu diody zerowej odniesione do I_s - a) ΔY , b) $\Delta *$, c) $\Delta \star$; na osi poziomej oznaczono wartość $\frac{\alpha - \alpha_{kr}}{2\pi/m_2}$, czyli udział prądu diody zerowej w prądzie obciążenia; prąd odbioru całkowicie wygładzony o stałej wartości I_s

Udział harmonicznych w prądzie pierwotnym przy stałej wartości prądu I_s przedstawiono na rys. 45. Wartość skuteczną prądu pierwotnego (I_{1d}) oraz wtórnego, gdy dioda zerowa działa przy pełnym wygładzeniu prądu odbioru I_s , można obliczyć przez porównanie prądu I_{1d} z prądem, który płynie, gdy diody zerowej nie ma (I_1).

$$I_{1d} = I_1 \sqrt{\frac{x}{\frac{2\pi}{m_2}}},$$

gdzie x jest kątem czasowym przepływu prądu w każdej $\frac{1}{m_2}$ części okresu, $x = \frac{2\pi}{m_2} - (\alpha - \alpha_{kr})$.

Korzystając z wzoru 37 otrzymuje się

$$I_{1d} = I_1 \sqrt{\frac{\left[\frac{\pi (m_2 + 2)}{m_2} - \alpha \right] m_2}{2\pi}}. \quad (40)$$

Wzór ten obowiązuje, gdy

$$\frac{\pi}{2} \cdot \frac{m_2 - 2}{m_2} \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2} \cdot \frac{m_2 + 2}{m_2}.$$

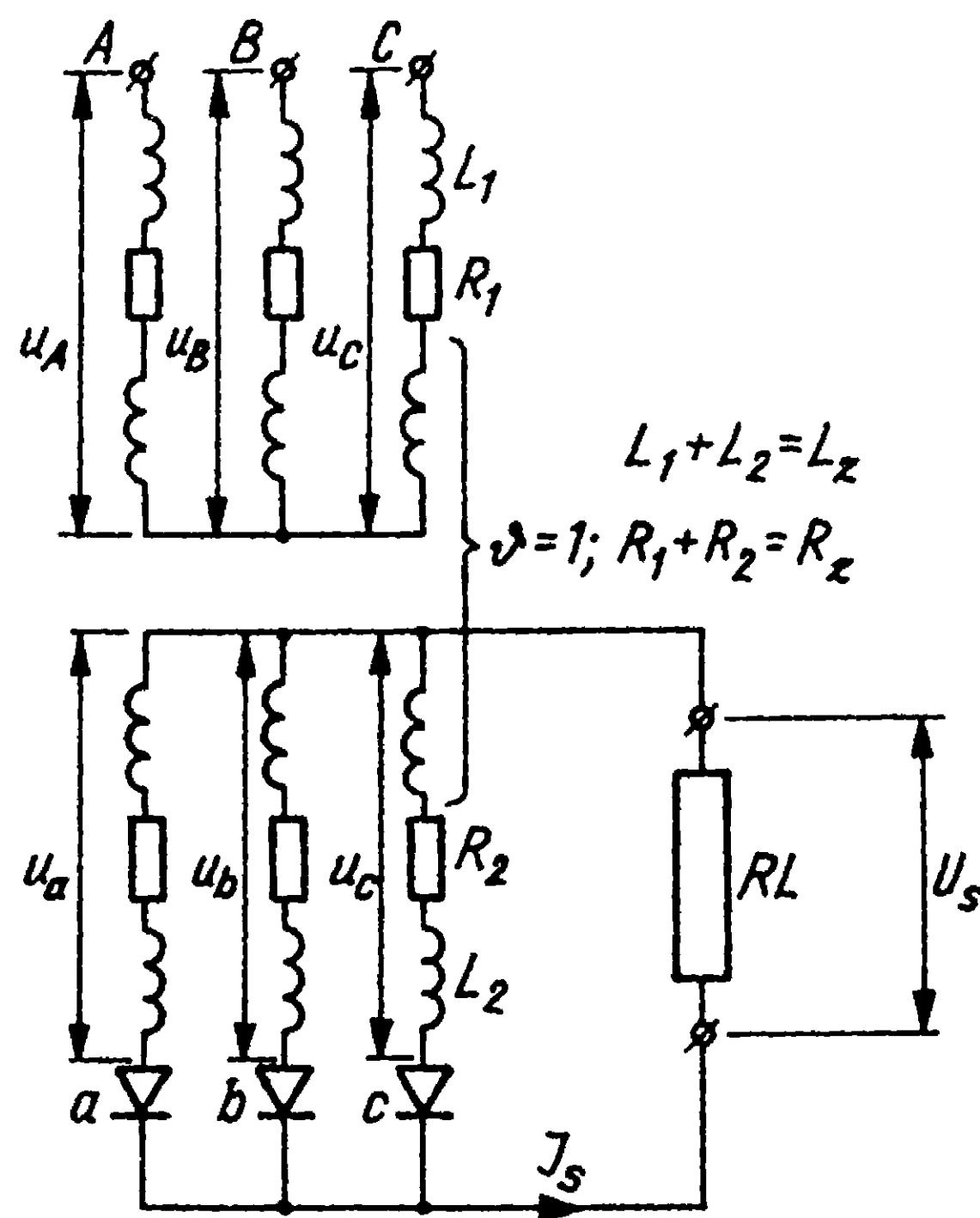
Obliczanie wartości skutecznej prądu pierwotnego I_1 przeprowadzono w punkcie 2.4.4.

Zastosowanie diody zerowej zmniejsza wartość skuteczną prądu, gdy $\alpha > \alpha_{kr}$, powoduje więc zmniejszenie strat w rezystancjach układu oraz w zaworach sterowanych. Jest to poważna zaleta związana jednak z nie mniej poważną wadą, szczególnie w układach o większej liczbie faz wtórnych - zwiększeniem zawartości harmonicznych w prądzie pobieranym z sieci. Komutacja skończona (rozdział 3) lub filtry umieszczone po stronie pierwotnej łagodzą, a nawet neutralizują, tę wadę. Przy $m_2 = 3$ zawartość wyższych harmonicznych ulega niewielkim zmianom, a więc korzyści stosowania diody zerowej są w tym przypadku duże.

3. KOMUTACJA NATURALNA UKŁADÓW JEDNOKIERUNKOWYCH

3.1. Wpływ impedancji podłużnej układu na przebieg komutacji naturalnej

Omawiany dotychczas przebieg komutacji był tak szybki, że nazwano go "natychmiastowym". Przebieg prądu uzyskiwał pro-



Rys. 46. Układ połączeń i oznaczenia przyjęte do rozważań komutacji

stokątne czoło i prostokątne ucięcie. Wystąpienie takiego zjawiska wymagało uznania, że indukcyjność zwarcia transformatora pośredniczącego między siecią sztywną, a zespołem zaworów była równa 0. Przy skończonej wartości tej indukcyjności iloczyn $L \frac{di}{dt}$ musi mieć również wartość skończoną i spełniać warunki wynikające z równania obwodu. Wstępne rozwiązania zostaną przeprowadzone dla układu trójfazowego (rys. 46 i rys. 19). Przyjęte zostanie założenie:

a) napięcie U_1 zasilające układ przedstawiony na

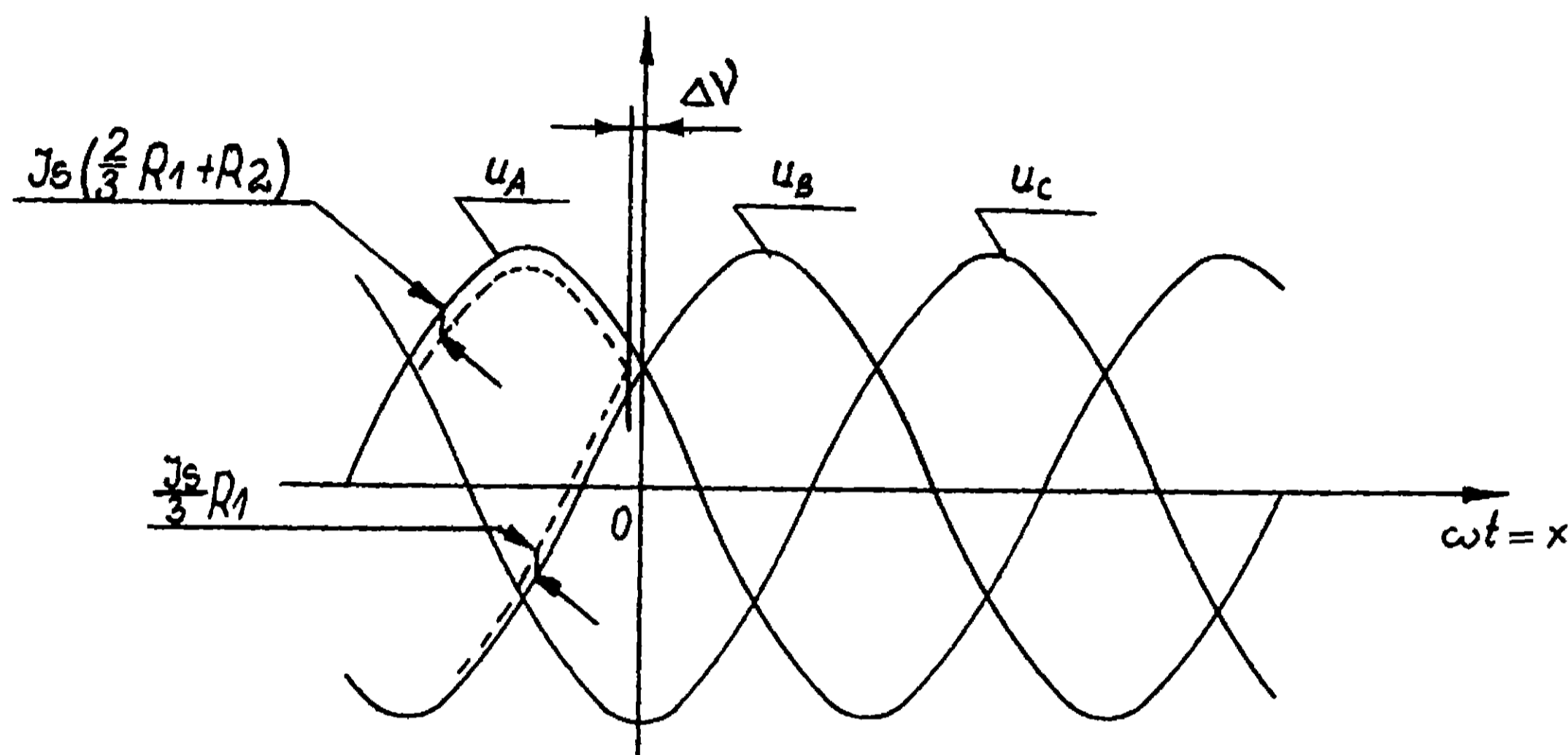
rys. 46 jest sztywne, symetryczne i sinusoidalne o pulsacji ω ,

b) przekładnia w układzie $\nu = 1$, czyli w stanie jałowym

$$U_1 = U_2,$$

c) zawory układu są idealne (patrz definicja w rozdziale 1.2.),

d) odbiornik ma tak dużą stałą czasową $\frac{L}{R}$, że prąd odbioru możemy uznać za praktycznie wygładzony; założenie to jest często nie spełnione, co będzie w dalszym tekście uwzględnione.



Rys. 47. Przebieg napięć u_A , u_B , u_C i warunki rozpoczęcia komutacji

Podczas pracy zaworu a płynący prąd ma wartość stałą I_s , nie występuje więc indukcyjny spadek napięcia, natomiast spadek rezystancyjny w oparciu o rozptyw prądów pokazany na rys. 20 wynosi $I_s R_2 + \frac{2}{3} I_s R_1$, stąd więc

$$u_a = u_A - I_s \left(\frac{2}{3} R_1 + R_2 \right).$$

Jednocześnie w fazie jeszcze nie pracującej (B) po stronie wtórnej nie płynie prąd, a po pierwotnej płynie prąd ujemny $-\frac{I_s}{3}$, dający podskok napięcia o wartość $\frac{I_s}{3} R_1$:

$$u_b = u_B + \frac{I_s}{3} R_1.$$

Gdy $u_b = u_a$, jak to pokazano na rys. 47, powstają warunki do jednoczesnej pracy zaworów a oraz b, czyli do rozpoczęcia komutacji.

$$u_b = u_a, \text{ czyli}$$

$$u_B + \frac{I_s}{3} R_1 = u_A - I_s R_2 - I_s \frac{2}{3} R_1.$$

Zrównanie napięć wtórnych występuje w chwili, w której spełniona jest zależność

$$u_B = u_A - I_s (R_2 + R_1) = u_A - I_s R_z.$$

Na rys. 47 widać, że komutacja rozpoczyna się o niewielki kąt $\Delta \gamma$ przed chwilą zrównania się napięć pierwotnych $u_A = u_B$. Warunek ten pozwala znaleźć kąt $\Delta \gamma$

$$\sin \Delta \gamma = \frac{I_s (R_1 + R_2)}{\sqrt{2} (U\sqrt{3})} = \frac{I_s R_z}{\sqrt{2} (U\sqrt{3})},$$

$$\Delta \gamma = \arcsin \frac{I_s R_z}{\sqrt{2} (U\sqrt{3})}. \quad (41)$$

Przebieg wartości chwilowej prądów i_a oraz i_b podczas komutacji można znaleźć pamiętając, że prąd i_a zaczyna maleć od wartości I_s do 0, a prąd i_b zaczyna wzrastać od 0 do I_s tak, aby

$$i_a + i_b = I_s. \quad (42)$$

Chwila, w której $i_a = 0$, $i_b = I_s$ kończy okres komutacji.

Kąt czasowy trwania komutacji zostanie oznaczony γ . Warunek równości napięć komutujących faz pozwala napisać dla okresu komutacji:

$$u_a = u_b,$$

gdzie

$$u_a = u_A - L_z \frac{di_a}{dt} - \left(i_a - \frac{I_s}{3} \right) R_1 - i_a R_2, \quad (43)$$

$$u_b = u_B - L_z \frac{di_b}{dt} - \left(i_b - \frac{I_s}{3} \right) R_1 - i_b R_2. \quad (44)$$

Zróżniczkowanie 42 daje wobec stałości I_s

$$\frac{di_a}{dt} = - \frac{di_b}{dt}. \quad (45)$$

Zestawienie 42, 43, 44 i 45 z warunkiem $u_a = u_b$, przyjęcie $u_A = \sqrt{2} U \cos(\omega t + \frac{\pi}{m_2})$ oraz $u_B = \sqrt{2} U \cos(\omega t - \frac{\pi}{m_2})$ przy $m_2 = 3$ i oznaczeniu $\omega t = x$ pozwala uzyskać równanie różniczkowe dla $m_2 = 3$:

$$\frac{di_b}{dx} + \frac{R_z}{X_z} i_b - \frac{\sqrt{2} U \frac{\sqrt{3}}{2}}{X_z} \sin x - \frac{I_s R_z}{2 X_z} = 0 \quad (46)$$

z warunkiem początkowym $x = -\Delta\psi$ $i_b = 0$.

Komutacja kończy się, gdy $i_b = I_s$, wtedy $x = \psi$, a cały kąt komutacji wynosi $\psi + \Delta\psi$, gdzie $\Delta\psi$ określa wzór 41.

Rozwiązaniem równania 46 jest wyrażenie 47:

$$i_b = \frac{R_z}{Z_z^2} \frac{\sqrt{3}}{2} \sqrt{2} U \sin x - \frac{X_z}{Z_z^2} \frac{\sqrt{3}}{2} \sqrt{2} U \cos x + \frac{I_s}{2} + A e^{-\frac{R_z}{X_z} x}, \quad (47)$$

gdzie stałą całkowania A znajduje się podstawiając do równania 47 $i_b = 0$ oraz $x = -\Delta\psi$, wg wyrażenia 41.

Prąd malejący i_a wynosi przy tym (wzór 42) $i_a = I_s - i_b$. Jeżeli wprowadzi się uproszczenie, uznając że $R_z = 0$, to $\Delta y = 0$, a równanie 46 dla układu $m_2 = 3$ redukuje się do postaci 48

$$\frac{di_b}{dx} - \frac{\sqrt{2} U \sqrt{3}}{X_z} \sin x = 0. \quad (48a)$$

Ponieważ do tego równania nie wchodzi elementy czynnego spadku napięcia, w których trzeba uwzględnić inną wartość prądu wtórnego i pierwotnego, równanie daje się uogólnić dla dowolnego m_2 do postaci

$$\frac{di_b}{dx} - \frac{\sqrt{2} U}{X_z} \sin \frac{\pi}{m_2} \sin x = 0. \quad (48b)$$

Po scałkowaniu wyrażenia 48b uzyskuje się postać

$$i_b = -\frac{\sqrt{2} U}{X_z} \sin \frac{\pi}{m_2} \cos x + A \quad (49)$$

z warunkiem początkowym $x = 0$ $i_b = 0$, pozwalającym znaleźć stałą całkowania A . W konsekwencji dla układu o dowolnej wartości m_2

$$i_b = \frac{\sqrt{2} U \sin \frac{\pi}{m_2}}{X_z} (1 - \cos x) \quad (50a)$$

oraz

$$i_a = I_s - i_b. \quad (50b)$$

Jeżeli prąd I_s nie jest wygładzony, lecz zmienia się w czasie trwania komutacji, to równanie 42, a także 50b, musi zostać zmodyfikowane do postaci $i_a + i_b = i_s$, gdzie wartość chwilową prądu wyprostowanego za pomocą i_s należy przedstawić (jako

określoną funkcję kąta x wynikającą z charakteru gałęzi odbiornika i jej odpowiedzi na wypadkowe napięcie, występujące w czasie komutacji. Komplikuje to rozwiązanie, czyli postać wzorów 47 oraz 49 i praktycznie dla każdego określonego układu RLC w gałęzi odbioru, a więc przebiegu i_s , wymaga indywidualnego rozwiązania. Rozważania takie w niniejszym skrypcie nie będą prowadzone.

Celem zorientowania się jakie rozbieżności daje zastosowanie wzoru pełnego 47 (ważnego przy $i_s = \text{const}$) i uproszczonego 50a zostanie przeprowadzone obliczenie porównawcze przebiegu prądu i_b podczas komutacji w realnym przypadku małego zespołu prostownikowego, w którym $\frac{R_z}{X_z} \approx 0,45$.

Dane transformatora trójfazowego ($m_1 = m_2 = 3$):
 $S_1 = 25 \text{ kVA}$; $\varphi = 500/231 \text{ V}$; DzO; $u_z = 4\%$,

$$R_{1uf} = 1,13 \cdot 0,282 \Omega,$$

$$R_{2f} = 1,15 \cdot 0,0104 \Omega,$$

gdzie współczynniki 1,13 i 1,15 odwzorowują powiększenie rezystancji na skutek strat dodatkowych.

W tym układzie $U_{2f} = 133 \text{ V}$; $U_s = 155,5 \text{ V}$; $I_s = 133 \text{ A}$;
 $P_s = 20,7 \text{ kW}$; $I_{2sk} = 76,7 \text{ A}$.

Po odniesieniu do napięcia fazowego strony wtórnej i uwzględnieniu podanego zwiększenia rezystancji przez straty dodatkowe można napisać:

$$R_z = 0,0345 \Omega; R'_1 = 0,0226 \Omega; R_2 = 0,0120 \Omega,$$

$$X_z = 0,0770 \Omega; Z_z = 0,0844 \Omega; Z_z^2 = 0,00712 \Omega^2$$

podstawienie do wzoru 41 daje:

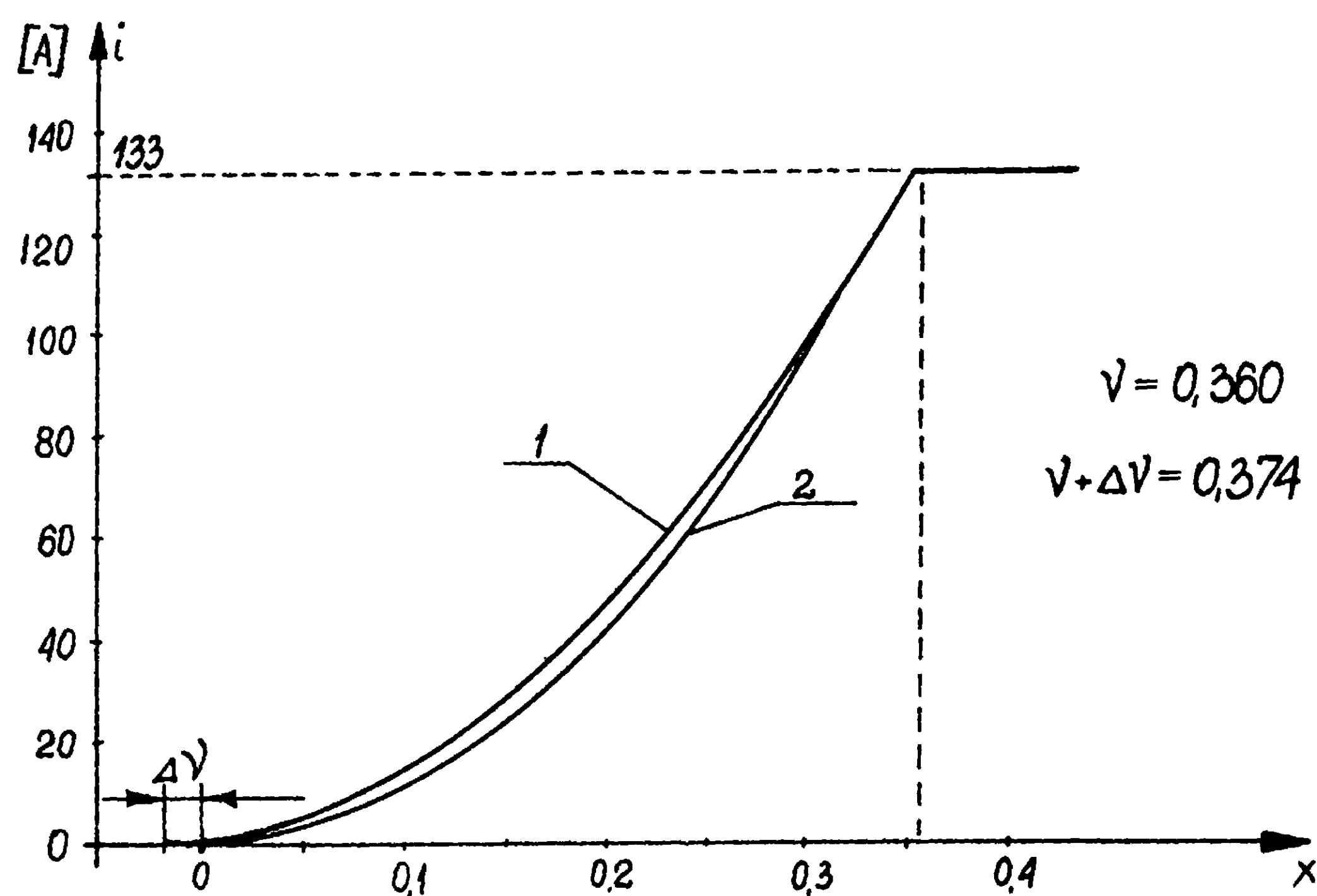
$$\Delta \varphi = 0,014 \text{ (czyli } 0^\circ 50').$$

W oparciu o znaną powyżej wartość $\Delta\gamma$, przy której $i_b = 0$ i podstawienie jej do wzoru 47 otrzymuje on postać:

$$i_b = 790 \sin x - 1765 \cos x + (66,5 + 1710 e^{-0,448x}) \text{ [A]}$$

natomiast uproszczony wzór 50a wyraża się następująco:

$$i_b = 2120 (1 - \cos x) \text{ [A]}.$$



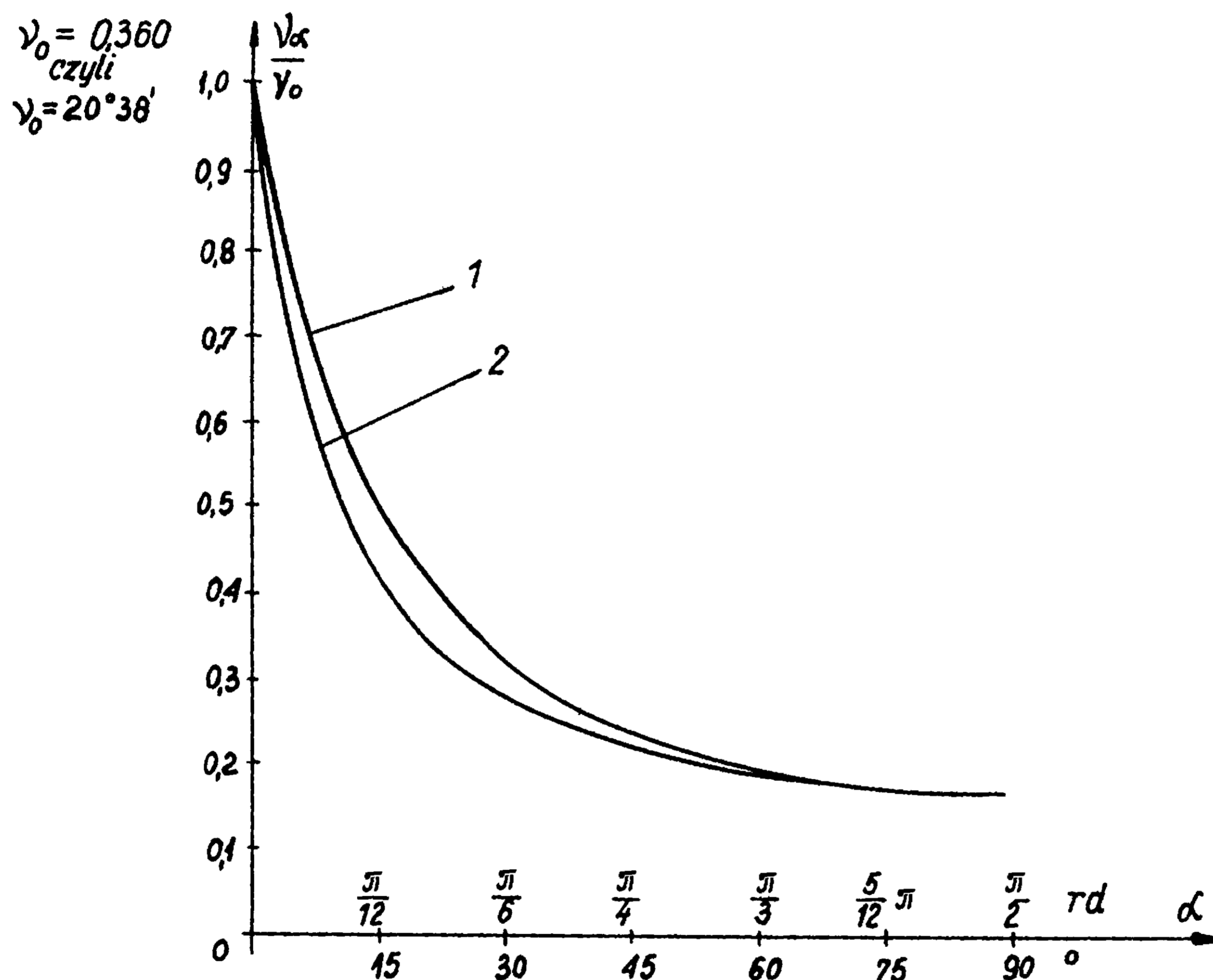
Rys. 48. Przebieg prądu fazy przejmującej podczas komutacji dla przypadku omówionego w przykładzie
1 - przebieg wg równania 47, 2 - przebieg wg równania 50a

Rysunek 48 przedstawia przebieg prądu podczas komutacji obliczony według obu powyższych wyrażeń. Różnice przebiegu oraz czasu trwania komutacji są tak małe, że uzasadniają całkowitą dopuszczalność stosowania wzoru uproszczonego 50a nawet w układach małej mocy. Dopiero, gdy $R_z \geq X_z$ szczególnie przy dużych przeciążeniach, celowe byłoby użycie pełnego wzoru 47.

Dalsze rozważania w niniejszej pracy będą prowadzone przy użyciu wzoru uproszczonego i uznaniu, że wartość chwilowa prądu i_s podczas komutacji zmianie nie ulega.

3.2. Komutacja swobodna i komutacja opóźniona

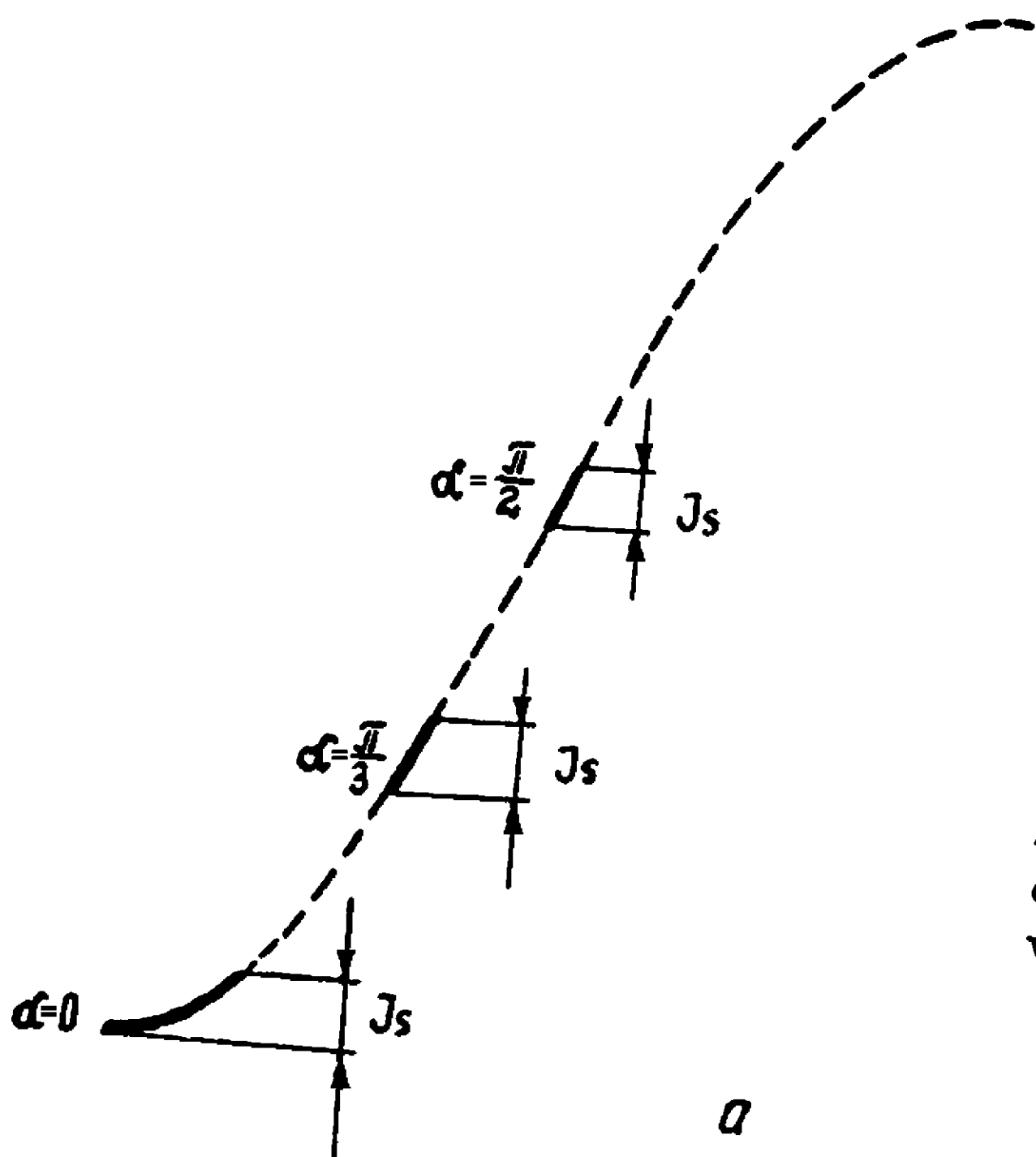
Rozważania omówione w punkcie 3.1 prowadzono przy założeniu, że komutacja rozpoczyna się w momencie zrównania na-



Rys. 49. Wykres $\frac{v_\alpha}{v_0} = f(\alpha)$

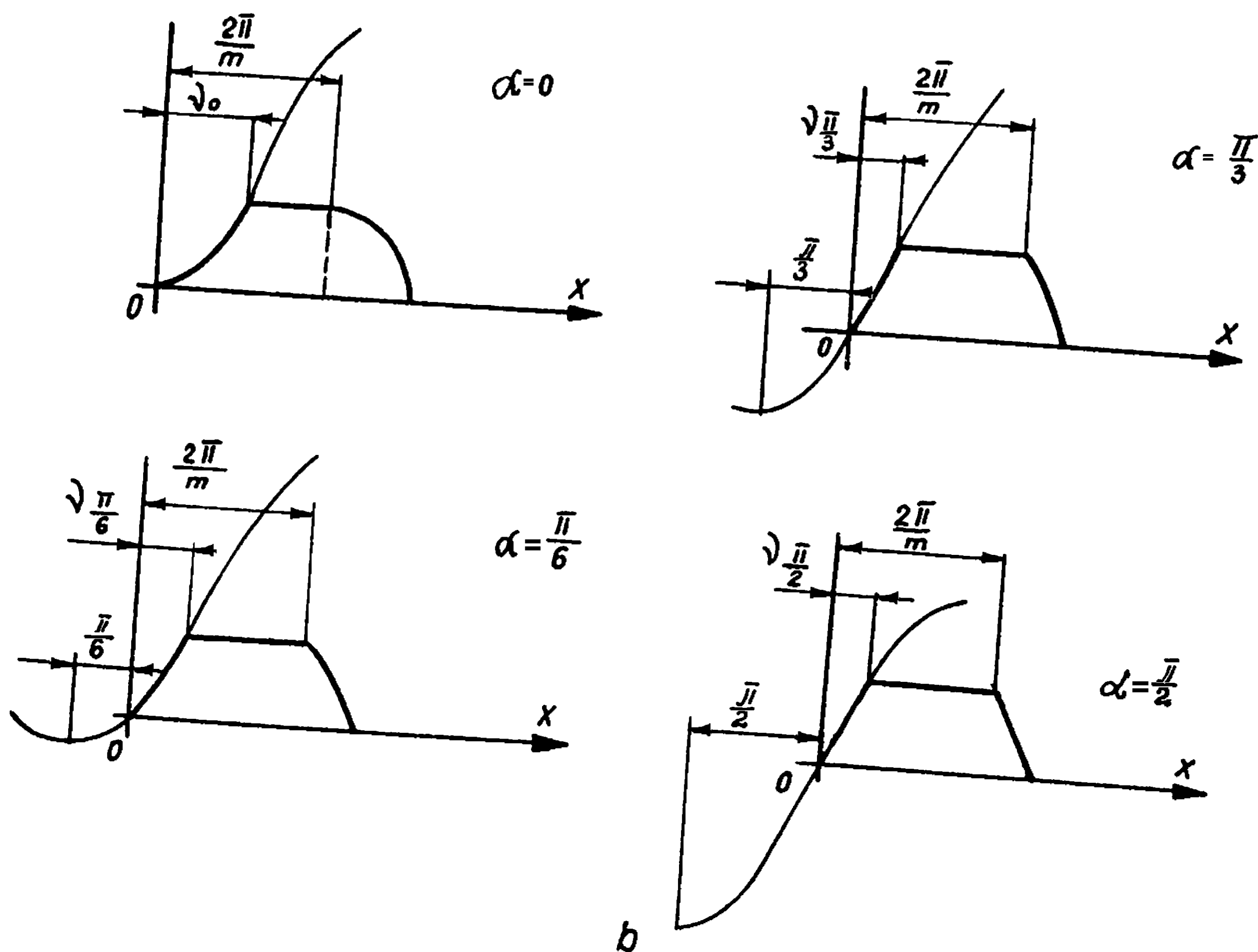
1 - w oparciu o wyrażenie 49 z przyjęciem odpowiednich warunków początkowych, 2 - wg wyrażenia 51 z uproszczeniem

pierwszego przybliżenia, czyli
$$\frac{v_\alpha}{v_0} = \frac{\sin \frac{\gamma_0}{2}}{\sin(\alpha + \frac{\gamma_0}{2})}$$



Rys. 50. Przebieg prądu wtórnego przy tej samej wartości komutującego prądu I_s całkownie wygładzonego

a - fragment ujemnej cosinoidy stanowiący przebieg rosnącego prądu w czasie komutacji przy kilku wartościach α , b - przebieg prądu fazowego dla 4 wartości kąta α



pięć komutujących faz (komutacja swobodna); kąt komutacji w tych warunkach oznaczymy ν_0 . Jeżeli jednak zawory układu są sterowane, to początek komutacji można opóźnić o kąt α . W takim przypadku zmienia się warunek początkowy dla równań 46 lub 48: $x = \alpha$; $i_b = 0$, co daje zmianę stałej całkowania oraz zmniejszenie kąta komutacji ν_α przy tej samej wartości prądu I_s . Analiza tego zostanie przeprowadzona przy użyciu wzoru 49. Przy tej samej wartości prądu I_s kąt komutacji ν_α jest funkcją kąta opóźnienia wyzwolenia α . Stosunek $\frac{\nu_\alpha}{\nu_0}$ zostanie przykładowo obliczony dla układu opisanego w punkcie 3.1, lecz przy użyciu zaworów sterowanych.

Równanie 49 ma wtedy postać liczbowa:

$$i_b = -2120 \cos x + A \quad \text{z warunkiem } x = \alpha; i_b = 0.$$

Podstawiając dla poszczególnych wartości α warunki początkowe i określające stałą całkowania A można z kolei znaleźć kąt komutacji ν_α , obliczając go dla $i_b = I_s$. W obliczanym przypadku $I_s = 133 \text{ A}$. Przy $\alpha = 0$ $\nu_0 = 0,36$ (czyli $20,5^\circ$). Dla innych wartości α stosunek $\frac{\nu_\alpha}{\nu_0}$ przedstawiono na rys. 49.

Kształt impulsu prądu wtórnego w omawianym przypadku przedstawia dla paru kątów α rys. 50.

Orientacyjne obliczanie zmniejszenia kąta komutacji w porównaniu z ν_0 można uzyskać przy użyciu następującego przybliżonego wyrażenia:

$$\frac{\nu_\alpha}{\nu_0} \cong \frac{\sin \frac{\nu_0}{2}}{\sin(\alpha + \frac{\nu_\alpha}{2})}. \quad (51)$$

Wyrażenie 51 rozwiązuje się metodą kolejnych przybliżeń. W pierwszym przybliżeniu kąt $\frac{\nu_\alpha}{2}$ w mianowniku można zastąpić przez $\frac{\nu_0}{2}$.

Na rysunku 49 przedstawiono również dla porównania wykres orientacyjny pierwszego przybliżenia wzoru 51. Wykres pełnego wyrażenia 51 pokrywa się praktycznie z przebiegiem wynikającym z wzoru 49.

3.3. Analiza napięć podczas komutacji; pole komutacji

Jak stwierdzono w punkcie 3.1, aby mogła występować komutacja, konieczne jest zrównanie napięć komutujących faz. W oparciu o to został znaleziony przebieg prądów: wzrastającego i_b oraz malejącego i_a . Należy obecnie ustalić wartość napięcia wspólnego dla komutujących faz $u_a = u_b$. Analiza napięć została przeprowadzona przy założeniu, że prąd gałęzi odbioru podczas komutacji ma wartość stałą wynoszącą I_s . W oparciu o rozważanie z punktu 3.1 można do wzoru 44 podstawić prąd i_b (wzór 47) i jego pochodną. Wyznaczenie liczbowe stałej A dla tego rozważania jest zbędne, gdyż znosi się ona w toku wyprowadzenia. Przy przyjęciu, że impedancje zwarcia są we wszystkich fazach jednakowe, otrzymuje się dla układu trójfazowego wynik:

$$u_b = u_B - \frac{\sqrt{2} U \sqrt{3}}{2} \sin x - \left(\frac{I_s}{2} R_z - \frac{I_s}{3} R_1 \right) \quad (52)$$

oraz

$$u_a = u_A + \frac{\sqrt{2} U \sqrt{3}}{2} \sin x - \left(\frac{I_s}{2} R_z - \frac{I_s}{3} R_1 \right) \quad (53)$$

Powyższe równania ważne w czasie komutacji można zapisać łącznie w postaci

$$u_a = u_b = \frac{u_A + u_B}{2} - \left(\frac{I_s}{2} R_z - \frac{I_s}{3} R_1 \right) \quad (54)$$

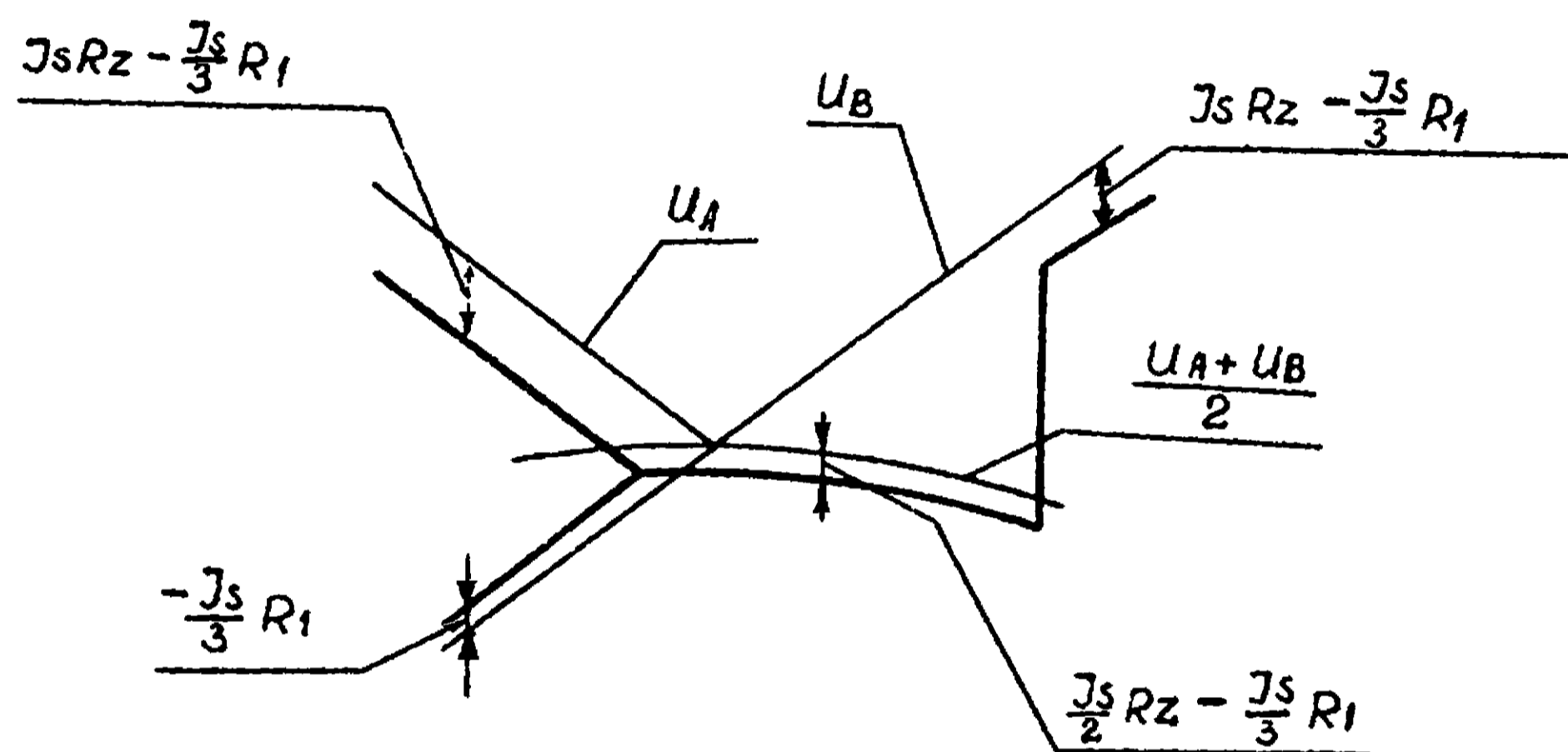
Poza okresem komutacji napięcie wyprostowane wynosi podczas pracy fazy a:

$$u_a = u_A - \left(I_s R_z - \frac{I_s}{3} R_1 \right), \quad (55a)$$

natomiast podczas pracy fazy b

$$u_b = u_B - \left(I_s R_z - \frac{I_s}{3} R_1 \right). \quad (55b)$$

Wykres wyrażen 54, 55a,b przedstawiono na rys. 51 z nieco wyolbrzymionym czynnym spadkiem napięcia.



Rys. 51. Przebieg napięć w czasie komutacji. Powiększony fragment rys. 47

Jeżeli jako podstawę rozważań przyjmuje się układ z pomięciem rezystancji, wyrażenia 54, 55a,b upraszczają się, a na rys. 51 przedstawiono ich przebieg liniami cienkimi. W takim przypadku wyrażenie 54 jest słuszne niezależnie od liczby faz.

Przebieg napięcia wyprostowanego zakłócony komutacją, przedstawiony na rys. 51 i dalej na rys. 53 zawiera większy udział harmonicznych niż napięcie wyprostowane w stanie jałowym, rzędy harmonicznych $m_2 k$ nie ulegają zmianie, lecz ich

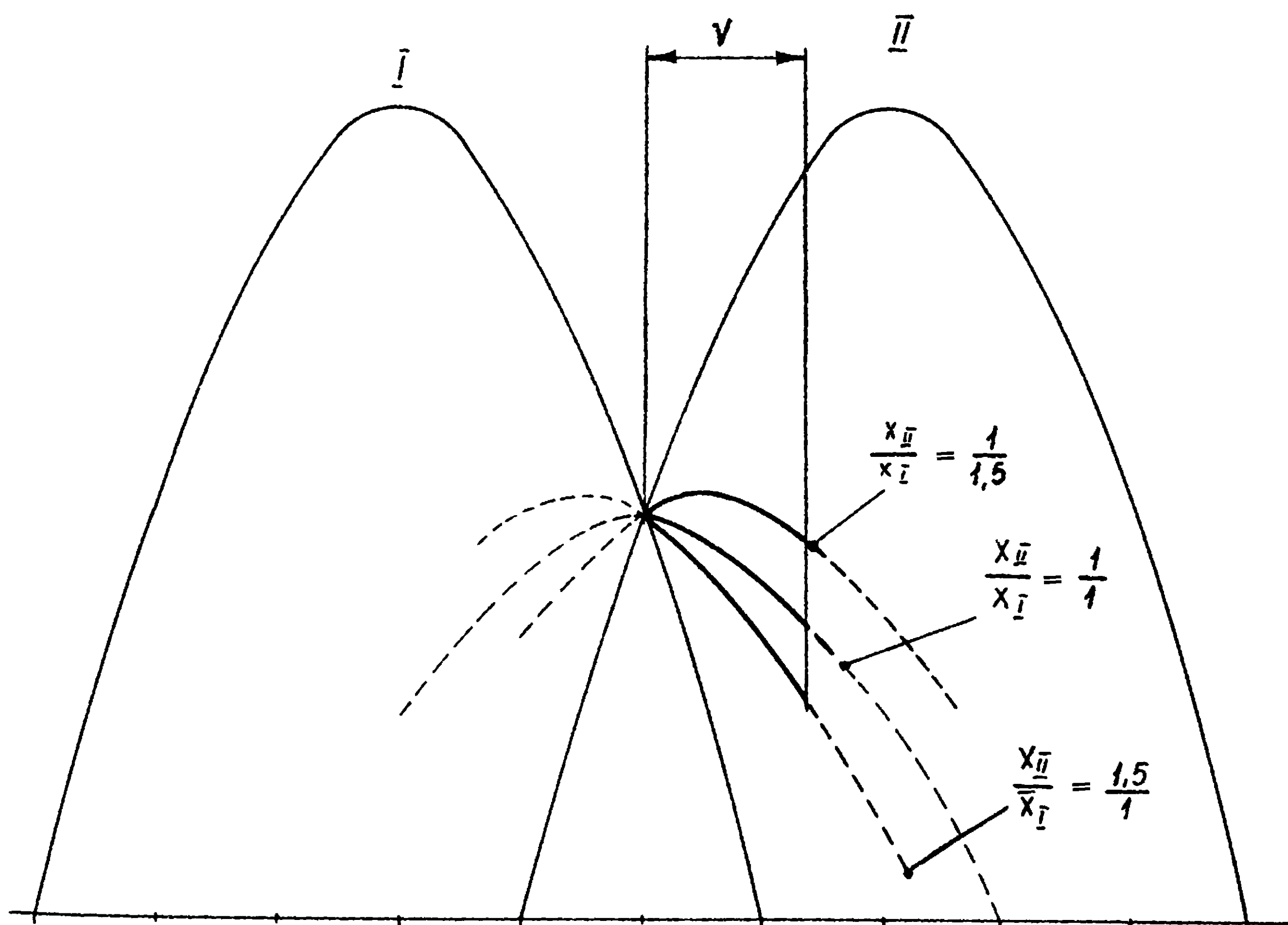
wartość skuteczna przedstawiona wzorem 20 zmienia się. Należy tu stosować wynikający z analizy Fouriera wzór 56:

$$\frac{U_n}{U_{so}} = \frac{1}{(n^2 - 1)\sqrt{2}} \sqrt{2 + (n^2 - 1)\sin \nu + 2\cos \nu \cos n\nu + 2\sin \nu \sin n\nu}, \quad (56)$$

gdzie $n = k \cdot m_2$ - rząd harmonicznej,

k - ciąg kolejnych liczb naturalnych.

Wzór ten obowiązuje dla komutacji dwuzaworowej; przy wielozaworowej (punkt 3.8) odkształcenia ulegają zmianom.

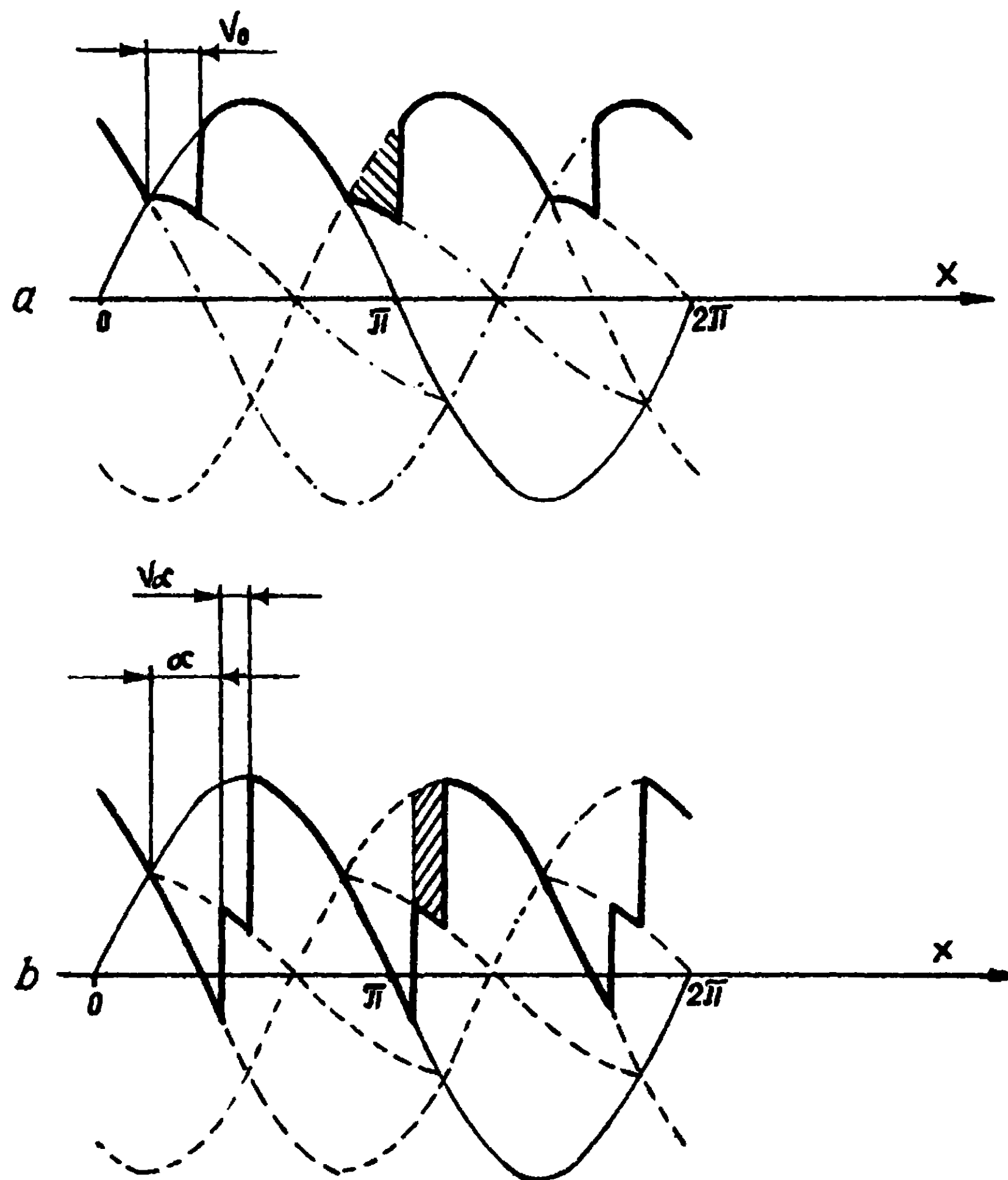


Rys. 52. Przebieg napięcia w czasie komutacji przy różnych stosunkach reaktancji komutujących faz

Osobnego naświetlenia wymaga jeszcze niedopełnienie przyjętego uproszczenia $Z_{za} = Z_{zb} = Z_{zc}$.

Pominięcie rezystancji upraszcza tu rozumowanie. Napięcie w czasie trwania komutacji nie jest oczywiście średnią z napięć

komutujących faz, lecz wobec tego, że $\frac{di_a}{dx} = -\frac{di_b}{dx}$ rozkłada się w stosunku ich reaktancji zwarciovych. Jeżeli na przykład $X_{za} : X_{zb} = 1 : 1,5$; $X_{zb} : X_{zc} = 1,5 : 1$ oraz $X_{zc} : X_{za} = 1 : 1$ to przebiegi napięć otrzymują kształt przedstawiony na rys. 52. Jeżeli komutacja w układzie z zaworami sterowanymi jest nie swobodna, lecz opóźniona o kąt α , to trwa ona krócej (wzór 51), a napięcie wyprostowane w czasie komutacji przebiega po linii średniej (lub analogicznej do linii pokazanych na rys. 52), jak to przedstawiono na rys. 53b.



Rys. 53. Przebieg napięcia w czasie komutacji
 a - komutacja swobodna, b - komutacja opóźniona. Zakreskowano na obu rysunkach pole komutacji

Określenie pola komutacji (rys. 53)

Polem komutacji nazwiemy pole zawarte w zakresie kąta komutacji między linią napięcia fazy przejmującej, a linią napięcia występującego w czasie komutacji w rozważanym układzie. Kąt komutacji rozpatruje się jako ν_0 lub ν_α odpowiednio przy komutacji swobodnej lub opóźnionej. Pole komutacji zakreskowane na rys. 53a oraz b można odpowiednio przedstawić jako całkę

$$\int_0^{\nu_0} \frac{u_b - u_a}{2} dx \quad \text{albo} \quad \int_\alpha^{\alpha + \nu_\alpha} \frac{u_b - u_a}{2} dx .$$

Podczas zmiany kąta x od 0 do ν_0 lub od α do $\alpha + \nu_\alpha$ prąd i_b zmienia się od 0 do I_s , a jego indukcyjny spadek napięcia daje właśnie różnicę $\frac{u_b - u_a}{2}$. Można więc napisać

$$\frac{u_b - u_a}{2} = X_z \frac{di_b}{dx} .$$

Po podstawieniu powyższego do obu całek, skróceniu dx i zmianie granic całkowania na prądowe, uzyskuje się w obu przypadkach (a więc niezależnie od kąta α) to samo wyrażenie

$$\int_0^{I_s} X_z di_b = X_z I_s ,$$

wskazujące, że pole komutacji zależy tylko od reaktancji podłużnej (zwarciowej) obwodu oraz od wartości I_s i przy tym samym I_s pole jest jednakowe dla dowolnej wartości kąta opóźnienia wyzwolenia α .

3.4. Wartość napięcia wyprostowanego

Z rysunku 51 wynika, że podczas komutacji trwającej czas skończony (ν) napięcie wyprostowane jest mniejsze niż w przypadku komutacji natychmiastowej.

Określimy wartość napięcia wyprostowanego przy uwzględnieniu tylko reaktancji rozproszeniowej X_Z transformatora. Wpływ rezystancji zostanie omówiony osobno. Jeżeli reaktancje poszczególnych faz są niejednakowe, należy do rozważań przyjąć wartość średnią. Powtórzenie i rozszerzenie rys. 51 na 53a pozwala obliczyć napięcie wyprostowane za pomocą dwóch całek

$$U_s = \frac{m_2}{2\pi} \left[\int_0^{\nu} \frac{1}{2} (u_a + u_b) dx + \int_{\nu}^{\frac{2\pi}{m_2}} u_b dx \right].$$

Pole powyższych całek jest mniejsze od pola obliczonego za pomocą wzoru 19a o pole komutacji, które powoduje spadek napięcia. Podstawienie u_a oraz u_b pozwala napisać

$$U_s = \frac{m_2 \sqrt{2} U}{2\pi} \left\{ \int_0^{\nu} \frac{1}{2} \left[\cos \left(x - \frac{\pi}{m_2} \right) + \cos \left(x + \frac{\pi}{m_2} \right) \right] dx + \int_{\nu}^{\frac{2\pi}{m_2}} \cos \left(x - \frac{\pi}{m_2} \right) dx \right\}. \quad (57)$$

Wykonanie całkowania daje wynik

$$U_s = \frac{m_2}{2\pi} \sqrt{2} U \left[\frac{1}{2} \sin \left(\nu + \frac{\pi}{m_2} \right) - \frac{1}{2} \sin \left(\nu - \frac{\pi}{m_2} \right) + \sin \frac{\pi}{m_2} \right].$$

Ponieważ

$$\frac{1}{2} \left[\sin \left(\nu + \frac{\pi}{m_2} \right) - \sin \left(\nu - \frac{\pi}{m_2} \right) \right] \equiv \cos \nu \sin \frac{\pi}{m_2},$$

więc

$$U_s = \frac{m_2}{2\pi} \sqrt{2} U \left[\sin \frac{\pi}{m_2} (\cos \nu + 1) \right].$$

Podstawiając $1 + \cos \nu = 2 \cos^2 \frac{\nu}{2}$ otrzymujemy postać ostateczną

$$U_s = \underbrace{\sqrt{2} U \frac{m_2}{\pi} \sin \frac{\pi}{m_2}}_I \underbrace{\cos^2 \frac{\nu}{2}}_{II}. \quad (58a)$$

Człon I wzoru 58 jest identyczny z wzorem 19, słusznym przy komutacji natychmiastowej. Komutacja jest natychmiastowa, gdy albo $X_z = 0$ (a raczej $Z_z = 0$), albo $I_s = 0$, to znaczy w stanie jałowym. Napięcie w stanie jałowym oznaczmy U_{s0} . Człon II wynika z wpływu komutacji skończonej.

$$U_s = U_{s0} \cos^2 \frac{\nu}{2}, \quad (58b)$$

albo wykorzystując wspomnianą wyżej tożsamość trygonometryczną

$$U_s = U_{s0} \frac{1 + \cos \nu}{2}. \quad (58c)$$

Przeprowadzenie analogicznej operacji dla komutacji opóźnionej (rys. 53b) pozwala uzyskać wzór

$$U_{s\alpha} = \sqrt{2} U \frac{m_2}{\pi} \sin \frac{\pi}{m_2} \cos \left(\alpha + \frac{\nu\alpha}{2} \right) \cos \frac{\nu\alpha}{2}, \quad (59a)$$

czyli

$$U_{s\alpha} = U_{s0} \cos \left(\alpha + \frac{\nu\alpha}{2} \right) \cos \frac{\nu\alpha}{2} \quad (59b)$$

albo

$$U_{s\alpha} = U_{s0} \frac{\cos \left(\alpha + \frac{\nu\alpha}{2} \right) + \cos \alpha}{2}, \quad (59c)$$

gdy $\alpha = 0$, wzór 59b sprowadza się do 58b, a wzór 59c do wzoru 58c.

Rezystancje uzwojeń, jak widać na rys. 51, są również przyczyną spadku napięcia wyprostowanego. Rozważymy tę sprawę dla przypadku, gdy $m_1 = m_2 = m$.

Jeżeli uznać, że kąt komutacji jest pomijalnie mały, to spadek napięcia ΔU_R można wyrazić wzorem

$$\Delta U_R = \frac{m}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{m}}^{+\frac{\pi}{m}} (i_1 R_1 + i_2 R_2) dx, \quad (60)$$

gdzie w granicach całkowania $i_2 = I_s$ oraz $i_1 = I_s \frac{m-1}{m}$.

Podstawienie tych wielkości do wyrażenia 60 daje

$$\Delta U_R = I_s \left(R_1 \frac{m-1}{m} + R_2 \right) = I_s \left(R_z - \frac{R_1}{m} \right). \quad (61)$$

Obciążeniowe straty mocy w transformatorze ΔP_u można wyrazić jako

$$\Delta P_u = m \left(I_{2sk}^2 R_2 + I_{1sk}^2 R_1 \right). \quad (62)$$

Podstawiając do 62 wyrażenia 23 i 25 otrzymuje się

$$\begin{aligned} \Delta P_u &= m \left[\left(\frac{I_s}{\sqrt{m}} \right)^2 R_2 + \left(\frac{I_s}{\sqrt{m}} \sqrt{\frac{m-1}{m}} \right)^2 R_1 \right] = \\ &= I_s^2 \left(R_2 + \frac{m-1}{m} \cdot R_1 \right) = I_s^2 \left(R_z - \frac{R_1}{m} \right). \end{aligned} \quad (63)$$

Porównanie 61 oraz 63 daje wyrażenie

$$\Delta U_R = \frac{\Delta P_u}{I_s}. \quad (64)$$

Wyrażenie 64 można uzyskać również w przypadku, gdy $m_2 \neq m_1$. W przypadku realnym kąta komutacji nie można pominąć, a z rys. 51 widać, że w czasie komutacji rezystancyjny spadek napięcia jest mniejszy niż podczas pracy pojedynczej

fazy, gdyż prąd rozplywa się na dwie fazy równoległe pracujące. Wzór 61 ulega wtedy zmodyfikowaniu

$$\Delta U_R = I_s \left[R_z \left(1 - \frac{m \frac{\nu}{2}}{2\pi} \right) - \frac{R_1}{m} \right]. \quad (65)$$

Również wartości skuteczne prądów I_1 oraz I_2 pod wpływem komutacji ulegają pewnej zmianie (patrz rozdział 3.6), co wymaga modyfikowania wzoru 63. Komutacja powoduje zatem pewne niewielkie zmniejszenie rezystancyjnego spadku napięcia. W praktyce nie bierze się tego pod uwagę i stosuje się powszechnie wzór 64, uważając, że obciążeniowe straty dodatkowe podczas komutacji pokrywają zmniejszenie strat rezystancyjnych. W konsekwencji napięcie na zaciskach wyjściowych przy komutacji swobodnej można wyrazić następująco, oznaczając spadek napięcia na realnych zaworach jako ΔU_p :

$$U_s = U_{s0} \cos^2 \frac{\nu_0}{2} - \left(\frac{\Delta P_u}{I_s} + \Delta U_p \right), \quad (66a)$$

gdzie U_{s0} jest podane wzorem 19.

Przy komutacji opóźnionej o kąt α wzór 66a należy zmodyfikować w oparciu o wzór 59b

$$U_{s\alpha} = U_{s0} \cos(\alpha + \frac{\nu_\alpha}{2}) \cos \frac{\nu_\alpha}{2} - \left(\frac{\Delta P_u}{I_s} + \Delta U_p \right) \quad (66b)$$

lub po przekształceniach trygonometrycznych

$$U_{s\alpha} = U_{s0} \frac{1}{2} \left[\cos \alpha + \cos(\alpha + \nu_\alpha) \right] - \left(\frac{\Delta P_u}{I_s} + \Delta U_p \right). \quad (66c)$$

Zamiast $\Delta U_R = \frac{\Delta P_u}{I_s}$ (wzór 64) można oczywiście podstawić wzór 65.

Określenie kąta komutacji, konieczne dla wzoru 66, można uzyskać następująco. Do równania 50a podstawia się $i_b = I_s$, wtedy $x = \nu_0$

$$I_s = \frac{\sqrt{2} U \sin \frac{\pi}{m_2}}{X_z} (1 - \cos \nu_0),$$

stąd

$$\nu_0 = \arccos \left(1 - \frac{I_s X_z}{\sqrt{2} U \sin \frac{\pi}{m_2}} \right) \quad (67a)$$

albo

$$\cos \nu_0 = 1 - \frac{I_s X_z}{\sqrt{2} U \sin \frac{\pi}{m_2}}, \quad (67b)$$

ponieważ $1 - \cos \nu_0 \equiv 2 \sin^2 \frac{\nu_0}{2}$, więc

$$\sin^2 \frac{\nu_0}{2} = \frac{I_s X_z}{2\sqrt{2} U \sin \frac{\pi}{m_2}} \quad (67c)$$

albo

$$\cos^2 \frac{\nu_0}{2} = 1 - \frac{I_s X_z}{2\sqrt{2} U \sin \frac{\pi}{m_2}}, \quad (67d)$$

Przy komutacji opóźnionej o kąt α , kąt ν_α potrzebny do wzoru 66b oraz c znaleźć można stosując wzory 67a oraz 51.

3.5. Charakterystyka zewnętrzna układów jednokierunkowych

Podstawiając 67d do 66 i wyrażając wszystko w postaci względnej oznaczonej indeksem r (odniesionej do U_{s0}) otrzymujemy przy komutacji swobodnej wzór

$$\begin{aligned} \frac{U_s}{U_{s0}} &= u_{sr} = \\ &= 1 - i_{sr} \left(\frac{I_{sn}}{I_{1n}} \cdot \frac{u_x}{100} \cdot \frac{1}{2\sqrt{2} \sin \frac{\pi}{m_2}} + \frac{\Delta P_{un}}{P_{sn}} \right) - \frac{\Delta U_p}{U_{s0}}, \quad (68) \end{aligned}$$

gdzie

$$\frac{\Delta P_{un}}{P_{sn}} = \Delta P_{ur} - \text{względne straty obciążeniowe,}$$

$$i_{sr} = \frac{I_s}{I_{sn}} - \text{względny prąd obciążenia po stronie prądu stałego,}$$

u_x - składowa bierna napięcia zwarcia, wyrażona w %

$$\frac{\Delta U_p}{U_{so}} = \Delta u_{pr} - \text{względny spadek napięcia na przejściu przez zawór.}$$

Wzór 68, to jest $u_{sr} = f(i_{st})$, przedstawia pierwszy, podstawowy odcinek charakterystyki zewnętrznej układu, przy obciążeniach dających komutację dwuzaworową. Zostanie on szczegółowo przedyskutowany dla kilku omówionych już układów jednokierunkowych, przy komutacji swobodnej ($\alpha = 0$).

a. Układ $\wedge \star$ (również $\wedge \mathcal{K}$ albo $\triangleright \star$, lub $\triangleright \mathcal{K}$); wg wzoru 26; $m_2 = 3$

$$u_{sr} = 1 - i_{sr} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{u_x}{100} + \Delta p_{ur} \right) - \Delta u_{pr}. \quad (69)$$

Przykład charakterystyki zewnętrznej małego układu $\triangleright \mathcal{K}$, którego dane zostały przytoczone w rozdziale 3.1: Dla podanego tam transformatora $\Delta P_u = 478 \text{ W}$, czyli $\Delta p_{ur} = \frac{0,478}{20,7} = 0,0231$;

$$u_x = 3,65\%,$$

$$\Delta U_p = 1 \text{ V,}$$

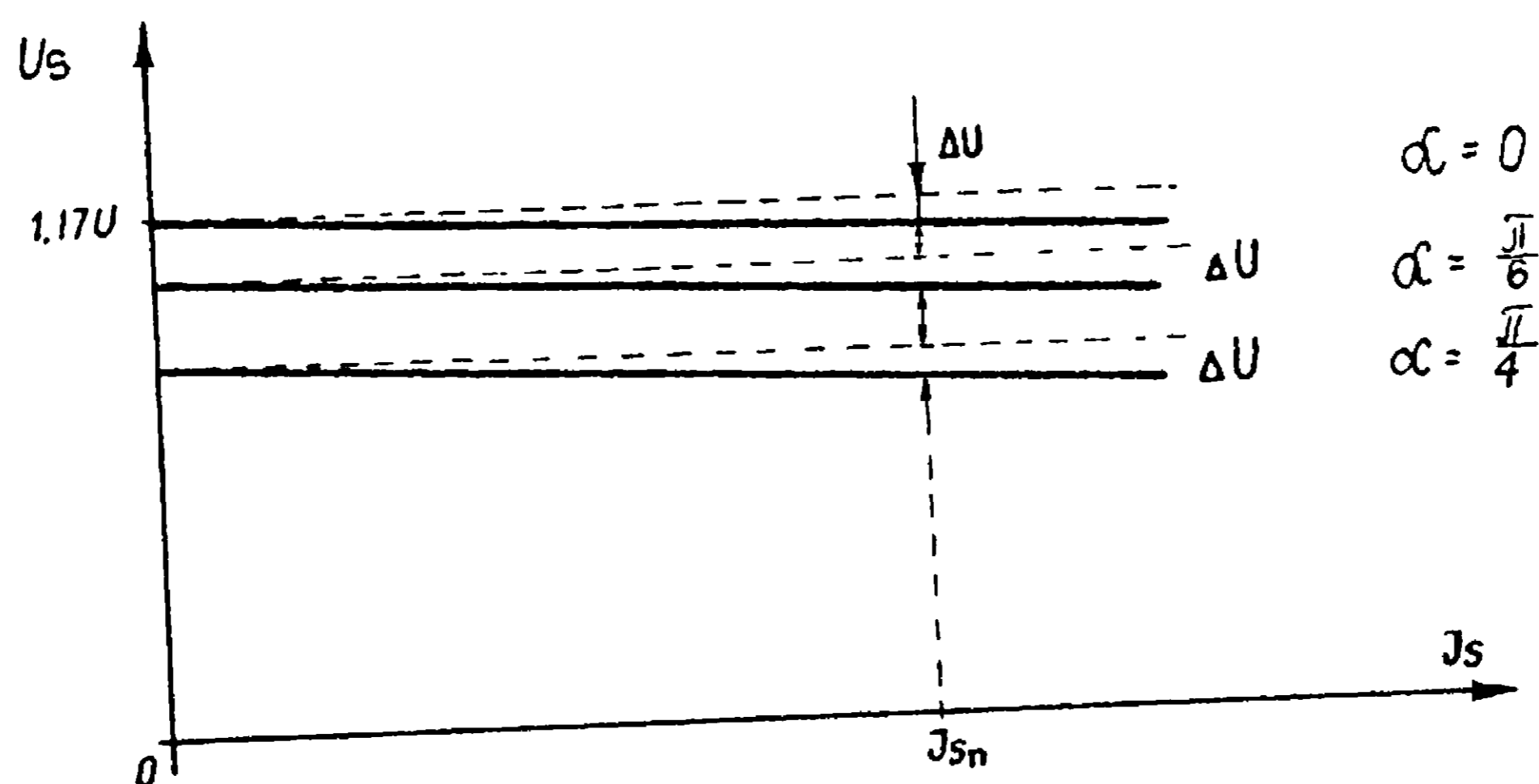
$$U_{so} = 155,5 \text{ V,}$$

$$\Delta u_{pr} = 0,0064.$$

Przy znamionowym obciążeniu $i_{sr} = 1$ w oparciu o wzór 69 otrzymuje się

$$u_{sr} = 1 - 1 \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{3,65}{100} + 0,0231 \right) - 0,0064 = 1 - 0,0611.$$

Charakterystykę zewnętrzną przedstawiono na rys. 54. Ma ona przebieg liniowy, a znamionowy spadek napięcia wynosi 6,11%.



Rys. 54. Charakterystyka zewnętrzna (pierwszy od-cinek) układu $\lambda \mathcal{K}$ dla $\alpha = 0, \pi/6, \pi/4$. Nachylenia charakterystyk nie zależą od α

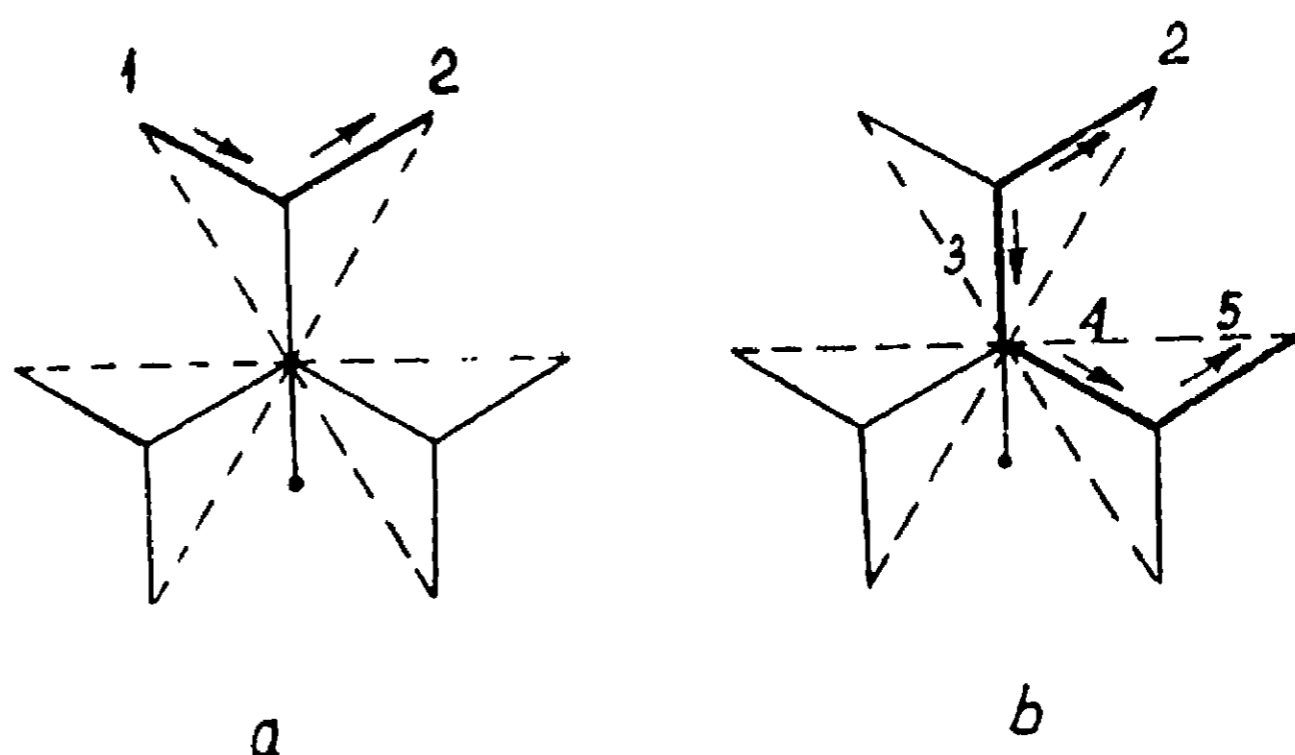
b. Układ $\triangleright *$; I_1 wg wzoru 27; $m_2 = 6$

$$u_{sr} = 1 - i_{sr} \left(\frac{\sqrt{6}}{2} \cdot \frac{u_x}{100} + \Delta p_{ur} \right) - \Delta u_{pr} \quad (70)$$

c. Układ $\lambda \mathcal{Y}$; I_1 wg wzoru w punkcie 2.4.4b; $m_2 = 6$.
Układ ten wymaga komentarza. Występują tu dwa rodzaje komutacji, które przedstawia rys. 55.

Rys. 55. Komutacja w układzie widłowym

a - I rodzaj komutacji, biorą udział dwa uzwojenia cząstkowe, b - II rodzaj komutacji, biorą udział cztery uzwojenia cząstkowe



I rodzaj to ten, w którym biorą udział dwa uzwojenia półwkowe (1, 2) (zewnątrzne). Liczba zwojów uzwojenia półwkowego wynosi $\frac{z}{\sqrt{3}}$, gdzie z jest liczbą zwojów odpowiadającą napięciu fazowemu.

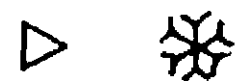
W II rodzaju komutacji biorą udział 4 uzwojenia półwkowe (2, 3, 4, 5), ale dwa z nich znoszą wzajemnie swoje przepływy (2 oraz 5); praktycznie więc w II rodzaju komutacji uczestniczą uzwojenia półwkowe 3, 4, mające również liczbę zwojów $\frac{z}{\sqrt{3}}$. Reaktancja rozproszenia, a więc również składowa bierna napięcia zwarcia, jest proporcjonalna do liczby zwojów w kwadracie. W konsekwencji do wzoru 68 trzeba podstawić w miejsce u_x wartość $u_x \left(\frac{z}{\sqrt{3}} \right)^2 = \frac{u_x}{3}$. Jest to słuszne, jeśli reaktancję rozproszenia między wzajemnie znoszącymi się przepływami 2 i 5 można pominąć; jeśli ta reaktancja nie jest pomijalna, komutacja II jest dłuższa od I.

$$u_{sr} = 1 - i_{sr} \left(\frac{1}{2} \frac{u_x}{100} + \Delta p_{ur} \right) - \Delta u_{pr}. \quad (71)$$

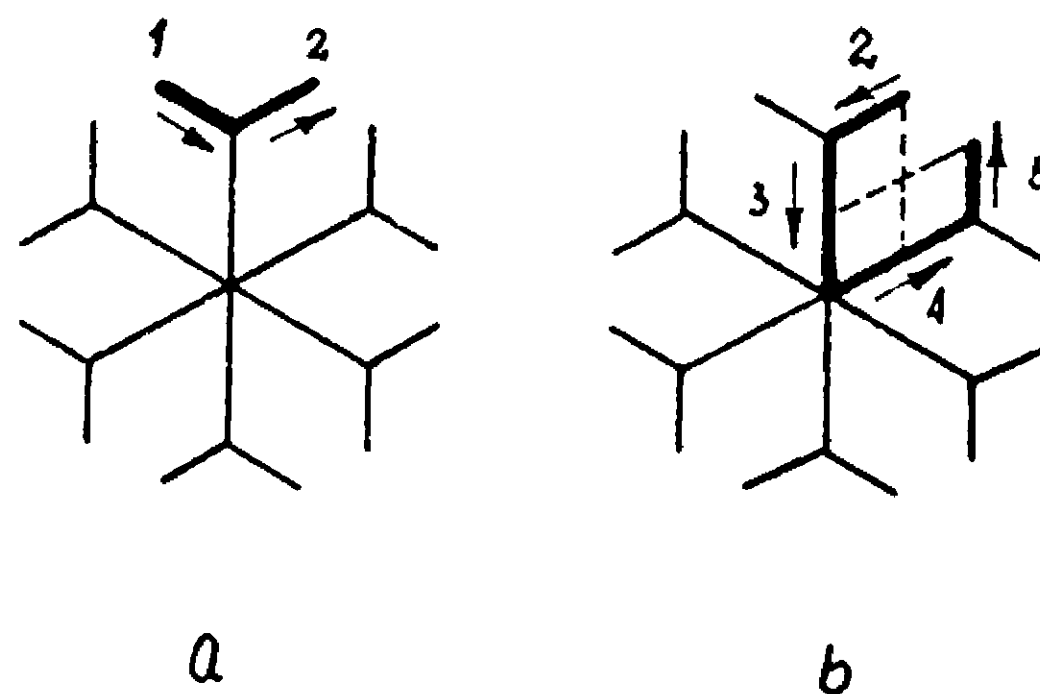
d. Układ $\triangleright \star$; I_1 wg wzoru w punkcie 2.4.4c; $I_1 = 0,502 I_s$; $m_2 = 12$.

Układ ten ma warunki jeszcze bardziej złożone niż w przypadku układu widłowego (omówionego powyżej w punkcie c).

Rys. 56. Komutacja w układzie dwunastofazowym gwiazdowym



a - I rodzaj komutacji, biorą udział dwa uzwojenia cząstkowe o liczbie zwojów $0,299 z$, b - II rodzaj komutacji, biorą udział cztery uzwojenia cząstkowe o liczbie zwojów $0,299 z$ oraz $0,816 z$, z - odpowiada napięciu fazowemu



Rysunek 56 jest analogiczny z rys. 55. Uzwojenia zewnętrzne zgodnie z punktem 2.4.4c mają $z_z = 0,299 z$, natomiast wewnętrzne $z_w = 0,816 z$. Przy komutacji II rodzaju, jak widać na rys. 56, wzajemnie kasuje się w grupach 2, 4 oraz 3, 5 tylko część amperozwojów, natomiast część wynikająca z różnicy liczby zwojów $z_w - z_z$; $0,816 z - 0,299 z = 0,517 z$ współdziała ze stroną pierwotną. Przy komutacji I rodzaju w miejsce u_x należy podstawić $u_x \left(\frac{0,299 z}{z}\right)^2 = u_x 0,089$.

Przy komutacji II rodzaju w miejsce u_x należy podstawić $u_x \cdot \left(\frac{0,517 z}{z}\right)^2 = u_x 0,267$. Jest to słuszne, jeśli reaktancję rozproszenia między wzajemnie znoszącymi się częściami przepływów można pominąć.

Komutacja I jest krótsza, II jest dłuższa; wypadkowy spadek napięcia wynika ze średniej arytmetycznej reaktancji. Do wzoru 68 należy więc podstawić zamiast u_x wartość $u_x \frac{0,267 + 0,089}{2}$,
 $= u_x 0,178$. W konsekwencji

$$u_{sr} = 1 - i_{sr} \left(0,485 \frac{u_x}{100} + \Delta p_{ur} \right) - \Delta u_{pr}. \quad (72)$$

3.6. Wpływ komutacji na wartość skuteczną prądu wtórnego i jego harmoniczne

Pokazany na rys. 48 przebieg prądu przy komutacji skończonej o kącie ν wskazuje, że wartość średnia prądu wtórnego przy tej samej wartości I_s nie zależy od czasu komutacji. Wartość skuteczna natomiast ulegnie pod wpływem komutacji zmniejszeniu, ze względu na zmianę zawartości wyższych harmonicznych prądu.

Wartość skuteczną prądu wtórnego można uzyskać biorąc pod uwagę przy całkowaniu trzy odcinki wartości chwilowej przebiegu prądu: i_b ; i_s ; i_a tak więc:

$$I_{2 \text{ sk}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{\nu} i_b^2 dx + I_s^2 \left(\frac{2\pi}{m_2} - \nu \right) + \int_0^{\nu} i_a^2 dx \right]}.$$

Po podstawieniu uproszczonych wyrażen 50a, 50b otrzymuje się

$$I_{2 \text{ sk}} = \frac{I_s}{\sqrt{m_2}} \sqrt{1 - m_2 \psi(\nu)}, \quad (73)$$

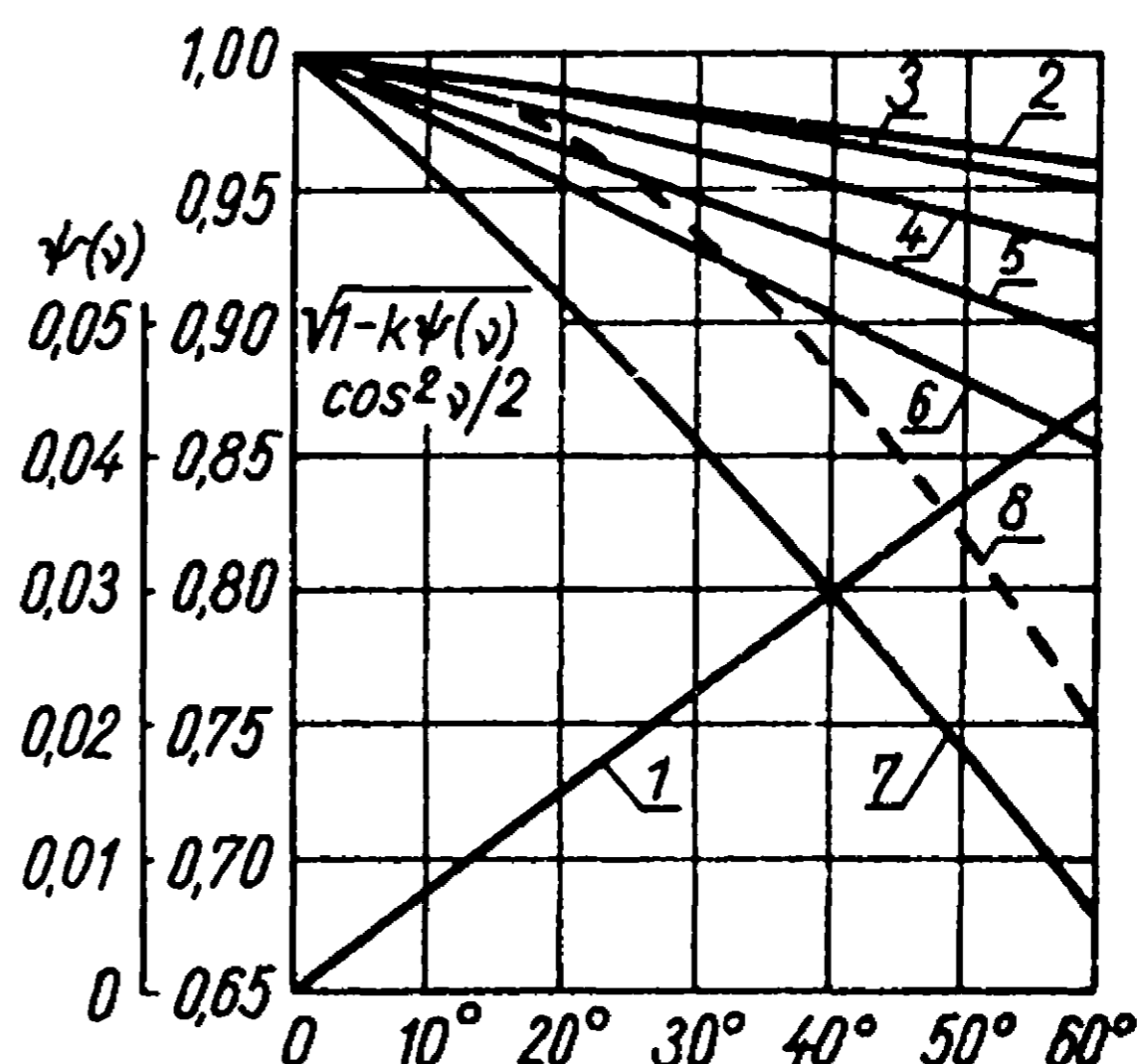
gdzie

$$\psi(\nu) = \frac{(2 + \cos \nu) \sin \nu - (1 + 2 \cos \nu) \nu}{2\pi(1 - \cos \nu)^2}.$$

Wykres przebiegu $\psi(\nu)$ oraz wykres czynnika zmniejszenia wartości skutecznej prądu $\sqrt{1 - m_2 \psi(\nu)}$ dla kilku wartości m_2 przedstawiono na rys. 57. Zmniejszenie wartości skutecznej prądu jest stosunkowo drobne, dlatego też przy obliczaniu przekroju przewodów oraz strat obciążeniowych zazwyczaj nie bierze go się pod uwagę, chyba że obliczenia mają być wykonane z dużą ścisłością, a kąt komutacji $\nu > \frac{\pi}{6}$.

Rys. 57. Wykres czynnika zmniejszenia wartości skutecznej prądu ze względu na komutację

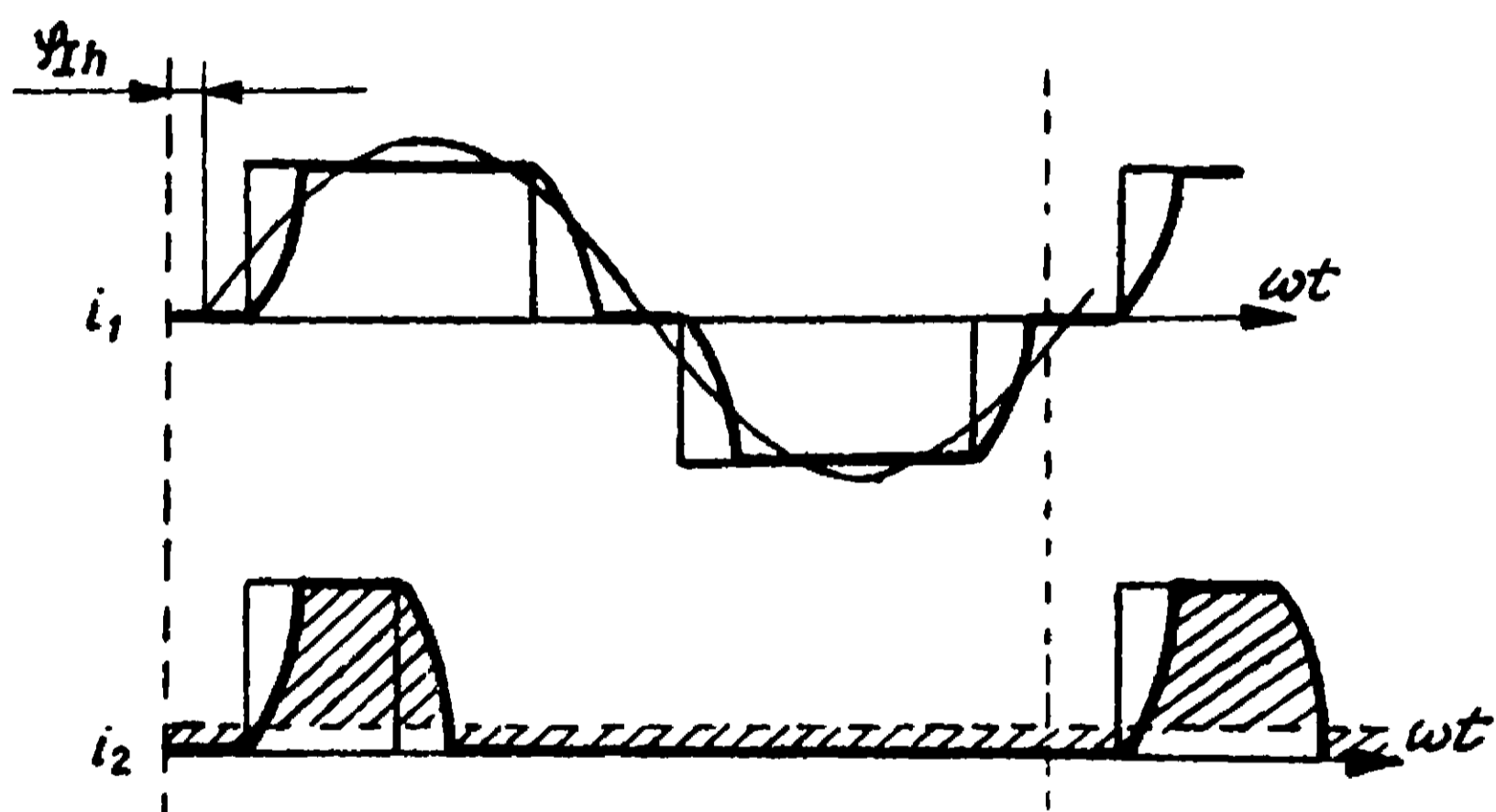
- krzywa 1 - $\psi(\nu)$,
- krzywa 2 - $\sqrt{1 - 1,61\psi(\nu)}$,
- krzywa 3 - $\sqrt{1 - 2\psi(\nu)}$,
- krzywa 4 - $\sqrt{1 - 3\psi(\nu)}$,
- krzywa 5 - $\sqrt{1 - 4,5\psi(\nu)}$,
- krzywa 6 - $\sqrt{1 - 6\psi(\nu)}$,
- krzywa 7 - $\sqrt{1 - 12\psi(\nu)}$,
- krzywa 8 - $\cos^2 \frac{\nu}{2}$



Redukcja zawartości harmonicznych w prądzie spowodowana istnieniem reaktancji szeregowej (podłużnej) w układzie jest tym większa, im komutacja trwa dłużej. Istotną sprawą jest tu jednak ograniczenie odkształcenia prądu pobieranego przez przekształtnik z sieci.

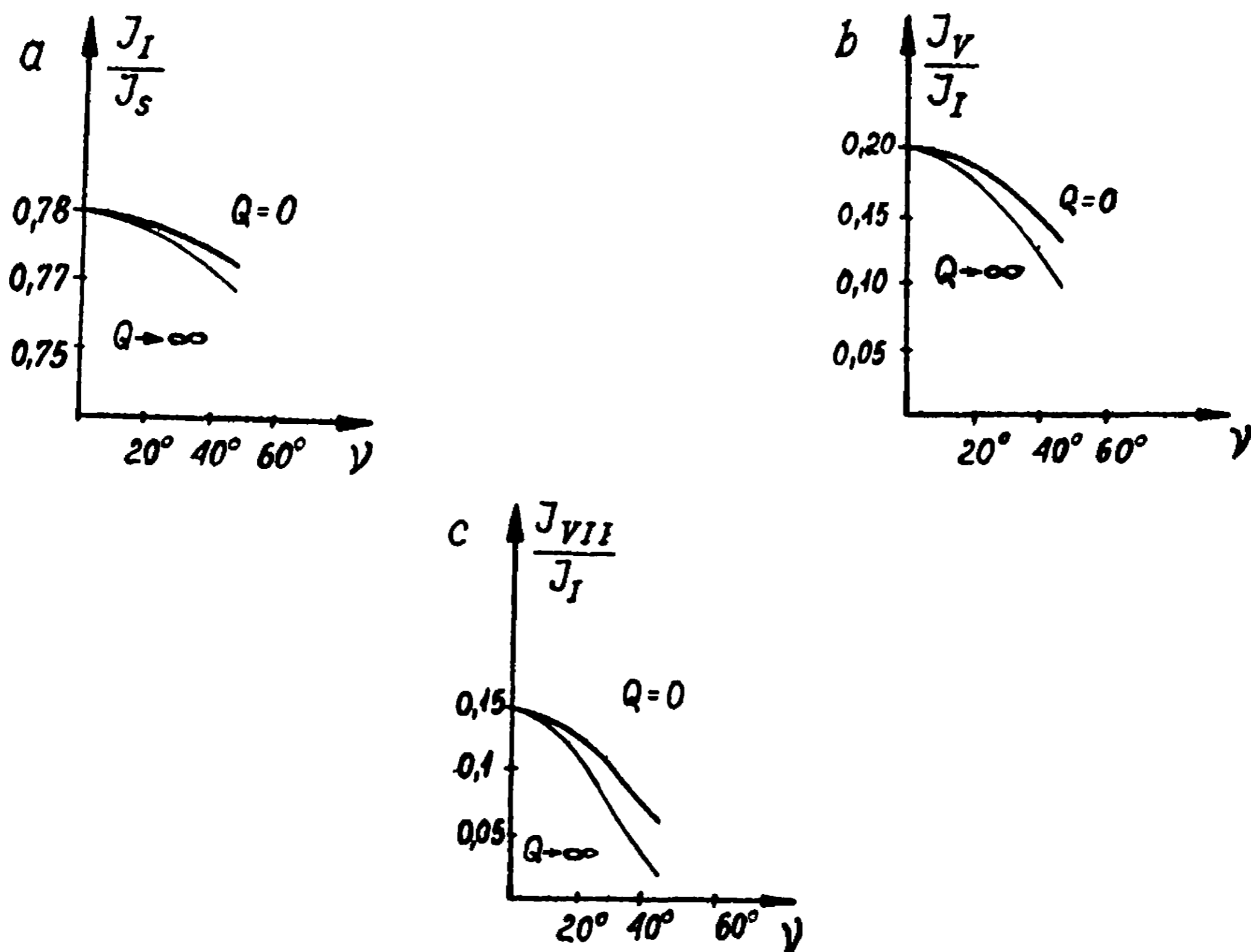
3.7. Wpływ komutacji na kształt i wartość skuteczną prądu pierwotnego i sieciowego

Jeżeli liczba faz $m_2 > m_1$, to jedna faza pierwotna równoważy prądy więcej niż jednej fazy wtórnej. Wpływ komutacji na



Rys. 58. Przebieg prądu pierwotnego (i_1) i wtórnego (i_2) układu $\lambda Y/Y$ z uwzględnieniem wpływu komutacji. Dla prądu pierwotnego pokazano 1 harmoniczną. Widoczne jest zmniejszenie odkształcenia przez komutację, inne dla i_1 oraz dla i_2 ; pokazano kąt opóźnienia 1 harmonicznego φ_{1h} spowodowany przez komutację

prąd pierwotny jest ilościowo różny niż wpływ na prąd wtórny. Łatwo to można zauważyć na rys. 58, dla którego zmniejszenie zawartości harmonicznych w prądzie sieciowym układu $m_1 = 3$; $m_2 = 6$ (np. $\lambda Y/Y$) pokazano na rysunku 59.



Rys. 59. Zmiana wartości wyższych harmonicznych w prądzie pierwotnym (bez uwzględnienia I_μ) układu z $m_2 = 6$ ($\lambda \ Y_Y$) w zależności od kąta komutacji γ ; Q - udział indukcyjności w odbiorze

- a - $\frac{I_I}{I_S}$ - prąd skuteczny 1 harmoniczej odniesiony do I_S , b -
 - $\frac{I_V}{I_I}$ - prąd 5 harmoniczej odniesiony do 1 harmoniczej, c -
 - $\frac{I_{VII}}{I_I}$ - prąd 7 harmoniczej odniesiony do 1 harmoniczej

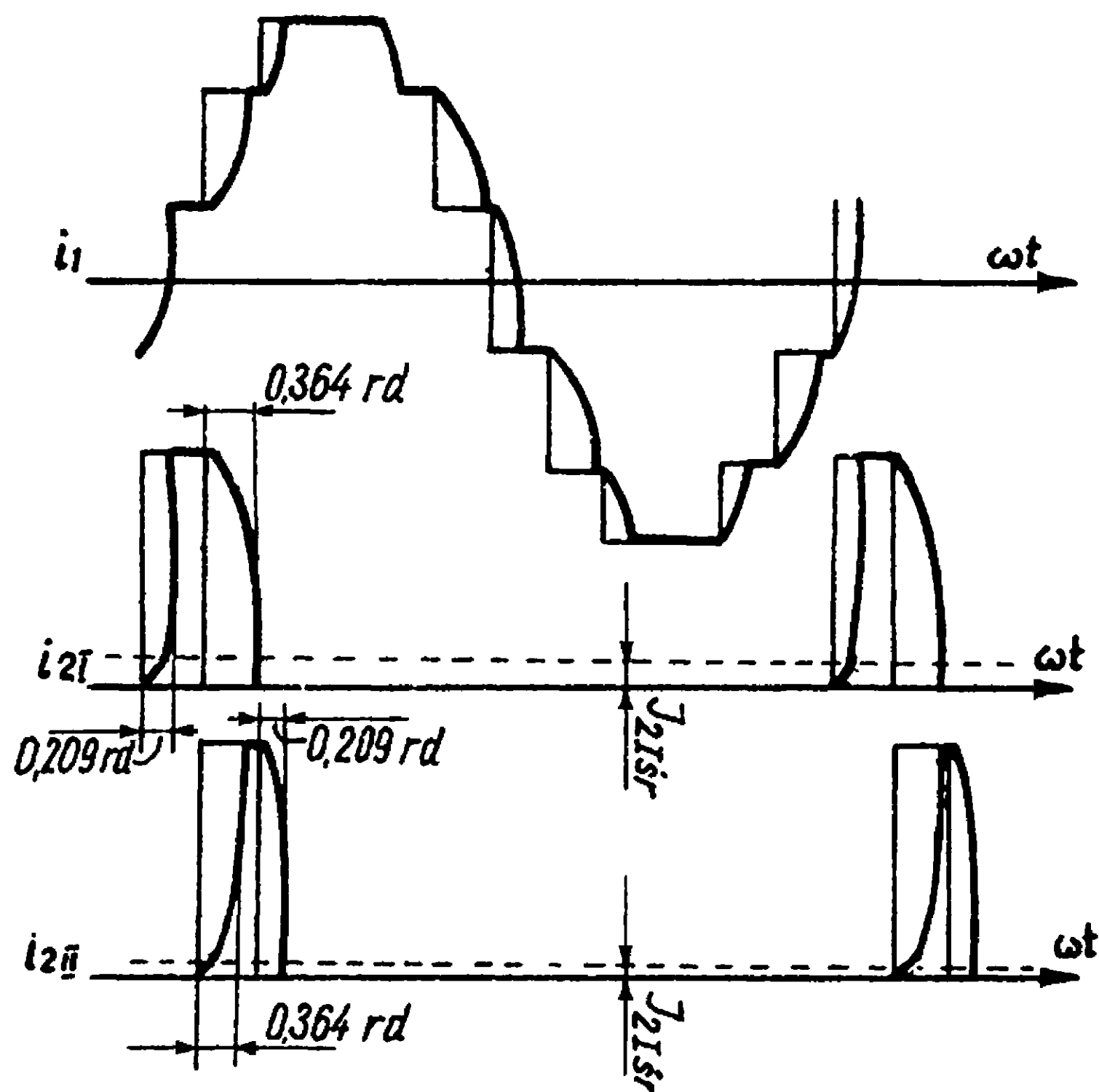
Jeszcze wyraźniej widoczna jest zmiana wartości odkształcenia prądu w układzie dwunastofazowym omówionym w punkcie 3.5d. I rodzaj komutacji trwa w nim krócej, a II - dłużej. Na przykładowym rys. 60 I rodzaj trwa 0,364 rd (czyli $20,83^\circ$), a II - 0,209 rd (czyli 12°). Złożony układ poważnie utrudnia uzyskanie wzorów na współczynnik zmniejszenia wartości sku-

tecznej prądu pierwotnego sieci trójfazowej. Dla prądu wtórnego wynosił on $\sqrt{1 - m\psi(\gamma)}$. Korzystając z tego samego wyrażenia

m_2	3	6	12
m	4,5	3	1,61

dla prądu sieciowego należy w nim jako m podstawiać wartości z poniższej tabelki, natomiast jako $\psi(\gamma)$, przy użyciu wzoru

73, w układzie dwunastofazowym należy przyjąć wartość średnią z wyniku obliczenia uzyskiwanego przez podstawienie kolejno wartości γ z obu rodzajów komutacji.



Rys. 60. Przebieg prądu pierwotnego (i_1) i wtórnego (i_{2I}) oraz i_{2II}) o różnych czasach trwania komutacji dla układu $m_1 = 3$ $m_2 = 12$; \triangleright \ast . Zmiana odkształcenia obu rodzajów prądu wtórnego jest inna. Przebieg prądu pierwotnego jest bardzo zbliżony do sinusoidy

Współczynnik zmniejszenia zawartości harmoniczných w prądzie pierwotnym można wyrazić liczbowo w oparciu o analizę szeregu Fouriera przy komutacji natychmiastowej (wzory 30 i 31) oraz przy komutacji swobodnej skończonej trwającej ν .

Współczynniki te wyrażamy jako stosunek amplitudy prądu danej harmoniczných przy kącie komutacji ν do amplitudy wynikającej z wzoru 30.

Dla 1-harmoniczných

$$k_1 \approx \frac{\cos^2 \frac{\nu}{2}}{\cos \frac{2}{3} \nu}. \quad (74)$$

Dla dalszych harmoniczných (rzędu n , przy czym $n > 1$):

$$k_n = \frac{r(n)}{1 - \cos \nu}, \quad (75)$$

gdzie

$$r(n) = \frac{1}{n^2 - 1} \sqrt{(\cos \nu - \cos n\nu)^2 + (n \sin \nu - \sin n\nu)^2}.$$

Gdy $\nu \rightarrow 0$ zarówno k_1 jak i k_n dążą do 1.

3.8. Komutacja wielozaworowa i stan zwarcia ustalonego

Jeżeli wartość średnia (wspólna) napięć komutujących faz zrówna się z napięciem następnej kolejnej fazy, wtedy ta faza również zacznie brać udział w komutacji. Stan, w którym w komutacji biorą udział jednocześnie więcej niż dwie fazy nazywamy komutacją wielozaworową. Stan taki przedstawiono dla układu trójfazowego na rys. 61, przy wygładzonym prądzie odbioru, oznaczając kolejne fazy a, b, c. Na odcinku c pierwszej części wykresu praca jest jednozaworowa. W momencie zrównania na-

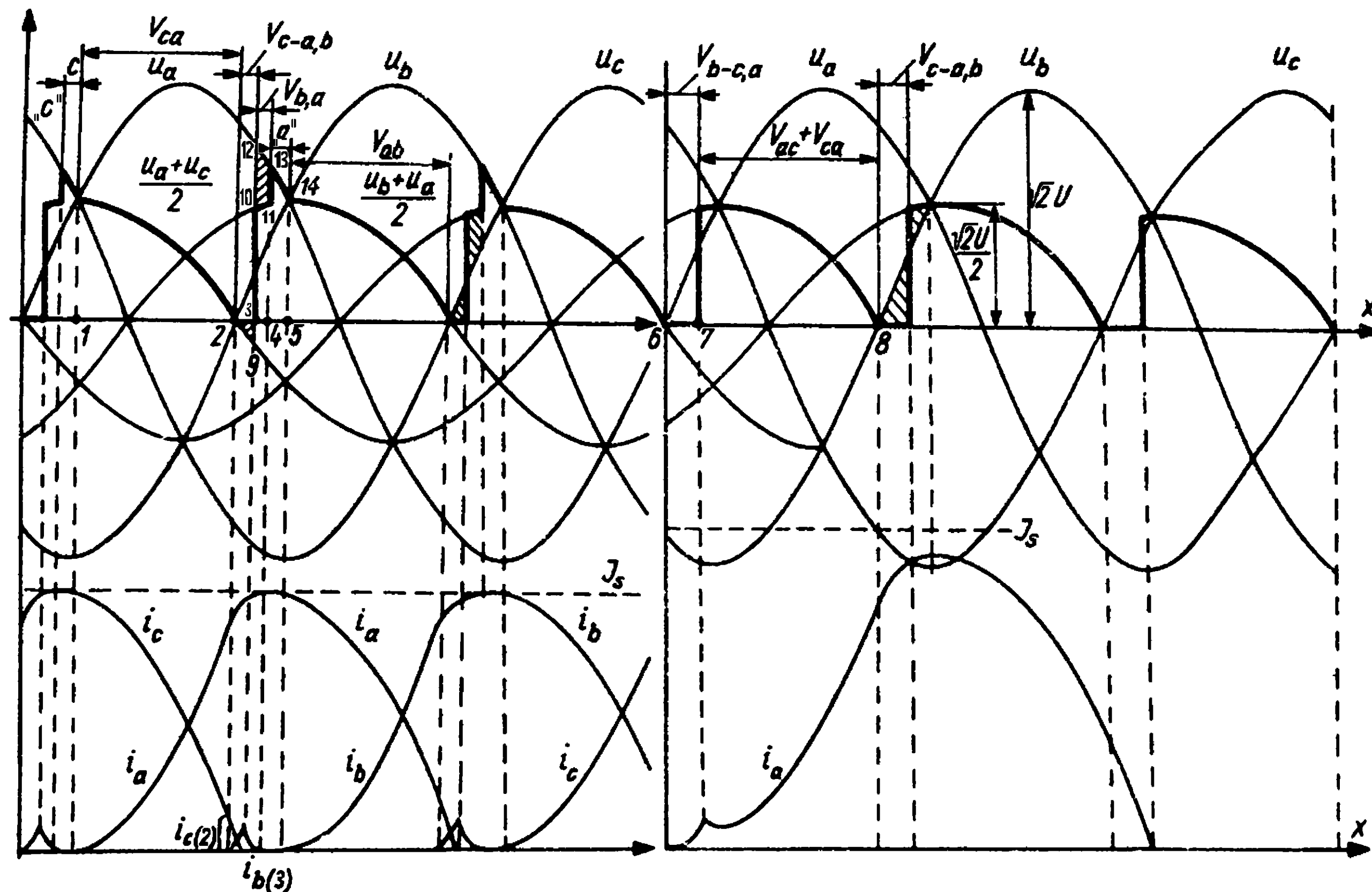
pięć c oraz a (punkt 1) rozpoczyna się komutacja dwuzaworowa c - a, która, aby móc doprowadzić do pełnej wymiany prądu musiałaby trwać $\nu > \frac{\pi}{2}$. Gdy kąt komutacji osiąga wartość $\frac{\pi}{2}$ (punkt 2) wchodzi do komutacji faza b rozpoczynając komutację trójzaworową i przejmuje część prądu od oddającej fazy c. Na odcinku 2 - 3 napięcie ma wartość średnią wszystkich trzech komutujących faz, co dla układu trójfazowego daje wartość 0. W punkcie 3 faza c kończy komutację i zaczyna działać zaporowo, a faza b zaczyna oddawać fazie a pobraną część prądu (komutacja dwuzaworowa). W punkcie 4 komutacja b - a kończy się i na odcinku 4 - 5 pracuje już tylko faza a. Przy jeszcze większym obciążeniu przedstawionym na drugiej części rysunku 61 nie występuje już wcale praca jednozaworowa, lecz przez cały czas trwa komutacja dwu- lub trójzaworowa. Kąty krytyczne ν_{kr} , przy których rozpoczyna się komutacja trójzaworowa swobodna podano w poniższej tabelce.

m_2	3	6	12
$\nu_{kr} \text{ rd}$	$\frac{\pi}{2}$	0,715	0,351
$\nu_{kr} \text{ }^\circ$	90°	$40^\circ 54'$	$20^\circ 7'$

Przy rosnącym obciążeniu wchodzi w grę kolejno komutacje dwu-, trzy-, cztero- itd. zaworowe aż do stanu zwarcia, czyli granicznego możliwego obciążenia, przy którym uczestniczą w komutacji jednocześ-

nie wszystkie zawory. Analiza wartości napięcia wyprostowanego przy komutacji wielozaworowej aż do stanu zwarcia pozwala uzyskać pełną charakterystykę zewnętrzną od stanu jałowego, przy którym $U_s = U_{s0}$, do stanu zwarcia, przy którym napięcie na zaciskach jest trwale równe zero. Pierwszy odcinek charakterystyki zewnętrznej został omówiony dla kilku układów w rozdziale 3.5.

Należy oczywiście pamiętać, że prąd zwarcia przy znamionowym napięciu zasilającym układ jest duży, zabezpieczenia



Rys. 61. Komutacja trójzaworowa w układzie trójfazowym $m_2 = 3$. Część pierwsza rysunku pokazuje obciążenie, przy którym występuje praca jednozaworowa, komutacja dwu oraz trójzaworowa, pokazano przebieg trzech prądów. Część druga rysunku przedstawia obciążenie, przy którym występuje tylko praca dwu- lub trójzaworowa, pokazano przebieg prądu jednej fazy. Podczas pracy trójzaworowej w obu częściach rysunku wartość chwilowa $u_s = 0$

muszą więc zarówno prąd zwarcia jak i prądy większych przeciążeń szybko przerwać. Całość charakterystyki zewnętrznej można zatem uzyskać w sposób statyczny albo przy odpowiednio obniżonym napięciu zasilającym, $U_{zas} = U_n \frac{I_{sn}}{I_{sz}}$ albo wtedy, gdy reaktancje układu umożliwiają przepływ prądu zwarciovego bez szkody dla zaworów i innych elementów układu; dzieje się tak na przykład w prostowniczych zespołach spawalniczych.

Powyższa uwaga dotyczy wszystkich przebiegów charakterystyk zewnętrznych różnych układów i kończących te charakterystyki punktów zwarcia ustalonego.

Obecnie omówimy całość charakterystyki dla układu trójfazowego ($m_2 = 3$) przedstawionego na rys. 15. Rozważania zostaną przeprowadzone przy następujących założeniach upraszczających:

- a) prąd I_s jest praktycznie wygładzony w całym zakresie charakterystyki,
- b) rezystancja zwarcia transformatora przekształtnikowego jest pomijalnie mała w porównaniu z reaktancją,
- c) napięcie pierwotne jest sztywne i sinusoidalne,
- d) zastosowane zawory są idealne.

Przy powyższych założeniach cały spadek napięcia powstający przy obciążeniu układu występuje na reaktancji rozproszenia transformatora i na ewentualnych dławikach dodatkowych podczas komutacji. Przy obciążeniach, podczas których $\nu < \nu_{kr}$ przebieg wartości chwilowej napięcia wyprostowanego pokazuje rys. 51 i 53, a przy $\nu > \nu_{kr}$ rys. 61. Przyjęte uproszczenia pozwalają uznać, że $\Delta P_u = 0$; $\Delta U_p = 0$. W konsekwencji z połączenia wzoru 66a oraz 67d przy podstawieniu $m_2 = 3$ wynika

$$\frac{U_s}{U_{so}} = 1 - \frac{X_{zs} I_s}{\sqrt{2} \sqrt{3} U} \quad (76)$$

Zależność ta ma przebieg liniowy.

Ekstrapolowanie tego wzoru aż do $\frac{U_s}{U_{s0}} = 0$ daje tzw. ekstrapolowany prąd zwarcia pierwszego prostoliniowego odcinka charakterystyki zewnętrznej wynikającego z komutacji dwuzaworowej.

$$I'_{sz} = \frac{\sqrt{2} \sqrt{3} U}{X_z}. \quad (77)$$

Gdy $\nu > \nu_{kr}$ zaczyna się komutacja trójzaworowa.

Podczas pracy wielozaworowej wartość chwilowa napięcia wyprostowanego jest średnią z wartości chwilowych napięć faz zasilających komutujące zawory, analogicznie jak przy komutacji dwuzaworowej.

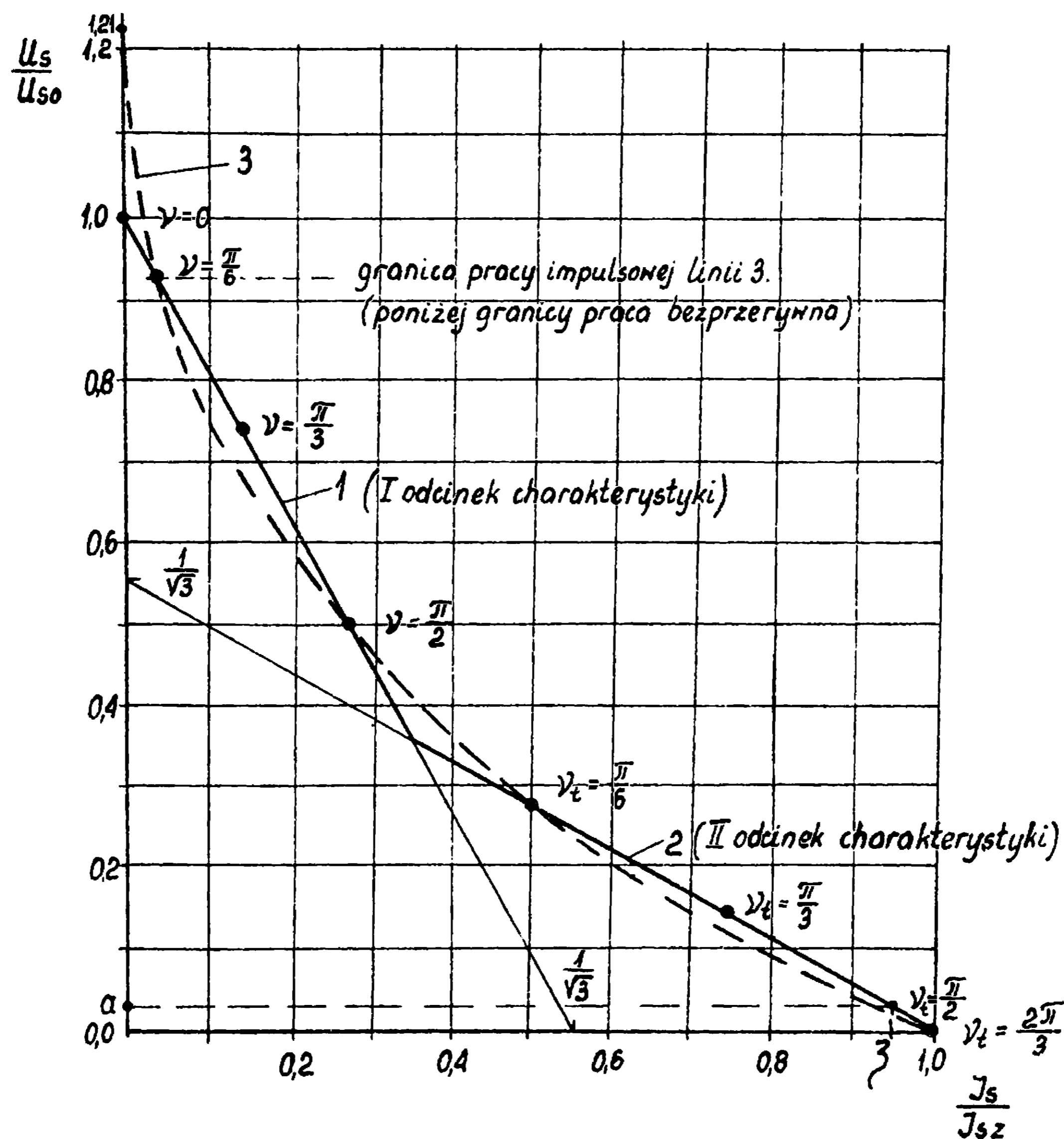
W układzie trójfazowym średnia z 3 symetrycznych napięć sinusoidalnych jest tożsamościowo równa zero. Przebieg napięcia i prądów poszczególnych faz dla obciążenia, przy którym kąt komutacji przekracza $\frac{\pi}{2}$ przedstawiono na rys. 61.

Prąd zwarcia na zaciskach odbioru sprowadza napięcie każdej fazy do zera. Jedynym oporem w obwodzie jest wtedy X_z (uznano, że $R_z = 0$). Stan tego rodzaju omówiono w rozdziale 2.2.1. Z tabeli I (rubryka b; $R = 0$) wynika dla stanu ustalonego:

$$I_{sz\ 1f} = \sqrt{2} \frac{U}{X_z}.$$

Składowa przemienna w układzie trójfazowym znosi się, a składowa stała jest sumą jednakowych składowych stałych z trzech faz

$$I_{sz} = 3 \frac{\sqrt{2} U}{X_z}. \quad (78)$$



Rys. 62. Charakterystyka zewnętrzna układu trójfazowego jednokierunkowego ($m_2 = 3$) $\frac{U_s}{U_{s0}} = f\left(\frac{I_s}{I_{sz}}\right)$, gdzie I_{sz} jest teoretycznym ustalonym prądem zwarcia, przy rezystancji pomijalnie małej

1 - pierwszy odcinek charakterystyki przy pełnym wygładzeniu prądu, 2 - drugi odcinek charakterystyki przy pełnym wygładzeniu prądu, 3 - charakterystyka zewnętrzna przy obciążeniu E bez R oraz L, występuje tylko X_z transformatora, ζ - przykładowy współczynnik zmniejszenia prądu zwarcia do wartości I_{sz}^* , ze względu na straty rezystancyjne, odpowiadające rzędnej a, przy czym $a = \frac{\Delta P_u + \Delta P_p}{I_{sz} U_{s0}}$, ν_t - kąt komutacji trójzaworowej

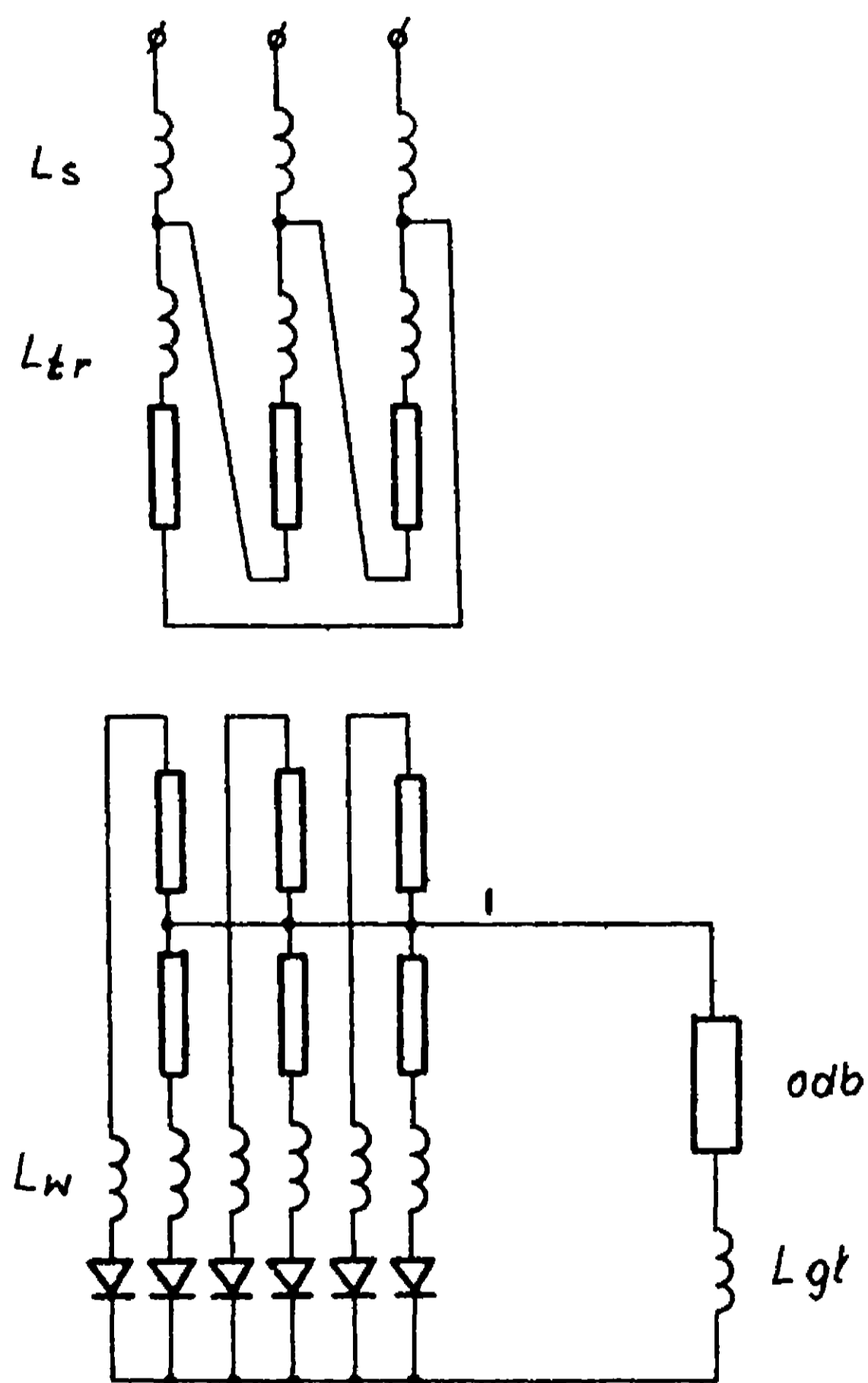
Prąd zwarcia układu jest więc $\sqrt{3}$ krotnie większy niż eks-
trapolowany prąd zwarcia I'_{sz} wyrażony za pomocą wzoru 77.
Przypadek, przy którym zanika praca jednozaworowa (pokazany
na rys. 61 kąt $\Delta x_{4-5} = 0$), jest granicą, od której począwszy
występuje jedynie praca dwu- lub trójzaworowa. W stanie gra-
nicznym pola zakreskowane na rys. 61b stają się sobie równe,
a kąt komutacji trójzaworowej ν_t (kąt Δx_{6-7}) jest równy nieca-
łe $\frac{\pi}{12}$ (około $14,75^\circ$). Napięcie od tego kąta począwszy znajdu-
je się za pomocą wzoru

$$U_s = \frac{3}{2\pi} \int_{(-\frac{\pi}{6}) + \nu_t}^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{2} U \frac{1}{2} \cos x dx. \quad (79)$$

Na granicy zaniku pracy jednozaworowej wartość napięcia
wynosi $\frac{U_s}{U_{so}} = 0,365$ i podobnie jak I odcinek charakterystyki
zmienia się liniowo w zależności od prądu. Odcinek zawarty
między $\nu_{kr} = \frac{\pi}{2}$ dającym $\frac{U_s}{U_{so}} = 0,5$ przy którym występuje
jeszcze praca jednozaworowa, a granicą tego rodzaju pracy
jest w funkcji prądu praktycznie przedłużeniem odcinka I. Całość
charakterystyki przedstawiono na rys. 62. Na rys. 62 pokazano
również dla porównania krzywą charakterystyki zewnętrznej dla
przypadku, gdy nie ma gładzenia prądu w odbiorniku ($L_{gl} = 0$),
natomiast zawiera on wyłącznie SEM bez składowej przemien-
nej; ($R_{odb} = 0$). Przebieg tej krzywej jest płynny; napięcie sta-
nu jałowego jest wyższe, gdyż prąd zanika dopiero wtedy, gdy
SEM $E > U\sqrt{2}$. Przy małych obciążeniach prąd ma oczywiście
charakter impulsowy. Bezprzerywność prądu zaczyna się dopie-
ro wtedy, gdy SEM $E < 0,773 U\sqrt{2}$.

W przypadku układu sześciofazowego $\triangleright *$ przebieg charak-
terystyki zależy od rodzaju reaktancji w schemacie zastępczym
(rys. 63).

Zakładając, że $L_{gł}$ praktycznie wygładza prąd, pomijając L_s oraz L_{tr} (sieć sztywna, transformator idealny) i jako jedyną indukcyjność przyjmując indukcyjność sześciu dławików wtórnych, otrzymuje się charakterystykę jak na rys. 64a. Natomiast w przypadku istnienia tylko reaktancji rozproszenia w transformatorze ($L_{tr} > 0$, $L_s = 0$, $L_w = 0$) przebieg jest podobny tylko w I i II odcinku, dalej zaś różnice są bardzo poważne.



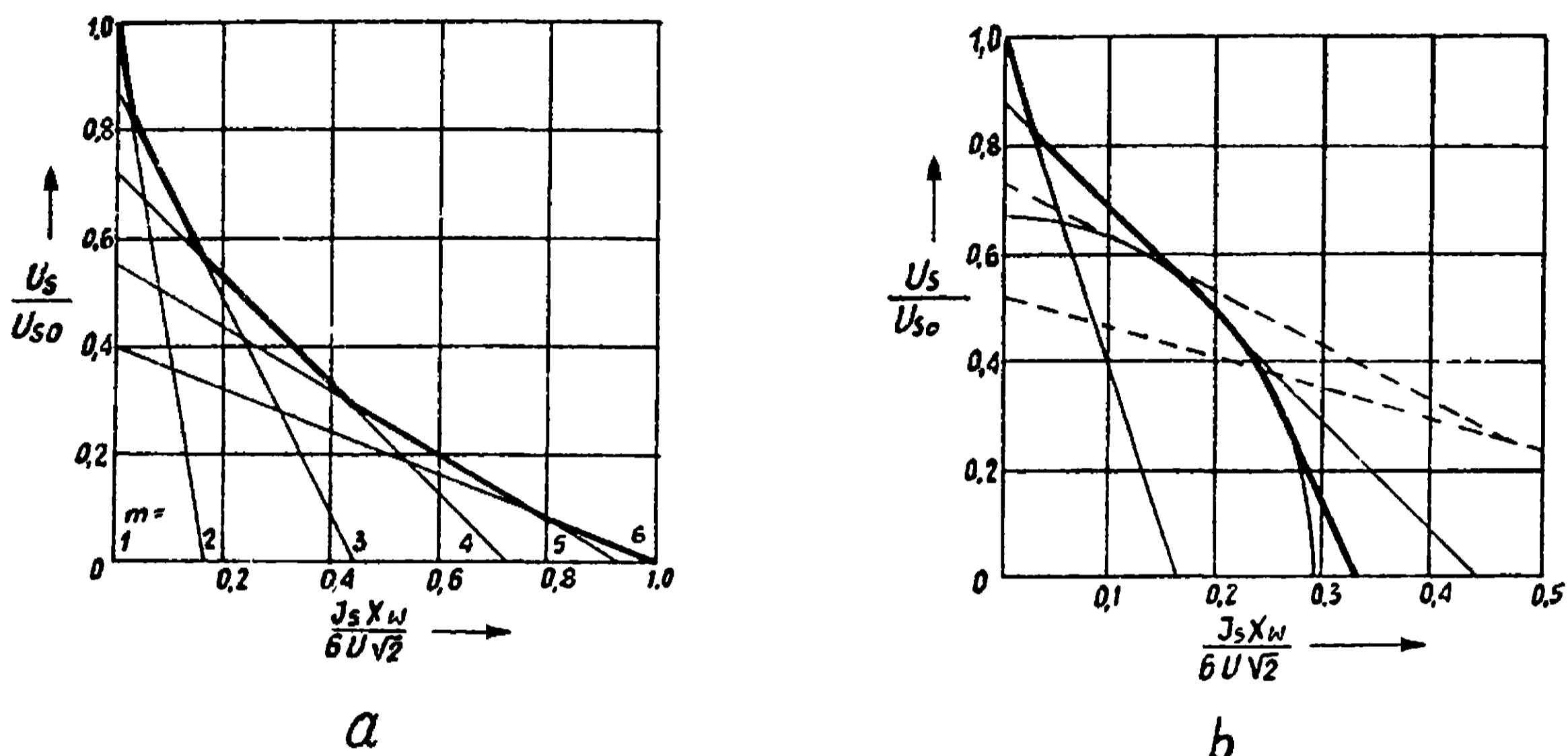
Rys. 63. Rozkład i oznaczenia reaktancji w układzie sześciofazowym $\Delta *$

L_s - indukcyjność sieci zasilającej, L_{tr} - indukcyjność rozproszeniowa transformatora, L_w - indukcyjność dławików wtórnych, $L_{gł}$ - indukcyjność dławika gładzącego, Odb - odbiornik

Uwzględnienie rezystancji można orientacyjnie przeprowadzić przeliczając ją obliczeniowo do gałęzi obciążenia i odejmując napięcie, które na niej powstaje od napięcia wyprostowanego. Napięcie na tej zastępczej rezystancji wynosi przy tym

$$\frac{\Delta P_u + \Delta P_p}{I_s}$$

gdzie ΔP_u - straty obciążeniowe w układzie,
 ΔP_p - straty przejścia w zaworach.



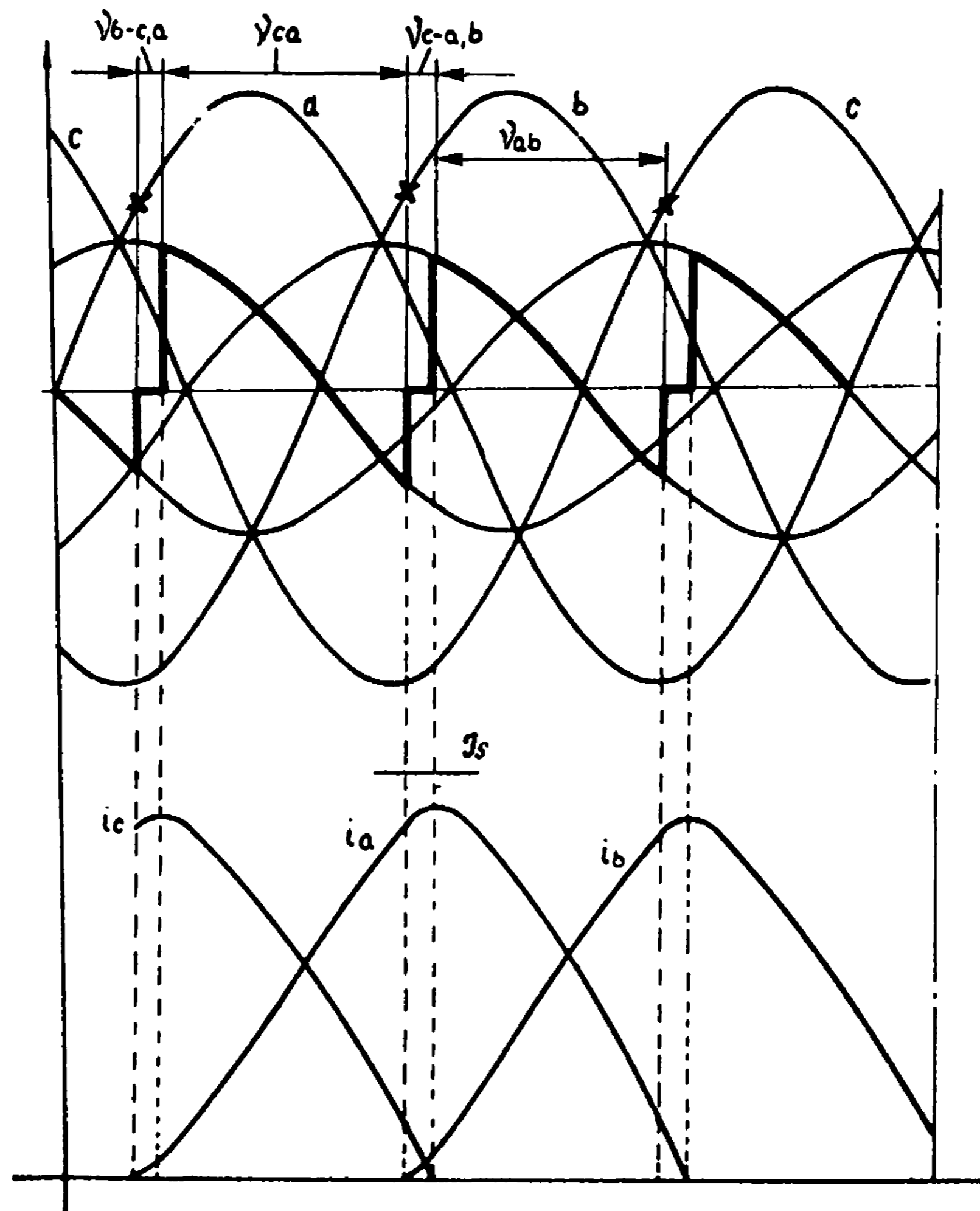
Rys. 64. Charakterystyka zewnętrzna układu $\triangleright *$

a - przypadek, gdy sieć i transformator nie mają impedancji, a są tylko dławiki wtórne o reaktancji X_w ; m - liczba komutujących faz, b - przypadek, gdy występuje tylko reaktancja rozproszenia transformatora o tej samej wartości X_w ; linie przerywane odpowiadają rysunkowi a

Przy analizie stanu zwarcia należy pozostawić to napięcie w gałęzi odbiornika, jak pokazano na rys. 62, oznaczając jako ζ współczynnik zmniejszenia wartości prądu zwarcia. Zawory przy zwarcu nie pracują wtedy bez przerwy, lecz mają odcinki bezprądowe.

Rozważanie przebiegu charakterystyk zewnętrznych dla wszystkich przypadków, w tym dla braku gładzenia prądu w ga-

łęzi odbiornika szczególnie jeśli zawiera on SEM, wykracza poza ramy niniejszego skryptu, patrz [6].



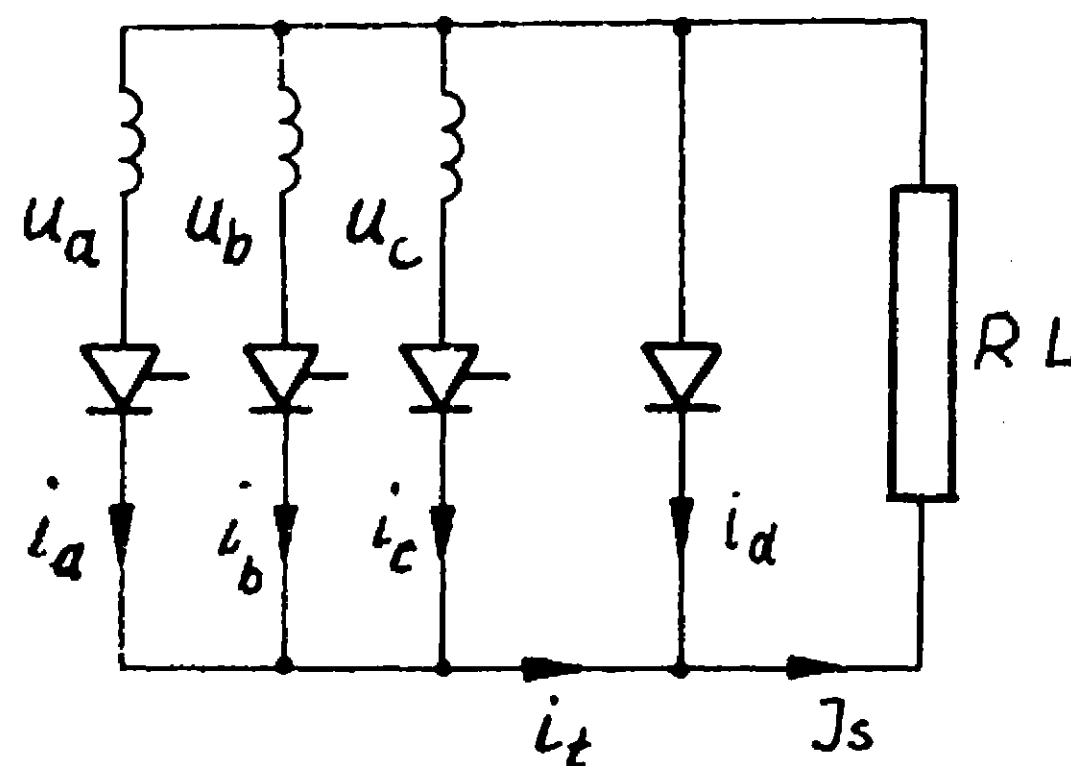
Rys. 65. Przebiegi napięć i prądów w układzie trójfazowym gwiazdowym sterowanym ($m_2 = 3$), przy obciążeniu dającym komutację dłuższą niż $\frac{2\pi}{3}$; * oznacza chwilę podania impulsu sterującego. Podczas komutacji trójzaworowej $u_s = 0$

Przy pracy z zaworami sterowanymi sytuacja jest inna, gdyż oprócz polaryzacji przepustowej dla rozpoczęcia pracy zaworu konieczny jest jeszcze impuls wyzwalający. Impulsy są podawa-

ne na poszczególne zawory w odstępach $\frac{2\pi}{m}$, a więc dla układu trójfazowego co $\frac{2\pi}{3}$ (120°). Aby komutacja mogła stać się trójzaworowa musi ona trwać dłużej niż $\frac{2\pi}{m}$, jak to przedstawiono na rys. 65 w przypadku układu trójfazowego z wygładzonym prądem odbioru.

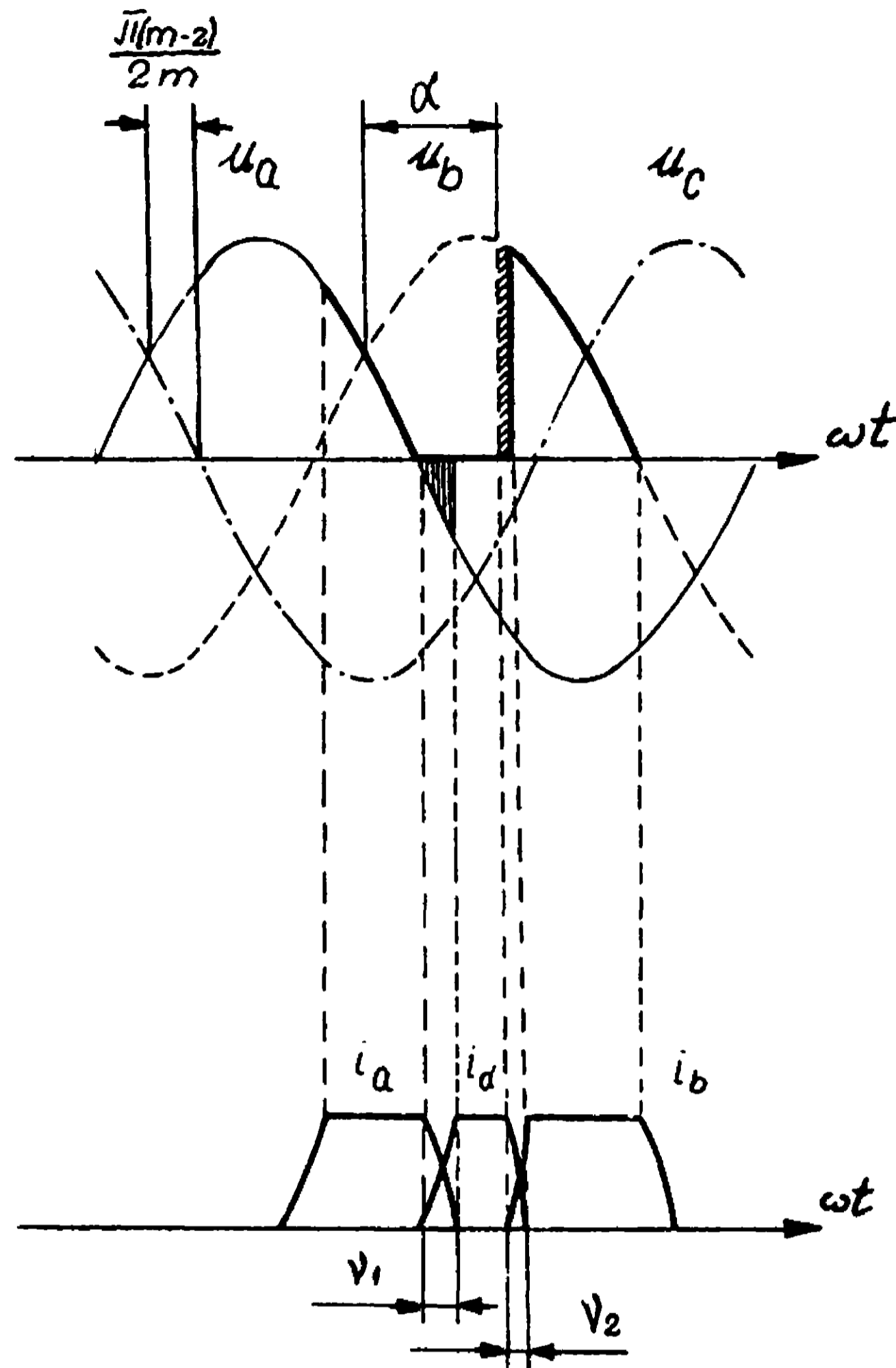
3.9. Komutacja w układach z diodą zerową

W rozdziale 2.5.1d oraz 2.5.2b omówiono działanie diody zerowej. Prąd płynący w jednym z ramion fazowych przejmowany jest przez diodę zerową, a następnie prąd diody zerowej jest przejmowany przez następne ramie fazowe. W obu przypadkach w obwodzie komutującym zawarta jest impedancja tylko jednego ramienia fazowego, a napięciem komutacji jest wartość chwilowa napięcia komutującego ramienia fazowego, gdyż napięcie ramienia diody zerowej, a wraz z nim napięcie na zaciskach w czasie ko-



Rys. 66. Układ trójfazowy sterowany z diodą zerową

mutacji jest równe 0. Pozwala to zmodyfikować wzory na prąd i czas trwania komutacji. Komutacja do diody zerowej zaczyna się, gdy wartość chwilowa napięcia pierwotnego pracującego ramienia fazowego osiągnie 0. Stan taki pojawia się, gdy kąt opóźnienia wyzwolenia tyrystorów $\alpha > \pi \frac{m_2 - 2}{2m_2}$. Komutacja od diody zerowej zaczyna się od chwili impulsu wyzwalającego następne ramie fazowe. Przebiegi i czas trwania obu komutacji są więc różne. Pierwsza jest komutacją swobodną, druga zaś - opóźnioną. Napięcie na zaciskach wyjściowych od pierwszej do ostatniej chwili pracy diody zerowej (traktowanej jako idealna) jest równe 0.



Rys. 67. Przebiegi prądów i napięć w układzie z rys. 66

Zgodnie z rys. 66 i 67 można zapisać dla komutacji pierwszej (tyrystor \rightarrow dioda) przy pominięciu rezystancji

$$X_z \frac{di_d}{dx} = \sqrt{2} U \sin x, \quad (80)$$

gdzie X_z - reaktancja fazowa zwarcia. Warunek początkowy $x = 0$; $i_d = 0$. Wynika z tego rozwiązanie

$$i_d = \frac{\sqrt{2}U}{X_z} (1 - \cos x), \quad (81a)$$

$$i_t = I_s - i_d. \quad (81b)$$

Jeżeli do wzoru 81 podstawić $i_d = I_s$, to $x = \nu_1$. Czas trwania tej komutacji jest w przybliżeniu równy czasowi trwania komutacji swobodnej. Pola komutacji I i II są jednakowe. Dla komutacji drugiej (dioda \rightarrow tyrystor) należy w równaniu 80, w miejsce x , podstawić $x + \pi \frac{m_2 - 2}{2m_2} + \alpha$, przy czym oczywiście musi

być spełniony warunek $\alpha > \pi \frac{m_2 - 2}{2m_2}$. Przy nie zmienionym warunku początkowym uzyskuje się

$$i_t = \frac{\sqrt{2}U}{X_z} \left[\cos\left(\pi \frac{m_2 - 2}{2m_2} + \alpha\right) - \cos\left(x + \pi \frac{m_2 - 2}{2m_2} + \alpha\right) \right], \quad (82a)$$

$$i_d = I_s - i_t. \quad (82b)$$

Jeżeli kąt $\pi \frac{m_2 - 2}{2m_2} < \alpha < \pi \frac{m_2 - 2}{2m_2} + \nu_1$ to komutacja pierwsza nakłada się z drugą i przez pewien kąt czasowy trwa komutacja trójzaworowa (2 tyrystory, dioda zerowa), podczas której napięcie na zaciskach odbiornika jest równe 0, a po jej zakończeniu przechodzi w komutację tyrystor - tyrystor, przy czym napięcie odbioru staje się równe średniej z napięć komutujących faz. Ten pośredni przypadek nie będzie bliżej omawiany [9].

3.10. Stan zwarcia udarowego zacisków prądu stałego

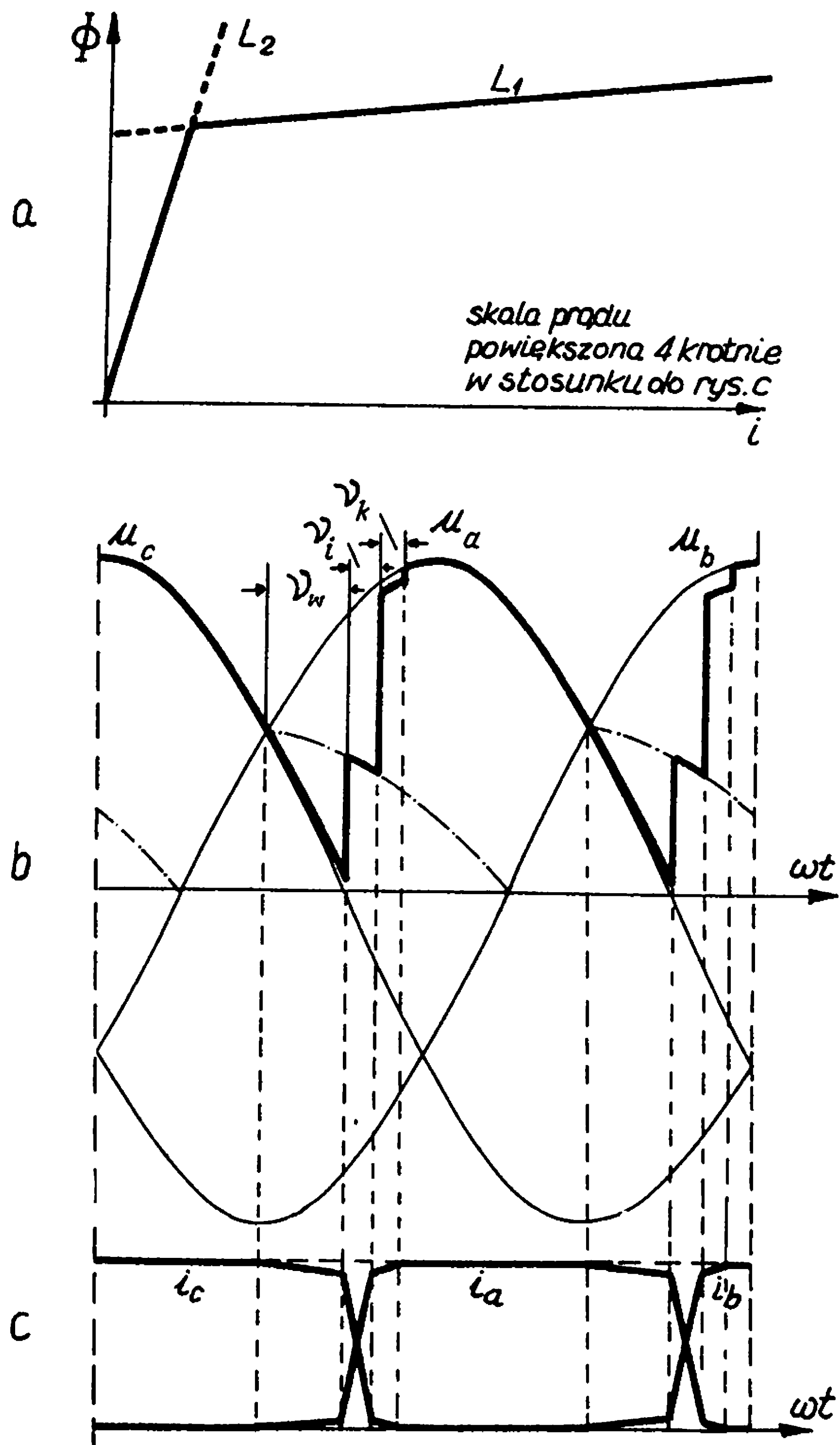
Od chwili powstania zwarcia napięcie odbiornika staje się trwale równe zero. Zwarcie udarowe układu jednokierunkowego przy pominięciu R stanowi zagadnienie łatwiejsze, gdyż nie występuje zanik prądu udarowego. Problem powstaje natomiast, jeśli

uwzględnić istnienie R . Prąd nieustalony zwarcia udarowego może być wtedy nawet dwukrotnie większy, niż prąd ustalony. Analizie podlegają zarówno prądy odbioru jak i prądy pierwotne i wtórne. Przebieg tych prądów zależy od rozkładu i stosunku indukcyjności i rezystancji w poszczególnych elementach zespołu, liczby faz i układu połączeń. Zagadnienie staje się przez to bardzo złożone i wieloznaczne. W niniejszym skrypcie nie będzie bliżej rozważane, patrz [2].

3.11. Regulacja napięcia wyprostowanego układów z diodami nie sterowanymi przez regulację kąta komutacji

Przy stałym napięciu zasilania kąt komutacji ν , jak wynika z wzoru 67 a, zależy od wartości prądu komutującego i indukcyjności zwarcia. Indukcyjność zwarcia można zmieniać przez zastosowanie dodatkowych dławików w obwodzie transformatora. Regulacja indukcyjności tych dławików daje zmianę kąta komutacji, zwiększenie nachylenia charakterystyki zewnętrznej, a przez to regulację napięcia układu z diodami nie sterowanymi, przy stałej wartości prądu odbieranego. Zmiana nachylenia charakterystyki zewnętrznej jest często niepożądaną cechą regulacji. Można uzyskać jednak regulację przy małym nachyleniu charakterystyki zewnętrznej przez zastosowanie dławików nasycanych, włączonych do każdej fazy po stronie wtórnej. Uproszczony sposób analizy takiego układu można uzyskać zastępując charakterystykę magnesowania dławika dwuodcinkową linią łamaną. Indukcyjność dynamiczna $z \frac{d\phi}{di}$ dla obu odcinków jest różna, dla części stromej duża (L_2), a dla nasyconej mała (L_1).

Jeżeli komutacja następuje między fazami, które mają w obwodzie różne indukcyjności, to przebieg napięcia wyprostowanego nie jest średnią z napięć komutujących faz, lecz jest taki



Rys. 68. Przebiegi napięć i prądów w układzie trójfazowym z diodami nie sterowanymi, przy użyciu dławików nasycanych w obwodzie wtórnym

a - charakterystyka magnesowania dławika uproszczona do dwóch odcinków prostoliniowych, b - przebieg napięcia, c - przebieg prądów

jak to przedstawiono na rys. 52; podział napięć wynika ze stosunku indukcyjności. Jeżeli w obwodzie komutujących faz faza 1 oddająca prąd ma małą indukcyjność (L_1), a faza przejmująca (2) dużą (L_2), to napięcie wyjściowe jest niewiele tylko wyższe od napięcia U_1 (rys. 68b). Ze względu na dużą wartość indukcyjności L_2 komutacja jest bardzo powolna, nazwiemy ją komutacją wstępną (ν_w). Podczas komutacji wstępnej, czyli od chwili x_0 do x_1 komutuje tylko kilka procentów prądu. Jeżeli w chwili x_1 dławik fazy 2 przechodzi do stanu nasycenia i jego indukcyjność zmniejsza się do wartości L_1 , to podział napięć wynosi 1:1, a komutacja staje się szybka, trwa ν_1 ; nazwiemy ją komutacją istotną. Gdyby do końca komutacji istotnej, podczas której obydwa dławiki pozostają w stanie nasycenia prąd i_1 spadł do 0, to całość komutacji byłaby skończona. Gdy jednak przy niskiej wartości prądu i_1 dławik w fazie U_1 wychodzi ze stanu nasycenia, zaczyna się końcowa faza komutacji ν_k (komutacja końcowa) trwająca krócej niż komutacja wstępna, ze względu na większe różnice wartości chwilowej napięcia obu faz. Napięcie wyprostowane jest wtedy bliskie wartości u_2 , gdyż tym razem dławik w fazie 1 uzyskuje dużą indukcyjność, a w fazie 2 - małą.

Porównanie rys. 53b z rys. 68 wskazuje, że przy dużym stosunku $\frac{L_2}{L_1}$ obydwa rysunki są praktycznie identyczne jeśli $\nu_w = \alpha$. Kąt ν_w można regulować zmieniając prąd sterujący wstępnie nasycający dławiki. Zastosowanie dławików nasycanych w układach z diodami zwykłymi pozwala więc uzyskać efekty analogiczne jak przy regulacji tyrystorowej w zakresie pracy prostownicowej. Zmiana wartości kąta ν_w przez zmianę poziomu podmagneśowania dławików daje możliwość regulacji napięcia przy zachowaniu małego nachylenia charakterystyki zewnętrznej. Wzór

na wartość napięcia staje się praktycznie identyczny z wzorem 59b

$$U_s = U_{s0} \cos\left(\nu_w + \frac{\nu_i}{2}\right) \cos \frac{\nu_i}{2}. \quad (83)$$

3.12. Przepięcia komutacyjne i ich ograniczanie

Na rysunkach 51 i 53 obrazujących przebieg komutacji swobodnej i na rysunku 53b przedstawiającym wyzwolenie tyrystora przy komutacji skończonej widoczny jest wyraźnie skok napięcia w chwili zakończenia komutacji lub w chwili wyzwolenia tyrystora. Skok napięcia o dużej stromości $\frac{du}{dt}$ wywołuje prąd pojemnościowy we wszystkich pojemnościach układu, na których występuje. Prądy pojemnościowe zamykają się poprzez indukcyjności i rezystancje rozpatrywanego układu; w konsekwencji mogą wystąpić drgania o określonym tłumieniu.

Aby uniknąć dużych wartości przepięć początkowych na zaworze należy równolegle do zaworu przyłączyć ochronny układ szeregowy RC z tak dobraną pojemnością, aby pojemność samego zaworu przy polaryzacji zaporowej była znacznie mniejsza od pojemności ochronnej; opór R musi jednocześnie gwarantować to, że prąd w układzie RLC będzie silnie tłumiony (bliski przebiegowi aperiodycznemu), co praktycznie zlikwiduje przepięcie na zaworze. Jednocześnie układ ochronny RC nie może wprowadzać zakłóceń do pracy, szczególnie w przypadku zaworów sterowanych.

Pojemności ochronne w przypadku tyrystorów nie mogą z tego powodu być duże, przy zaworach nie sterowanych takie ograniczenia nie występują. Trzeba jednocześnie pamiętać, że skoki napięcia przy komutacji opóźnionej, a więc w tyrystorach, są większe niż przy komutacji swobodnej w diodach. Dobór ele-

mentów RC przeprowadza się zazwyczaj w oparciu o doświadczenie. Wytyczne doboru pojemności i rezystancji opracowane w dziale przekształtników "Elty" (Łódź) na podstawie publikacji krajowych i zagranicznych są następujące:

Jako dopuszczalną wartość napięcia dla zaworów U_{zd} rozumie się maksymalną dopuszczalną wartość napięcia wstecznego (napięcie zagięcia charakterystyki U_{rm}) lub blokowania, podzieloną przez współczynnik bezpieczeństwa napięciowego k_{bu} .

$$U_{zd} = \frac{U_{rm}}{k_{bu}}$$

Zaleca się przyjmować dla współczynnika bezpieczeństwa napięciowego, przy przebiegach periodycznie powtarzalnych (np. komutacyjnych) lub często powtarzalnych (np. łączeniowych), w zależności od zastosowania przekształtnika następujące wartości:

dla elektrolizy - 1,8 ÷ 2,2,

dla napędów - 2,0 ÷ 2,5,

dla trakcji - 2,5 ÷ 3,0.

Najczęściej stosowanym współczynnikiem jest 2.

Ogólnie rzecz biorąc przebiegi, które należy ograniczać ze względu na wytrzymałość zaworów, można podzielić na:

- a. Przebiegi komutacyjne - generowane na końcu komutacji.
- b. Przebiegi łączeniowe - generowane podczas czynności łączeniowych łącznikami po stronie prądu przemiennego lub stałego.
- c. Przebiegi typu zewnętrznego - dochodzące do przekształtnika z zewnątrz od strony prądu stałego lub przemiennego.

Ograniczenie przebiegów do wartości dopuszczalnej dla zaworów krzemowych uzyskuje się poprzez włączanie obwodów RC

w różnych miejscach układu. W praktyce dla każdego z wyżej wymienionych rodzajów przepięć stosuje się oddzielne obwody RC. W rzeczywistości działanie tych obwodów często wzajemnie się pokrywa.

ad. a. Przepięcia komutacyjne - ograniczają obwody RC bocznikujące każdy zawór przekształtnika bądź też bocznikujące grupę równolegle pracujących zaworów przekształtnika. W przypadku diod stosuje się czasem bocznikowanie ich samą pojemnością.

Wartości pojemności i rezystancji obwodów tłumiących dla danego poziomu ograniczenia przepięcia komutacyjnego są funkcją ładunku przejściowego zaworu przy wyłączeniu i funkcją dopuszczalnej wartości $\frac{du}{dt}$ oraz $\frac{di}{dt}$ w przypadku tyrystorów [4].

Firmy produkujące zawory półprzewodnikowe podają w katalogach zalecane wartości R i C dla poszczególnych typów zaworów. Orientacyjnie dla diod wynoszą one 0,1-0,2 μF , dla tyrystorów 0,5-1,0 μF , oraz 10-25 Ω , w zależności od typu i wielkości tyrystora.

Elementy RC włączone równolegle do zaworu sterowanego powodują jednak zakłócenia przebiegu komutacji, i konieczności stosowania długich impulsów wyzwajających, mają więc wiele wad. Jeżeli analiza wskazuje na możliwość niestosowania boczników RC, to nie stosuje się ich. Przy korzystaniu z tyrystorów lawinowych można boczników R - C nie używać.

ad b. Przepięcia łączeniowe. Wymienić można trzy zasadnicze miejsca obwodu przekształtnikowego przewidywane przez firmę "Westinghouse" do przyłączania odpowiednich elementów RC chroniących zawory przed przepięciami łączeniowymi:

a) - przyłączanie układu RC równolegle do każdej z faz uzwojenia pierwotnego transformatora przekształtnikowego,

Tabela 4

Układ	Miejsce włączenia obwodów RC	Wyłączenie po stronie prądu przemiennego, obciążenie czynne		Wyłączenie po stronie prądu przemiennego, obciążenie indukcyjne		Wyłączenie po stronie prądu stałego, obciążenie indukcyjne	
		zależ.	współczyn.	zależ.	współczyn.	zależ.	współczyn.
jednofazowy dwupółkowy jednokierunkowy	uzw. pier.			84a	$A_R = 120$ $A_C = 1200$	-	-
	uzw. wtór.		<i>nie stosuje się</i>	84a	$A_R = 120$ $A_C = 1200$	-	-
	odbiornik	<i>nie</i>		84a	$A_R = 150$ $A_C = 9200$	84b	$B_R = 0,5$ $B_C = 3200$
mostek jednofazowy	uzw. pier.			84a	$A_R = 120$ $A_C = 1200$	-	-
	uzw. wtór.		<i>nie stosuje się</i>	84a	$A_R = 120$ $A_C = 1200$	84b	$B_R = 2$ $B_C = 400$
	odbiornik	<i>nie</i>		84a	$A_R = 120$ $A_C = 1200$	84b	$B_R = 2$ $B_C = 400$
mostek trójfazowy	uzw. pier.			84a	$A_R = 70$ $A_C = 2000$	-	-
	uzw. wtór.		<i>nie stosuje się</i>	84a	$A_R = 200$ $A_C = 660$	84b	$B_R = 3,5$ $B_C = 130$

faz λ ▷	odbiornik	<i>nie</i>		84a	$A_R = 200$ $A_C = 660$	84b	$B_R = 3,5$ $B_C = 130$
mos- tek trój- faz. ▷ λ	uzw. pier.			84a	$A_R = 200$ $A_C = 660$	-	-
	uzw. wtór.		<i>nie stosuje się</i>	84a	$A_R = 70$ $A_C = 2000$	84b	$B_R = 1,2$ $B_C = 1200$
	odbiornik	<i>nie</i>		84a	$A_R = 70$ $A_C = 2000$	84b	$B_R = 1,2$ $B_C = 1200$
Δ ↔	uzw. pier.	84a	$A_R = 200$ $A_C = 660$	84a	$A_R = 200$ $A_C = 660$		
	uzw. wtór.	84a	$A_R = 120$ $A_C = 1200$	84a	$A_R = 120$ $A_C = 1200$	84b	$B_R = 2$ $B_C = 400$
	odbiornik	-	-	-	-	84b	$B_R = 1,2$ $B_C = 1200$
Δ *	uzw. pier.			84a	$A_R = 200$ $A_C = 660$	-	-
	uzw. wtór.		<i>nie stosuje się</i>	84a	$A_R = 120$ $A_C = 1200$	84b	$B_R = 2$ $B_C = 400$
	odbiornik	<i>nie</i>		84a	$A_R = 70$ $A_C = 2000$	84b	$B_R = 1,2$ $B_C = 1200$



b) - przyłączanie układu RC równolegle do każdej z faz uzwojenia wtórnego transformatora przekształtnikowego,

c) - przyłączanie układu RC równolegle do odbiornika.

W zależności od tego czy przepięcia powstające na indukcyjności rozproszenia transformatora przekształtnikowego generowane są na skutek manewrowania łącznikami umieszczonymi po stronie pierwotnej transformatora, czy też łącznikami umieszczonymi po stronie prądu stałego, zależności określające wartości R i C mają różne postacie.

W przypadku manewrowania łącznikami zainstalowanymi po stronie pierwotnej transformatora wartości R i C można obliczyć wg wytycznych firmy "Westinghouse" z zależności:

$$\left. \begin{aligned} C &= A_c \frac{k_c I_L i_{o\%}}{f U_L} \\ R &= A_R \frac{k_r U_L}{i_{o\%} I_L} \end{aligned} \right\}, \quad (84a)$$

gdzie

A_c i A_R - współczynniki ustalone doświadczalnie zależnie od miejsca łączenia obwodu RC,

k_r i k_c = $f\left(\frac{U_{rm}}{U_{wm}}\right)$ - współczynniki ustalone doświadczalnie,

U_{rm} - maksymalne dopuszczalne napięcie zaworu,

U_{wm} - największe powtarzalne napięcie wsteczne na zaworze wynikające z układu przekształtnikowego (bez uwzględnienia przepięć),

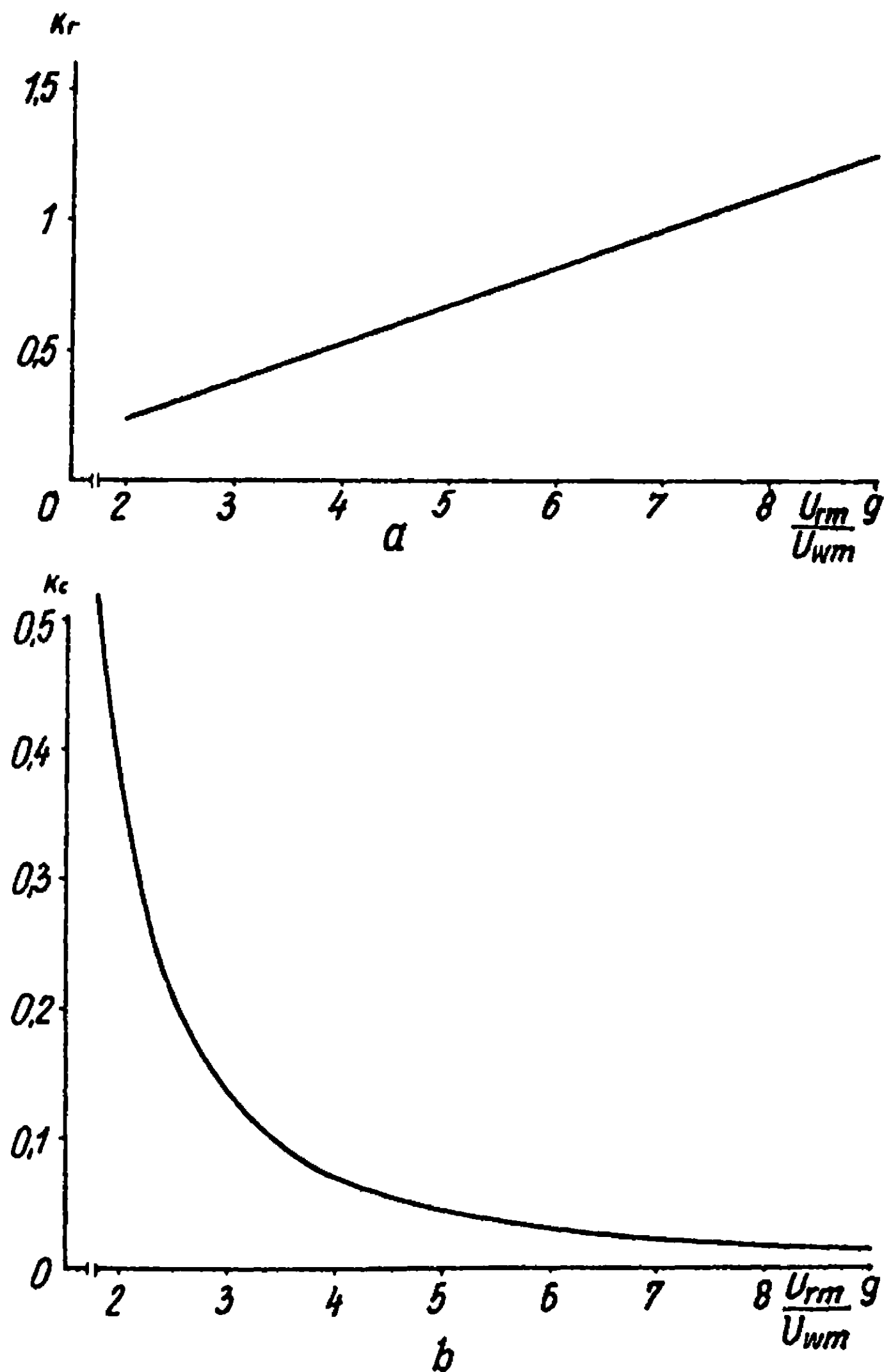
$i_{o\%}$ - procentowy udział prądu magnesowania w prądzie znamionowym transformatora,

U_L ; I_L - napięcie międzyzaciskowe i prąd przewodowy transformatora.

W przypadku manewrowania łącznikami umieszczonymi po stronie prądu stałego wzory dla R i C przybierają postać

$$\left. \begin{aligned} C &= B_C \frac{k_c U_x \% I_L}{f U_L} \\ R &= B_R \frac{k_r U_L}{I_L} \end{aligned} \right\}, \quad (84b)$$

gdzie B_C ; B_R - współczynniki ustalone doświadczalnie zależnie od miejsca włączenia obwodu RC.



Rys. 69. Współczynniki dla obliczenia rezystancji i pojemności ochronnej potrzebne do wzorów 84ab

$$a - k_r = f\left(\frac{U_{rm}}{U_{wm}}\right), \quad b - k_c = f\left(\frac{U_{rm}}{U_{wm}}\right).$$

W tabeli 4 zestawiono dla szeregu układów przekształtnikowych, dla różnych możliwości generowania przebiegów łączeniowych, wybór zależności dla obliczania R, C oraz wartości współczynników A i B.

Rysunki 69a i 69b podają przebiegi współczynników $k_r = f\left(\frac{U_{rm}}{U_{wm}}\right)$ oraz $k_c = f\left(\frac{U_{rm}}{U_{wm}}\right)$.

ad c. Przebiecia typu zewnętrznego. Ogranicza się je do poziomu dopuszczalnego układami odgromowymi, zespołami elementów nieliniowych (np. Transistop firmy "Soral") lub też wyjątkowo obwodami RC dobranymi do danych warunków.

4. UKŁADY JEDNOKIERUNKOWE Z LICZBĄ GRUP KOMUTACYJNYCH WIĘKSZĄ OD JEDNOŚCI

4.1. Definicja pojęcia grup komutacyjnych

Omawiane w poprzednich rozdziałach zjawiska występowały w przekształtniku, w którym poszczególne fazy wtórne pracowały kolejno tworząc jedną grupę zwaną komutacyjną. Jeżeli wystąpi równoległa lub szeregową współpracą tego rodzaju grup, przy czym komutacja w każdej z nich przebiega niezależnie od komutacji w innych grupach (to znaczy, że komutacje w poszczególnych grupach nie są jednoczesne), mamy do czynienia z układem o większej od jedności liczbie grup komutacyjnych.

Przy jednakowych grupach równoległych prąd wyprostowany oddawany przez każdą grupę I_{sg} wynosi

$$I_{sg} = \frac{I_s}{g}, \quad (85)$$

gdzie I_s - prąd całego zespołu,

g - liczba grup komutacyjnych.

Przy szeregowej współpracy poszczególnych grup komutacyjnych prąd zespołu jest równy prądowi jednej grupy $I_s = I_{sg}$, natomiast napięcie wyprostowane przy jednakowych grupach wynosi

$$U_s = gU_{sg}. \quad (86)$$

Wartość chwilowa prądu prowadzonego przez każdy zawór wynosi oczywiście (przy założeniu pełnego wygładzenia prądu) I_{sg} , a czas trwania pracy zaworu $\beta = \frac{2\pi}{m'_2}$, gdzie m'_2 jest liczbą faz

w jednej grupie komutacyjnej. Liczba pulsów napięcia wyprostowanego na zaciskach wyjściowych przed filtrem gładzącym wynosi $m'_2 \cdot g$ na jeden okres zmienności sieciowej.

Poszczególne grupy komutacyjne w układzie mogą być zasilane zarówno z jednego transformatora przekształtnikowego posiadającego odpowiednią liczbę uzwojeń jak i z odrębnych transformatorów. Jako prąd pierwotny (sieciowy) traktuje się tu prąd zasilający cały układ.

4.2. Układ dwóch gwiazd trójfazowych o dławiku wyrównawczym (dwie równoległe grupy komutacyjne)

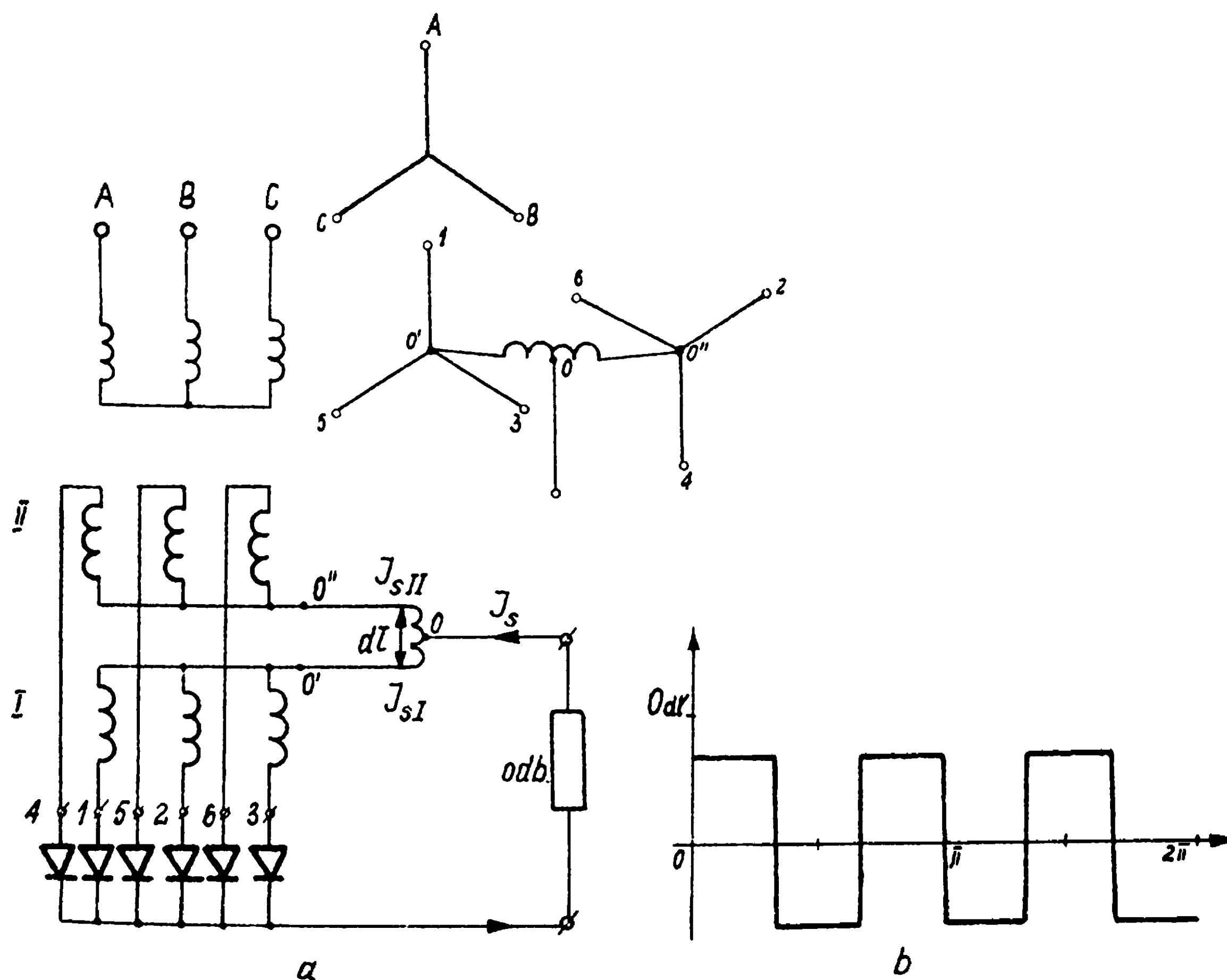
4.2.1. Analiza pracy układu

Układ przedstawiony na rys. 70a różni się od układu sześciofazowego przedstawionego na rys. 26 tym, że połączenie między składowymi gwiazdami wtórnymi dokonane jest nie bezpośrednio, lecz za pomocą dławika zwanego wyrównawczym lub kojarzącym, a punkt zerowy układu wyprowadzony jest ze środka dławika. Jednoczesna praca dwóch ramion fazowych jest możliwa tylko wtedy, gdy ich napięcia są jednakowe.

W stanie jałowym (lub praktycznie jałowym) przez dławik na rys. 70a nie przepływa prąd, można więc uznać, że dławik łączy ekwipotencjalnie punkty gwiazdowe obu gwiazd składowych i całość układu jest identyczna z połączeniem sześciofazowym z rys. 26. Napięcie wyprostowane jest w tym przypadku równe, zgodnie z wzorem 19,

$$U_{so} = 1,35 U_f.$$

Gdy rozpoczyna się obciążenie układu, począwszy od bardzo małego, kolejno komutują fazy 1 - 2 - 3 itd., aż do 6, jak w normalnym układzie sześciofazowym. Jeśli nie uwzględnimy czasu trwania komutacji, każda z tych faz pracuje w czasie $\frac{\pi}{3}$. Jednak w obwodzie komutujących faz 1 - 2, 2 - 3, 3 - 4 itd., oprócz fazowych impedancji zwarcia występuje jeszcze dławik wyrównawczy, którego indukcyjność jest wielokrotnie większa od zwarciowej $L_{d\tau} \gg L_r$. Jak już wspomniano i pokazano



Rys. 70. Układ podwójnie trójfazowy o dławiku wyrównawczym L r
 a - schemat i wykres wskazowy; oznaczenia, b - amperozwoje działające na dławik wyrównawczy przy przyjęciu komutacji natychmiastowej

na rys. 70a punkt zerowy układu znajduje się w połowie dławika to też napięcie powstające na jego lewej połówce $U_{00'}$ dodaje się do wszystkich napięć fazowych faz 1, 3, 5 a napięcie na prawej połówce $U_{00''}$ dodaje się jednocześnie do napięć fazowych faz 2, 4, 6. Oczywiście wartości chwilowe napięć obu połówek dławika są równe $u_{00'} = -u_{00''}$. Jeśli uznać, że wobec indukcyjności dławika indukcyjność rozproszenia transformatora jest pomijalna, to na dławiku w czasie komutacji odkłada się cała różnica wartości chwilowej napięć jednocześnie pracujących (czyli komutujących faz)

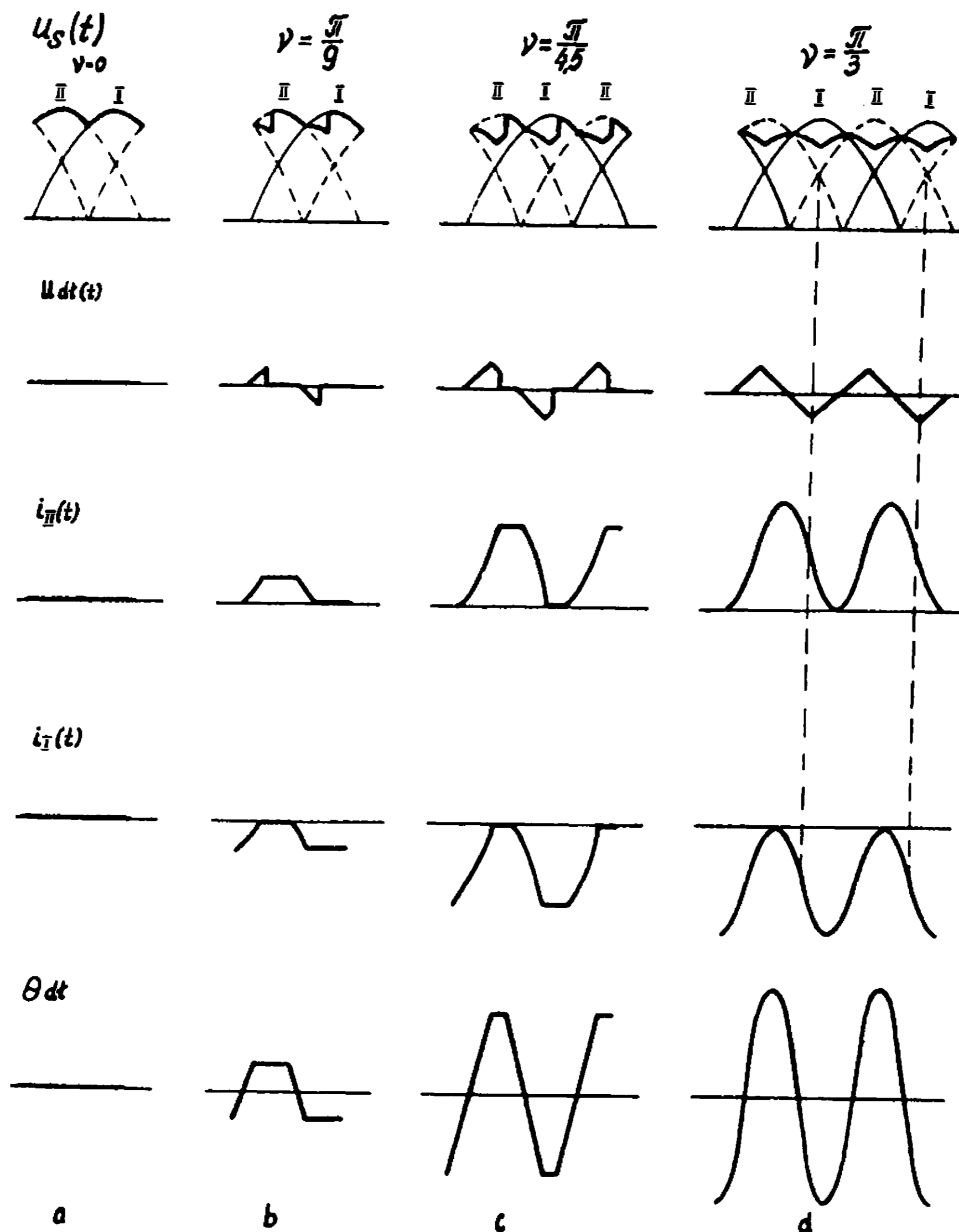
$$u_{0'0''} = u_1 - u_2,$$

a następnie

$$-u_{0'0''} = u_2 - u_3 \quad \text{itd.}$$

Już przy bardzo małym obciążeniu, rzędu $1\% I_{sn}$, wobec dużej indukcyjności dławika kąt komutacji osiąga wartość $\frac{\pi}{3}$, to znaczy, że komutacja przeciąga się na cały czas trwania prądu danej fazy, a czas przepływu prądu fazowego wydłuża się z $\frac{\pi}{3}$ do $\frac{2\pi}{3}$. Gdyby komutacja była natychmiastowa, przy przebiegu napięć jak na rys. 36 dla $\alpha = 0$ amperozwoje dławika wytwarzane przez kolejne przepływy prądu przez lewą i prawą połówkę dławika miałyby przebieg jak na rys. 70b. Podstawowa częstotliwość tego przebiegu wynosi $3f$ (dla sieci 50 Hz jest to 150 Hz). Prąd, przy którym komutacja sześciofazowa przeciąga się do $\nu_{6f} = \frac{\pi}{3}$, nazwiemy prądem krytycznym.

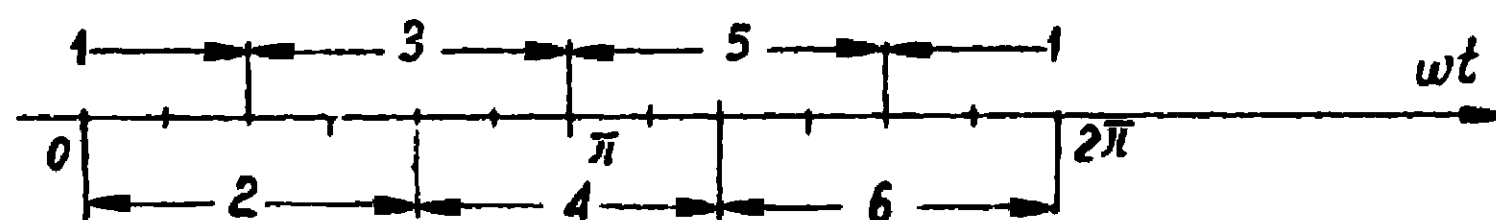
Na rysunku 71 abcd przedstawiono przebieg prądu i napięć fazowych względem indywidualnych punktów zerowych gwiazd $0'$ i $0''$ oraz napięć fazowych względem punktu 0 , przy uznaniu, że reaktancja rozproszenia transformatora jest pomijalnie mała. Napięcia fazowe względem punktu 0 są sumą właściwego napięcia fazowego i napięcia na połówce dławika $u_{00'}$ lub $u_{00''}$. Przed-



Rys. 71. Wzbudzanie dławika w granicach $0 \leq I_s \leq I_{s\text{kr}}^*$
 u_s - napięcie wyprostowane, $u_{dł}$ - napięcie na dławiku wyrównawczym, i_{II} ; i_I - prądy obu połówek dławika (oznaczenie na rys. 70a), $\theta_{dł}$ - przepływ wypadkowy dławika

stawiono je dla komutacji sześciofazowej trwającej kolejno $0, \frac{\pi}{9}, \frac{\pi}{4,5}, \frac{\pi}{3}$, a więc przy obciążeniu od 0 do $I_{s\text{kr}}$ na rys. 71.

Analiza rysunku 71 pozwala przekonać się, że w granicach obciążenia od 0 do $I_{s\text{kr}}$ napięcie U_s spada liniowo od $1,35 U_f$ (na rys. 71a*) do $1,17 U_f$ (na rys. 71d), a przy prądzie krytycznym napięcie na dławiku ma przebieg praktycznie piłokształtny o częstotliwości $3f$. Przy prądzie krytycznym zawory obu grup pracują po $\frac{2\pi}{3}$ (czyli 120°), a więc zawsze pracuje 1 zawór grupy lewej i 1 grupy prawej. Czasy pracy poszczególnych zaworów pokazano na rys. 72.



Rys. 72. Czasy pracy poszczególnych zaworów przy $I_s > I_{s\text{kr}}$ i natychmiastowej komutacji w układach trójfazowych składowych

Począwszy od prądu krytycznego do komutacji wchodzi następna kolejna faza (komutacja trójzaworowa), na przykład przy komutacji 1 - 2 zaczyna się 1 - 2 - 3. Należy jednak zwrócić uwagę na to, że w obwodzie 1 - 3 (oraz podobnie 3 - 5; 5 - 1, a także 2 - 4; 4 - 6; 6 - 2) nie występuje dławik, a tylko indukcyjność rozproszenia, którą wstępnie uznano za pomijalnie małą. Z tej przyczyny faza 1 komutuje do 3 natychmiastowo. Natychmiastowa jest również komutacja par faz podanych wyżej w nawiasie. Tak więc cały prąd obciążenia ponad krytycznego $I_s - I_{s\text{kr}}$ rozdziela się po połowie do obu gwiazd i w każdej

*Praca ma charakter sześciofazowy. Prąd odbioru wygładzony. Pokazano zjawiska przy $\nu_{6f} = 0$ (rys. a), $\frac{\pi}{9}$ (rys. b), $\frac{\pi}{4,5}$ (rys. c), $\frac{\pi}{3}$ (rys. d), gdy $\nu_{6f} = \frac{\pi}{3}$ dławik jest całkowicie wzbudzony i rozpoczyna się praca niezależna obu grup trójfazowych.

z nich komutuje natychmiastowo w punktach czasowych widocznych na rys. 72. Obie gwiazdy tworzą osobne grupy komutacyjne trójfazowe, a każda z nich obciążona jest praktycznie prądem $\frac{I_s}{2}$. Przepływy składowej stałej w obu połówkach dławika są sobie przeciwne, a więc ich działanie na rdzeń znosi się. Napięcie na zaciskach prądu stałego ma pulsowanie sześciofazowe i przebieg jak na rys. 71d.

Rozkład poszczególnych prądów, a raczej przepływów wtórnych z uwzględnieniem zwrotu działania przepływu na rdzeń transformatora, pokazano na rys. 73. Konsekwencją przepływów wtórnych jest przepływ (a więc i prąd) pierwotny pokazany również na rys. 73. Wartość skuteczna prądu w ramieniu fazowym wynosi

$$I = \frac{\frac{I_s}{2}}{\sqrt{3}} = \frac{I_s}{2\sqrt{3}}.$$

Napięcie wyprostowane przy prądzie ponadkrytycznym wynosi $U_s = 1,17 U$, a więc moc uzwojeń wtórnych

$$S_2 = 6 \frac{U_s}{1,17} \frac{I_s}{2\sqrt{3}} = \frac{2\pi}{3} P_s = 1,481 P_s,$$

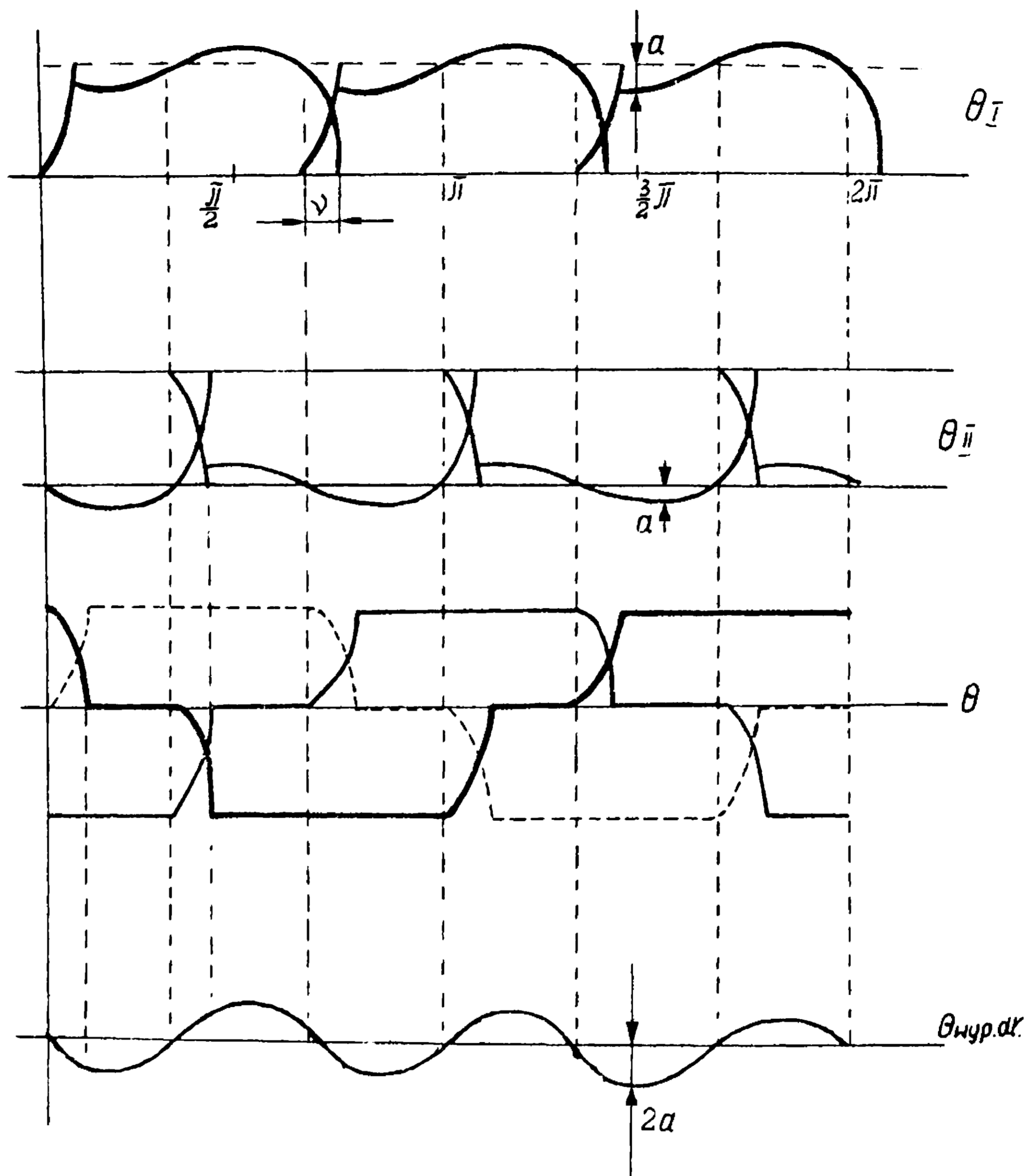
gdzie $1,17 = \sqrt{2} \frac{3}{\pi} \sin \frac{\pi}{3}$.

Moc uzwojeń pierwotnych (obliczenie będzie przeprowadzone przy $\lambda = 1$) wynika z układu trójfazowego, w którym jedna faza pierwotna równoważy dwa przeciwne, przesunięte o π , impulsy fazowe wtórne o tym samym kształcie. Prąd skuteczny pierwotny jest więc w oparciu o wzór (22) i (27) $\sqrt{2}$ razy większy od wtórnego.

$$S_1 = 3 U_{1sk} I_{1sk} = 3 \frac{U_s}{1,17} \frac{I_s}{2\sqrt{3}} \sqrt{2} = 1,047 P_s \approx 1,05 P_s.$$

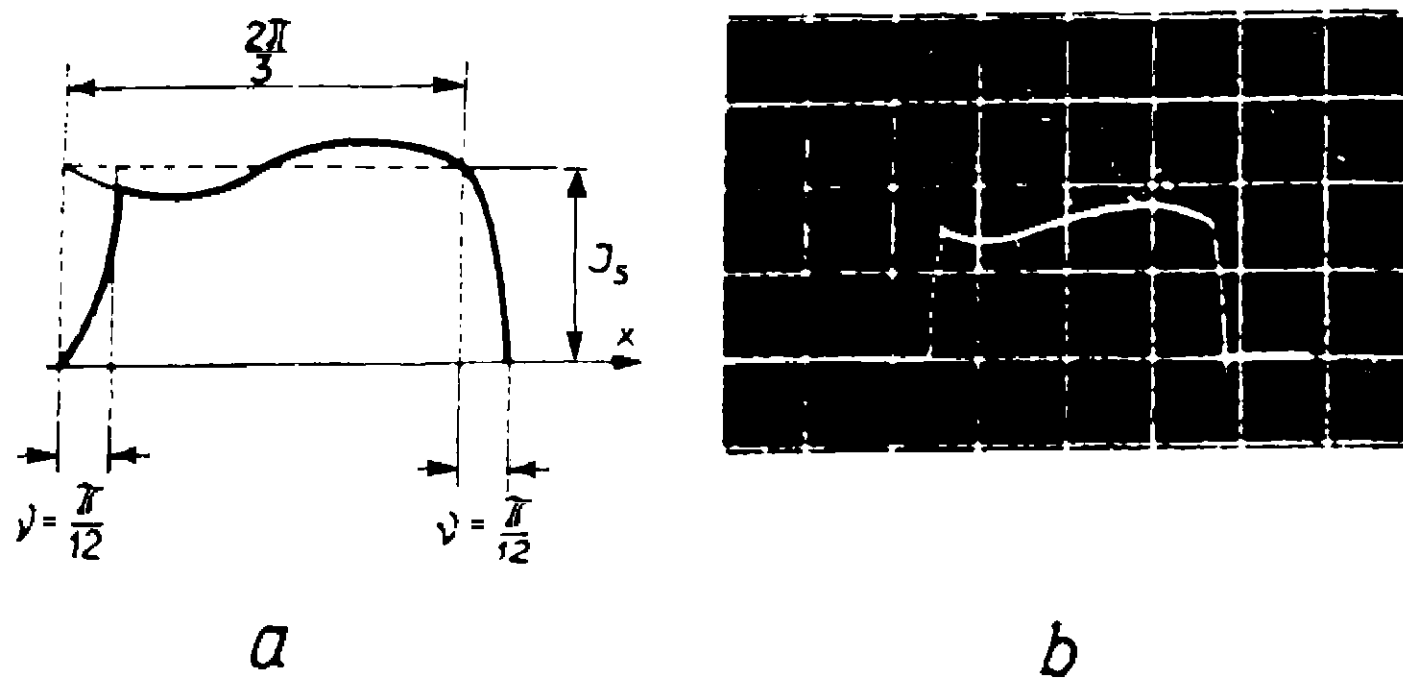
Moc typowa transformatora

$$S_{tt} = \frac{S_1 + S_2}{2} = 1,264 P_s.$$



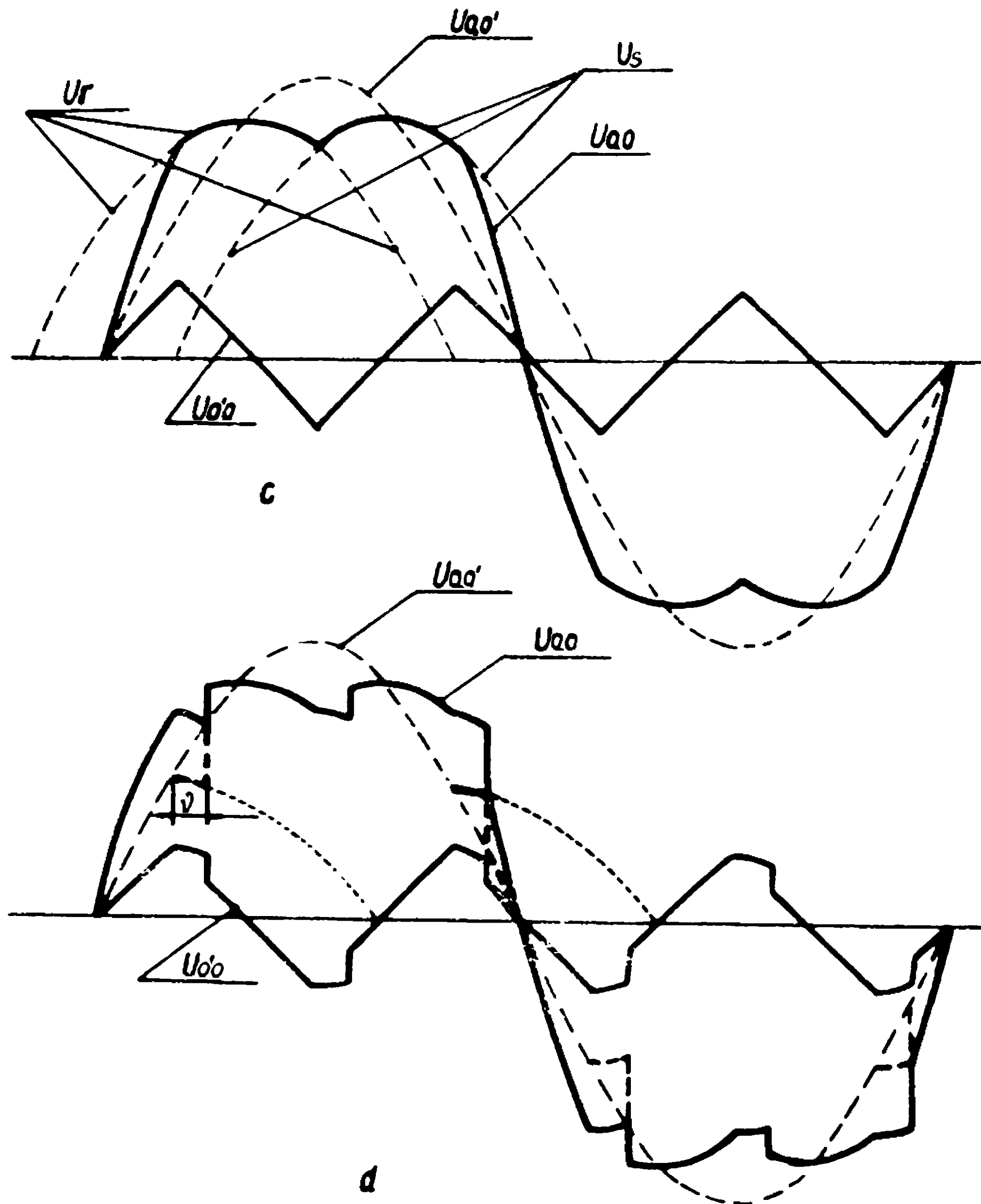
Rys. 73. Działanie amperozwojów wtórnych z uwzględnieniem ich zwrotu oraz równoważące amperozwoje pierwotne układu z rys. 70a, przy komutacji trójfazowej w każdej grupie trwającej ν

θ_I - amperozwoje grupy I, θ_{II} - amperozwoje grupy II,
 θ - amperozwoje pierwotne, $\theta_{wyp.dł.}$ - amperozwoje wypadkowe $\theta_I + \theta_{II}$ działające na dławik wyrównawczy i wzbudzające go 3 harmoniczną



Rys. 74. Kształt prądu wtórnego z uwzględnieniem komutacji trójfazowej (ν) analogiczny do poszczególnych przepływów z rys. 73. Widać "czapeczkę" prądu krytycznego. Kształt napięcia fazowego mierzony do punktu 0 (środek dławika)

a - kształt teoretyczny prądu (przy $\nu = \frac{\pi}{12}$, czyli 15°), b - oscylogram rzeczywistego prądu (przy $\nu = \frac{\pi}{27,8}$, czyli $6,5^\circ$), c - napięcie wtórne u_{a0} , w stanie krytycznym, d - napięcie u_{a0} , przy komutacji $\nu = \frac{\pi}{12}$



Jest to najmniejsza z mocy typowych transformatorów dla układów jednokierunkowych sześciopulsowych analizowanych w poprzednich rozdziałach. Jednocześnie można zauważyć, że wartość skuteczna prądu poszczególnych zaworów jest tu $\sqrt{2}$ razy mniejsza niż w układach sześciofazowych o 1 grupie komutacyjnej, co pozwala na stosowanie zaworów o mniejszym prądzie znamionowym i na lepszą pracę zaworów (patrz rozdział 12 w II części skryptu).

W konsekwencji zarówno z punktu widzenia transformatora jak i zaworów układ o dławiku wyrównawczym można uznać za najlepszy jednokierunkowy układ sześciopulsowy, co tłumaczy jego szerokie rozpowszechnienie w praktyce.

Dotychczas przy rozważaniu układu o dławiku wyrównawczym przyjmowano, że komutacja w poszczególnych grupach komutacyjnych (trójfazowych) jest natychmiastowa. Należy obecnie uwzględnić jej skończony czas trwania. Komutacja w układzie trójfazowym została już szczegółowo przedyskutowana w rozdziale 3. Przy znamionowym obciążeniu wynosi ona przeciętnie $\frac{\pi}{9} - \frac{\pi}{6}$, czyli $20^\circ - 30^\circ$.

Rysunek 74 przedstawia falę prądu fazowego wtórnego, będącego sumą prądu krytycznego i prądu fazowego jednej grupy komutacyjnej, oraz falę napięcia wtórnego do zera dławika (stan krytyczny i obciążenie).

4.2.2. Parametry dławika wyrównawczego

Elementem który pozwala uzyskać współpracę równoległą grup komutacyjnych jest dławik, który stanowi integralną część układu. Każda połówka uzwojeń dławika musi być dostosowana do prowadzenia prądu grupy komutacyjnej (w tym przypadku $\frac{I_S}{2}$). Składowa przemienna prądu wynikająca z obecności prądu krytycznego (rys. 74) ma znikomy wpływ na wartość skuteczną

znamionowego prądu dławika, stanowi natomiast prąd magnesujący, który wzbudza rdzeń dławika i pozwala na indukowanie w dławiku napięcia wyrównawczego. Kształt napięcia wyrównawczego wynika z różnicy wartości chwilowych napięć pracujących jednocześnie faz obu grup komutacyjnych. Przeprowadzimy obliczenie przebiegu strumienia, a więc także indukcji w rdzeniu dławika w dwóch przypadkach: I - przy prądzie krytycznym, a więc w stanie zbliżonym do jałowego oraz II - przy znamionowym obciążeniu.

Przypadek I. Napięcie na całym dławiku (między punktami 0' 0" na rys. 70a) przy prądzie krytycznym jest przedstawione na rys. 71d i powtórzone na rys. 75a. Amplituda tego napięcia wynosi $\frac{U\sqrt{2}}{2}$, kształt bardzo zbliżony do piły i złożony z odcinków sinusoidy. Amplituda strumienia wyniesie po scałkowaniu sinusoidalnego odcinka napięcia od $\frac{\pi}{6}$ do 0:

$$\phi_m = \frac{U}{z_d} \frac{3,02}{f} 10^{-2} \text{ [Wb]}, \quad (87a)$$

gdzie U jest wartością skuteczną napięcia fazowego wtórnego w transformatorze

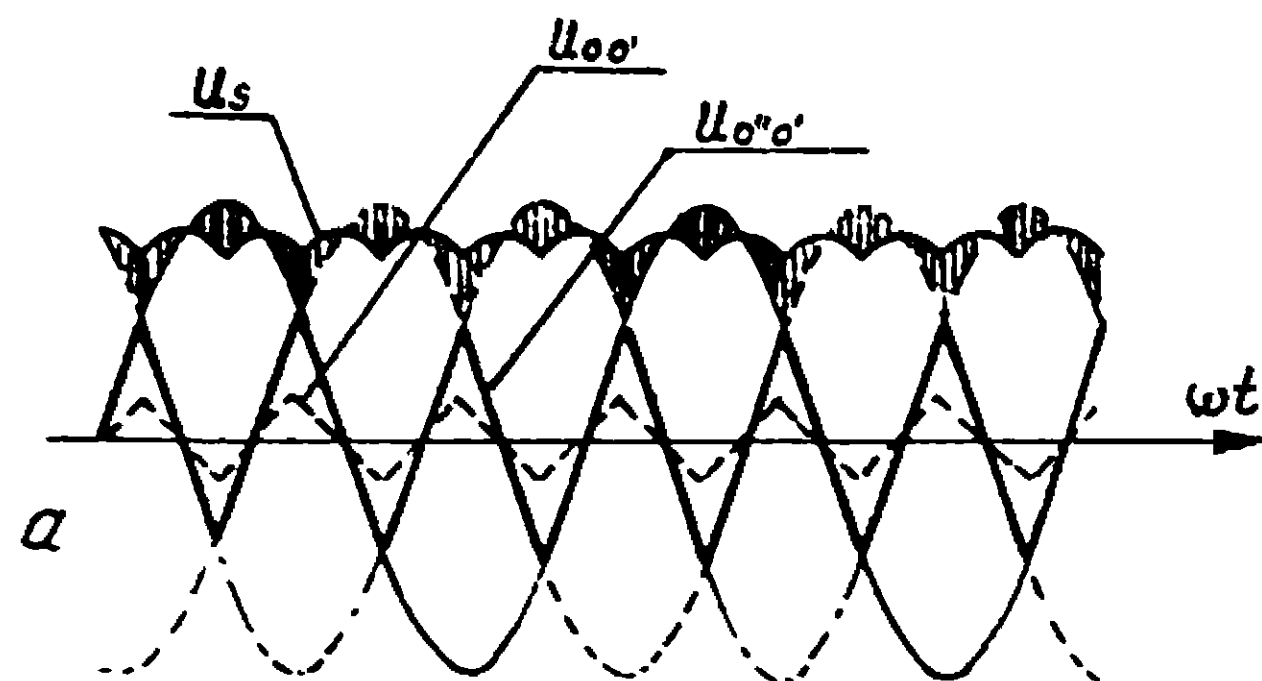
f - jest częstotliwością sieci zasilającej przekształtnik,

z_d - jest sumą liczby zwojów obu połówek dławika.

Przy $f = 50$ Hz można to zapisać:

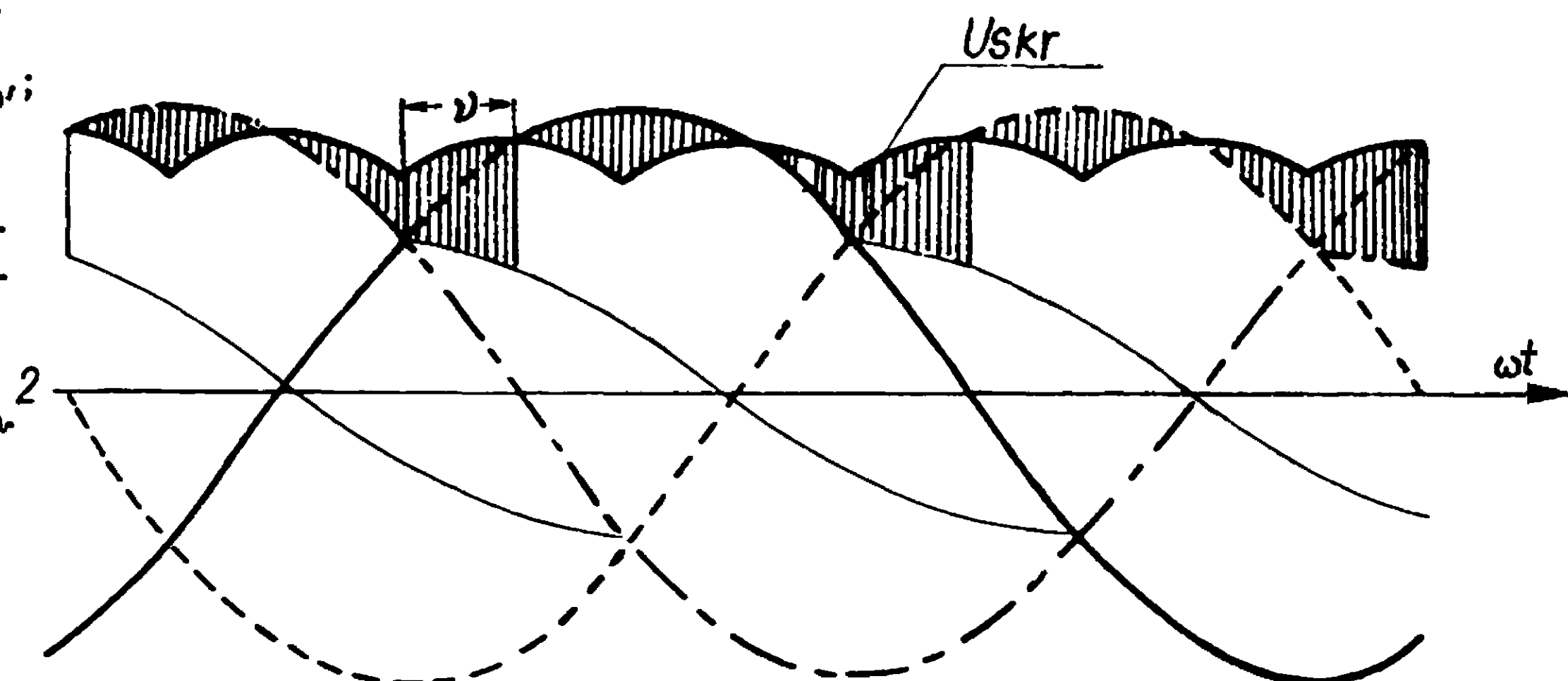
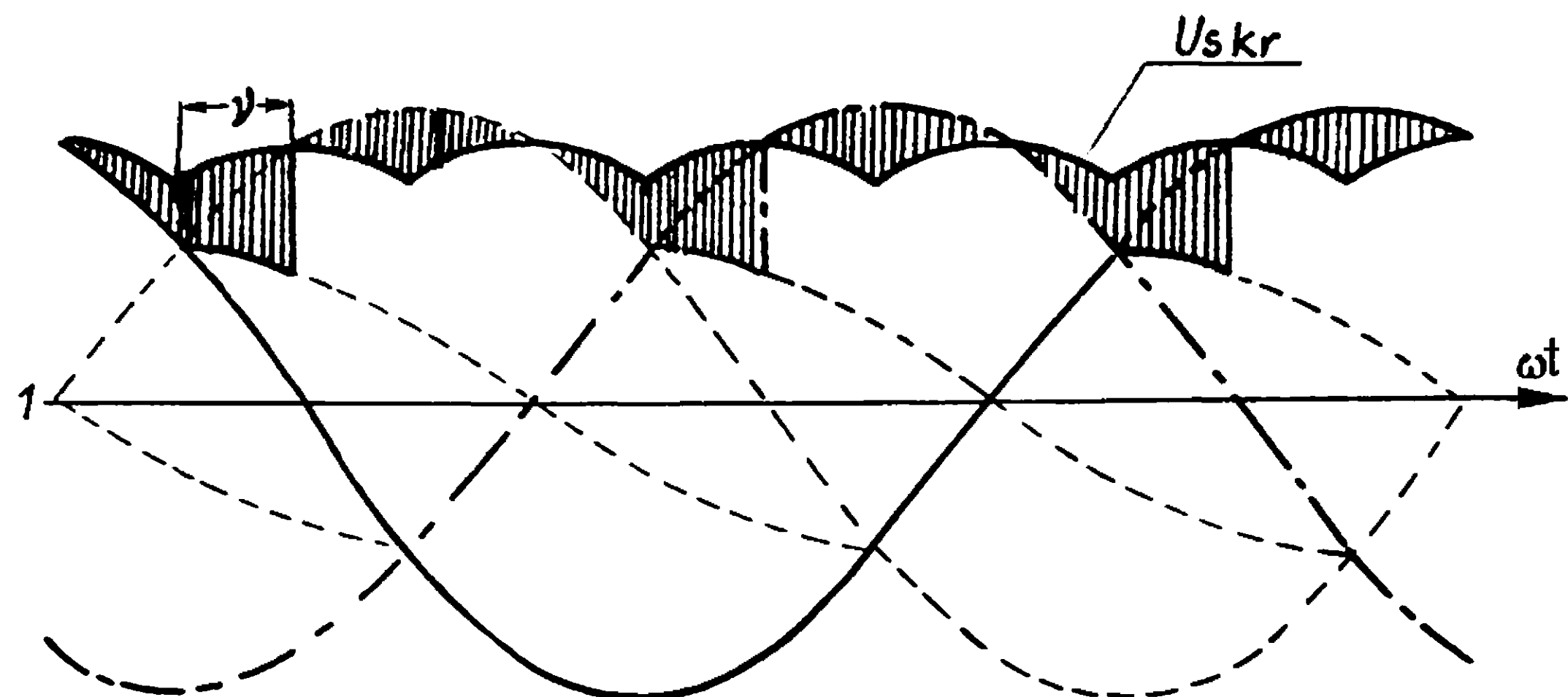
$$\phi_m = 1,66 \cdot 10^{-4} \frac{U}{z_d} \text{ [Wb]}. \quad (87b)$$

Przypadek II. Założymy największy spotykany praktycznie kąt komutacji fazowej w jednej grupie komutacyjnej $\nu = \frac{\pi}{6}$ (rys. 75b). Podwójną amplitudę strumienia można znaleźć całkując odcinek dodatni rosnący i dodatni malejący napięcia dławika pokazany na rys. 76.

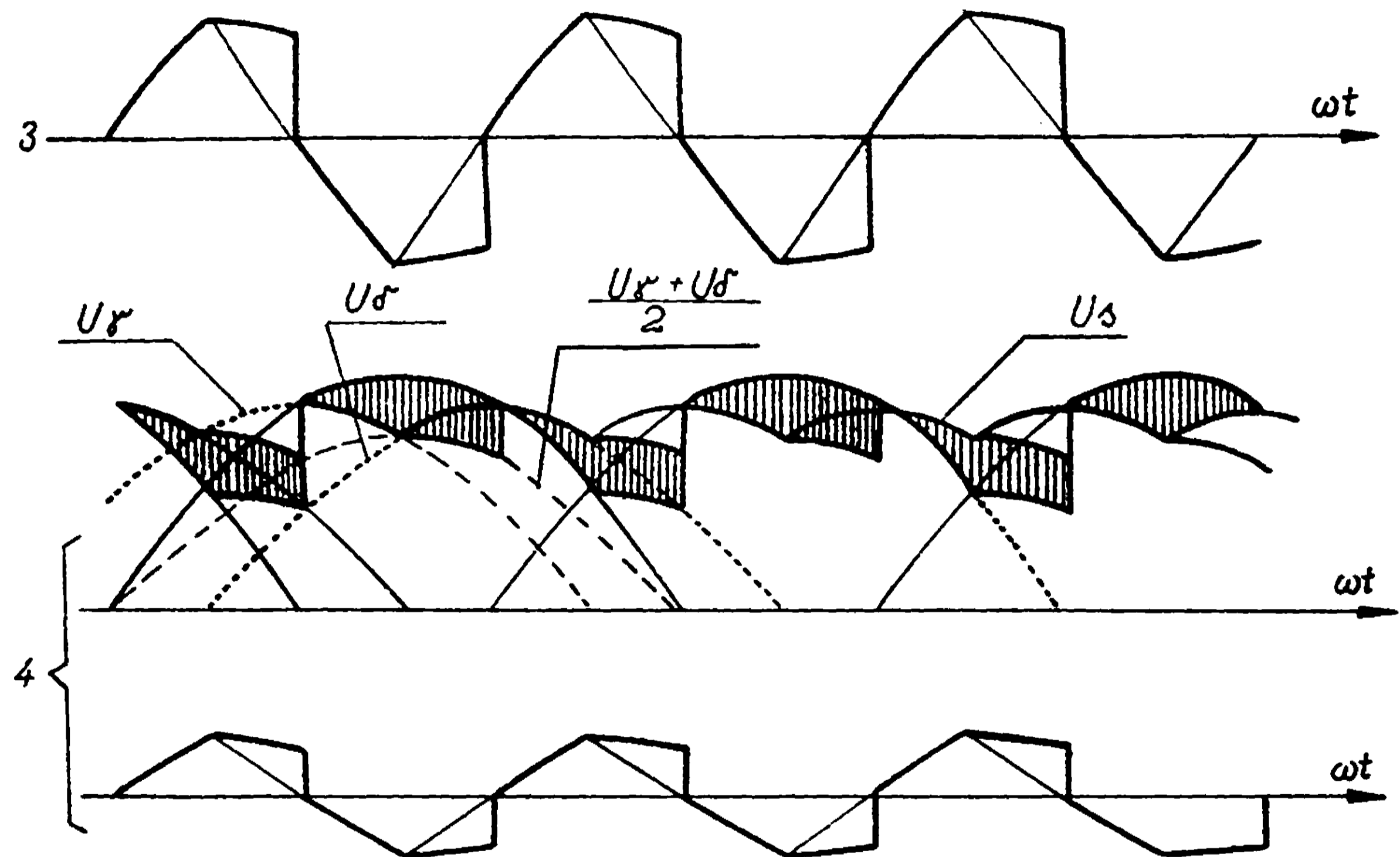


Rys. 75. Napięcie gwiazdy trójfazowej składowej (np. I), napięcie wyprostowane układu Δ $k_{\gamma\gamma}$ u_s , napięcie na dławiku $u_{0''0'}$, oraz napięcie na połówce dławika $u_{00'}$; zakreskowano odstęp między napięciem fazowym (u_a, u_b, u_c) oraz napięciem wyprostowanym układu u_s , różnica ta odkłada się właśnie na połówce dławika jako $u_{00'}$;

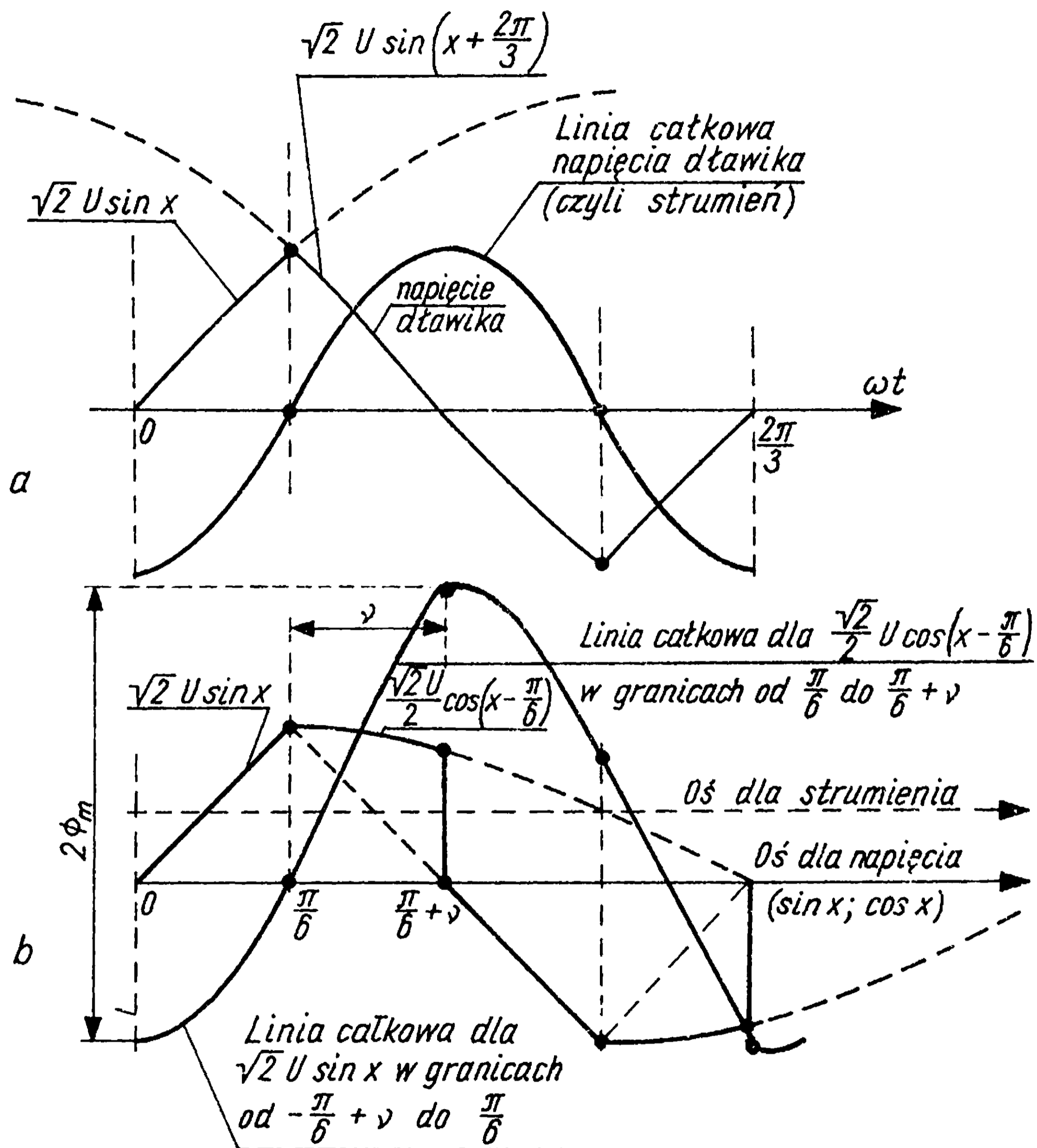
a - przypadek stanu krytycznego, b - uwzględnienie istnienia komutacji w układach składowych trójfazowych ($\varphi < \gamma$), 1 - wykresy napięć fazowych grupy I; zaznaczono kreskowaniem napięcie $u_{00'}$, występujące w stosunku do $u_{s\ kr}$ na I połówce dławika, 2 - wykresy napięć fazowych grupy II; za-



znaczono kreskowaniem napięcie $u_{00''}$ występujące w stosunku do $u_{s\text{kr}}$ na II połówce dławika, 3 - napięcie $u_{0''0'} = u_{00'} + -u_{00''}$ występujące na całym dławiku, 4 - napięcie układu trójfazowego I z uwzględnieniem komutacji trójfazowej (ν) zsumowane z pokazanym niżej napięciem na połówce dławika, dające łącznie napięcie układu u_s w warunkach komutacji. Pokazano zastępcze umyślone napięcie u_γ oraz u_δ , przedstawione na rys. 74c, jako przedłużenia wierzchołkowych fragmentów u_{s0} i ich średnią $\frac{u_\gamma + u_\delta}{2}$, która występuje jako u_s podczas komutacji trójfazowej



b



Rys. 76. Całkowanie napięcia dławika dla uzyskania kształtu przebiegu czasowego i wartości maksymalnej strumienia dławika przy pominięciu rezystancji

a - przypadek stanu krytycznego (wszystkie 4 ćwiartki są identyczne), b - przypadek obciążenia dającego $\nu = \frac{\pi}{6}$; oś dla strumienia przechodzi przez połowę długości odcinka $2\phi_m$

$$\omega z_d 2\phi_m = \sqrt{2} U \int_0^{\frac{\pi}{6}} \sin x \, dx + \frac{\sqrt{2} U}{2} \int_0^{\frac{\pi}{6}} \cos x \, dx,$$

$$\phi_m = \frac{0,272}{\omega z_d} U$$

albo

$$\phi_m = \frac{U}{z_d} \frac{4,32}{f} 10^{-2} \text{ [Wb] }, \quad (88)$$

a więc przy obciążeniu, przy którym $\nu = \frac{\pi}{6}$ występuje wzrost wartości maksymalnej strumienia o 44% w porównaniu ze stanem krytycznym. Z tej przyczyny, licząc dławik dla stanu krytycznego, nie należy stosować indukcji wyższej niż 0,8–1,0 T. Trzeba bowiem również pamiętać, że podstawowa częstotliwość zmian strumienia w dławiku wynosi $3f$, a więc stratność blach jest w tych warunkach znacznie większa; przy najcięższej pracy dławika (obciążenie znamionowe) indukcja nie powinna przekraczać ok. 1,3 T. W rdzeniu dławika kojarzącego przy wzroście obciążenia układu (wzrost kąta komutacji w grupie) indukcja rośnie. Z punktu widzenia cieplnego należy rdzeń dławika liczyć dla obciążenia znamionowego.

Biorąc te zastrzeżenia pod uwagę, rdzeń dławika projektuje się umownie dla warunków krytycznych, a uzwojenie dla $\frac{I_{sn}}{2}$. Moc elektryczna dławika wynosi (licząc napięcie w stanie krytycznym)

$$S_{dł} = U_{dł} \frac{I_{sn}}{2}.$$

Wartość skuteczna napięcia pokazanego na rys. 75a wynosi

$$U_{sk} = \sqrt{\frac{(\sqrt{2} U)^2}{\frac{\pi}{6}} \int_0^{\frac{\pi}{6}} \sin^2 x \, dx} = 0,416 U. \quad (89)$$

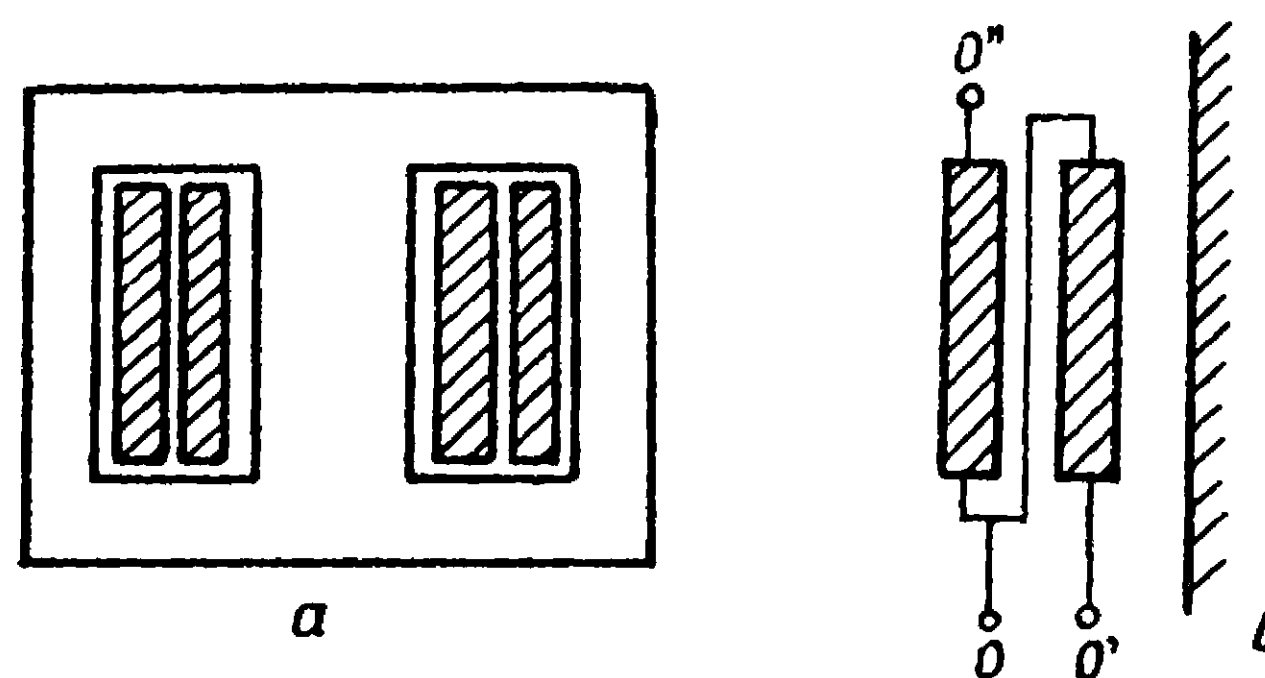
Ponieważ $U'_{so} = 1,17 U$, a więc moc elektryczna dławika wynosi

$$S_{dł} = 0,416 \frac{U'_{so}}{1,17} \frac{I_{sn}}{2} = P_{sn} 0,178. \quad (90)$$

Sprowadzenie mocy dławika gabarytowo do mocy transformatora dwuuzwojeniowego wymaga podzielenia mocy wszystkich uzwojeń umieszczonych na jego rdzeniu przez 2 (patrz [3]); jednocześnie analogiczne sprowadzenie do częstotliwości sieciowej wymaga podzielenia przez stosunek częstotliwości i pomnożenie przez iloraz zastosowanych indukcji; moc dławika sprowadzona do mocy typowej transformatora 50 Hz wynosi w konsekwencji:

$$S_{dłt} = S_{dł} \frac{1}{2} \frac{f}{3f} \frac{B_{tr}}{B_{dł}} = 0,178 P_{sn} \frac{1}{2} \frac{1}{3} \frac{1,6}{0,9} = 0,053 P_{sn}. \quad (91)$$

Tak więc do transformatora głównego o mocy typowej $1,264 P_{sn}$ musi być dodany dławik gabarytowo odpowiadający transformatorowi o mocy $0,053 P_{sn}$ (czyli 4,2% mocy transformatora głównego S_{tt}) co stwarza pełną opłacalność tego układu w porównaniu z innymi układami o liczbie pulsów 6. Mając powyższe dane można obliczyć dławik podobnie jak oblicza się transformator dwuuzwojeniowy jednofazowy z rdzeniem płaszczyzowym (rys. 77).



Rys. 77. Dławik wyrównawczy budowy płaszczyzowej

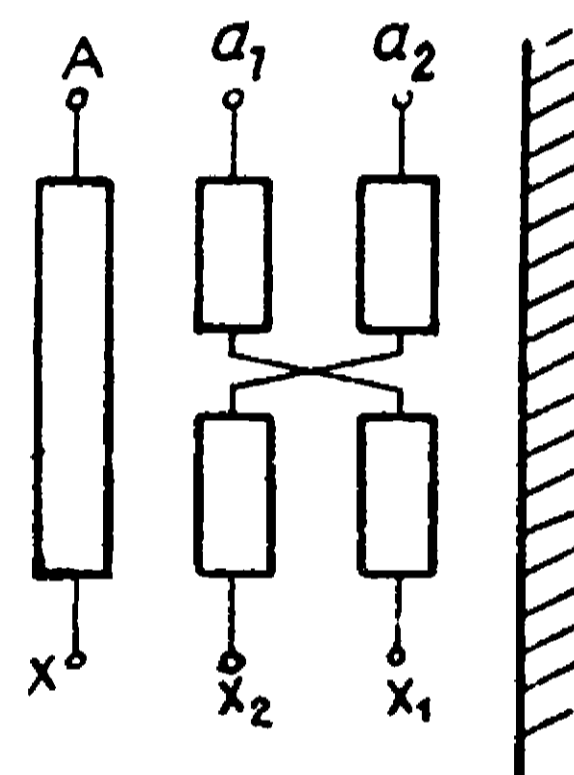
a - szkic rozwiązania konstrukcyjnego, b - schemat łączenia i oznaczanie końcówek

4.2.3. Charakterystyka zewnętrzna układu o dławiku wyrównawczym

Dla uzyskania rozptywu prądu obciążenia I_s po połowie (po $\frac{I_s}{2}$) do obu grup komutacyjnych ich trójfazowe charakterystyki zewnętrzne powinny mieć to samo nachylenie, a więc impedancje zwarciove obu grup względem uzwojenia pierwotnego muszą być jednakowe. Najłatwiej można to uzyskać dzieląc uzwojenia na połówki i krzyżując je ze sobą (rys. 78).

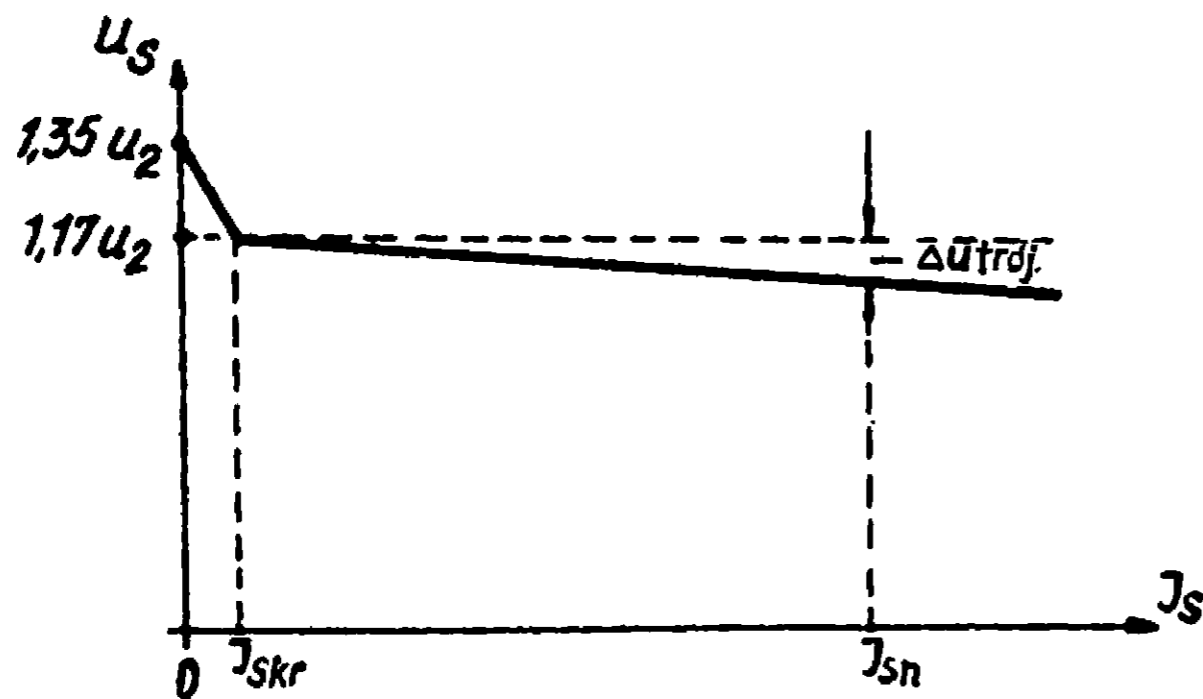
Nachylenie charakterystyki sześciofazowej jest odcinkiem linii prostej w zakresie prądu od 0 do I_{kr} . Występuje przy tym 15% spadek napięcia, Przebieg charakterystyki przy $I_s > I_{kr}$ wynikający z układu trójfazowego został już starannie przedyskutowany i w zakresie $\nu_3 \text{ faz} < \frac{\pi}{3}$ jest również odcinkiem linii prostej (rys. 79). Dla obliczenia spadku napięcia wynikającego ze strat oporowych należy uwzględnić także straty w dławiku wyrównawczym. Dalszy przebieg charakterystyki jest identyczny jak w układzie mostkowym (rozd. 5.3.1).

Ciekawym przypadkiem jest zastosowanie diod sterowanych w układzie o dławiku wyrównawczym. Kąt opóźnienia wyzwolenia diod sterowanych w układzie $\lambda \lambda \pi Y$ może być oznaczany identycznie jak dla przypadku układu sześciofazowego zwykłego ($\triangleright *$). Ten sposób oznaczania ułatwia rozważanie zjawisk przy prądach niższych od krytycznego, W literaturze [6] spotyka się raczej oznaczanie kąta α od chwili zrównania się napięć trójfazowych, a więc od momentu komutacji swobodnej w układzie składowym (trójfazowym). Ten sposób zostanie również przyjęty w niniejszym



Rys. 78. Rozkład przestrzenny uzwojeń dla układu $\lambda Y \lambda$ zapewniający symetrię impedancji obu uzwojeń wtórnych

skrypcie. Dla $0 < \alpha < \frac{\pi}{6}$ nie może tu jednak występować praca całego układu przy prądzie mniejszym od krytycznego. Działa



Rys. 79. Nachylenie charakterystyki zewnętrznej układu o dławikach wyrównawczych. Widać odcinek pierwszy w granicach prądu krytycznego oraz odcinek drugi, wynikający z charakterystyk trójfazowych układów składowych. Odcinek drugi należy porównywać z I częścią charakterystyki zewnętrznej trójfazowej (linia 1 na rys. 62)

wtedy praktycznie tylko jeden układ składowy. Aby działała całość, trzeba włączyć nagle obciążenie większe od krytycznego. Całą charakterystykę od prądu $I_s = 0$ można uzyskać dopiero począwszy od $\alpha = \frac{\pi}{6}$. Przebiegi zostaną rozważone przykładowo dla czterech przypadków kąta opóźnienia komutacji $\alpha = 0$ oraz $\alpha = \frac{\pi}{6}$, $\alpha = \frac{\pi}{3}$ i $\alpha = \frac{\pi}{2}$. Pokazano je na rys. 80 dla przypadku wygładzonego odbioru.

dla $\alpha = 0$: U_{so} (działa 1 układ trójfazowy, $1,17U$),

$$U_{skr} = 1,17U,$$

$$\begin{aligned} \text{dla } \alpha = \frac{\pi}{6}: & \quad U_{so} = 1,35U, \\ & \quad U_{skr} = 1,015U, \\ \text{dla } \alpha = \frac{\pi}{3}: & \quad U_{so} = 1,17U, \\ & \quad U_{skr} = 0,585U, \\ \text{dla } \alpha = \frac{\pi}{2}: & \quad U_{so} = 0,675U, \\ & \quad U_{skr} = 0. \end{aligned}$$

Można to zapisać ogólnie

$$U_{so\alpha} = U_{so} \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right) \quad (92)$$

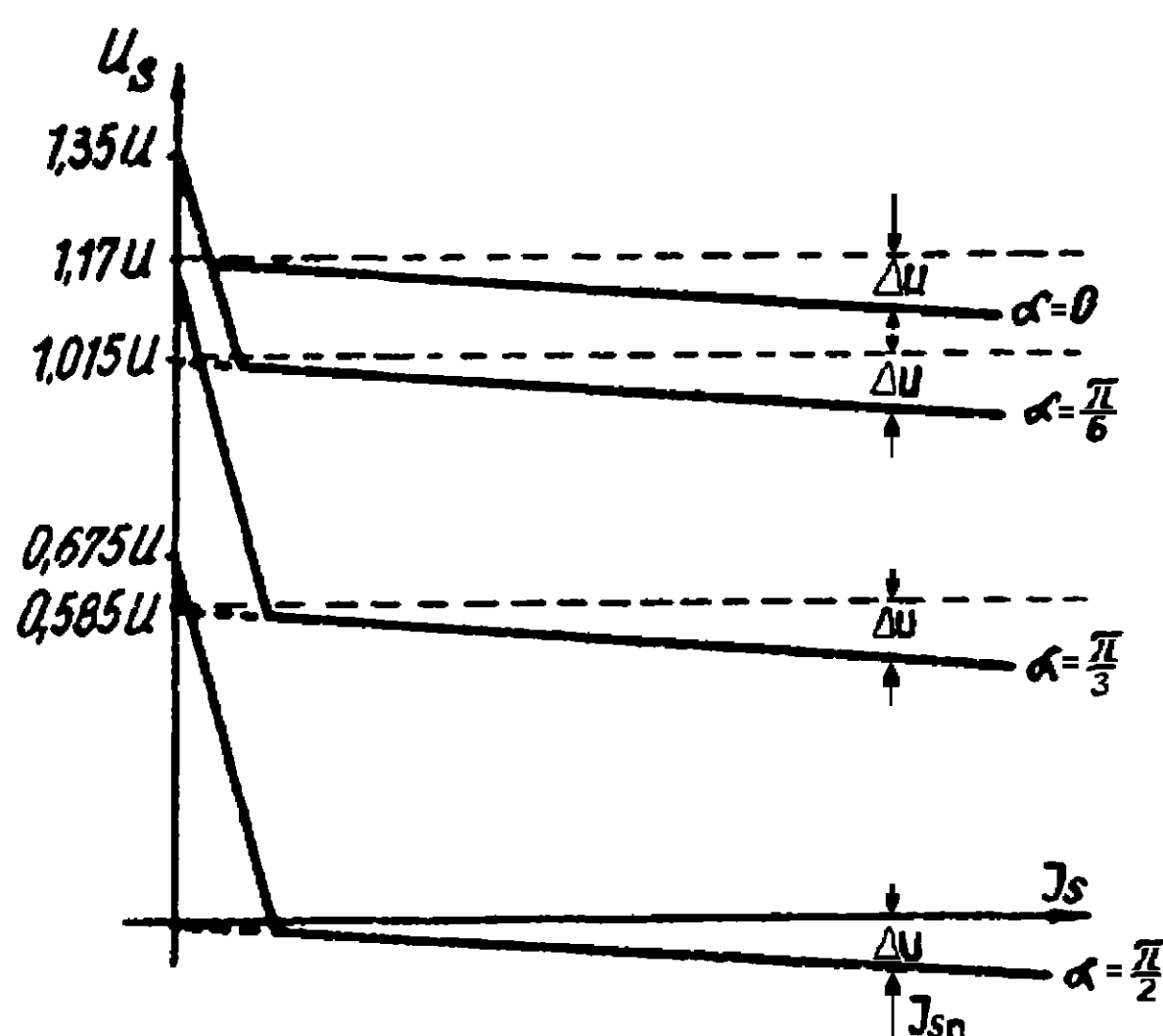
ważne dla $\alpha \geq \frac{\pi}{6}$,

$$U_{skr\alpha} = U_{skr} \cos \alpha \quad (93)$$

ważne począwszy od $\alpha = 0$.

Nachylenie charakterystyki "trójfazowej" (czyli dla prądu $I_s > I_{s\text{kr}}$) jest przy sterowaniu takie samo jak nachylenie dla układu niesterowanego, co wynika z jednakowości pola komutacji (p. 3.3). Dalsze odcinki charakterystyki jak w mostku sterowanym (p. 5.3.2).

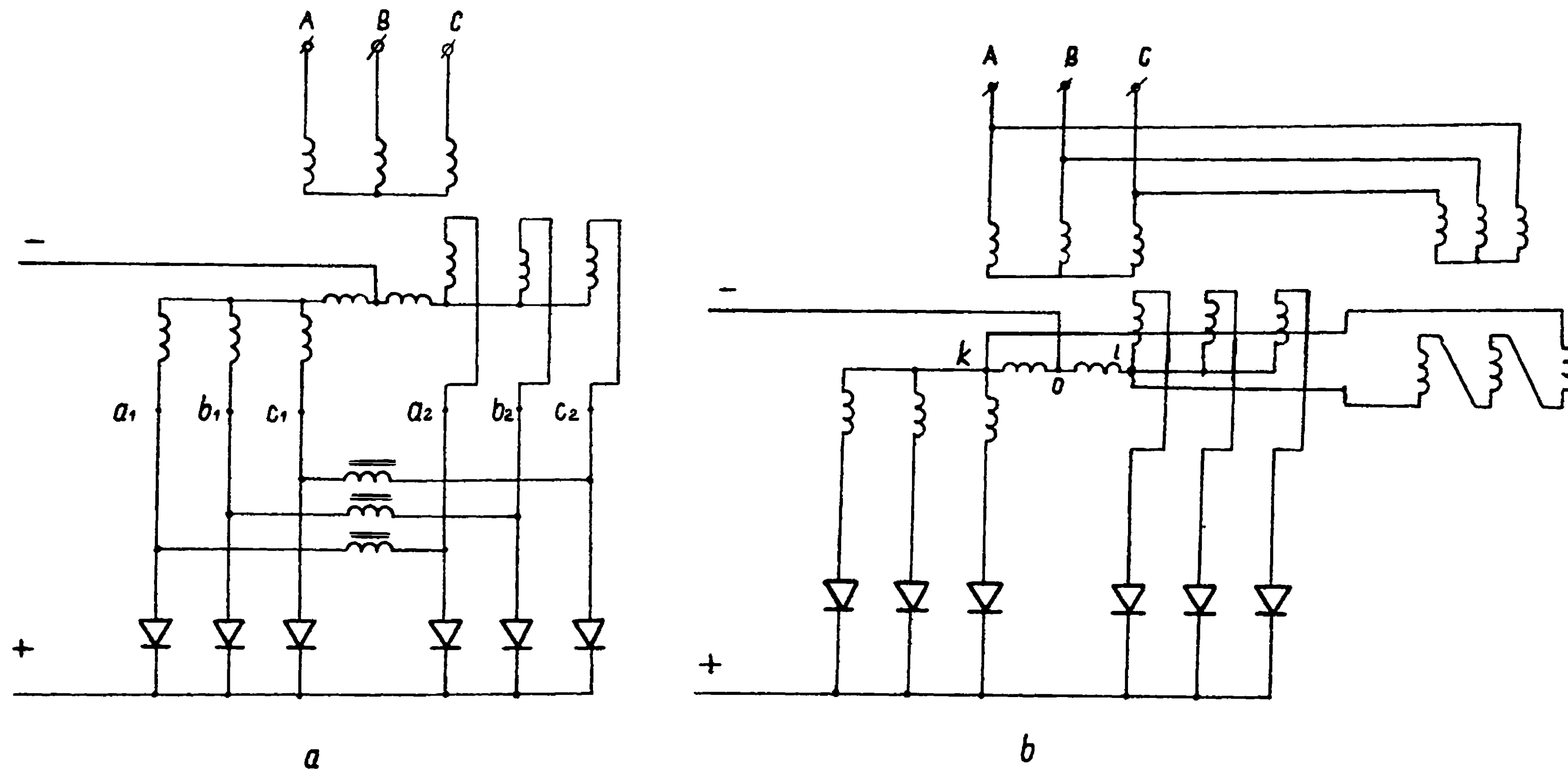
Rys. 80. Charakterystyki zewnętrzne układu $\Delta Y-\Delta$ sterowanego przy różnych kątach α i wygładzonym prądzie I_s . Dla $\alpha = 0$ charakterystyka zaczyna się od punktu krytycznego. Dla $\alpha = \frac{\pi}{2}$ napięcie ekstrapolowane jest równe zero. Charakterystyka układu niesterowanego (rys. 79) pokrywa się z charakterystyką $\alpha = 0$, ma jednak odcinek dla prądu $I_s < I_{s\text{kr}}$, sięgający do $1,35U$. Na wykresach pokazano tylko I zakres charakterystyki przy wzbudzonym dławiku, podobnie jak na rys. 79



Prąd krytyczny przy układzie sterowanym jest oczywiście większy, większy musi być także rdzeń dławika, gdyż zarówno napięcie jak i indukcja dławika w stanie krytycznym w porównaniu z układem nie sterowanym są znacznie większe. Dla $\alpha = \frac{\pi}{2}$ strumień i indukcja w dławiku jest około 4-krotnie większa niż w układzie nie sterowanym. Analiza zjawisk przy $\alpha > \frac{\pi}{2}$ będzie przeprowadzona w punkcie 6.

4.2.4. Wstępne wzbudzenie dławika

Omówiony w punkcie 4.2.3. wstępny skok napięcia przy zmianie wartości prądu od 0 do $I_{s\text{kr}}$ w układzie nie sterowanym wy-



Rys. 81. Sposoby wstępnego wzbudzenia dławika wyrównawczego

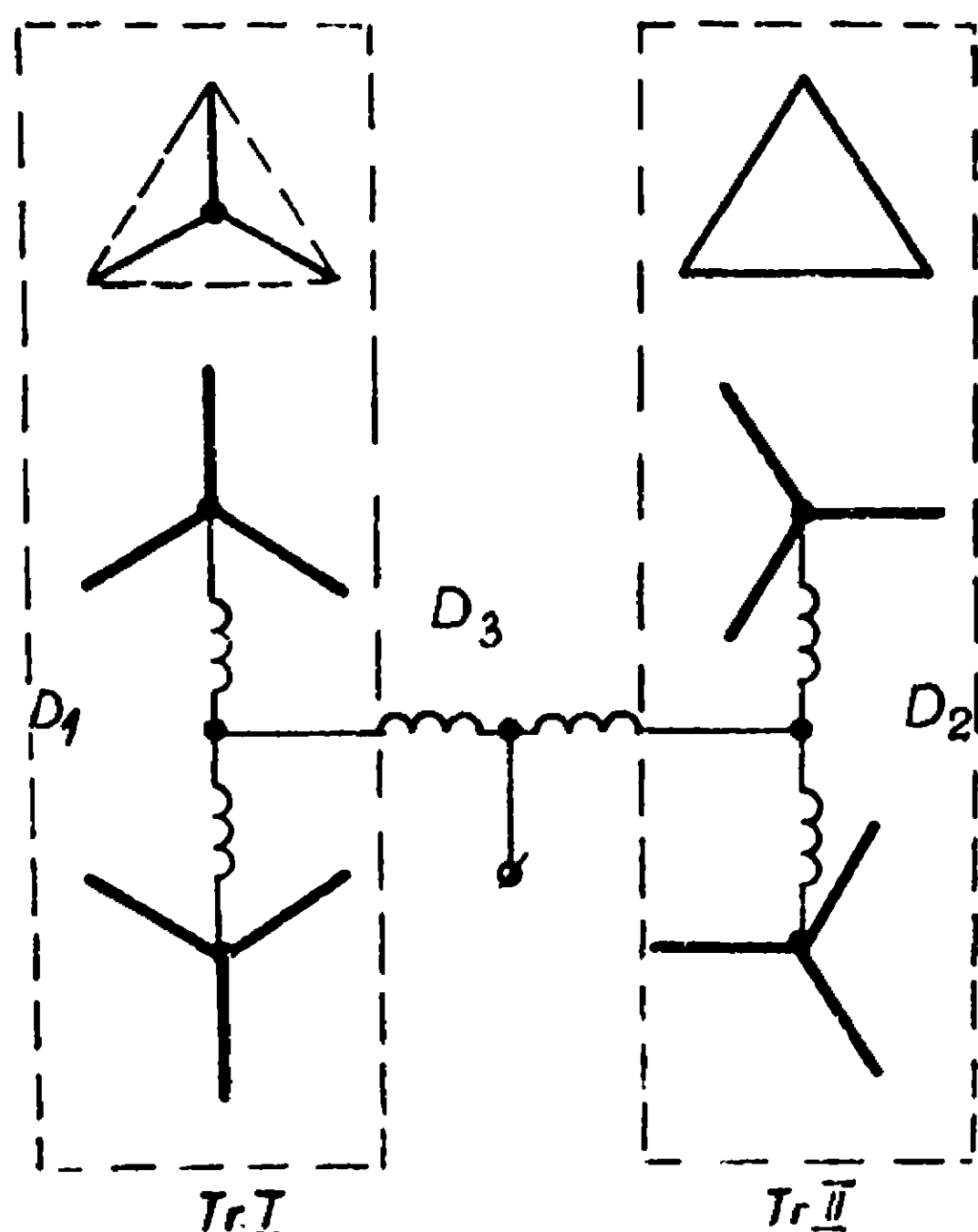
a - zespół 3 dławików jednofazowych włączonych do strony wtórnej, b - zespół 3 transformatorów jednofazowych wzbudzanych od strony uzwojenia połączonego w gwiazdę bez przewodu zerowego. Przyłączenie zacisków otwartego trójkąta do zacisków dławika musi mieć właściwy zwrot. Pomyłka powoduje wzbudzenie odwrotne i utrudnia pracę

nosi aż 15%. Jest to często niekorzystne, może powodować wzrost prędkości jałowej silnika napędzanego takim układem lub przepalanie się drobnych odbiorników dających obciążenie układu niższe od krytycznego. Aby uniknąć takiego stanu trzeba albo gwarantować utrzymanie obciążenia powyżej krytycznego, albo wstępnie wzbudzać dławik wyrównawczy. Wzbudzanie dławika wyrównawczego stosuje się tylko w układach nie sterowanych, gdyż w układach sterowanych automatyka urządzenia sterującego może zapewnić stabilność napięcia niezależnie od obciążenia. W praktyce stosuje się dwie metody wstępnego wzbudzenia dławika. Przedstawiono je na rys. 81. Rysunek 81a przedstawia włączenie 3 dławików z żelazem między zaciski przeciwnych faz tej samej kolumny. Wszystkie harmoniczne niepodzielne przez 3 zerują się w punktach zerowych poszczególnych gwiazd, natomiast podzielne przez 3 jako jednakofazowe muszą przepływać przez dławik i magnesują go potrójną częstotliwością już przy $I_s = 0$. Prąd krytyczny musi w tym przypadku wyrównywać tylko niewłaściwą wartość lub kształt prądu wzbudzającego wstępnie dławik. Na rysunku 81b widać zastosowanie trzech silnie nasyconych transformatorów jednofazowych tworzących układ trójfazowy. Harmoniczne prądu rzędu podzielnego przez 3 płyną w nim poprzez wtórny trójkąt, którego obwód zamyka się przez dławik. Początkowy skok napięcia można opisanym sposobem ograniczyć z 15% do 1,5%, co jest już wartością nie stwarzającą kłopotów.

4.3. Układ czterech gwiazd trójfazowych o dławikach wyrównawczych

Układ przedstawiony na rys. 82 jest zasilany z dwóch osobnych transformatorów. Napięcia wtórne tych transformatorów są przesunięte o 1 godzinę, np. Dy 11y5 oraz Yy0y6. Każdy z nich

tworzy układ o dwóch grupach komutacyjnych z dławikiem wyrównawczym (D_1 oraz D_2), omówiony w rozdziale 4.2. Dwie pary



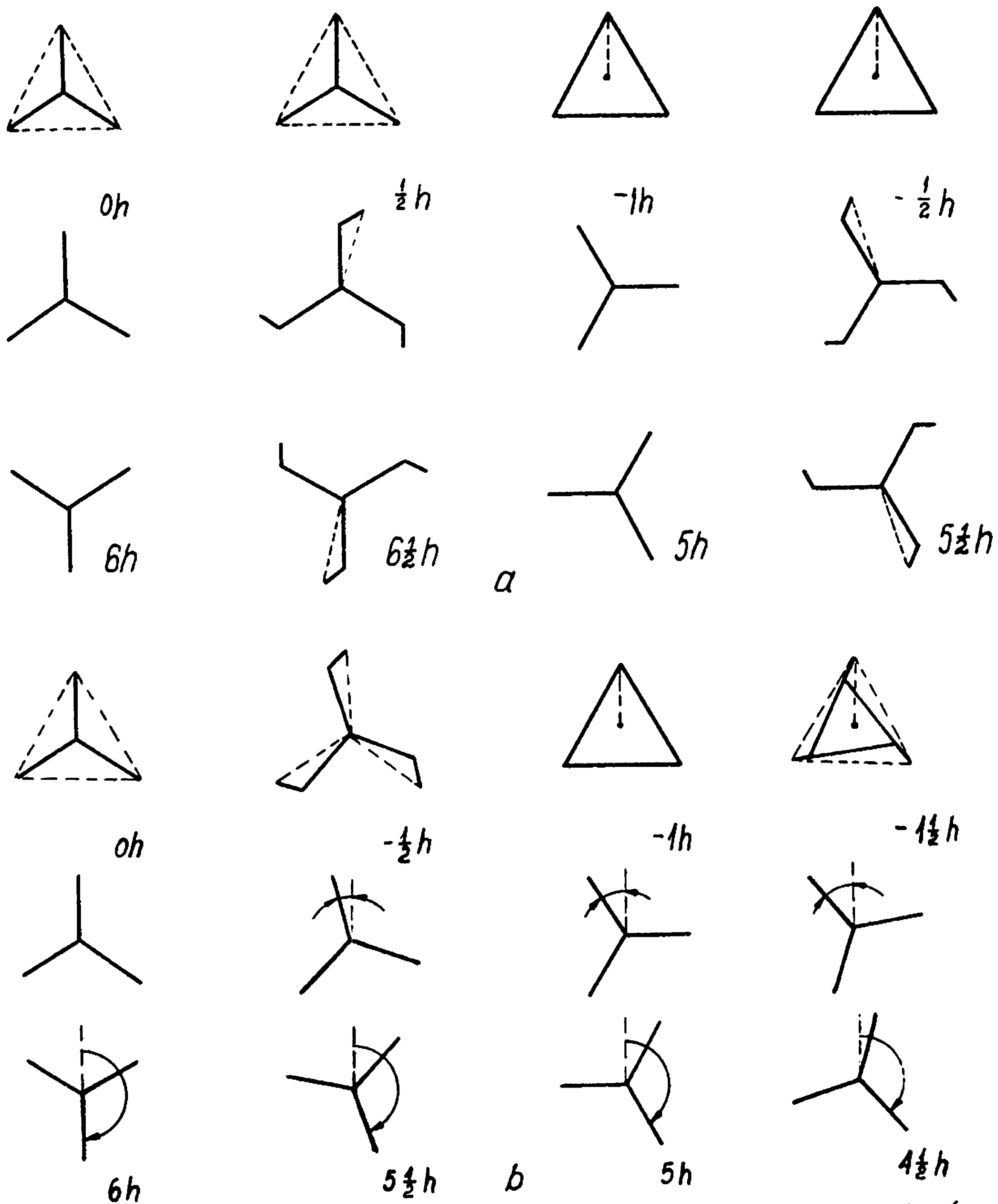
Rys. 82. Układ z 4 grupami komutacyjnymi złożony z dwóch transformatorów (Tr I i Tr II) z trzema dławikami kojarzającymi; układ jako całość daje 12 pulsów

grup połączone są dławikiem D_3 , który pracuje na częstotliwości $6f$ i wyrównuje wartości chwilowe napięć obu układów składowych. Daje to pulsowanie wypadkowe 12-pulsowe, a prąd obciążenia dzieli się na 4 grupy komutacyjne, czyli każda gwiazda prowadzi prąd $\frac{I_S}{4}$. Napięcie wyprostowane krytyczne odpowiada układowi trójfazowemu ($1,17U$). Dławika D_3 czasem nie stosuje się, a jego rolę spełniają indukcyjności rozproszeniowe między połówkami uzwojeń dławików D_1 oraz D_2 . Układ ten jest kłopotliwy, gdyż zarówno przekładnie obu transformatorów składowych jak i ich impedan-

cje rozproszeniowe powinny być takie same. Wypadkowy prąd zasilający strony pierwotne układu ma zawartość harmoniczną odpowiadającą układowi dwunastofazowemu.

4.4. Uzyskiwanie dużej liczby m_2 przy użyciu kilku transformatorów

Omówiony w punkcie 4.3 układ wymagał dwóch transformatorów i dawał 4 grupy komutacyjne. Liczbę grup można powiększyć, konieczne jest jednak wzajemne przesuwanie gwiazd wskazowo o kąt mniejszy od $\frac{\pi}{6}$. Uzyskuje się to przez stosowanie



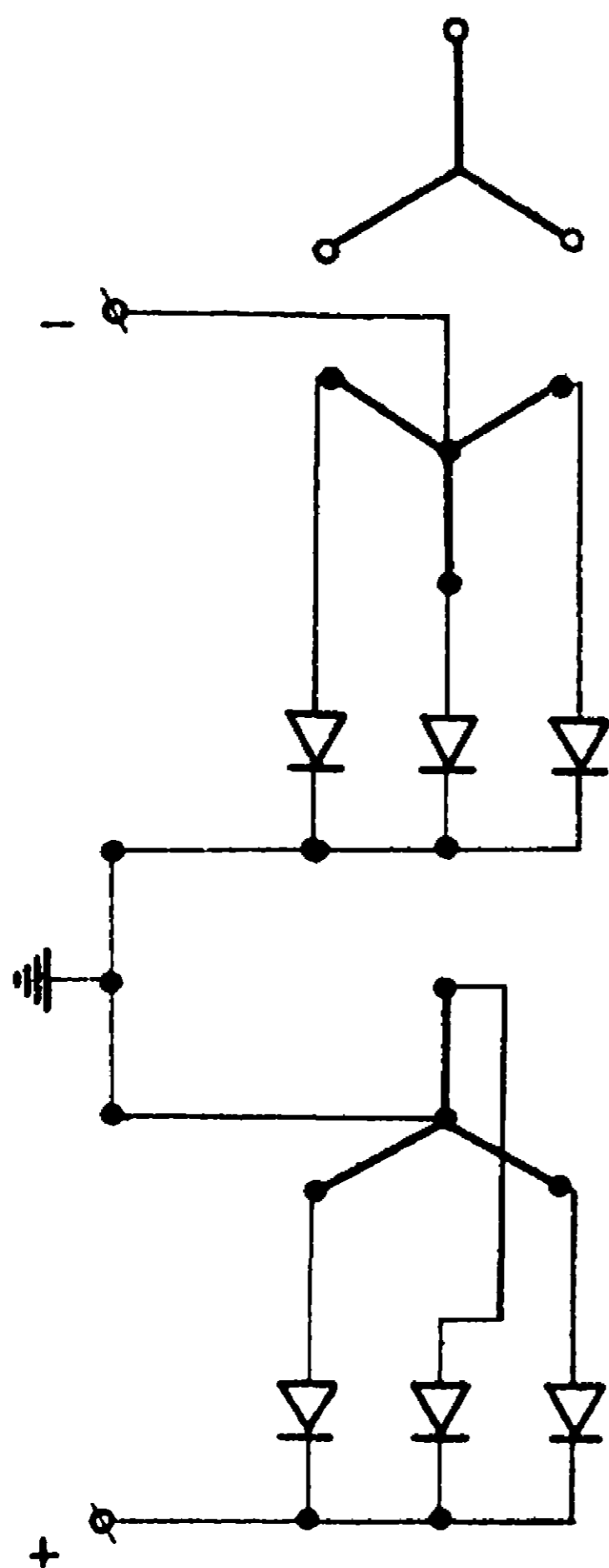
Rys. 83. Uzyskiwanie 24 pulsów za pomocą 4 transformatorów trójzwojowych dających 8 grup komutacyjnych trójfazowych

a - zastosowanie częściowych zygzaków tylko po stronie wtórnej, b - zastosowanie częściowego zygzaka i wydłużonego trójkąta po stronie pierwotnej, a po stronie wtórnej tylko jednokrotnych gwiazd

częściowego zygzaka lub wydłużonego trójkąta po stronie pierwotnej albo częściowych zygzaków po stronie wtórnej. Rysunek 83 pokazuje obydwa omówione przypadki dające w układzie wypadkowym pulsowanie dwudziestoczerofazowe. W przypadku układów wielkoprądowych na niskie napięcie stosuje się połączenie z rys. 83b, przy czym często rolę dławika wyrównawczego odgrywa indukcyjność szyn łączących poszczególne układy.

4.5. Układy z większą od jedności liczbą szeregowych grup komutacyjnych

W przypadku konieczności uzyskania wysokich napięć wyprostowanych stosuje się łączenie szeregowe zaworów. Aby przy



tej okazji móc uzyskać efekt dużej wartości m_2 można łączyć poszczególne grupy komutacyjne szeregowo, jak to pokazano na rys. 84 w przypadku dwóch grup komutacyjnych. Nie ma tu potrzeby ani możliwości stosowania dławików wyrównawczych, należy jedynie rozważyć prawidłowo zagadnienia izolacyjne. Na rysunku 84 pokazano przykładowo uziemienie środkowego punktu układu, który daje wypadkowe pulsowanie między + a - sześciofazowe. W analogiczny sposób uzyskuje się układy o większej liczbie faz, łącząc szeregowo na przykład 8 grup komutacyjnych z rys. 83.

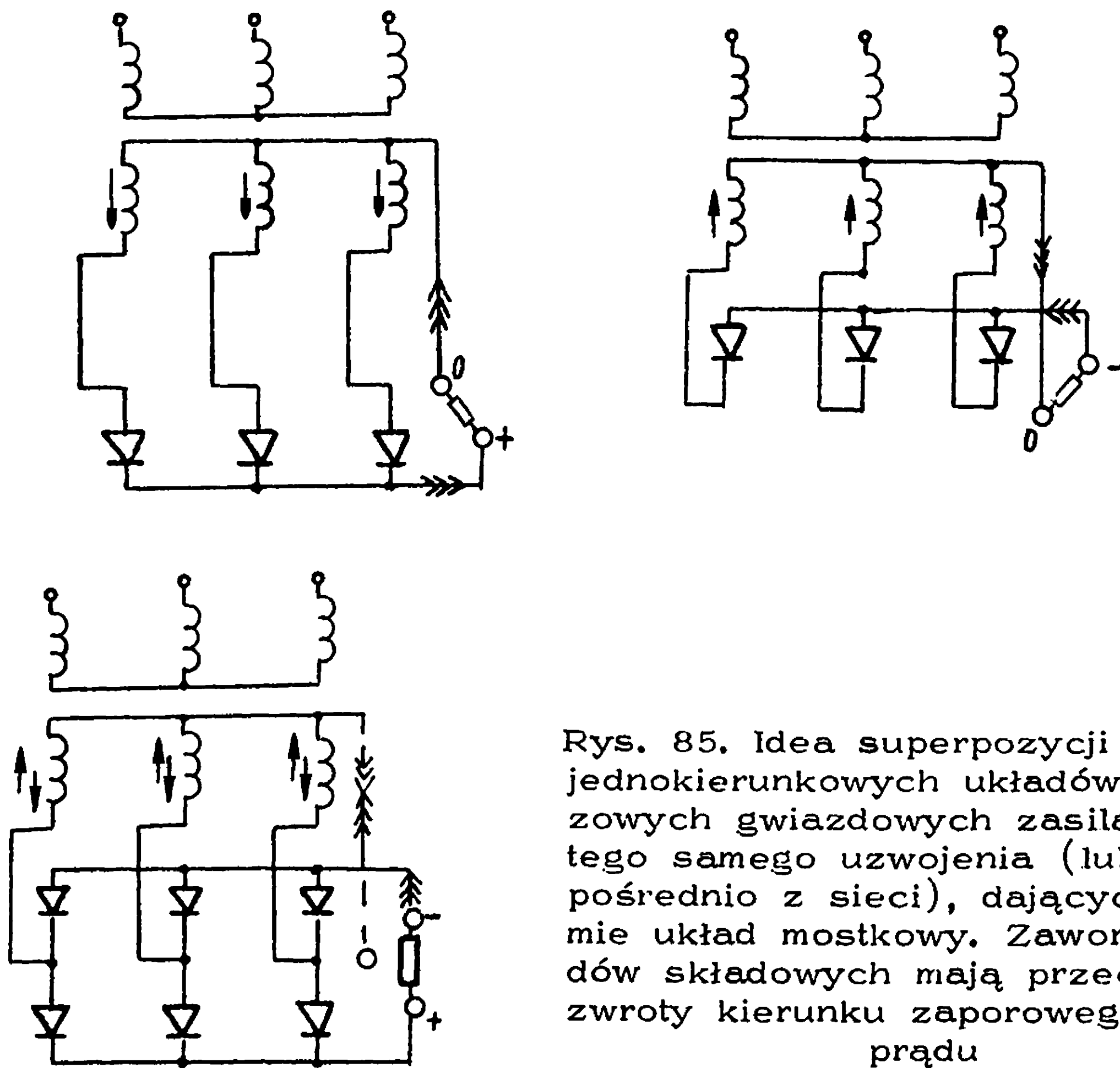
Rys. 84. Szeregowe połączenie dwóch jednokierunkowych gwiazd trójfazowych w jednym transformatorze trójzwojowym, dające dwie szeregowe grupy komutacyjne

Nie występuje tu pojęcie prądu krytycznego i początkowego skoku napięcia, natomiast komutacja i związany z nią spadek napięcia występuje odrębnie w każdej trójfazowej grupie. Zarówno napięcie jak i spadki napięcia poszczególnych grup sumują się, a zatem pierwszy odcinek charakterystyki zewnętrznej ma identyczny przebieg jak dla zwykłego układu trójfazowego. Całość charakterystyki układu pokazanego na rys. 84 jest identyczna jak w układzie trójfazowym mostkowym (p.5.3), który jest jednak lepszy od układu z rys. 84.

5. TEORIA UKŁADÓW MOSTKOWYCH

5.1. Zasada działania układów mostkowych

Układ mostkowy prosty przedstawiony w rozdziale 2.1 na rys. 3 można rozważać jako superpozycję dwóch układów jednokierunkowych ze wspólną katodą oraz ze wspólną anodą zasilanych z tego samego źródła napięcia.



Rys. 85. Idea superpozycji dwóch jednokierunkowych układów trójfazowych gwiazdowych zasilanych z tego samego uzwojenia (lub bezpośrednio z sieci), dających w sumie układ mostkowy. Zawory układów składowych mają przeciwne zwroty kierunku zaporowego dla prądu

Rysunek 85 przedstawia powyższą ideę dla układu trójfazowego. W wyniku superpozycji, jeśli rozważamy jednakowe obciążenie obu części składowych, prąd przewodu zerowego znosi się i przewód ten można od odbiornika odłączyć pozostawiając tylko zaciski +, -. Napięcie między zaciskami + - mostka jest sumą napięć składowych, ma więc wartość dwukrotnie większą niż w jednokierunkowych układach składowych. Prąd w uzwojeniu zasilającym mostek płynie w konsekwencji w obu kierunkach, a obustronne impulsy są jednakowe, nie występuje więc składowa stała.

Ponieważ mostek nie obciąża źródła składową stałą prądu można nie stosować transformatora, jeśli napięcie sieci pasuje swą wartością do układu. Oczywiście ograniczanie prądu zwarciovego dokonuje się w takim przypadku za pomocą dławików szeregowych, a przewód zerowy sieci nie jest potrzebny. Jeżeli stosuje się transformator, to uzwojenie zasilające układ zaworów może być zarówno uzwojeniem otwartym (gwiazda), bez wyprowadzonego punktu zerowego, jak i zamkniętym (wielobok), co w układach jednokierunkowych było oczywiście niemożliwe. Jeśli przewód zerowy uzwojenia gwiazdowego jest wyprowadzony, można go użyć jako dzielnika napięcia mostka, gdy taka potrzeba występuje.

Przy analizie pracy mostków i ich charakterystyk zewnętrznych będzie omawiany cały zakres ich przebiegu od stanu jałowego do stanu zwarcia. Podobnie jak w układach jednokierunkowych zwarcie zacisków wyjściowych może występować statycznie tylko w przypadku odpowiednio obniżonego napięcia zasilania $\left(\frac{U_{zas}}{U_n} = \frac{I_n}{I_z}\right)$ lub odpowiednio dużej impedancji zwarcioviej. Jeśli jednak prąd zwarciovowy lub nawet prąd przeciążeniowy jest duży w porównaniu z prądem znamionowym, to musi on zostać przerwany przez zabezpieczenia tak szybko, jak tego wymaga-

ją zawory, które ze względów cieplnych są elementem układu najbardziej wrażliwym na przeciążenie. Przekroczenie granicznej temperatury w monokryształe zaworu półprzewodnikowego podczas przeciążenia lub zwarcia powoduje nieodwracalne zmiany w jego strukturze i zniszczenie zaworu.

5.2. Mostek jednofazowy

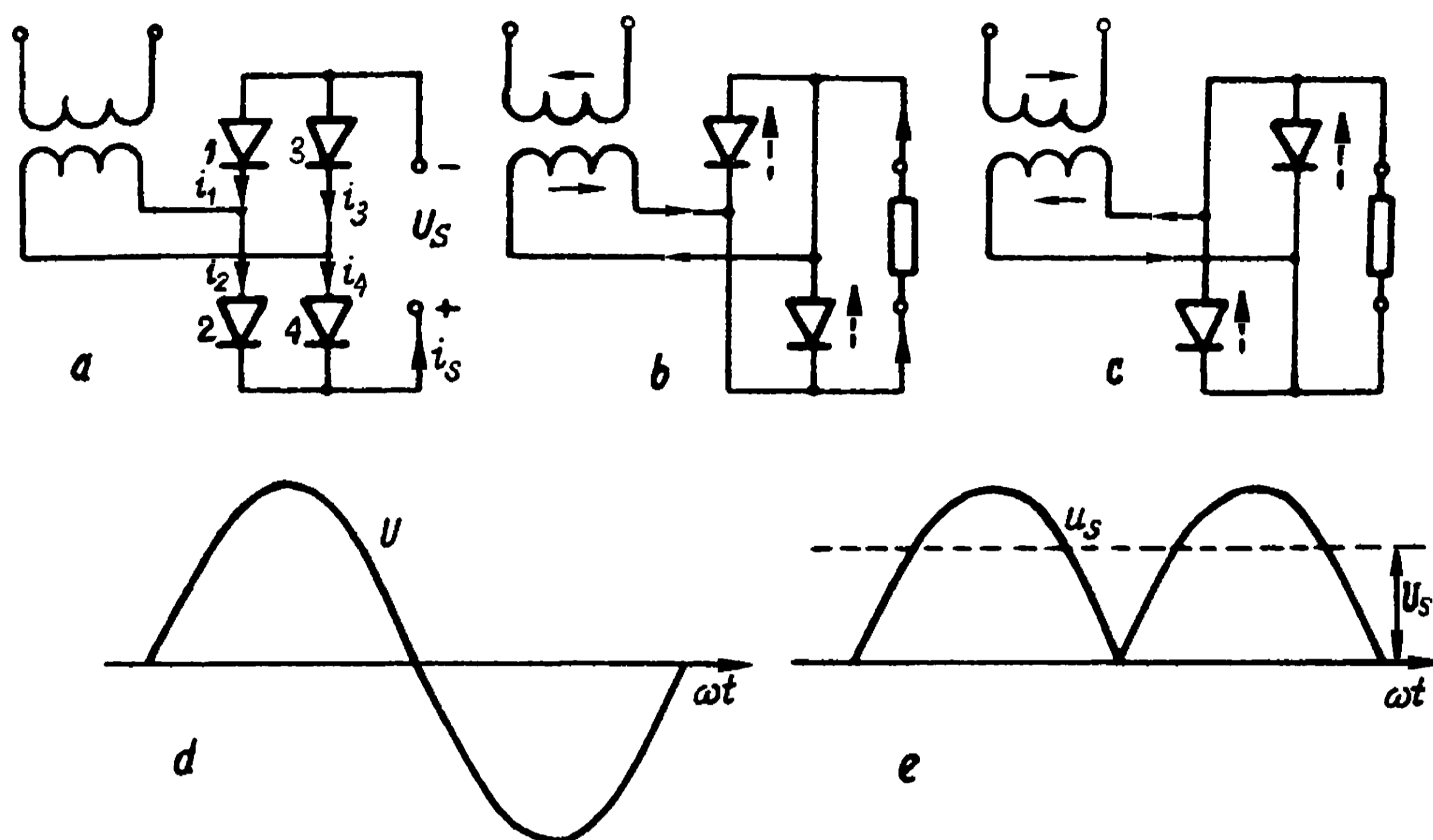
5.2.1. Układ nie sterowany z 4 diodami (4D)

Układ nie sterowany z 4 diodami przedstawiono na rys. 86a. Na rysunku 86b, c pokazano rozptyw prądu i rozkład działania diod. Gdy diody 2, 3 przewodzą, diody 1, 4 pracują zaporowo. Po zmianie znaku napięcia zasilającego (rys. 75d) następuje zmiana ról obu par diod. Napięcie zaporowe jak widać na rys. 86b, c jest równe napięciu na zaciskach wyjściowych mostka.

Wartość średnia napięcia wyprostowanego wynosi bez uwzględnienia spadku napięcia:

$$U_s = \frac{\sqrt{2} U}{\pi} \int_0^{\pi} \sin x \, dx = 0,9 U = 0,637 U_m \quad (94)$$

jest więc taka sama, jak w przypadku układu jednokierunkowego $m_1 = 1$; $m_2 = 2$ z tą różnicą, że transformator dla układu mostkowego ma tylko jedno uzwojenie wtórne. Jak już wspomniano jeśli napięcie sieciowe ma odpowiednią wartość, stosowanie transformatora nie jest konieczne. Wobec znacznego udziału pulsacji w napięciu wyprostowanym indukcyjność gładząca prąd w obwodzie odbioru musi być duża (patrz rozdział 10, cz.II).

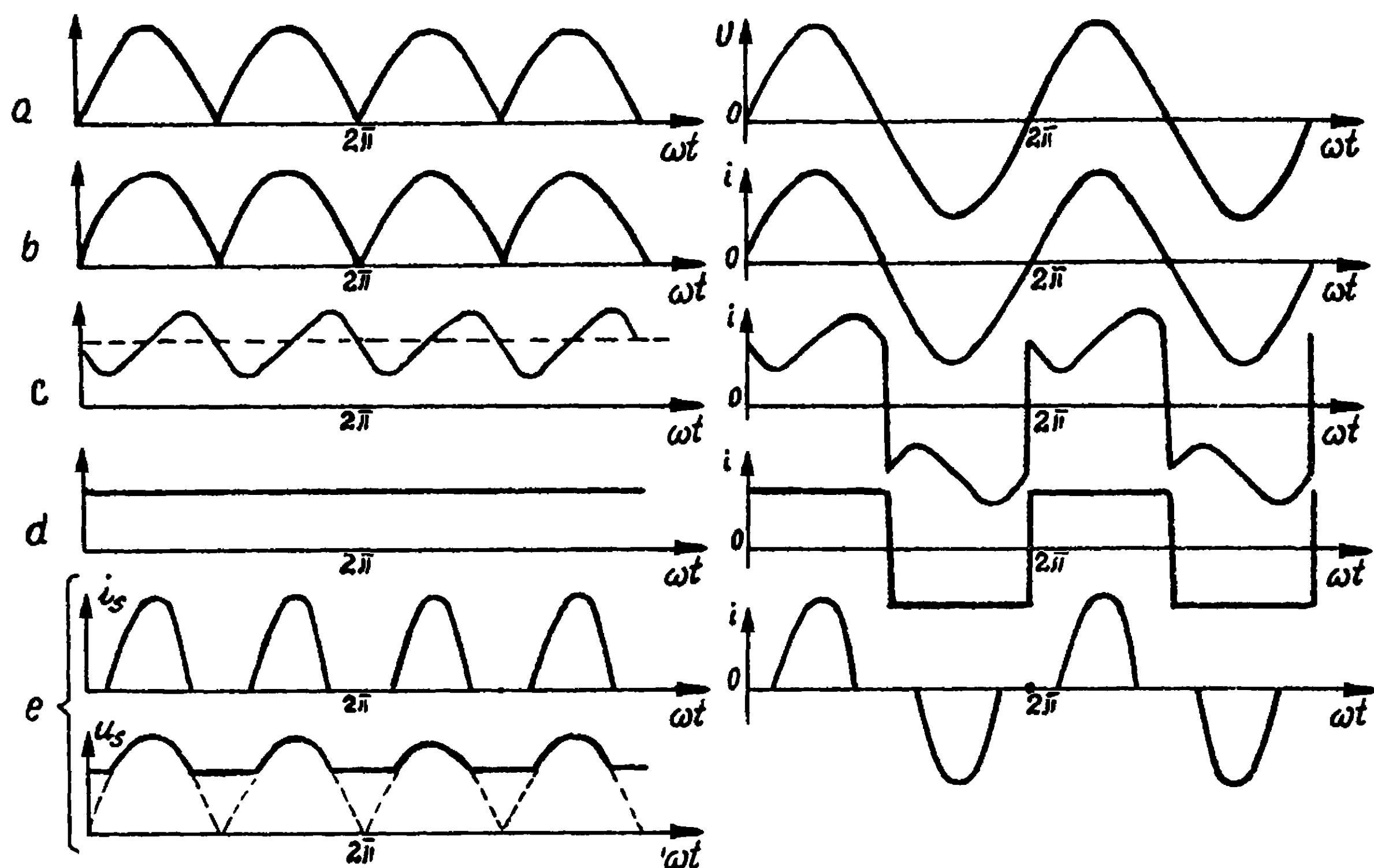


Rys. 86. Układ mostkowy jednofazowy 4D

a - schemat i oznaczanie diod oraz prądów, b - działanie układu przy dodatnim półokresie napięcia zasilającego, c - działanie układu przy ujemnym półokresie napięcia zasilającego, d - przebieg napięcia zasilającego, e - przebieg napięcia na zaciskach odbiornika.

Dla b i c strzałką przerywaną pokazano działanie napięcia wstecznego na diodach

Przy pominięciu impedancji źródła (w tym również transformatora, jeśli jest) kształt prądu odbieranego zależy tylko od parametrów odbiornika. Rysunek 87 przedstawia kształt napięć i prądów odbiornika i sieci przy odbiorach: a) czysto rezystancyjnym R , b) rezystancyjno indukcyjnym RL , przy czym indukcyjność L może być wprowadzona przez dławik gładzący, c) rezystancyjnym z obecnością SEM, przy przyjęciu, że E jest niezmienne w czasie.



Rys. 87. Kształt napięć i prądów na odbiorniku w układzie mostkowym jednofazowym 4D, przy komutacji natychmiastowej (impedancje sieci i transformatora są pomijalnie małe). Po lewej stronie rysunku pokazano wielkości dotyczące odbiornika, po prawej zaś sieci zasilającej

a - napięcie, b - prąd w przypadku odbiornika R, c - prąd w przypadku odbiornika RL, d - prąd w przypadku pełnego wygładzenia prądu odbioru, e - prąd w przypadku odbioru RE; pokazano również napięcie odbiornika z udziałem E

Komutacja, przy przyjętym założeniu pomijalnej impedancji podłużnej jest oczywiście natychmiastowa, przy czym dla odbiornika R wartość chwilowa prądu komutującego jest równa 0, zaś dla odbiornika RE występuje praca impulsowa, a więc z natury rzeczy komutacji nie ma.

Jeśli prąd odbioru jest wygładzony (rys. 87d) prądy oraz moc uzwojeń (tak wtórnego, jak i pierwotnego, gdyż nie ma składowej stałej w prądzie wtórnym) oblicza się następująco:

Wartość skuteczna prądu zaworu

$$I_d = \frac{I_s}{\sqrt{m}} = \frac{I_s}{\sqrt{2}}. \quad (95)$$

Wartość skuteczna prądu transformatora, czyli obu impulsów prądu zaworu

$$I = I_d \sqrt{2} = I_s. \quad (96)$$

Moc transformatora wynika z wzoru 94 oraz 96

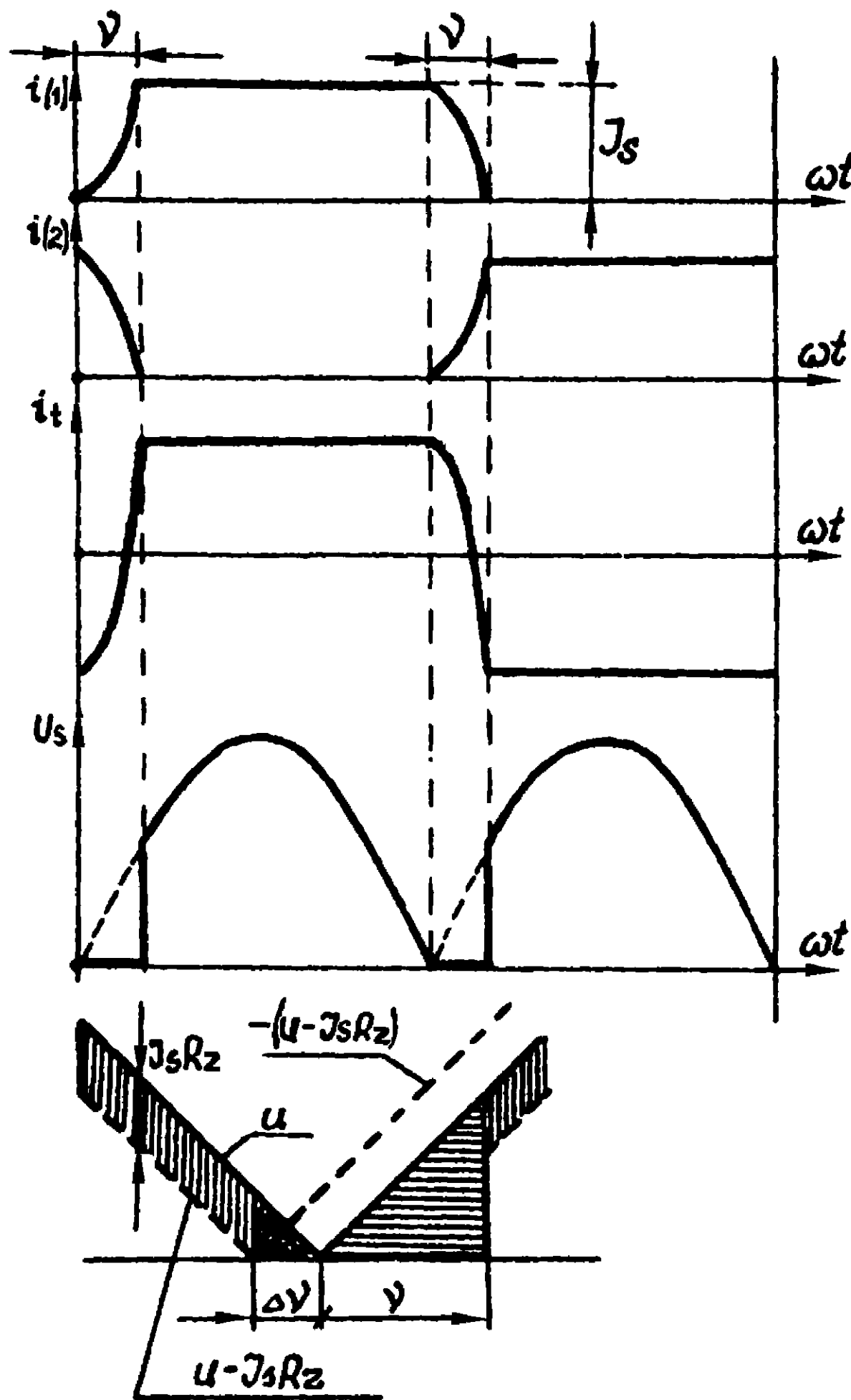
$$S_t = UI = \frac{U_s}{0,9} \cdot I_s = 1,11 P_s. \quad (97)$$

W przypadku układu realnego, w którym występuje impedancja zwarcia transformatora (lub dławików sieciowych) komutacja staje się skończona. Podczas komutacji pracują jednocześnie obie pary zaworów, a więc zaciski wyjściowe zostają zwarte i stają się praktycznie ekwipotencjalne, czyli wartość chwilowa u_s w czasie komutacji jest równa zeru.

Rysunek 88 w oparciu o rys. 86 przedstawia prąd zaworu 1 (lub 4) oraz zaworu 2 (lub 3), a także ich różnice, czyli prąd transformatora przy pełnym wygładzeniu prądu odbioru. Pokazano również napięcie wyprostowane na zaciskach odbioru z uwzględnieniem wpływu komutacji oraz spadku napięcia na rezystancji zwarcia, lecz bez uwzględnienia spadku napięcia na zaworach.

Udowodnimy, że przy pominięciu oporowego i zaworowego spadku napięcia i założeniu pełnego wygładzenia prądu odbioru, charakterystyka zewnętrzna mostka jednofazowego od stanu jałowego do stanu zwarcia jest odcinkiem linii prostej.

$$U_{so} = \frac{U\sqrt{2}}{\pi} \int_0^{\pi} \sin x \, dx = \frac{2}{\pi} U\sqrt{2}, \quad (98)$$



Rys. 88. Przebieg napięć i prądów układu 4D z całkowicie wygładzonym prądem odbioru przy komutacji trwającej γ . Pokazano prąd zaworu 1, czyli $i_{(1)}$ oraz 2, czyli $i_{(2)}$, prąd zasilania oraz napięcie wyprostowane. Powiększono fragment obejmujący komutację, widać czynny spadek napięcia $I_s R_z$ (zakreśkowany pionowo) i pole komutacji wynikające z istnienia X_z oraz R_z (zakreśkowane poziomo)

$$U_s = \frac{U\sqrt{2}}{\pi} \int_{\gamma}^{\pi} \sin x \, dx = \frac{2}{\pi} U\sqrt{2} \cos^2 \frac{\gamma}{2}. \quad (99)$$

Związek kąta komutacji z prądem I_s można uzyskać następująco:

Podczas komutacji, czyli przy zmianie x od 0 do γ , napięcie wtórne jest równe 0 wskutek spadku na reaktancji rozproszenia X . Prąd transformatora podczas komutacji zmienia się od $-I_s$ do $+I_s$

$$\sqrt{2} U \sin x = X \frac{di}{dx}, \quad \text{gdy } 0 \leq x \leq \gamma$$

Wzór powyższy można napisać również w oparciu o wyrażenie 48b podstawiając $m_2 = 2$

$$\frac{\sqrt{2} U}{X} \int_0^{\gamma} \sin x \, dx = \int_{-I_s}^{+I_s} di,$$

stąd

$$I_s = \frac{\sqrt{2} U}{X} \cdot \frac{1 - \cos \gamma}{2} = \frac{\sqrt{2} U}{X} \sin^2 \frac{\gamma}{2}. \quad (100)$$

W stanie zwarcia $U_s = 0$, a więc w oparciu o (99) $\gamma = \pi$, czyli zgodnie z (100) $I_{sz} = \frac{\sqrt{2} U}{X} \cdot 1$. W konsekwencji

$$\frac{I_s}{I_{sz}} = \sin^2 \frac{\gamma}{2} \quad \text{albo} \quad 1 - \frac{I_s}{I_{sz}} = \cos^2 \frac{\gamma}{2}.$$

Wzór 99 można zapisać

$$U_s = \frac{2}{\pi} U \sqrt{2} \left(1 - \frac{I_s}{I_{sz}}\right) \quad (101a)$$

lub uwzględniając 98

$$u_{sr} = \frac{U_s}{U_{so}} = 1 - \frac{I_s}{I_{sz}}, \quad (101b)$$

co da się łatwo sprowadzić przy znamionowym napięciu zasilającym do postaci

$$u_{sr} = 1 - i_{sr} \cdot \frac{u_x}{\sqrt{2} 100}, \quad (102)$$

ważnej od stanu jałowego do stanu zwarcia.

We wzorze 102 u_x jest składową bierną napięcia zwarcia, w procentach.

Uwzględnienie spadku napięcia wynikającego z istnienia składowej czynnej napięcia zwarcia (z drobnym uproszczeniem na rys. 88) oraz spadku napięcia na zaworach daje wyrażenie:

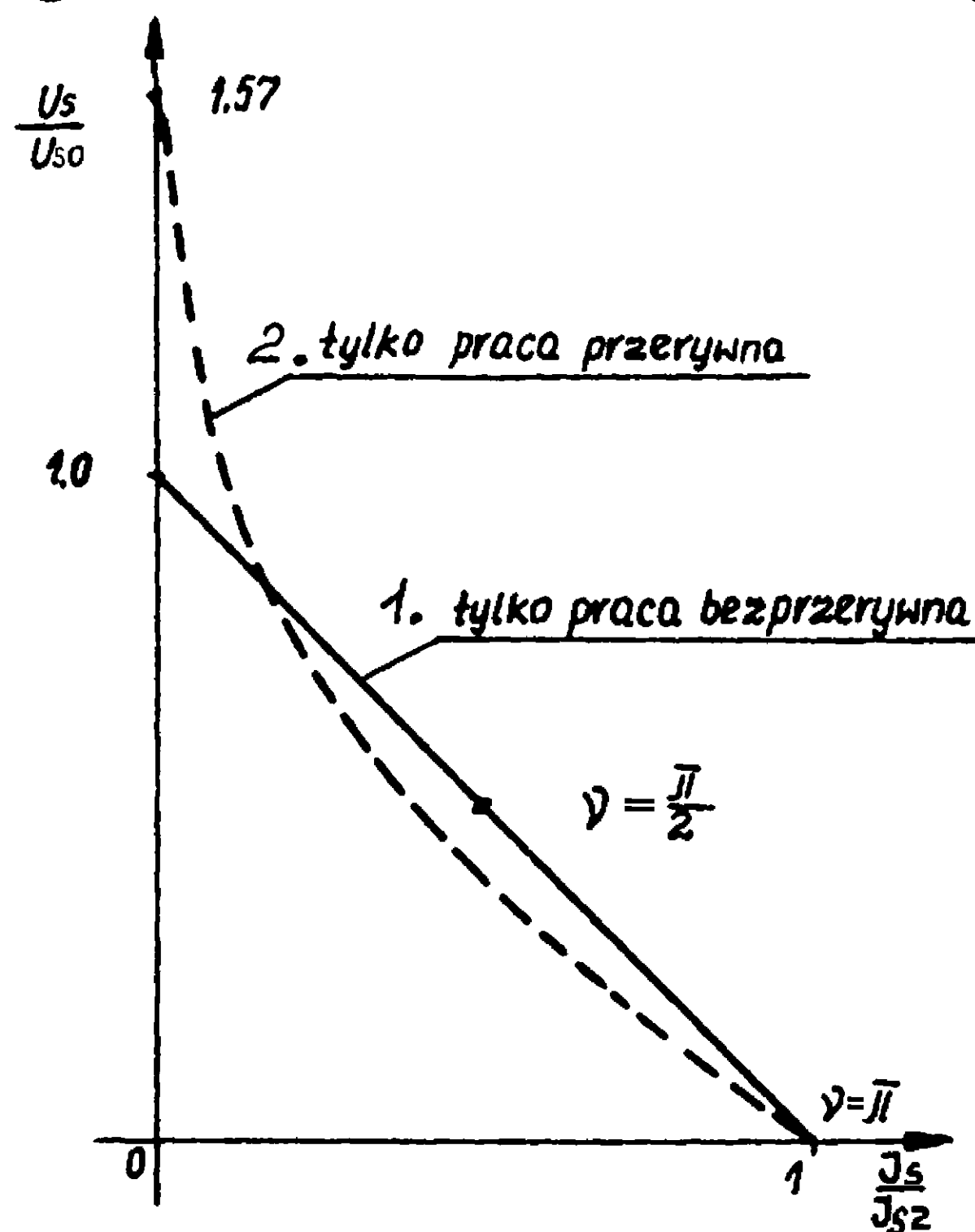
$$u_{sr} = 1 - i_{sr} \left(\frac{u_x}{\sqrt{2} \cdot 100} + \frac{u_R}{100} \right) - 2\Delta u_{dr}, \quad (103)$$

gdzie u_R - składowa czynna napięcia zwarcia w %,

$$\Delta u_{dr} = \frac{\Delta U_d}{U_{s0}}; \quad \Delta U_d - \text{spadek napięcia na zaworze.}$$

Jeżeli napięcie zasilające nie jest znamionowe, we wzorach 102 i 103 należy zamiast 1 podstawić względną wartość napięcia zasilającego u_r .

Wykres wyrażenia (101b), czyli charakterystykę zewnętrzną, przedstawiono na rys. 89. Charakterystyka zewnętrzna w przypadku prądu nie wygładzonego staje się krzywoliniowa i przebiega niżej od przedstawionego na rys. 89 ze względu na zmienność wartości prądu w czasie pozakomutacyjnym i, powodowany przez to, dodatkowy indukcyjny spadek napięcia. Punkt stanu jałowego i stanu zwarcia nie zmieniają się.



Rys. 89. Charakterystyka zewnętrzna mostka 4D

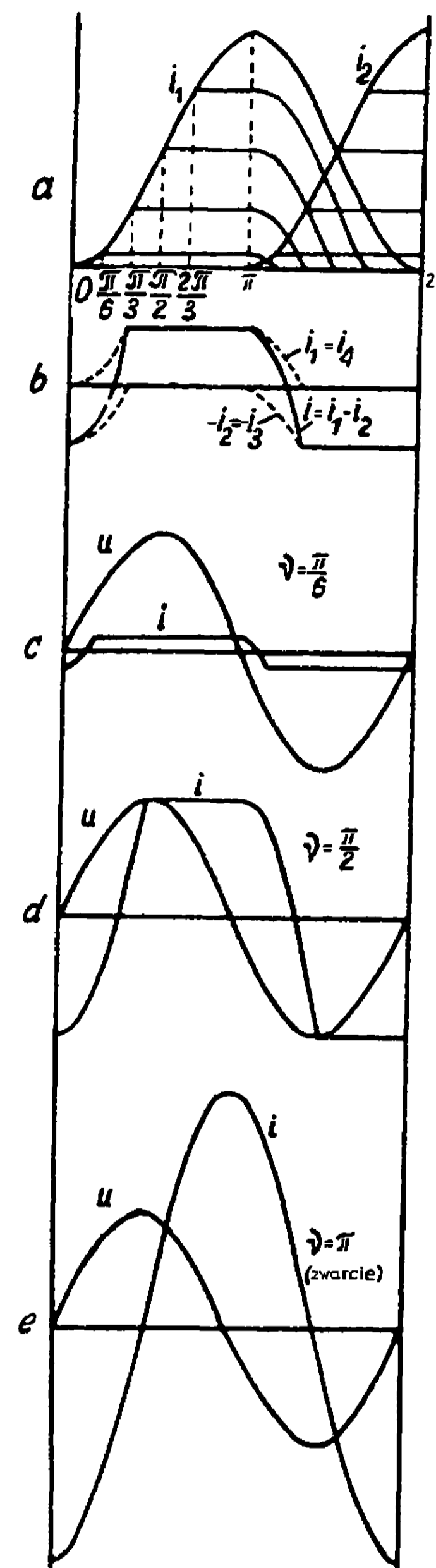
- 1 - przypadek odbiornika RL dającego pełne wygładzenie prądu,
 2 - przypadek odbiornika E (przy $R_{odb} = 0; L_{odb} = 0$)

W przypadku odbiornika zawierającego SEM E o przebiegu niezmiennym w czasie, punkt zwarcia pozostaje nie zmieniony, natomiast punkt stanu jałowego w oparciu o rys. 87d występuje wtedy, gdy $E = U_m$, czyli $U_{so} = U_m$.

Rys. 90. Przebiegi prądu w układzie mostkowym 4D przy pełnym wygładzeniu prądu odbioru. Oznaczenia jak na rys. 86

a - rodzina prądów zaworów 1 i 2 (i_1 oraz i_2) dla różnych kątów komutacji;

b - prąd zasilania mostka $i = i_1 - i_2$; sumowanie pokazano dla $\nu = \frac{\pi}{3}$, c - prąd zasilania i jego usytuowanie względem napięcia przy $\nu = \frac{\pi}{6}$, d - prąd zasilania i jego usytuowanie względem napięcia przy $\nu = \frac{\pi}{2}$, e - prąd zasilania i jego usytuowanie względem napięcia przy $\nu = \pi$ (stan teoretycznego zwarcia ustalonych zacisków prądu stałego)



Wartość napięcia stanu jałowego jest w takim przypadku wyższa od napięcia obliczonego za pomocą wzoru 94 w stosunku $1 : 0,637 = 1,57$. Przebieg charakterystyki zewnętrznej, dla przypadku, gdy odbiornikiem jest wyłącznie E bez dławika gładzącego i oporu, pokazano również na rys. 89.

Przebieg prądu zaworu oraz prądu transformatora, przy pełnym wygładzeniu prądu odbioru dla różnych obciążeń od stanu jałowego do stanu zwarcia, przedstawia rys. 90. Jak widać na rys. 90 w miarę wzrostu obciążenia, a więc i kąta komutacji, maleje odkształcenie prądu sieciowego, który w stanie zwarcia układu (przy pominięciu rezystancji zwarcia) uzyskuje kształt sinusoidalny.

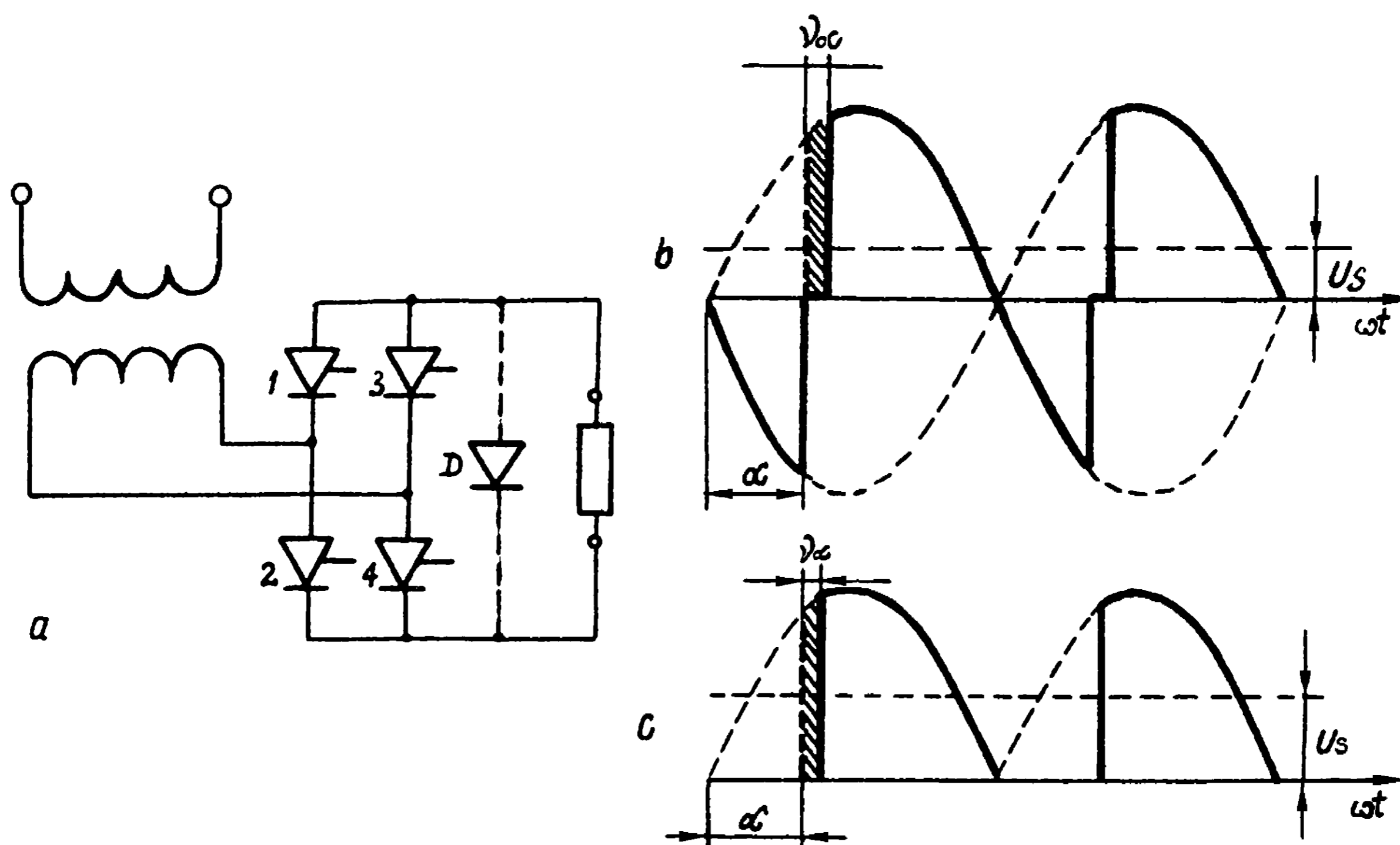
Kąt komutacji można znaleźć w oparciu o wzory 100 i 101, których połączenie daje:

$$\cos \nu = 1 - \sqrt{2} \cdot \frac{i_{sr}}{u_r} \cdot \frac{u_x}{100} . \quad (104)$$

Objaśnienie symboli, jak poprzednio.

5.2.2. Układ sterowany (4T)

Układ sterowany przedstawia rys. 91a. Impulsy wyzwalające są wysyłane jednocześnie do pary tyrystorów 1, 4 oraz do pary 2, 3. Odstęp czasowy między impulsami wysyłanymi do obu par wynosi π . Przebieg wartości chwilowej napięcia wyprostowanego, przy parametrycznej zależności od kąta opóźnienia wyzwolenia α , zależy od rodzaju odbiornika. Przy odbiorze RL z pełnym wygładzeniem prądu, przebieg napięcia wyprostowanego przedstawiono na rys. 91b. Czas trwania komutacji opóźnionej jest krótszy od komutacji swobodnej dla tej samej wartości komutującego prądu. Pole komutacji dające spadek napięcia jest w obu przypadkach takie samo, co daje analogiczne nachylenie charakterystyki zewnętrznej przy różnych kątach α (p. 3.3). Z porównania pól komutacji można jednocześnie napisać orientacyjną równość 51, którą tu powtórzymy:



Rys. 91. Działanie układu mostkowego sterowanego 4T

a - schemat układu i oznaczenie prądów; D - dioda zerowa (ewentualna), b - przebieg napięcia wyprostowanego przy kącie opóźnienia wyzwolenia α bez istnienia diody zerowej; ν_{α} - kąt komutacji opóźnionej. Zakreskowano pole komutacji, c - przebieg napięcia jak w b, lecz przy istnieniu diody zerowej

$$\frac{\nu_{\alpha}}{\nu_0} \approx \frac{\sin \frac{\nu_0}{2}}{\sin(\alpha + \frac{\nu_{\alpha}}{2})}$$

pozwalającą metodą kolejnych przybliżeń oszacować zmniejszenie kąta komutacji opóźnionej (patrz komentarz przy wzorze 51).

Analiza pracy układu 4T jest analogiczna do analizy pracy układu jednofazowego jednokierunkowego dwupołówkowego z dwoma tyrystorami ($m_1 = 1$; $m_2 = 2$). Zastosowanie diody zerowej (rys. 91a, dioda włączona linią przerywaną) daje zmniej-

szenie zawartości harmonicznym oraz przebiegi podobne jak dla układu półsterowanego (punkt 5.2.3).

W przypadku pełnego wygładzenia prądu odbioru napięcie układu bez diody zerowej wynosi w oparciu o rys. 91b

$$U_s = \frac{\sqrt{2} U}{\pi} \int_{\alpha + \frac{\gamma_\alpha}{2}}^{\pi + \alpha} \sin x \, dx = \frac{2}{\pi} \sqrt{2} U \cos\left(\alpha + \frac{\gamma_\alpha}{2}\right) \cdot \cos \frac{\gamma_\alpha}{2}, \quad (105)$$

natomiast przy zastosowaniu diody zerowej

$$U_s = \frac{\sqrt{2} U}{\pi} \int_{\alpha + \frac{\gamma_\alpha}{2}}^{\pi} \sin x \, dx = \frac{2}{\pi} \sqrt{2} U \cos^2 \frac{\alpha + \frac{\gamma_\alpha}{2}}{2}. \quad (106)$$

Przypadek pracy impulsowej przy odbiorze RLE nie będzie tu omawiany.

5.2.3. Układ półsterowany (2T - 2D)

W układzie półsterowanym w każdej parze tyrystorów (1-4 oraz 2-3) jeden tyrystor zastępuje się diodą. Można więc uzyskać wzajemnie równoważne układy: tyrystory 1-3, diody 2-4 lub odwrotnie albo tyrystory 1-2, diody 3-4, lub odwrotnie.

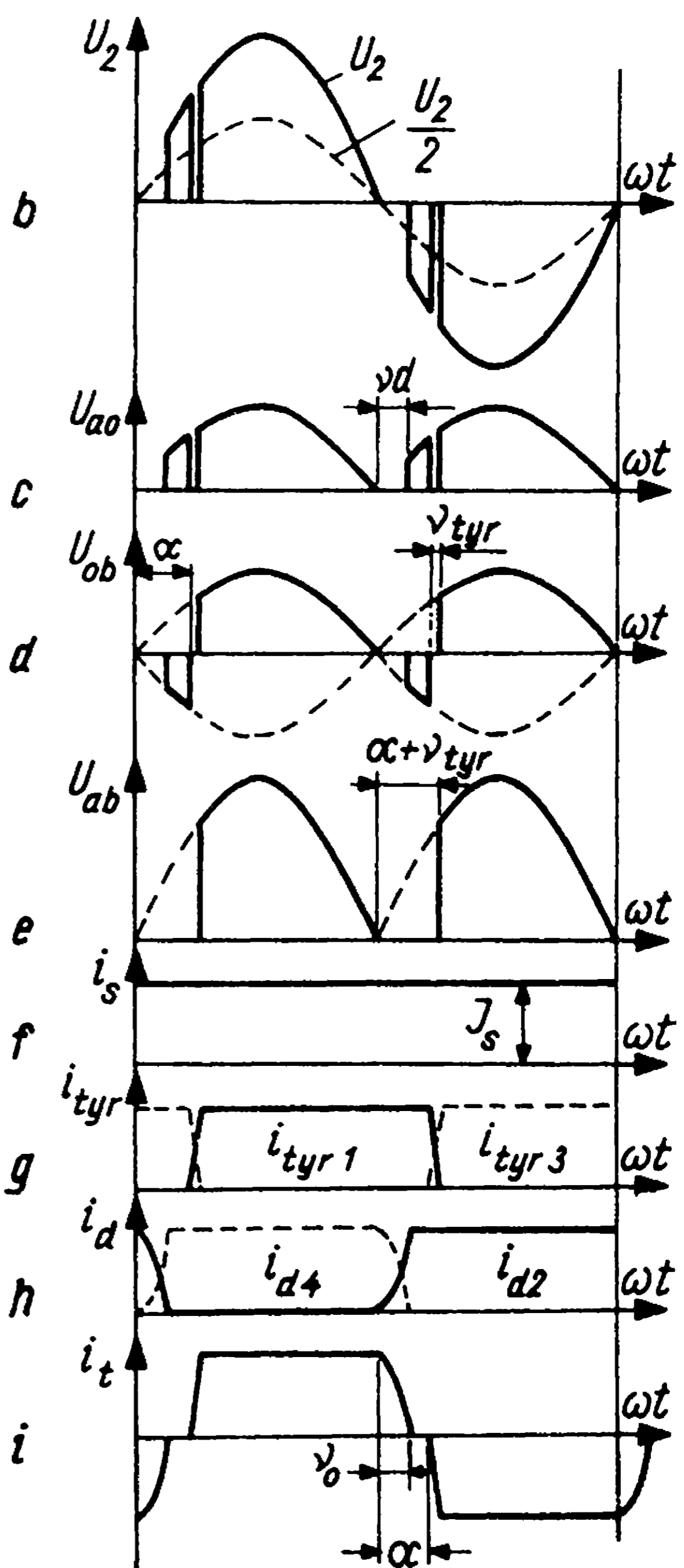
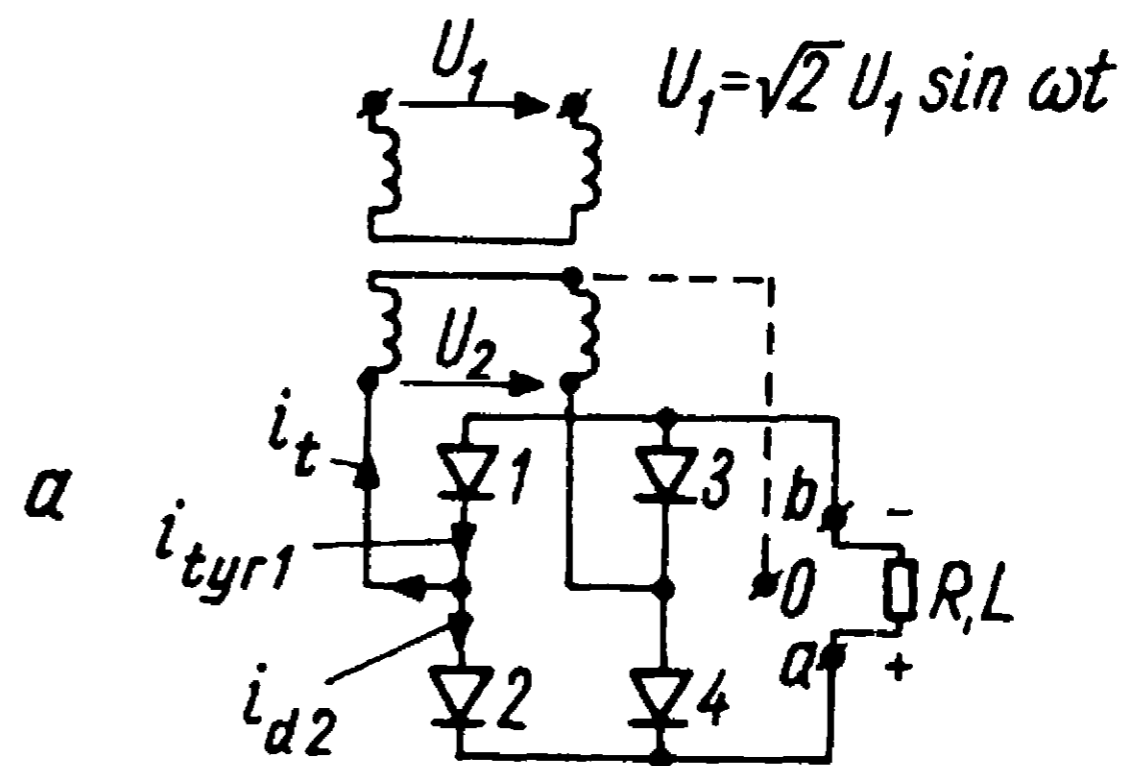
Przypadek: tyrystory 1-4, diody 2-3 lub odwrotnie, daje układ niesymetryczny, gdyż jedną parę pozostawiono bez zmiany, natomiast w drugiej zastąpiono obydwie tyrystory diodami. Powoduje to inny przebieg obu połówek napięcia wyprostowanego i nie ma żadnych zalet w porównaniu z układami symetrycznymi, nie bywa w praktyce stosowany, nie zasługuje więc na rozważanie.

Przeanalizowany zostanie układ pokazany na rys. 92a przy założeniu całkowicie wygładzonego prądu odbioru i pominięciu rezystancji uzwojeń transformatora. Punkt zerowy ma tu tylko znaczenie pomocnicze przy analizie. Napięcie pierwotne

Rys. 92. Działanie układu mostkowego półsterowanego 2T-2D przy wygładzonym prądzie odbiornika

a - schemat układu i oznaczenia. Wyprowadzono punkt zero (0) układu 2-fazowego ($m_2 = 2$) celem ułatwienia rozważań
 b - napięcie przewodowe wtórne transformatora u_t odkształcone komutacją tyrystorową (v_{tyr}) i diodową (v_d), c - napięcie

wyściowe układu diodowego u_{ao} równe wyprostowanemu napięciu wtórnemu fazowemu transformatora ($\frac{u_2}{2}$) d - napięcie wyjściowe układu tyrystorowego u_{ob} przy kącie opóźnienia wyzwolenia α , e - suma napięć $u_{ao} + u_{ob}$, czyli u_{ab} , napięcie na zaciskach prądu stałego, f - prąd między zaciskami, a, b, czyli $i_s = i_{d2} + i_{d4}$ całkowiec wygładzony, g - prąd tyrystora 1 (i_{tyr1}) oraz tyrystora 3 (i_{tyr3})
 h - prąd diody 2 (i_{d2}) oraz diody 4 (i_{d4}), i - prąd transformatora $i_t = i_{tyr1} - i_{d2}$



transformatora jest sztywne i sinusoidalne. Napięcie wtórne podczas komutacji przy $m_2 = 2$ jest oczywiście równe zero, jak to już wykazano w poprzednich punktach. W każdej połówce fali napięcia występują dwie komutacje - swobodna diodowa ν_0 oraz tyrystorowa ν_α opóźniona o zadany kąt α względem swobodnej. Dla określenia stosunku $\frac{\nu_\alpha}{\nu_0}$ można skorzystać z orientacyjnego wzoru 51. Odkształcone przez obie komutacje napięcie wtórne transformatora u_t pokazano na rys. 92b. Napięcia u_{ao} oraz u_{ob} wynikają z tego samego napięcia wtórnego, widoczne są więc na nich odkształcenia będące rezultatem obu komutacji. Napięcie średnie U_{ob} jest ze względu na kąt α i odcinek ujemnej wartości chwilowej widoczny na rys. 92c niższe od napięcia U_{ao} , a gdy $\alpha > \frac{\pi}{2}$ staje się ono mniejsze od 0. Wypadkowe napięcie U_{ab} , jak widać na rys. 92e, może być regulowane od $U_{s0} = 0,9 U_t$, gdy $\alpha = 0$ do $U_s \rightarrow 0$, gdy $\alpha \rightarrow \pi$.

Przy komutacji natychmiastowej, jak to wynika z rys. 92e,

$$U_s = U_{s0} \cos^2 \frac{\alpha}{2}, \quad (107)$$

gdzie $U_{s0} = \frac{2}{\pi} \sqrt{2} U$.

Jeżeli komutacja jest skończona, to jak wynika z rys. 92e, na spadek napięcia wpływa tylko komutacja tyrystorów o kącie ν_α , gdyż komutacja diod ν_0 zawarta jest w zakresie kąta $\alpha + \nu_\alpha$ i nie powoduje dodatkowej zmiany napięcia. Pozwala to zmodyfikować wzór 107 do postaci 108

$$U_s = U_{s0} \cos^2 \left(\frac{\alpha + \nu_\alpha}{2} \right). \quad (108)$$

Wzór 108 jest identyczny ze wzorem 106, a zachowanie się układu półsterowanego jest podobne do układu pełnosterowanego z diodą zerową.

W obu przypadkach między obustronnymi impulsami prądu płynącego z transformatora powstają luki o kącie czasowym $\alpha - \nu_0$

(rys. 92 i). Zmienia to zawartość harmonicznych w prądzie pobieranym z sieci - najlepsze warunki powstają przy $\alpha = \frac{\pi}{3}$ - redukuje wartość strat obciążeniowych i pobór mocy biernej. Diode zerową można oczywiście zastosować również w układzie półsterowanym. Jej prąd odciąża zawory mostka i powoduje zmniejszenie łącznych strat w zaworach.

Podobnie jak w p. 5.2.1 praca impulsowa dla odbiornika RLE nie będzie tu omawiana (patrz [1]).

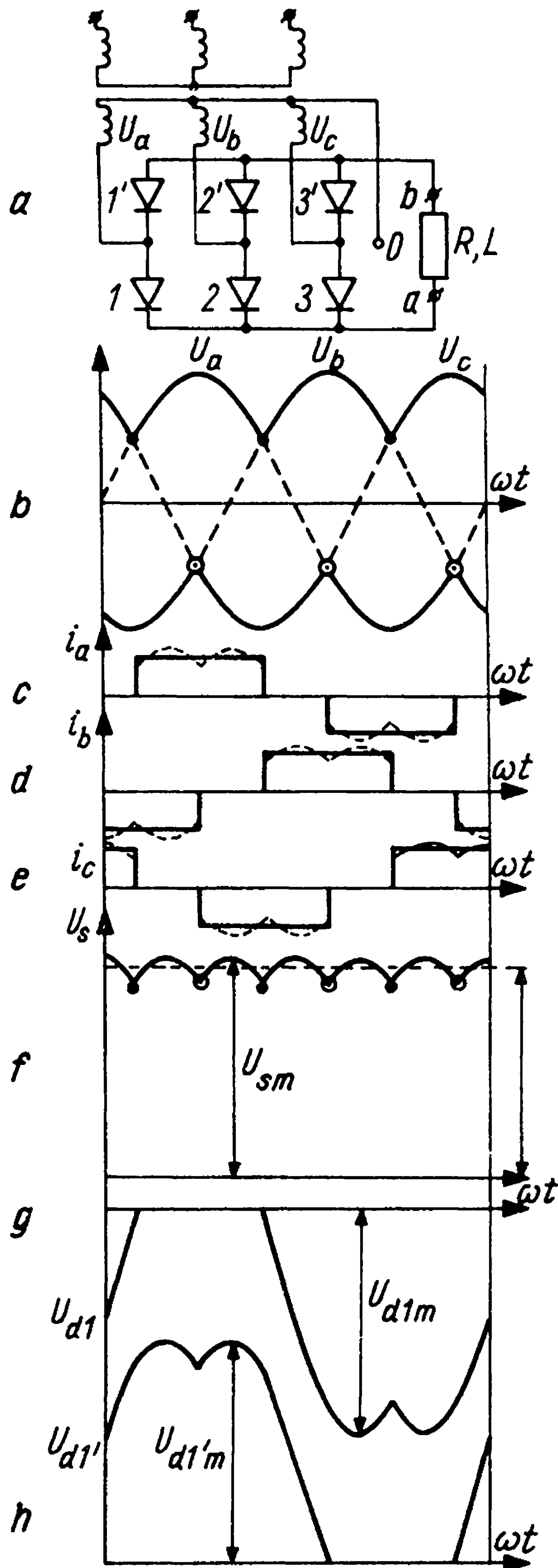
5.3. Mostek trójfazowy prosty

5.3.1. Mostek trójfazowy nie sterowany (6D)

Przedstawiona na rys. 85 zasada działania mostka trójfazowego pozwala na wykreślenie przebiegu napięć i prądów w układzie. Rysunek 93 przedstawia te przebiegi dla przypadku całkowicie wygładzonego prądu i komutacji natychmiastowej.

Rysunek 93b pozwala zauważyć, że momenty komutacji grupy anodowej (1, 2, 3) oznaczone ● i katodowej (1', 2', 3') oznaczone ⊙ nie są jednoczesne jak w przypadku mostka jednofazowego, lecz wzajemnie przesunięte o kąt $\frac{\pi}{3}$. Liczba pulsów wypadkowego napięcia wyprostowanego, jak widać na rys. 93f, wynosi 6, jest więc podwojona w stosunku do liczby faz źródła m_2 . Jest to ogólnie słuszne, gdy liczba faz źródła m_2 jest nieparzysta, bo w takim przypadku fale górnej i dolnej obwiedni napięcia (rys. 93b) są przesunięte o kąt $\frac{\pi}{m_2}$.

Przy parzystej liczbie faz układu symetrycznego (na przykład 2 lub 6) obie obwiednie są wzajemnym zwierciadlanym odbiciem i liczba pulsów nie ulega zdwojeniu. Tak więc mostek sześciofazowy miałby liczbę pulsów 6, a dziewięciofazowy - 18.



Rys. 93. Działanie mostka trójfazowego diodowego 6D przy komutacji natychmiastowej

a - schemat i oznaczenia; podobnie jak na rys. 85 oraz 92 wyprowadzono punkt zero dla ułatwienia rozumowania, b - przebieg napięć fazowych; ● chwile komutacji w grupie anodowej (grupa z połączonymi katodami); ⊙ chwile komutacji w grupie katodowej (grupa z połączonymi anodami). Pokazano napięcia wyprostowane obu grup, c - prąd fazy a; liniami przerywanymi pokazano przebieg prądu przy odbiorniku R; ciągłymi - przy odbiorniku RL z pełnym wygładzeniem, d - prąd fazy b, e - prąd fazy c, f - napięcie na zaciskach (suma napięć $u_{ao} + u_{ob}$). Zaznaczono momenty komutacji w obu grupach, g - przebieg napięcia wstecznego na diodzie fazy a z grupy anodowej, h - przebieg napięcia wstecznego na diodzie fazy a z grupy katodowej (zwrot przeciwny niż g)

Wartość chwilowa maksymalna napięcia wyprostowanego widoczna na rys. 93b i powtórzona na rys. 93f wynosi

$$U_{sm} = \sqrt{2} U_f \sqrt{3}. \quad (109)$$

Napięcie wyprostowane U_s w stanie jałowym znajduje się w oparciu o wzór 19a:

$$U_{so} = 2 \left(\sqrt{2} U_f \frac{3}{\pi} \sin \frac{\pi}{3} \right) = 1,35 U, \quad (110)$$

gdzie U jest napięciem przewodowym źródła. Współczynnik 1,35 odpowiada układowi sześciopulsowemu.

Prąd obciążający poszczególne zawory zarówno grupy katodowej jak i anodowej płynie przez $\frac{1}{3}$ okresu, a więc przy pełnym wygładzeniu i komutacji natychmiastowej jego wartość skuteczna wynosi

$$I_{d sk} = \frac{I_s}{\sqrt{3}}. \quad (111)$$

Natomiast wartość średnia

$$I_{d \acute{s}r} = \frac{I_s}{3}. \quad (112)$$

Wartość skuteczna prądu transformatora, który prowadzi w jednym okresie dwa przeciwne lecz jednakowe impulsy prądu zaworu, jest w konsekwencji $\sqrt{2}$ krotnie wyższa od wartości skutecznej prądu jednego zaworu

$$I_{2 sk} = \frac{I_s}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{2}. \quad (113)$$

Moce wtórna i pierwotna transformatora są oczywiście jednakowe i wynoszą w oparciu o wzory 109 i 113

$$S = \sqrt{3} U I_{2 sk} = \sqrt{3} \frac{U_s}{1,35} \frac{I_s}{\sqrt{3}} \sqrt{2} = 1,05 P_s. \quad (114)$$

W porównaniu ze wszystkimi rozpatrywanymi dotychczas przypadkami układów sześciopulsowych, mostek trójfazowy wymaga najmniejszego, a więc i najoszczędniejszego transformatora. Przy danej wartości prądu I_s liczba takich samych zaworów jest w mostku dwukrotnie większa niż dla układu trójfazowego jednokierunkowego $m_2 = 3$, lecz jednocześnie maksymalne napięcie wsteczne wynosi dla każdego zaworu

$$U_{dm} = \sqrt{3} \sqrt{2} U_f = \sqrt{2} U = \sqrt{2} \frac{U_s}{1,35} = 1,05 U_s \quad (115)$$

podczas, gdy w przypadku układu jednokierunkowego napięcie to wynosiło

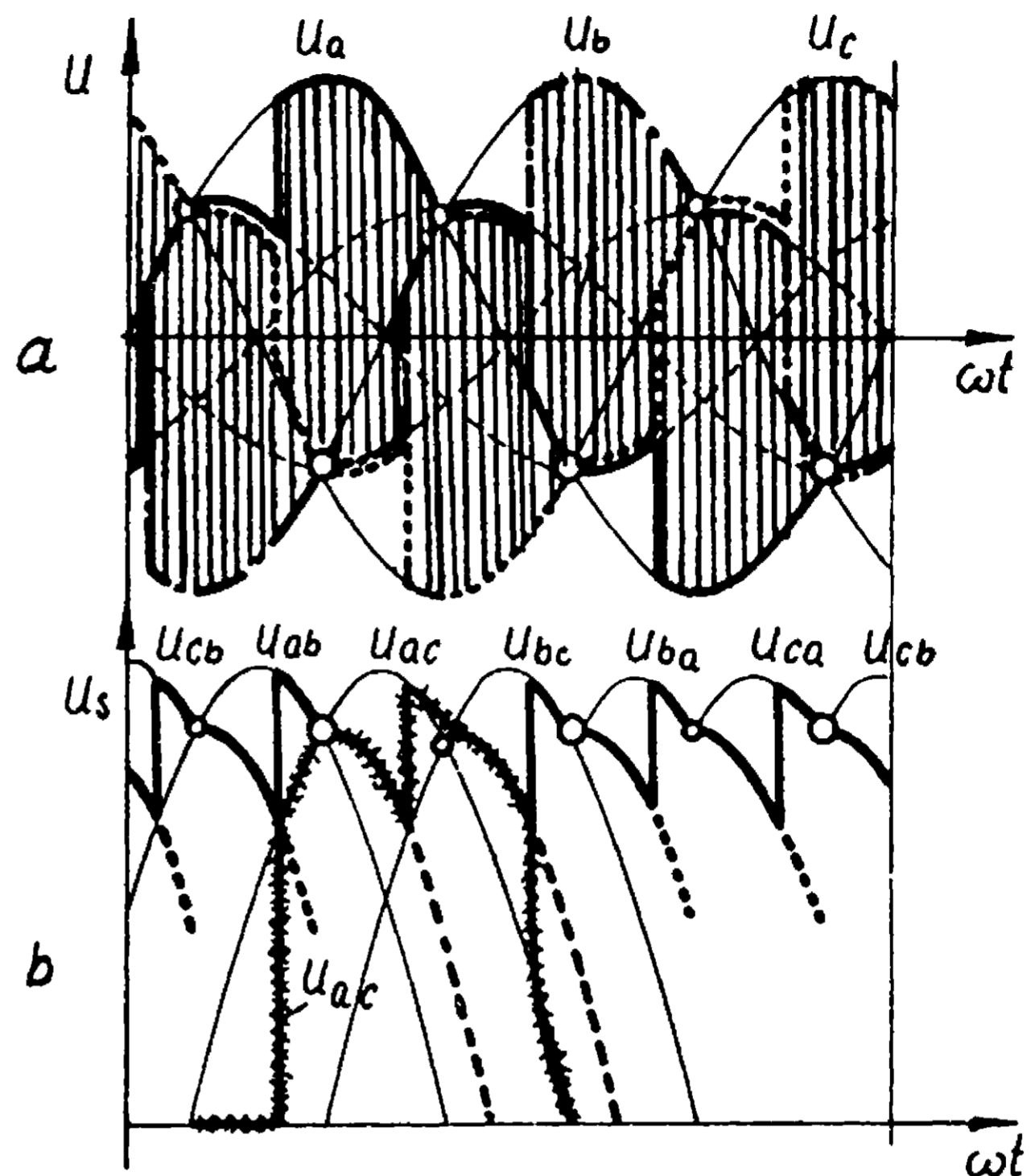
$$U_{dm} = 2,09 U_s,$$

było więc dwukrotnie większe. Pamiętać trzeba, że cena zaworów na ten sam prąd jest w przybliżeniu proporcjonalna do maksymalnego dopuszczalnego napięcia wstecznego, wynikającego ze znamion zaworu, a więc przy wyższych napięciach wyprostowanych mostek trójfazowy wykazuje wyraźnie zalety w porównaniu z układami jednokierunkowymi sześciopulsowymi oraz trójfazowymi.

Charakterystyka zewnętrzna mostka nie sterowanego jest wieloodcinkowa, podobnie jak dla innych układów, dla których $m_2 > 2$. Przeprowadzimy analizę tej charakterystyki przy założeniu, że w szereg z poszczególnymi zaworami nie włączono dodatkowych elementów, a więc jedyną impedancją w układzie jest impedancja zwarciova transformatora (lub zastępujących go trzech dławików sieciowych). Przyjmijmy także, że prąd odbiornika RL jest praktycznie wygładzony, a sieć zasilająca przekształtnik ma napięcie sinusoidalne i sztywne. Przy rozumowaniu uproszczonym zostanie pominięta rezystancja transformatora.

Rys. 94. Przebieg napięć wtórnych mostka przy komutacji $0 < \nu < \frac{\pi}{3}$

a - przebiegi poszczególnych napięć fazowych u_a, u_b, u_c z uwzględnieniem odkształcenia spowodowanego komutacją; napięcie u_s zakreskowane, b - wykres napięcia u_s zakreskowanego na rysunku a; liniami cienkimi pokazano przebieg dodatnich półówek napięć przewodowych w stanie jałowym



Pierwszy odcinek charakterystyki zewnętrznej będzie rozważony dla $0 \leq \nu \leq \frac{\pi}{3}$; występuje przy tym komutacja dwuzaworowa. Przebieg składowych napięć pierwotnych i wtórnych (przy $\nu = 1$) przy $\nu = \frac{\pi}{4}$ pokazano na rys. 94. Napięcie wyprostowane podobnie, jak dla układów jednokierunkowych trójfazowych można wyrazić za pomocą wzoru 58b

$$U_s = U_{s0} \cos^2 \frac{\nu}{2} = U_{s0} (1 - \sin^2 \frac{\nu}{2}).$$

Kąt komutacji dla składowego układu trójfazowego znajdujemy za pomocą wzoru 67b oraz 67c dla $m = 3$.

$$\cos \nu = 1 - \frac{2 I_s X}{U_m}, \quad (116)$$

gdzie $U_m = \sqrt{2}\sqrt{3} U_f$ (wartość maksymalna napięcia przewodowego).

Przekształcenie trygonometryczne daje wyrażenie

$$\sin^2 \frac{\nu}{2} = \frac{I_s X}{U_m}$$

Podstawiając to do przytoczonego poprzednio wzoru 58 otrzymuje się

$$U_s = U_{so} \left(1 - \frac{I_s X}{U_m} \right) \quad (117)$$

Podstawiając wyrażenie 113 dla prądu znamionowego oraz $u_x = \frac{I_{2n} X_z}{U_n} \cdot 100$ do wzoru 116 uzyskuje się postać

$$u_{sr} = \frac{U_s}{U_{so}} = 1 - 0,5 \frac{i_{sr} u_x}{u_r 100} \quad (118)$$

W podobny sposób z wzoru 116 otrzymuje się postać

$$\cos \nu = 1 - \frac{i_{sr} u_x}{u_r 100}, \quad (119)$$

gdzie u_x - składowa bierna napięcia zwarcia w procentach,

i_{sr} - względny prąd wyprostowany $\frac{I_s}{I_{sn}}$,

u_r - względne napięcie zasilania $\frac{U}{U_n}$,

u_{sr} - względna wartość napięcia wyprostowanego $\frac{U_s}{U_{so}}$.

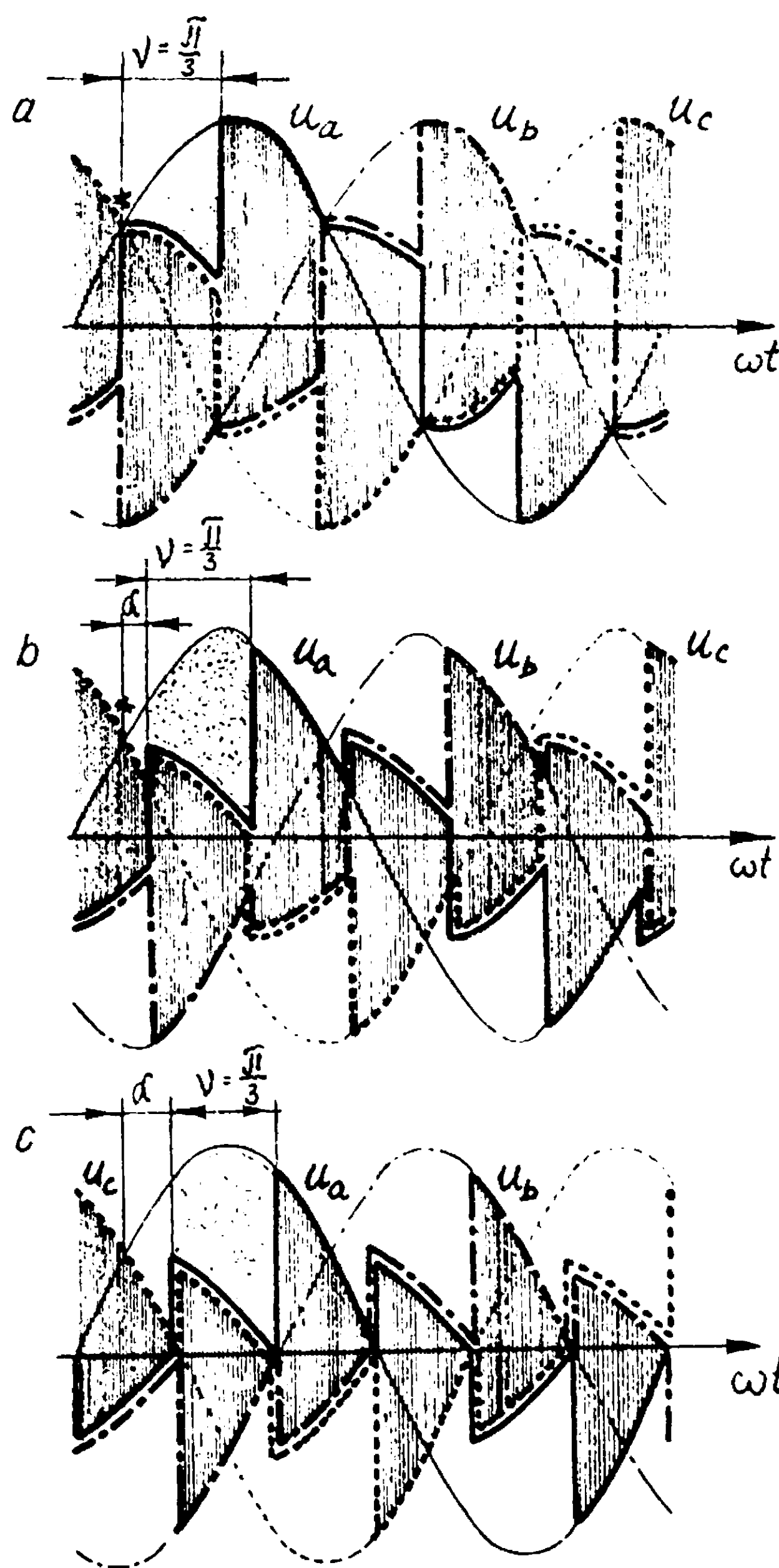
Granicznym punktem stosowania wzorów 118 i 119 jest $\nu = \frac{\pi}{3}$. Wzory 119 i 118 dają wtedy $i_{sr} = 0,5 \cdot u_r \cdot \frac{100}{u_x}$ oraz $u_{sr} = 0,75$, gdy $\nu = \frac{\pi}{3}$ przebiegi napięciowe otrzymują kształt, jak na rys. 95a.

Należy teraz zwrócić uwagę, że napięcie zasilające oba składowe układy trójfazowe jednokierunkowe jest to samo. Odkształcenie napięcia spowodowane komutacją występuje więc na

wejściu obydwu układów składowych. Obciążenie większe od granicznego powoduje wydłużenie komutacji, lecz jednocześnie nie może się ona zacząć w punkcie oznaczonym gwiazdką * na rys. 95. Patrząc na rys. 95b widać, że wydłużenie komutacji zaworów 1 - 2 w grupie anodowej (dolna część rysunku) spowodowało takie odkształcenie napięcia u_a , że napięcie fazy u_c nie przecina napięcia fazy u_a w dotychczasowym punkcie komutacji swobodnej. Przecięcie następuje nagle po zakończeniu komutacji

Rys. 95. Przebieg napięć wtórnych w drugim odcinku charakterystyki zewnętrznej począwszy od obciążenia stanowiącego granicę dla rysunku 94; $\nu = \frac{\pi}{3}$. Napięcie wyprostowane zaznaczono kreskowaniem pionowym

a - obciążenie graniczne dla rys. 94; jedno pole komutacji zakropkowane, b - obciążenie większe od granicznego; początkowy moment komutacji przesunięty o kąt α ; $\nu = \frac{\pi}{3}$; zakropkowane pole komutacji jest większe niż na rysunku a, c - obciążenie graniczne dla omawianego stanu; opóźnienie komutacji $\alpha = \frac{\pi}{6}$; wartość chwilowa napięcia w momencie początku komutacji jest równa 0



1 - 2 grupy anodowej. Opóźnienie początku komutacji oznaczone jako α ma tę samą wartość jak opóźnienie zakończenia komutacji. W rezultacie kąt komutacji ν pozostaje nie zmieniony i wynosi $\frac{\pi}{3}$. Pole komutacji przy wzrastającym obciążeniu, a więc i kącie α zwiększa się. Zakropkowano je przykładowo na rys. 95 abc. Wynikiem wzrostu pola komutacji jest wzrost spadku napięcia. Granicą tego obszaru rozważań jest kąt $\alpha = \frac{\pi}{6}$ pokazany na rys. 95. Przebieg charakterystyki w zakresie $0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{6}$ można znaleźć następująco:

W rozdziale 3.4 omówiono efekty komutacji opóźnionej o kąt α i trwającej ν_α (wzór 66b z pominięciem czynnego i zwarowego spadku napięcia) Tu ν_α jest trwale równe $\frac{\pi}{3}$, wzór 66b uzyskuje więc postać

$$U_{s\alpha} = U_{s0} \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right) \cos \frac{\pi}{6} = U_{s0} \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right). \quad (120)$$

Jednocześnie wzór 48b można zapisać następująco:

$$\frac{di_1}{dx} - \frac{\sqrt{2} U_f}{X_z} \sin \frac{\pi}{3} \sin x = 0 \quad (121)$$

i scałkować:

$$\int_0^{I_s} di_1 = \int_\alpha^{\alpha + \frac{\pi}{3}} \frac{\sqrt{2} U_f}{X_z} \sin \frac{\pi}{3} \sin x \, dx, \quad (122a)$$

co daje rezultat

$$\sin\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right) = \frac{I_s X_z}{U_f} \sqrt{\frac{2}{3}}. \quad (122b)$$

Podniesienie do kwadratu wyrażeń (120) i (122) i zsumowanie ich daje rezultat:

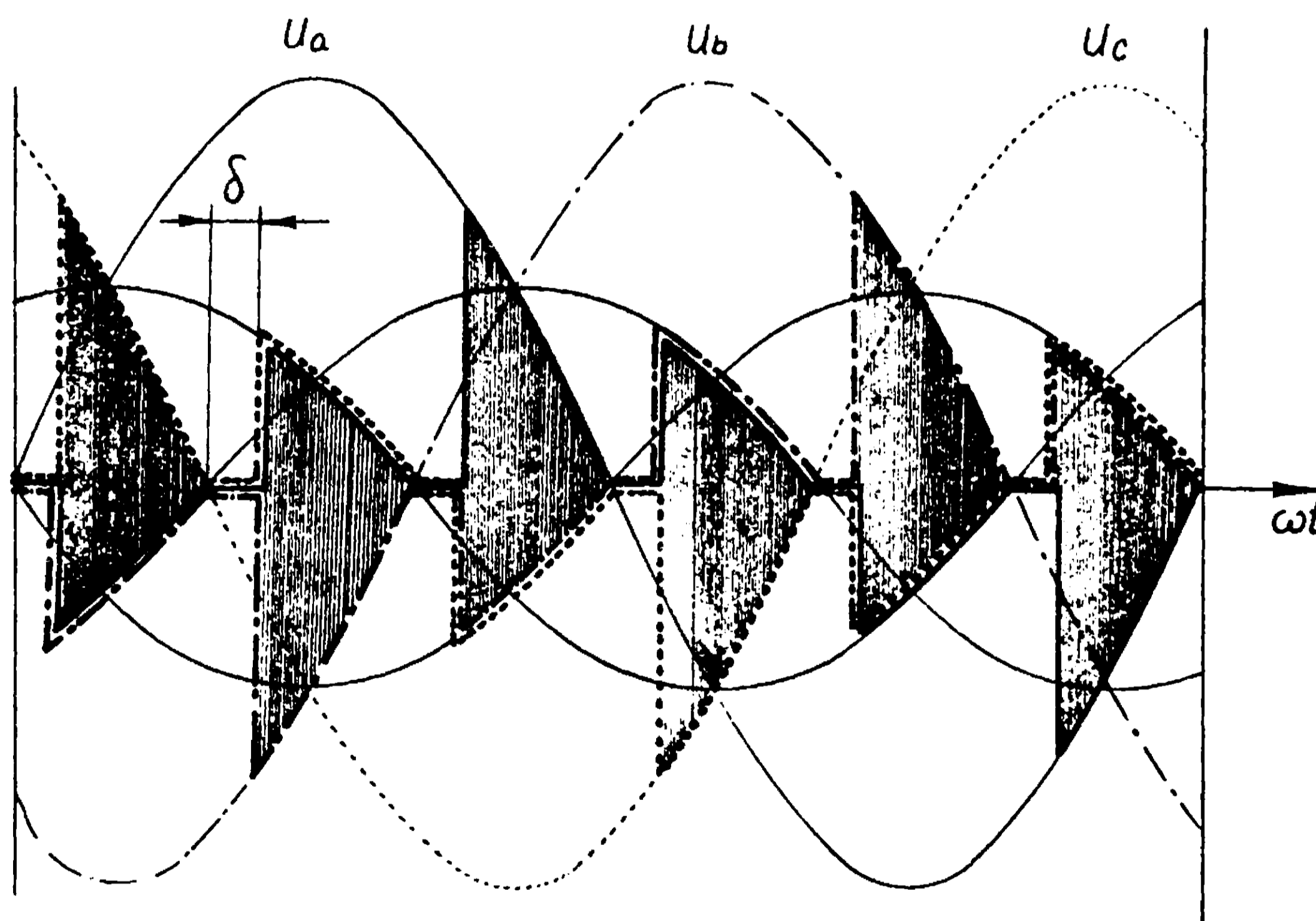
$$\frac{2}{3} \left(\frac{I_s X_z}{U_f} \right)^2 + \frac{4}{3} \left(\frac{U_{s\alpha}}{U_{s0}} \right)^2 = 1 \quad (123a)$$

albo, korzystając z podanej poprzednio (za wzorem 117) definicji u_x :

$$\left(\frac{u_x}{u_r 100}\right)^2 i_{sr}^2 + \frac{4}{3} u_{s\alpha r}^2 = 1. \quad (123b)$$

Jest to równanie elipsy (lub przy odpowiednim dobieraniu skali - koła); jednocześnie kąt α znaleźć można przekształcając wzór (122b) przy wykorzystaniu (113)

$$\sin\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right) = \frac{i_{sr}}{u_r} \frac{u_x}{100}. \quad (124)$$



Rys. 96. Przebieg napięcia wyprostowanego w ostatnim odcinku charakterystyki zewnętrznej; podczas kąta δ komutacje w obu grupach na siebie nachodzą (praca obu zaworów jednego ramienia zwierająca mostek)

Korzystając z wzoru (123b) oraz (124) można obliczyć

$$\text{dla } \alpha = 0; \quad i_{sr} = 0,5 \cdot u_r \cdot \frac{100}{u_x}; \quad u_{sr} = 0,75,$$

$$\text{dla } \alpha = \frac{\pi}{6}; \quad i_{sr} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot u_r \cdot \frac{100}{u_x}; \quad u_{sr} = \frac{\sqrt{3}}{4}.$$

Wartości i_{sr} oraz u_{sr} dla $\alpha = 0$ są oczywiście wspólne z granicznym punktem pierwszego odcinka charakterystyki, natomiast wartości dla $\alpha = \frac{\pi}{6}$ są jednocześnie początkowymi dla trzeciego, ostatniego odcinka charakterystyki zewnętrznej.

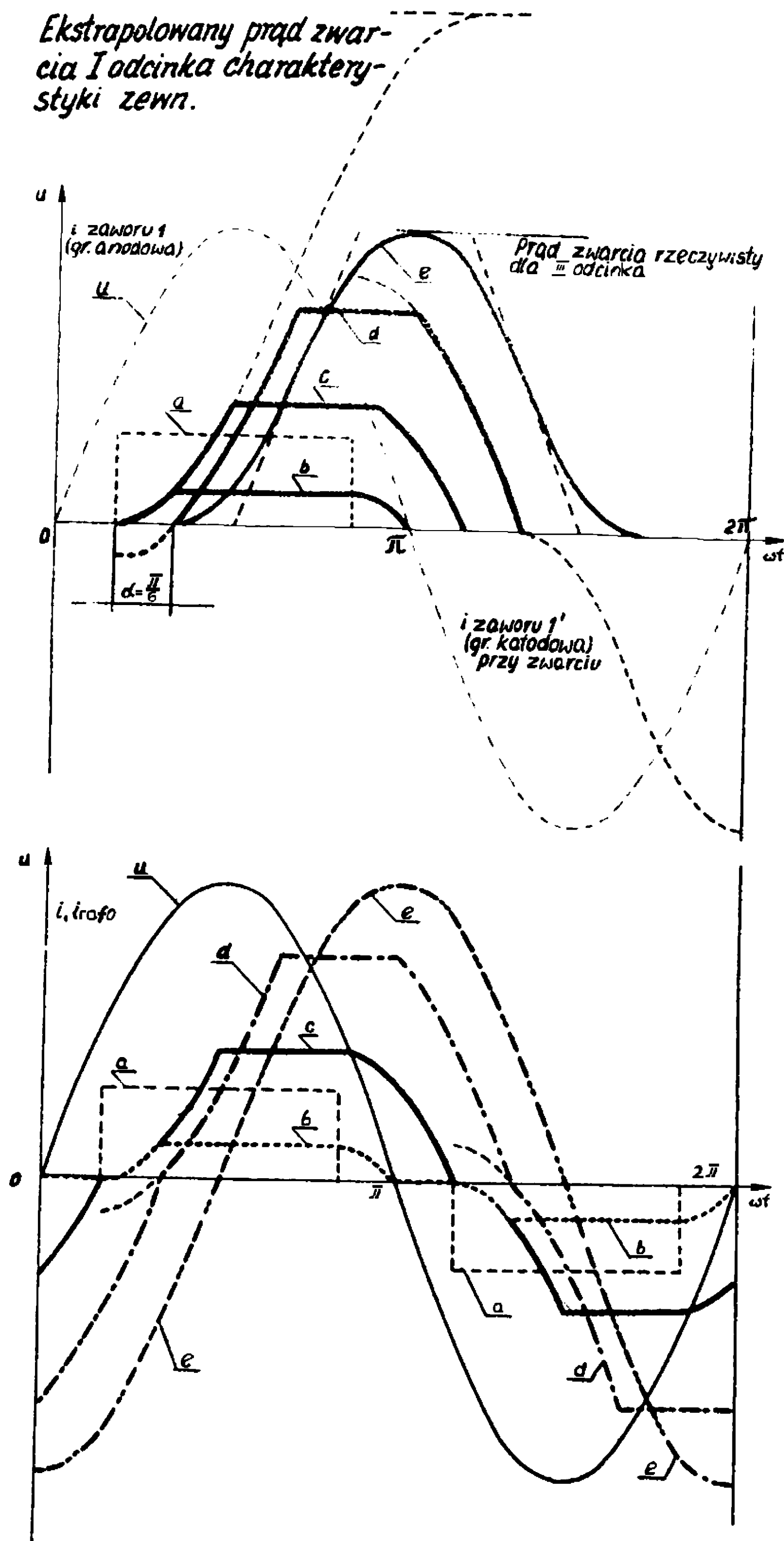
Gdy obciążenie przekracza granicę pokazaną na rys. 95c komutacje grupy katodowej i anodowej zaczynają na siebie nachodzić. Podczas takiego nachodzenia w jednym z ramion mostka pracują jednocześnie obie diody, a więc zaciski + - są ekwipotencjalne lub innymi słowy napięcie wyprostowane ma wartość chwilową równą zeru. Przy trwałym zwarcu zacisków napięcie na nich jest trwale równe zeru. Czas trwania każdego fragmentu napięcia wyprostowanego równego zeru oznaczymy δ (rys. 96). Ostatni trzeci odcinek charakterystyki zewnętrznej występuje, gdy $0 \leq \delta \leq \frac{\pi}{3}$.

Przebieg fali prądu jednego zaworu oraz prądu jednej fazy transformatora dla poszczególnych obciążeń przedstawiono na rys. 97 ($\nu = 0$; $\nu = \frac{\pi}{6}$; $\nu = \frac{\pi}{3}$ przy $\alpha = 0$; $\nu = \frac{\pi}{3}$ przy $\alpha = \frac{\pi}{6}$ oraz $\delta = 0$; zwarcie, czyli $\delta = \frac{\pi}{3}$).

Ostatni odcinek charakterystyki do punktu zwarcia jest prostoliniowy. Równanie tego odcinka wyprowadza się w sposób bardziej kłopotliwy ze względu na konieczność sumowania poszczególnych fragmentów komutacji. Zostanie tu podany wynik:

$$I_s = \frac{\sqrt{2} U_f}{2X} \left[1 + \sin\left(\delta + \frac{\pi}{6}\right) \right], \quad (125)$$

$$U_s = \frac{\sqrt{3}}{2} U_{so} \left[1 - \sin\left(\delta + \frac{\pi}{6}\right) \right]. \quad (126)$$



Rys. 97. Przebieg prądu jednego zaworu oraz prądu jednej fazy
 a - komutacja natychmiastowa, b - $\nu = \frac{\pi}{6}$, c - $\nu = \frac{\pi}{3}$ przy $\alpha = 0$, d - $\nu = \frac{\pi}{3}$ przy $\alpha = \frac{\pi}{6}$ oraz $\delta = 0$, e - stan teoretycznego zwarcia ustalonego; $\delta = \frac{\pi}{3}$; $u_s = 0 = \text{const}$

Łącząc (125), (126) i korzystając z wyrażenia na napięcie zwarcia oraz prąd znamionowy (113) otrzymuje się

$$u_{sr} = \frac{U_s}{U_{so}} = \sqrt{3} \left[1 - \frac{i_{sr}}{u_r} \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{u_x}{100} \right]. \quad (127)$$

Prąd zwarcia można znaleźć podstawiając do wzoru (127)

$u_{sr} = 0$; otrzymuje się

$$i_{s zr} = \frac{2}{\sqrt{3}} u_r \frac{100}{u_r}. \quad (128)$$

Rezystancyjny i zaworowy spadek napięcia w układzie mostka trójfazowego należy we wzorach (118), (123b) oraz (127) uwzględnić identycznie jak we wzorze (103), dotyczącym mostka jednofazowego.

Wyrażenie (118), (123b) oraz (127) można przeliczyć na prąd wyprostowany względny, odniesiony nie do prądu znamionowego, lecz do prądu zwarcia; oznaczymy go i'_{sr} .

$$i'_{sr} = \frac{i_{sr}}{i_{s zr}}.$$

Uzyskuje się w tym przypadku zamiast wzoru (118) wzór (129)

$$u_{sr} = 1 - \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot i'_{sr}, \quad (129)$$

ważne dla $0 \leq i'_{sr} \leq \frac{\sqrt{3}}{4}$.

Zamiast wzoru (123b) wzór (130)

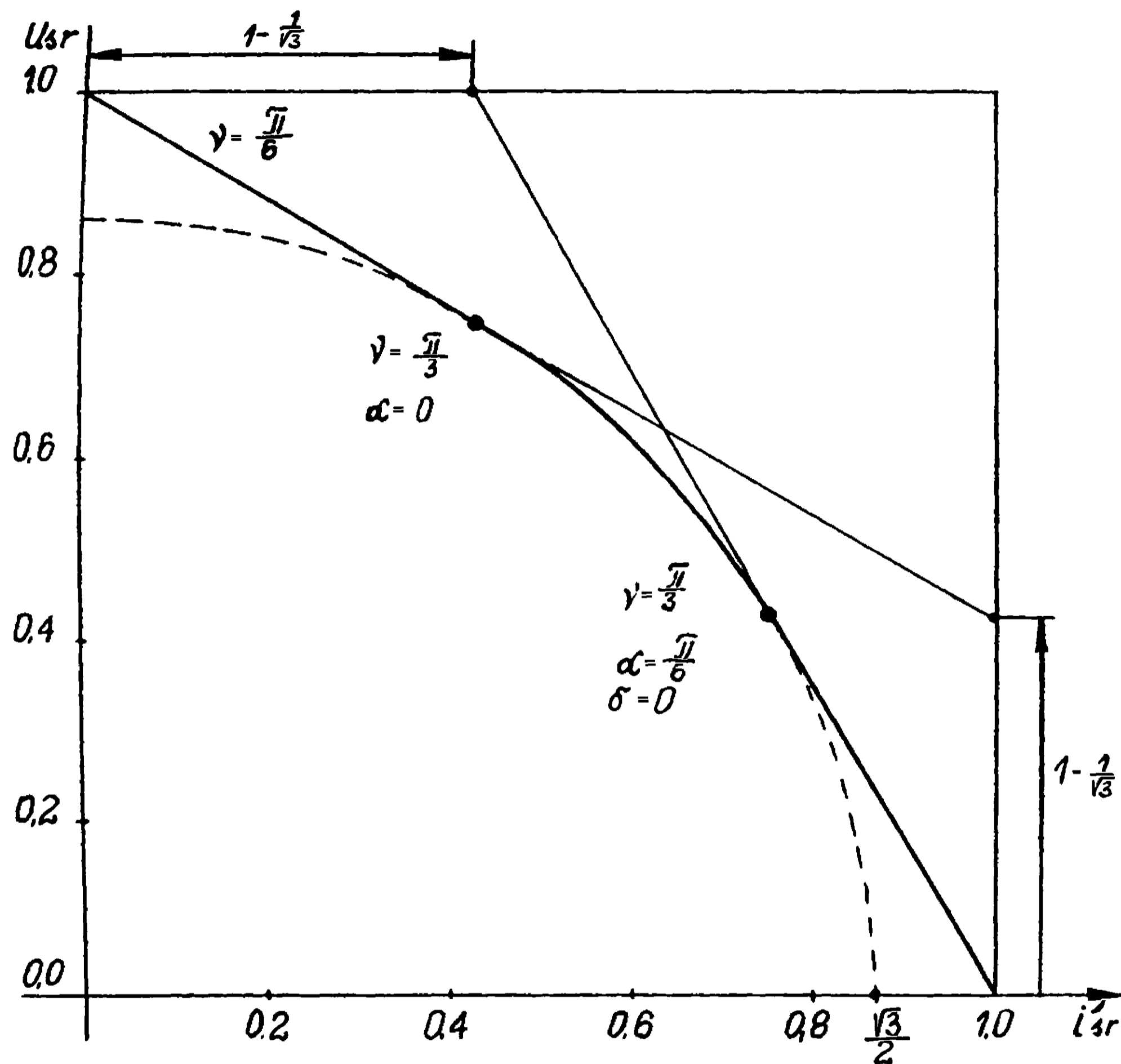
$$\frac{4}{3} i'^2_{sr} + \frac{4}{3} u^2_{s ar} = 1, \quad (130)$$

czyli równanie okręgu koła, ważne dla $\frac{\sqrt{3}}{4} \leq i'_{sr} \leq \frac{3}{4}$.

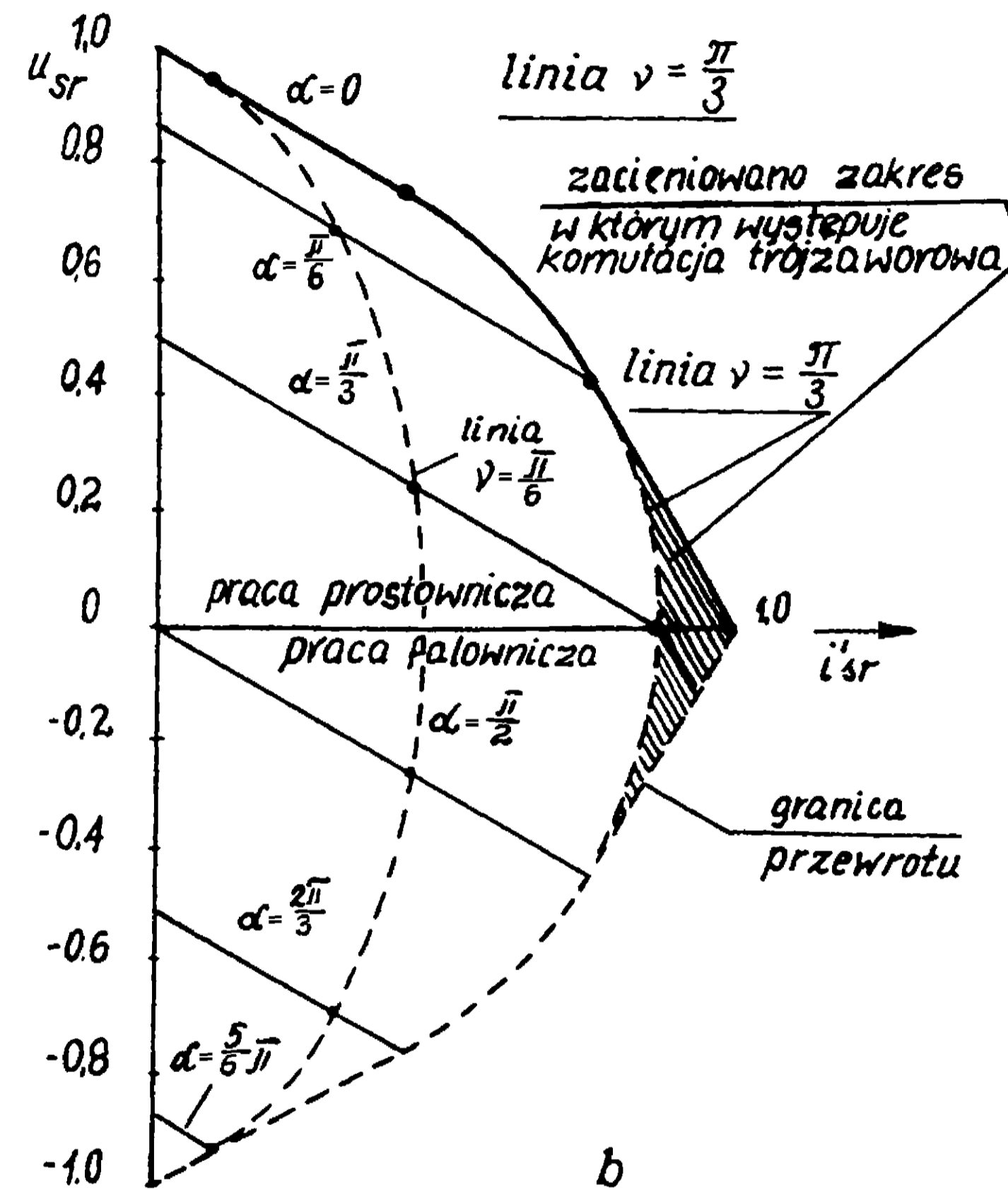
Zamiast (127) wzór (131)

$$u_{sr} = \sqrt{3} (1 - i'_{sr}), \quad (131)$$

ważne dla $\frac{3}{4} \leq i'_{sr} \leq 1$.



a



b

Rys. 98. Charakterystyka zewnętrzna mostka trójfazowego przy całkowicie wygładzonym prądzie
 a - przypadek mostka nie sterowanego, b - przypadek mostka sterowanego (6T) przy długo trwającym impulsie wyzwajającym; charakterystyki pod osią (dla ujemnych wartości napięcia U_s dotyczą pracy falowniczej - patrz rozdział 6)

Przebieg charakterystyki zewnętrznej mostka trójfazowego wyrażonej zespołem wzorów 129, 130, 131 przedstawiono na rys. 98a.

W pierwszym zakresie charakterystyki zewnętrznej przy wygładzonym prądzie ($\nu < \frac{\pi}{3}$) stosując drobne uproszczenia można przez analizę szeregu Fouriera uzyskać wyrażenia dla składowych czynnej i biernej pierwszej harmonicznej prądu wtórnego transformatora w odniesieniu do I_s :

$$i_{Ih\ czr} = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{3}{2}} (1 + \cos \nu) = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cos^2 \frac{\nu}{2},$$

$$i_{Ih\ br} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\nu - \sin 2\nu}{1 - \cos \nu}.$$

5.3.2. Mostek trójfazowy sterowany (6T)

Impulsy wyzwajające tyrystory obu składowych grup mostka są wzajemnie przesunięte o $\frac{\pi}{3}$. Prąd przepływa szeregowo przez obie grupy. Aby mostek mógł rozpocząć pracę, jeden spolaryzowany przepustowo tyrystor w każdej grupie (tzn. anodowej i katodowej) musi równocześnie otrzymać wyzwajający impuls bramkowy. Uzyskanie tego jest możliwe albo przez wydłużenie impulsów wyzwajających, tak aby trwały dłużej niż $\frac{\pi}{3}$, albo przez powtórzenie impulsu wyzwajającego w każdym tyrystorze po kącie czasowym $\frac{\pi}{3}$. Podczas normalnej pracy każdy tyrystor mostka przewodzi przez kąt czasowy $\frac{2\pi}{3}$, to też przy pracy bezprzerywnej powtórzenie impulsu nie ma żadnego wpływu na układ. Jednak już w przypadku, gdy składowa przemienna prądu odbioru uzyskuje amplitudę równą składowej stałej, czyli układ przechodzi do nieciąętego prądu odbioru

(tzw. praca impulsowa lub przerywna) podwójne impulsowanie tyrystorów umożliwia uzyskanie pracy mostka. W przypadku mostka tyrystorowego jednofazowego ten problem nie występował, gdyż pary tyrystorów były impulsowane jednocześnie.

Dla komutacji natychmiastowej wzór na napięcie wyprostowane jest analogiczny do wzoru dla układu trójfazowego gwiazdowego (wzór 33):

$$U_{s\alpha} = U_{s0} \cos \alpha$$

W konsekwencji tego przy wygładzonym prądzie odbioru współczynnik mocy uzyskuje wartość

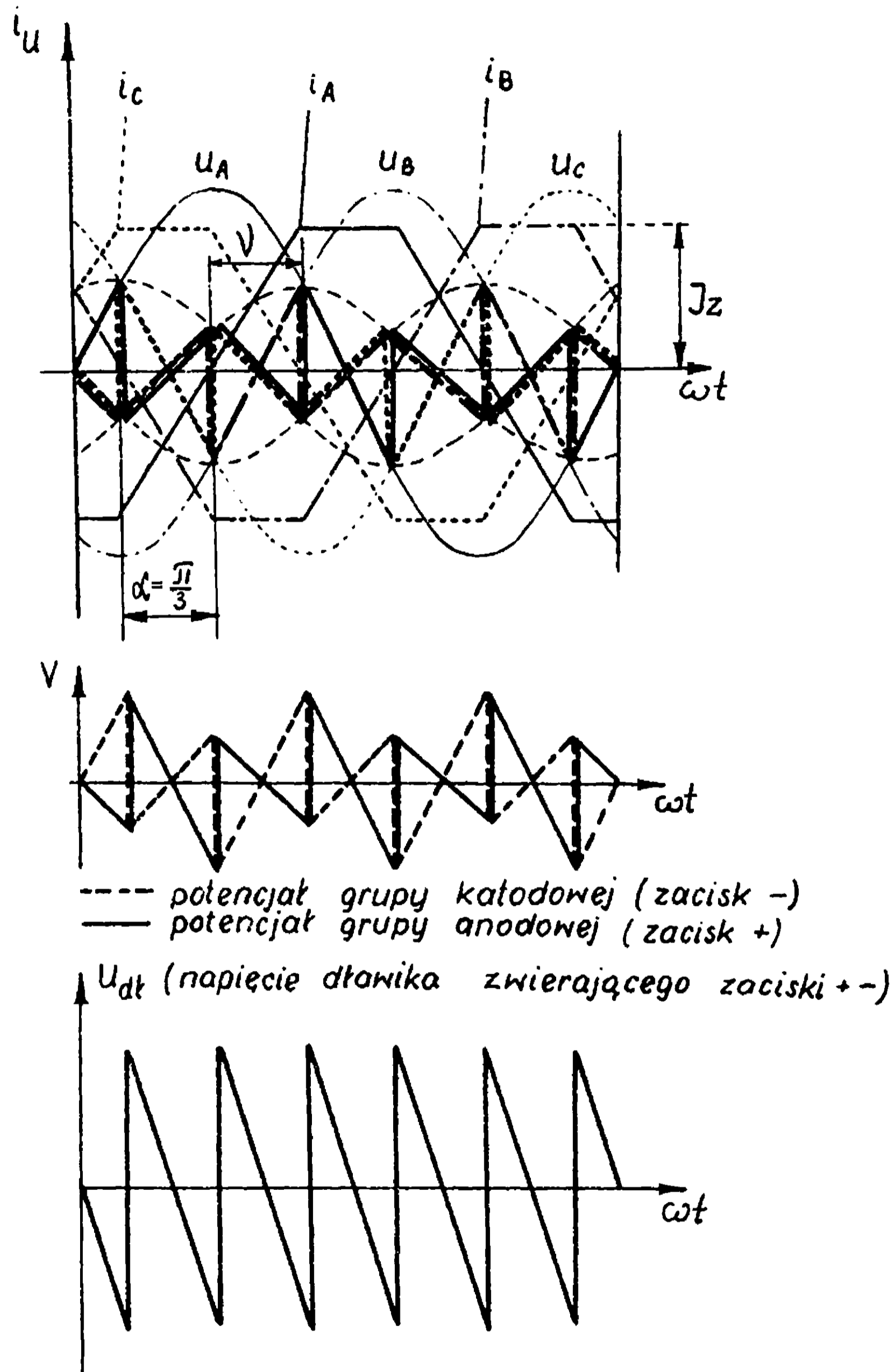
$$\lambda = \frac{P_s}{S} = \frac{U_{s0} \cos \alpha I_s}{\sqrt{3} \frac{U_{s0}}{1,35} I_s \sqrt{\frac{2}{3}}} = 0,955 \cos \alpha. \quad (132)$$

Ze względu na to, że współczynnik mocy pierwszej harmonicznej prądu wynika z jego przesunięcia względem napięcia, a przesunięcie to przy wygładzonym prądzie równe jest kątowi α , z porównania z wzorem 15 wynika, że $\cos \varphi_{1h} = \cos \alpha$, natomiast współczynnik mocy odkształcenia $\xi = 0,955$.

Jeżeli obecność SEM w odbiorze i mała indukcyjność gładząca doprowadza przy malejącym obciążeniu do impulsowej pracy mostka, może powstać utrata sterowalności. Występowanie na zaciskach $u_s = E$, gdy $i_s = 0$, powoduje dla pewnego zakresu kąta α między 0 a $\frac{\pi}{6}$ polaryzację wsteczną impulsowanych zaworów, a więc niemożliwość pracy mostka mimo zdwojonych impulsów. Jeżeli czas trwania impulsu wyzwalającego (lub wiązki impulsów) jest dłuższy niż $\frac{\pi}{6}$ występuje wtedy praca układu, lecz pojawia się nieciągłość regulacji napięcia na zaciskach. Patrz również punkt 2.5.2a.

Przy $\alpha = 0$, wygładzonym prądzie odbioru i analogicznych założeniach jakie przyjęto w p. 5.3.1. charakterystyka zewnętrzna

układu 6T nie różni się od charakterystyki układu 6D. Specyfika układu mostkowego zaczyna występować dopiero przy



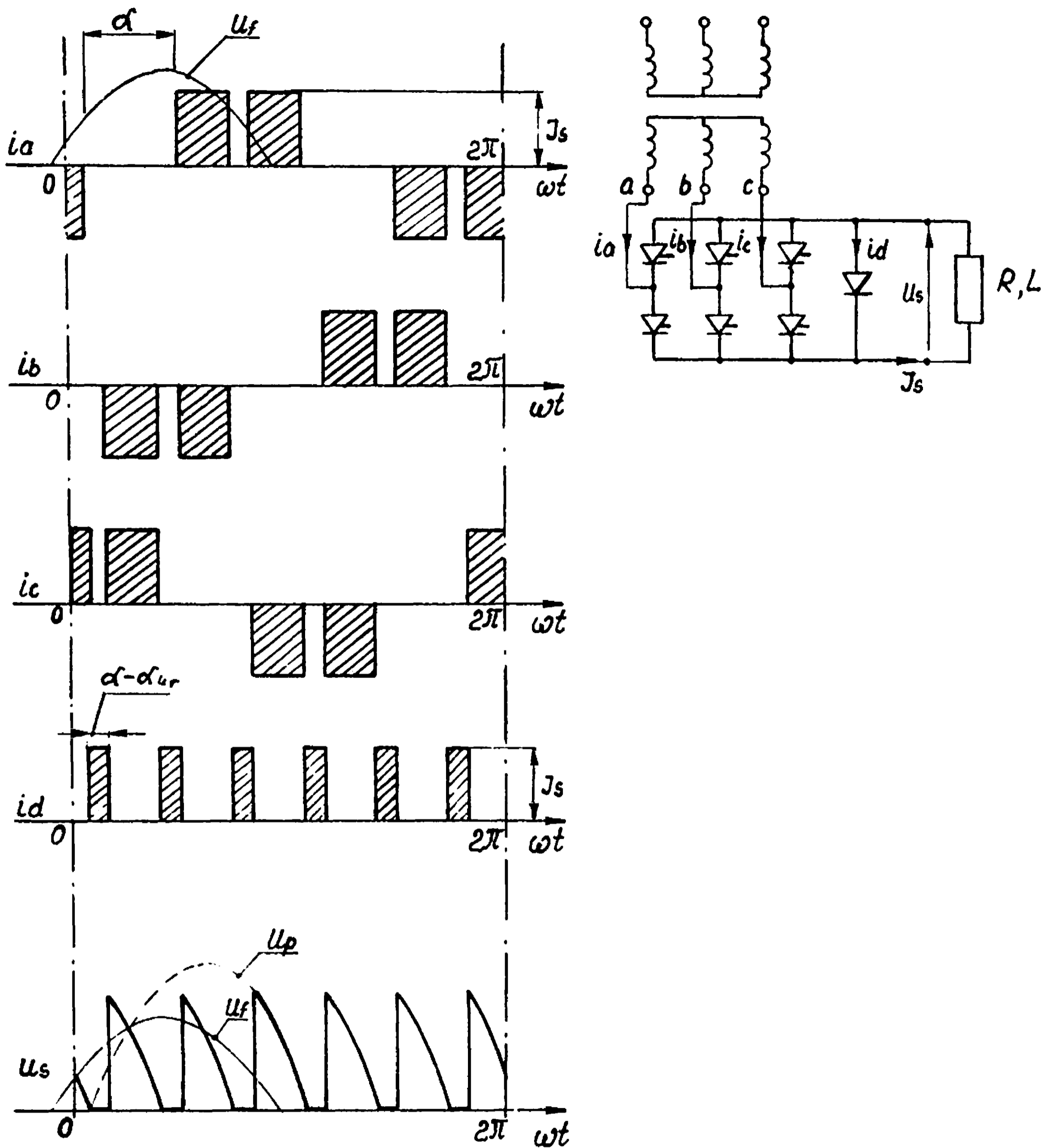
Rys. 99. Przebieg wartości chwilowej prądu zwarcia mostka sterowanego 6T przy $\alpha = \frac{\pi}{3}$; $U_s = 0$; składowa przemienna napięcia przy zwarcu występuje na bezrezystancyjnym dławiku gładzącym

$\alpha > 0$. Wzory 66a, b, c mają oczywiście również dla mostka pełne zastosowanie z tą jedynie różnicą, że trzeba uwzględnić spadek napięcia nie na jednym zaworze, lecz na dwóch $2\Delta U_p$ podobnie, jak we wzorze 103.

Nachylenie pierwszego odcinka charakterystyki zewnętrznej jest niezależne od α . Przebieg całości charakterystyk dla różnych kątów α jest zestawiony na rys. 98b. Aby po przejściu do drugiego (kołowego) odcinka charakterystyki nie nastąpiła utrata sterowalności, impuls (lub wiązka impulsów wyzwalających) musi mieć długość większą niż $\frac{\pi}{6}$. Przy kącie $\alpha = \frac{\pi}{6}$ nie występuje już kołowy odcinek charakterystyki, natomiast począwszy od $\alpha = \frac{\pi}{3}$ charakterystyka w zakresie pracy prostownikowej aż do punktu zwarcia staje się jednodciukowa. Prąd zwarcia dla $0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{6}$ jest taki sam. Gdy $\alpha > \frac{\pi}{6}$ prąd zwarcia maleje.

Rysunek 99 przedstawia kształt prądu zwarcia przy $\alpha = \frac{\pi}{3}$. Gdy prąd odbioru nie jest wygładzony, a szczególnie przy pracy impulsowej i obecności SEM w odbiorze, charakterystyka zewnętrzna i punkt stanu jałowego ($i_{sr} = 0$) wymaga uwzględnienia spadków napięcia od składowej przemiennej prądu wyprostowanego oraz uwzględnienia zwiększenia napięcia wyprostowanego przez E, które występuje na zaciskach odbioru jako napięcie, gdy wartość chwilowa prądu wyprostowanego jest równa zero. Ta analiza, podobnie jak wspomniana poprzednio utrata sterowalności, nie będzie przeprowadzona w niniejszym skrypcie, patrz [1].

Zastosowanie diody zerowej daje w mostku efekty analogiczne jak w przypadku $m_2 = 6$ (gdyż trójfazowy układ mostkowy jest układem sześciopulsowym) i stosuje się tu analiza z rozdziału 2.5.1 i 2.5.2 oraz 3.9. Przebieg prądu transformatora i diody rozładowczej przy pełnym wygładzeniu I_s przedstawia rys. 100.



Rys. 100. Schemat układu oraz przebieg prądu poszczególnych faz zasilających tyrystorowy układ mostkowy z diodą zerową i_a , i_b , i_c , a także przebieg prądu diody zerowej i_d , gdy $\alpha = \frac{5\pi}{12}$; $\alpha_{kr} = \frac{\pi}{3}$; $\alpha - \alpha_{kr} = \frac{\pi}{12}$; komutacja jest natychmiastowa, prąd całkowicie wygładzony. Pokazano również przebieg napięcia wyprostowanego u_s ; u_f - napięcie fazowe fazy a, u_p - napięcie przewodowe a - c.

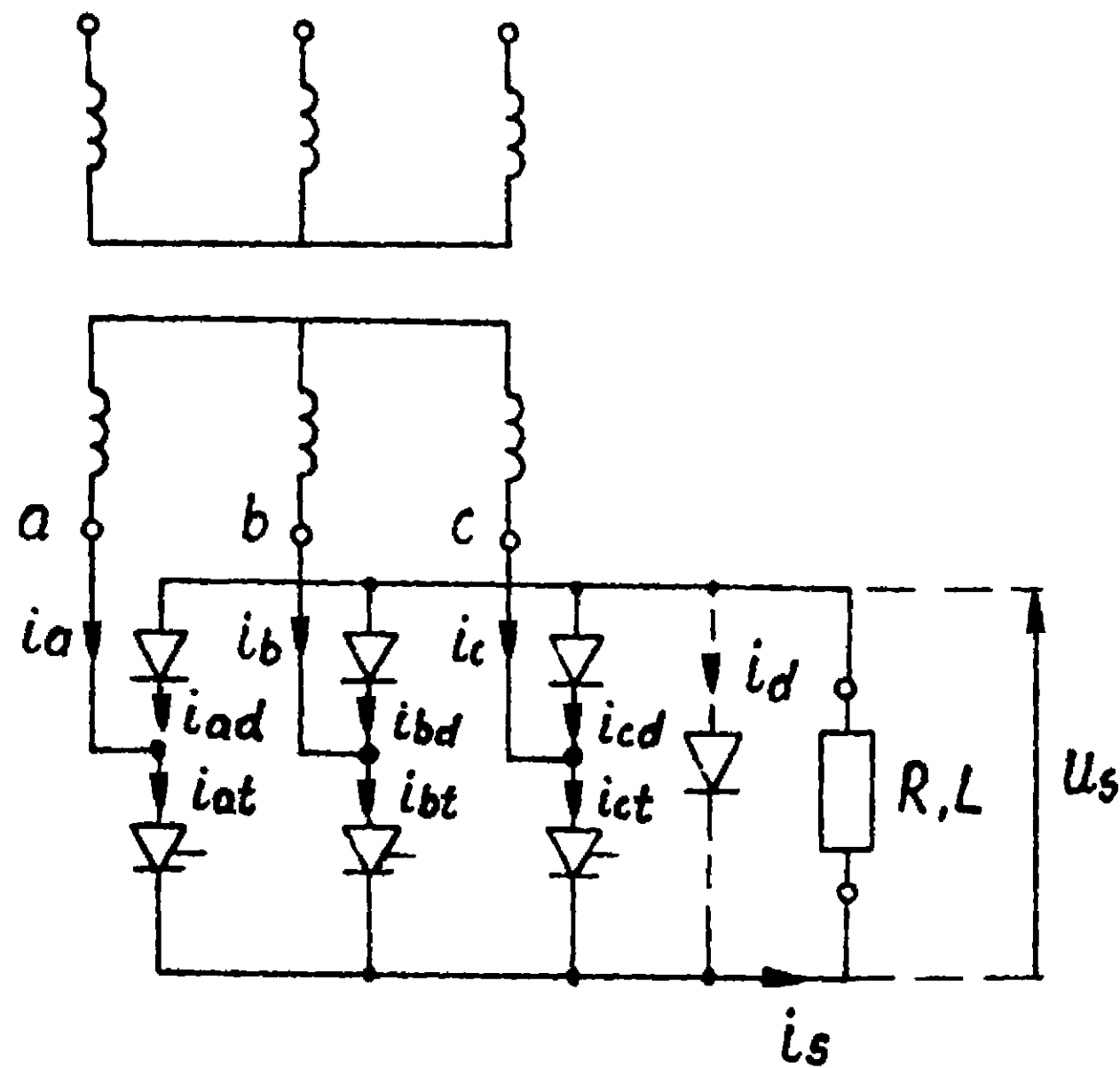
5.3.3. Mostek trójfazowy półsterowany (3T - 3D)

W mostku tego rodzaju jak pokazany na rys. 101 jedna składowa grupa trójfazowa jest grupą diodową, a druga tyristorową. W grupie di-

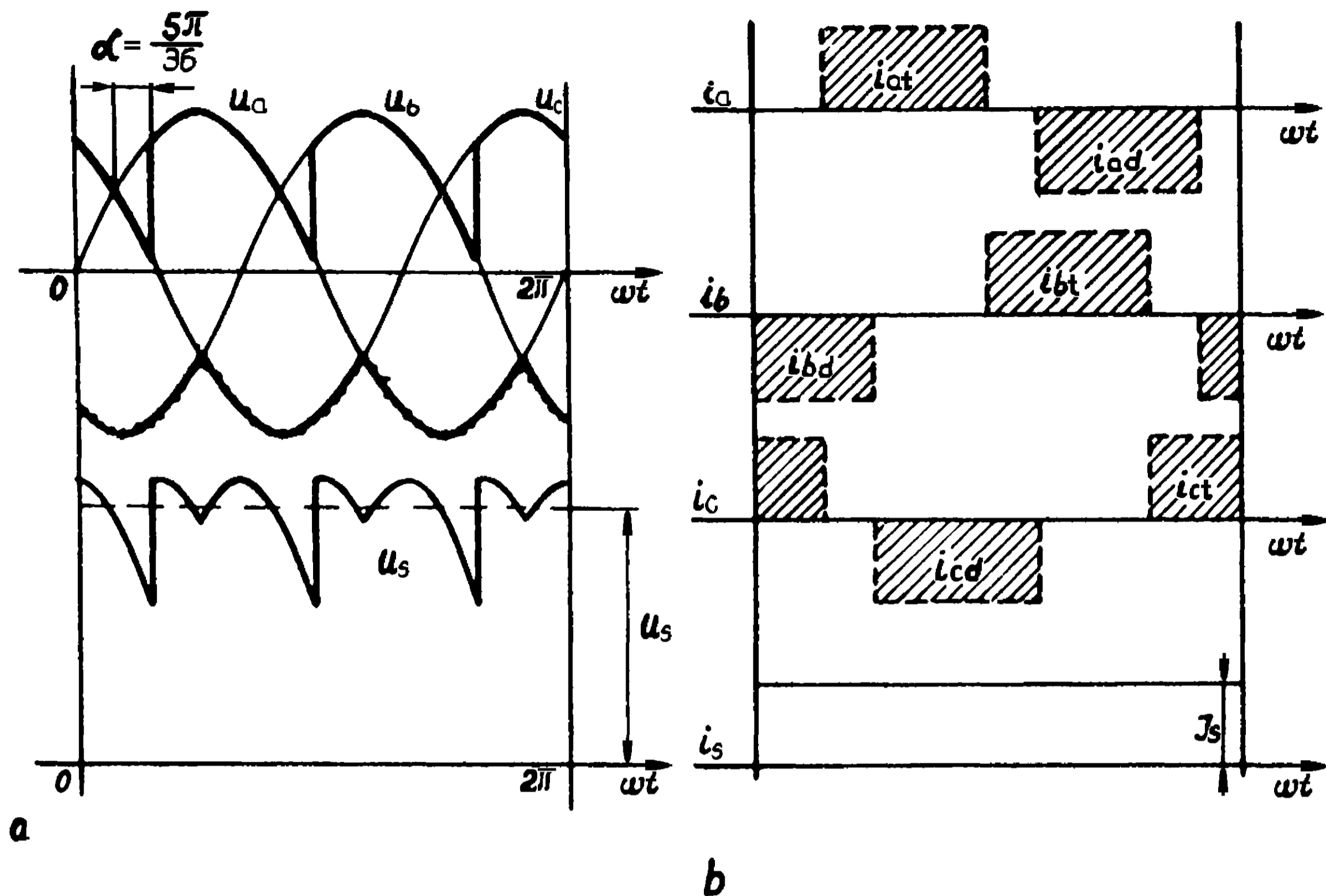
owej komutacja ma charakter swobodny, a w tyristorowej jest opóźniona o kąt α . Tyristory nie wymagają w konsekwencji impulsów wyzwajających zdwojonych w odstępie $\frac{\pi}{3}$, wystarcza impuls pojedynczy. Przebieg napięcia wyprostowanego, jako wynik działania obu grup, jest

przedstawiony na rys.102. Dla małych kątów α przy istnieniu w odbiorni-

ku SEM podczas przejścia do pracy impulsowej może wystąpić utrata sterowalności, jeśli w chwili impulsu wartość E jest większa od u_s i powoduje polaryzację wsteczną tyristora. Tego zagadnienia podobnie jak w punkcie 5.3.2 nie będziemy poruszać w niniejszym skrypcie (patrz [1]). Jeśli kąt α nie przekracza wartości krytycznej (wzór 37), to wartość chwilowa napięcia wyprostowanego jest stale większa od 0 (na rys. 102a). Dla układów sześciopulsowych, a do nich należy mostek trójfazowy ($m_2 = 6$), kąt krytyczny wynosi $\frac{\pi}{3}$. Z analizy rys. 102 wynika, że od tego kąta począwszy fragmenty obwiedni górnej i dolnej mają odcinek wspólny, a więc w tym czasie wartość

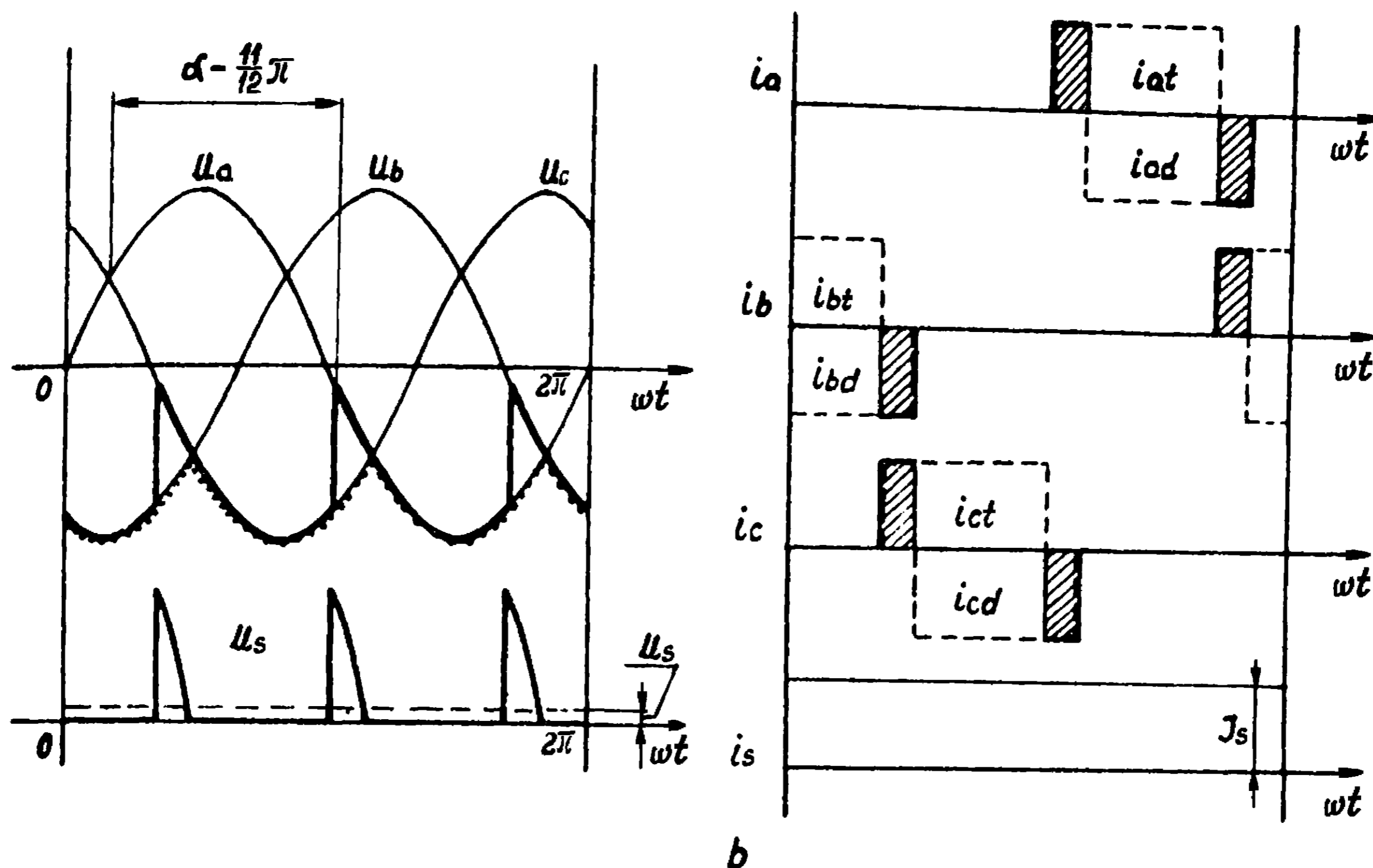


Rys. 101. Schemat mostka tyrystorowego trójfazowego półsterowanego (3T - 3D) z ewentualnie włączoną diodą zerową i oznaczenia prądów



Rys. 102. Przebieg napięć i prądów w mostku półsterowanym przy komutacji natychmiastowej dla $\alpha = \frac{5\pi}{36}$ (czyli 25°); oznaczenia jak na rys. 101, prąd całkowicie wygładzony

chwilowa napięcia wyjściowego jest równa 0. Rysunek 102b wykonano dla $\alpha = \frac{11}{12}\pi$. Gdy $\alpha \rightarrow \pi$ $U_s \rightarrow 0$. Czas, w którym w grupie tyrystorowej i diodowej pracuje zawór w tej samej fazie (odcinek od $\alpha_{kr} = \frac{\pi}{3}$ do α , gdy $\alpha > \alpha_{kr}$) jest odpowiednikiem czasu działania diody zerowej, to też w układzie półsterowanym nie może się pojawić ujemna wartość chwilowa w napięciu wyjściowym. Impulsy prądu w uzwojeniu każdej fazy transformatora zasilającego zaczynają trwać krócej. Do kąta krytycznego trwają one po $\frac{2\pi}{3}$, a od kąta krytycznego począwszy trwają po $\frac{2\pi}{3} - (\alpha - \alpha_{kr})$. Wzajemne przesunięcie początku impulsu dodatniego i ujemnego, które przy $\alpha = 0$ wynosi oczywiście π , desymetryzuje się w miarę wzrostu kąta α i wynosi $\pi - \alpha$ względnie $\pi + \alpha$.



Rys. 103. Przebieg napięć i prądów w mostku półsterowanym dla $\alpha = \frac{11}{12}\pi$ (czyli 155°). Komutacja natychmiastowa; prąd całkowicie wygładzony; liniami przerywanymi zaznaczono prądy diod i tyrystorów (wg oznaczeń na rys. 101) zacięniowano prąd uzwojeń transformatora i_a, i_b, i_c

Przebieg prądu transformatora przy pełnym wygładzeniu prądu odbioru dla dwóch wartości kąta α przedstawiono na rys. 103. Prąd każdego zaworu płynie oczywiście przez $\frac{2\pi}{3}$; zawory można odciążać stosując diodę zerową. Jakkolwiek dioda ta spełnia to samo zadanie, jak pracujące jednocześnie zawory jednej fazy, to jednak spadek napięcia na pojedynczej diodzie jest mniejszy niż na diodzie i tyrystorze pracujących szeregowo. Wobec nieliniowej charakterystyki zaworów, dioda zerowa przejmuje praktycznie całkowicie prąd i_s w odcinkach czasu, gdy $u_s = 0$, czyli $3(\alpha - \alpha_{kr})$ w ciągu 1 okresu, odciążając zawory główne. Pozwala to na obliczenie obciążalności diody

zerowej. Wzory dla napięcia i prądu przy komutacji natychmiastowej łatwo wyprowadzić w oparciu o rys. 102 oraz 103. Wyniki są następujące:

$$\begin{aligned}
 U_s &= \frac{1}{\frac{2\pi}{3}} \left[\int_{-\frac{\pi}{3}}^{+\frac{\pi}{3}} \sqrt{2} U_f \cos x \, dx + \int_{(-\pi/3) + \alpha}^{(+\pi/3) + \alpha} \sqrt{2} U_f \cos x \, dx \right] = \\
 &= \sqrt{2} U_f \frac{3}{\pi} \sin \frac{\pi}{3} (1 + \cos \alpha) = \\
 &= U_{so} \frac{1 + \cos \alpha}{2} = U_{so} \cos^2 \frac{\alpha}{2}, \quad (133)
 \end{aligned}$$

gdzie $U_{so} = 1,35 U_p$,

U_p - napięcie przewodowe wtórne.

Wartość skuteczna prądu dla $0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3}$ jest taka sama, jak dla mostka zwykłego, lecz wobec desymetryzacji kątów przesunięcie obu połówek pojawiają się harmoniczne parzyste od drugiej począwszy, co stanowi poważną wadę tego układu.

Dla $\frac{\pi}{3} < \alpha \leq \pi$ impulsy prądu skracają się, a więc przy stałej wartości I_s i pełnym wygładzeniu wartość skuteczna prądu w oparciu o rys. 103 wynosi

$$I_2 = I_s \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}} = I_{2p} \sqrt{\frac{3(\pi - \alpha)}{2\pi}}, \quad (134)$$

gdzie I_{2p} jest prądem wtórnym pełnym, jak dla $\alpha = 0$, obliczanym za pomocą wzoru (113) i wynoszącym $I_{2p} = \frac{I_s}{\sqrt{3}} \sqrt{2}$. Moc pozorna pobierana z sieci przy stałym prądzie I_s jest dla $0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3}$ stała, obliczana wzorem $S = \sqrt{3} U I_{2p}$, natomiast moc czynna maleje, gdyż napięcie U_s maleje wg wzoru (133). Daje to w wymienionym zakresie współczynnik mocy

$$\lambda = \frac{P_s}{S_t} = \frac{U_{so} \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2} \cdot I_s}{\sqrt{3} \frac{U_{so}}{1,35} \cdot I_s \sqrt{\frac{2}{3}}} =$$

$$= 0,477(1 + \cos \alpha) = 0,954 \cos^2 \frac{\alpha}{2}. \quad (135)$$

Współczynnik mocy przy $\alpha = 0$ wynosi 0,954, natomiast przy $\alpha = \frac{\pi}{3}$ (zmniejszenie napięcia do $0,75U_{s0}$) spada do wartości 0,715. Dla $\frac{\pi}{3} < \alpha < \pi$ moc pozorna maleje wobec zmniejszania się prądu I_2 , zgodnie z wzorem (134). Do mianownika wyrażenia (135) należy więc wtedy wprowadzić czynnik $\sqrt{\frac{3(\pi - \alpha)}{2\pi}}$, co daje rezultat

$$\lambda = 0,477(1 + \cos \alpha) \frac{2\pi}{3(\pi - \alpha)} = \frac{2}{\pi - \alpha} \cos^2 \frac{\alpha}{2}. \quad (136)$$

Dla $\alpha = \frac{\pi}{2}$ przy którym występuje zmniejszenie U_s do 50% U_{s0} , współczynnik mocy wynosi $\lambda = 0,636$. Z tego punktu widzenia układ półsterowany nie jest gorszy od pełnosterowanego.

Komutacja w układzie półsterowanym ma oczywiście inny przebieg dla grupy katodowej i anodowej. Spadki napięcia wywołane komutacją są jednak w obu grupach takie same, gdyż pole komutacji zależy od wartości komutującego prądu i od reaktancji rozproszenia, a nie od kąta α . Przebieg charakterystyki zewnętrznej układu dla α bliskiego 0 jest oczywiście identyczny jak dla obu poprzednio omawianych układów. Uwaga na temat długości impulsu lub wiązki impulsów wyzwających ($> \frac{\pi}{6}$), aby na części kołowej charakterystyki zewnętrznej (drugi odcinek) nie utracić sterowalności, jest i tutaj słuszna. Od $\alpha + \nu_{\text{tyr}} = \frac{\pi}{3}$ komutacje obu grup zaczynają na siebie nachodzić, co powoduje przejście do drugiego (kołowego) odcinka charakterystyki, a więc opóźnienie początku komutacji grupy diodowej aż do $\frac{\pi}{6}$, gdy $\alpha + \nu_{\text{tyr}} = \frac{\pi}{2}$.

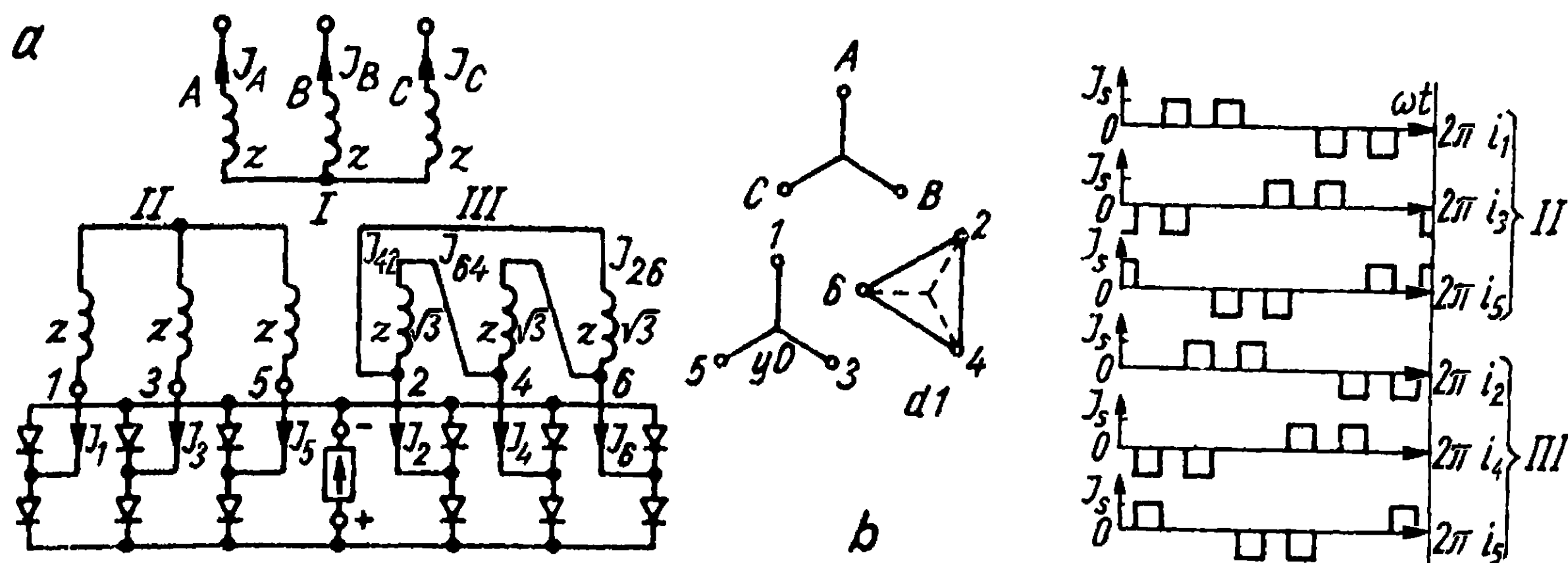
Różnice w przebiegu charakterystyki zewnętrznej dla poszczególnych kątów α w porównaniu z układem 6T nie będą tu

blżej omawiane. Trzeba natomiast podkreślić, że jeśli przy kącie α bliskim π komutacja trwa dłużej, tak, że $\nu > \pi - \alpha$, to faza oddająca prąd zaczyna go z powrotem przejmować, napięcie wyprostowane rośnie, rośnie prąd i_s aż do zadziałania zabezpieczeń. Wyjaśnienie tego zjawiska będzie podane w rozdziale 6. Tego rodzaju utrata sterowalności wskazuje, że nadmierne zbliżanie kąta α do π jest niedopuszczalne, a więc praktycznie pełnego zakresu regulacji napięcia do 0 nie można w układzie 3T - 3D osiągnąć.

5.4. Mostek trójfazowy podwójny

5.4.1. Mostek trójfazowy podwójny bez dławika wyrównawczego

Mostek trójfazowy podwójny jest układem dwunastopulso-
wym o jednej grupie komutacyjnej. Aby ten rezultat uzyskać,
napięcia zasilające mostki składowe muszą być wzajemnie prze-
sunięte fazowo o $\frac{\pi}{6}$. Takie przesunięcie fazowe napięć wtórnych
zwane w dziedzinie transformatorowej godzinowym uzyskuje się
na przykład między układami Yd11 oraz Yy0. Można je osiągnąć
nie tylko stosując 2 transformatory dwuuzwojeniowe, lecz
również jeden trójuzwojeniowy Yyd jak na rys. 104. Stosunek
liczb zwojów, które są z natury rzeczy całkowite dla obu skła-
dowych uzwojeń wtórnych II oraz III (λ i Δ) musi być moż-
liwie bliski $\sqrt{3}$. Przy małej liczbie zwojów jest to trudne do u-
zyskania i tylko niektóre zestawienia liczb zwojów pozwalają
zbliżyć się do $\sqrt{3}$ $\frac{7}{4}$ daje 1% uchybu; $\frac{26}{15}$ daje uchyb + 0,06%;
 $\frac{71}{41}$ daje uchyb - 0,02%, a $\frac{97}{56}$ daje już zaledwie + 0,006%
uchybu. Tolerancja przekładni w transformatorze wynosi 0,5%,



Rys. 104. Układ mostkowy trójfazowy podwójny bez dławika wyrównawczego zasilany przez transformator trójuzwojeniowy YyOd1

a - schemat układu i oznaczenia, b - wykresy wskazowe napięć

Rys. 105. Przebiegi prądów przewodowych układu z rys. 104. Oznaczenia jak na rys. 104; komutacja natychmiastowa, prąd całkowicie wygładzony

to też zastosowanie dwóch transformatorów zamiast jednego trójuzwojeniowego może również wprowadzić pewien uchyb, jakkolwiek teoretycznie biorąc uzyskanie stosunku przekładni równego $\sqrt{3}$ jest w takim przypadku znacznie łatwiejsze. Natomiast z punktu widzenia ekonomicznego stosowanie transformatora trójuzwojeniowego jest tańsze, niż stosowanie dwóch dwuuzwojeniowych, każdy na połowę mocy. Poszczególne przewody fazowe, oznaczone na rys. 104 liczbami 1, 3, 5 oraz 2, 4, 6 prowadzą po dwa impulsy dodatnie i po dwa impulsy ujemne, każdy o czasie trwania $\frac{\pi}{6}$, jak to pokazano na rys. 105. Amperozwoje wynikające z rozplywu prądów I_2, I_4, I_6 w obwodzie trójkąta oraz amperozwoje prądów I_1, I_3, I_5 wymuszają razem przepływ uzwojenia pierwotnego (I). Przedstawiono to na rys. 106. Napięcie wyprostowane przedstawione na rys. 107 wynosi $U_{s0} = 1,40 U_p$ i ma 12 pulsów na okres. Moce pozorne uzwojeń,

liczone podobnie jak we wszystkich poprzednich przypadkach, dają wynik

$$S_{II} = S_{III} = 0,715 P_s; \quad S_I = 1,01 P_s.$$

Moc gabarytowa (typowa) transformatora wynosi

$$S_{tt} = \frac{S_I + S_{II} + S_{III}}{2} = 1,215 P_s.$$

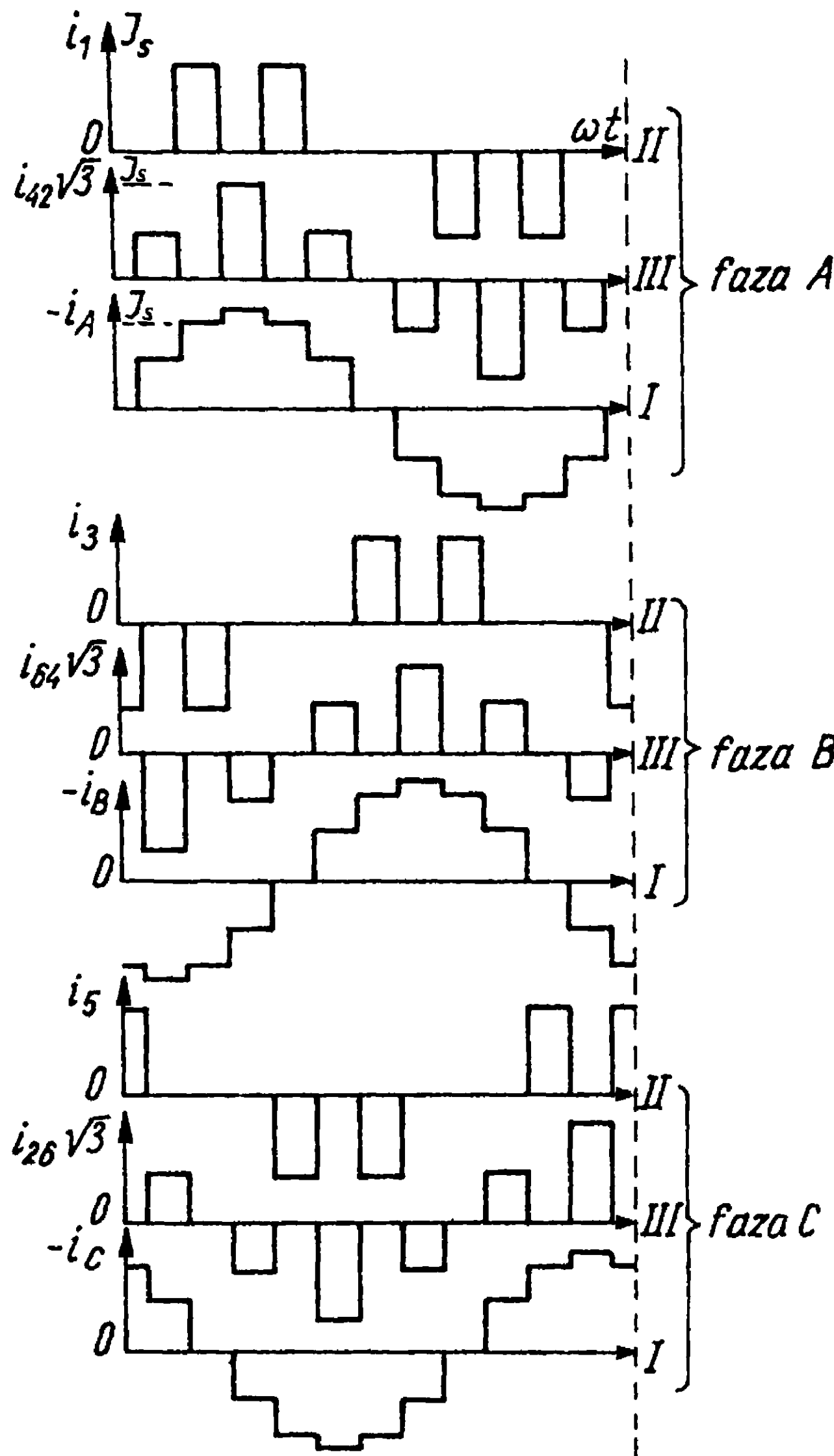
Moce czynne uzwojeń wynoszą przy tym

$$P_I = P_s;$$

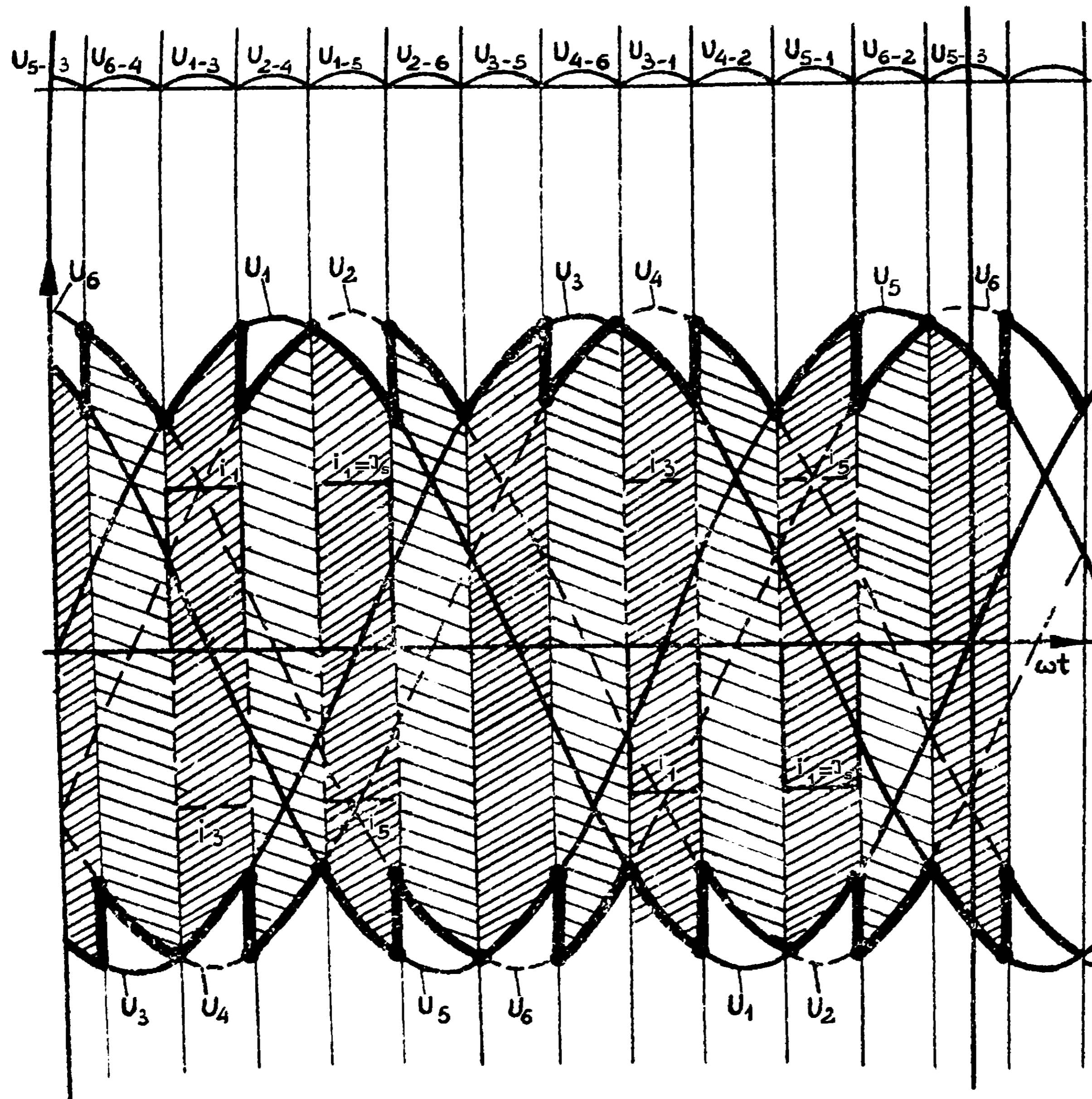
$$P_{II} = P_{III} = 0,5 P_s.$$

Współczynnik mocy $\lambda_{II} = \lambda_{III} = \frac{0,5}{0,715} = 0,70$; $\lambda_I = \frac{1,00}{1,01} = 0,99$.

Komutacja w układzie i związana z tym charakterystyka zewnętrzna wymaga analizy opartej o schemat zastępczy transformatora trójuzwojowego. Przebieg pierwszego odcinka charakterystyki wyznaczony w oparciu o tę analizę znajdzie czytelnik w literaturze [7] i [8]. Całość charakterystyki (dalsze odcinki aż do punktu zwarcia) zależy od wzajemnego usytuowania uzwojeń I, II oraz III, określenie jej jednak



Rys. 106. Zestawienie przebiegów prądów w poszczególnych uzwojeniach transformatora wprowadzone do wspólnej liczby zwojów z. Komutacja natychmiastowa, prąd całkowicie wygładzony

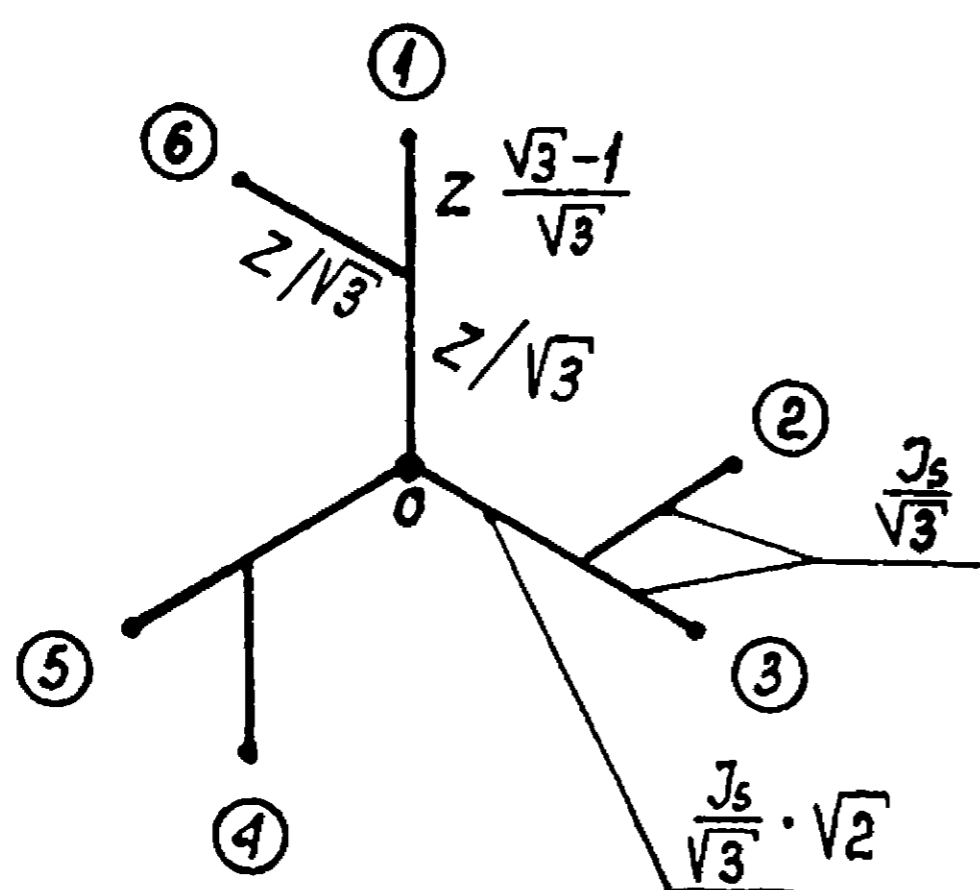


Rys. 107. Przebieg napięć w układzie dwumostkowym bez dławika wyrównawczego. u_1, u_3, u_5 napięcie fazowe zasilające mostek I; u_2, u_4, u_6 napięcie fazowe do sztucznego punktu zerowego zasilające mostek II; linią grubą zaznaczono wartości chwilowe napięć w grupach anodowych i katodowych; u góry zaznaczono wypadkowe napięcie wyprostowane (względem osi ωt), będące różnicą wartości chwilowych zaznaczonych obu liniami grubymi; pokazano przebieg prądu i_1 i odpowiadających mu impulsów w fazach 3 i 5

wykracza poza ramy niniejszego skryptu. Tym niemniej należy wspomnieć o innej możliwości rozwiązania uzwojeń transformatora dla rozważanego układu. Jest to połączenie elektryczne w uzwojeniu wtórnym zygzaka z gwiazdą jak na rys. 108. Moce pozorne uzwojeń liczone jak we wszystkich poprzednich przypadkach wynoszą

$$S_2 = 1,30 P_s; \quad S_1 = 1,01 P_s,$$

$$S_{tt} = \frac{1,30 + 1,01}{2} = 1,16 P_s.$$

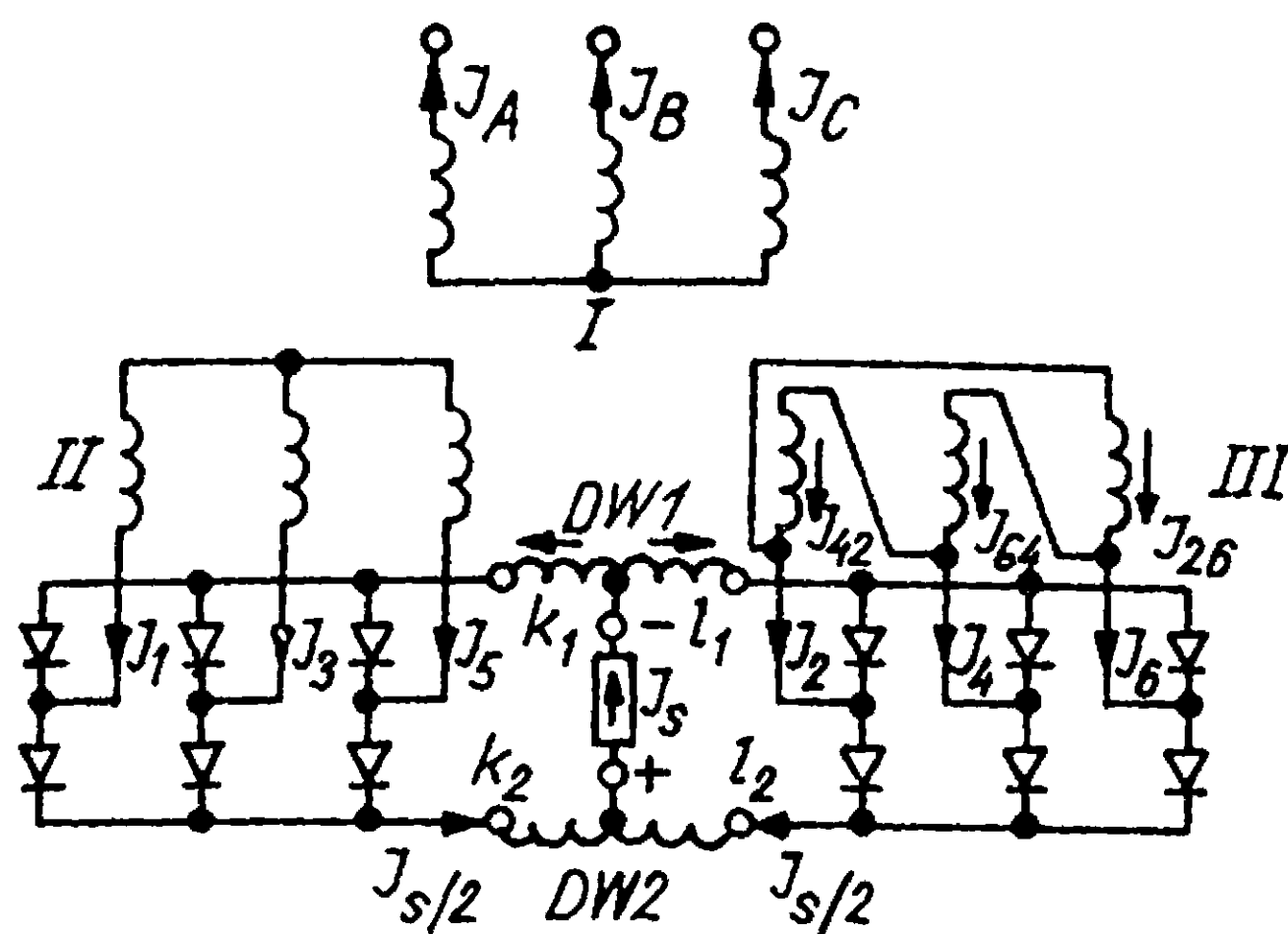


Rys. 108. Połączenie elektryczne zygzaka i gwiazdy dające ten sam układ napięć jak gwiazda i trójkąt po stronie wtórnej transformatora trójuzwojeniowego z rys. 104. Pokazano liczbę zwojów uzwojeń częściowych oraz wartości skuteczne prądów w poszczególnych uzwojeniach częściowych

Takie rozwiązanie jest znacznie oszczędniejsze i daje mniejsze spadki napięcia.

5.4.2. Mostek podwójny o dławiku wyrównawczym

Układ o dławiku wyrównawczym różni się od poprzedniego tym, że obydwie składowe mostki są połączone dławikiem jak na rys. 109. Pozwala to na stworzenie dwóch mostkowych grup komutacyjnych podobnie jak w układzie jednokierunkowym omawianym w rozdziale 4.2 a także pozwala zachować wszystkie zale-



Rys. 109. Układ dwumostkowy o dławiku wyrównawczym. DW1 oraz DW2 - dławiki wyrównawcze z zaciskami k_1, l_1 oraz k_2, l_2 . Pozostałe oznaczenia, jak na rys. 104. Dławik DW2 można usunąć dając większy DW1

ty mostka trójfazowego pojedynczego, jednak przy liczbie pulsów 12.

Rozpływ prądów w układzie pokazano na rys. 110. Przebieg napięcia w funkcji czasu pokazano na rys. 111.

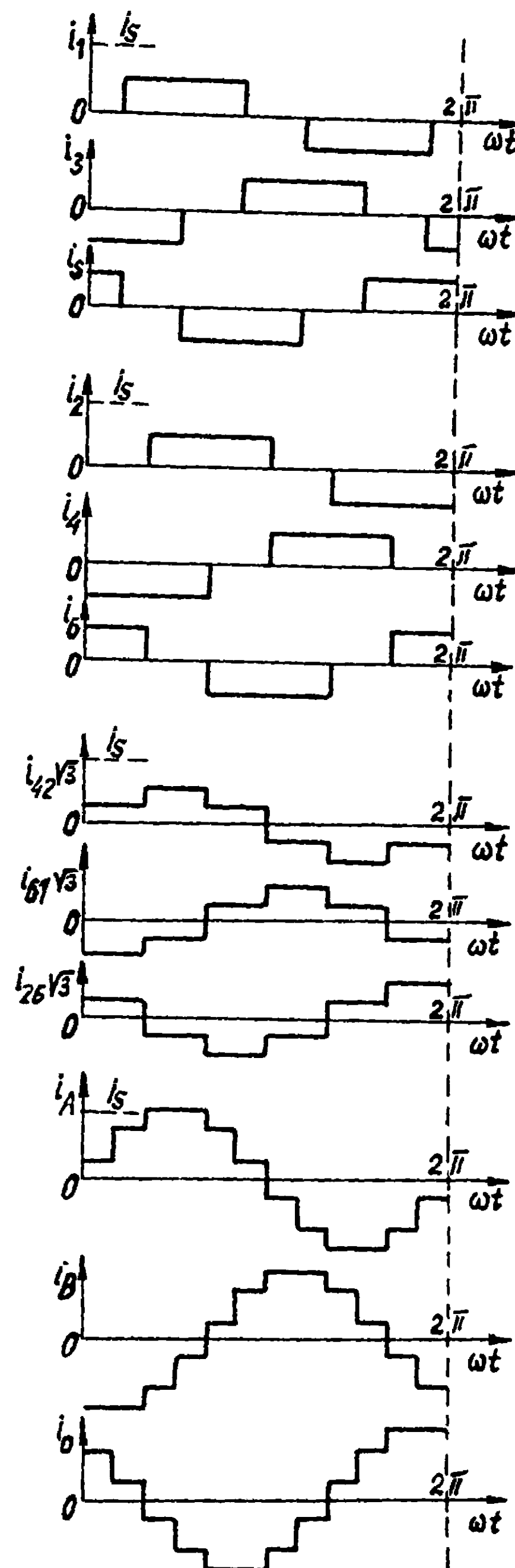
Układ ma następujące cechy charakterystyczne:

moc gabarytowa transformatora

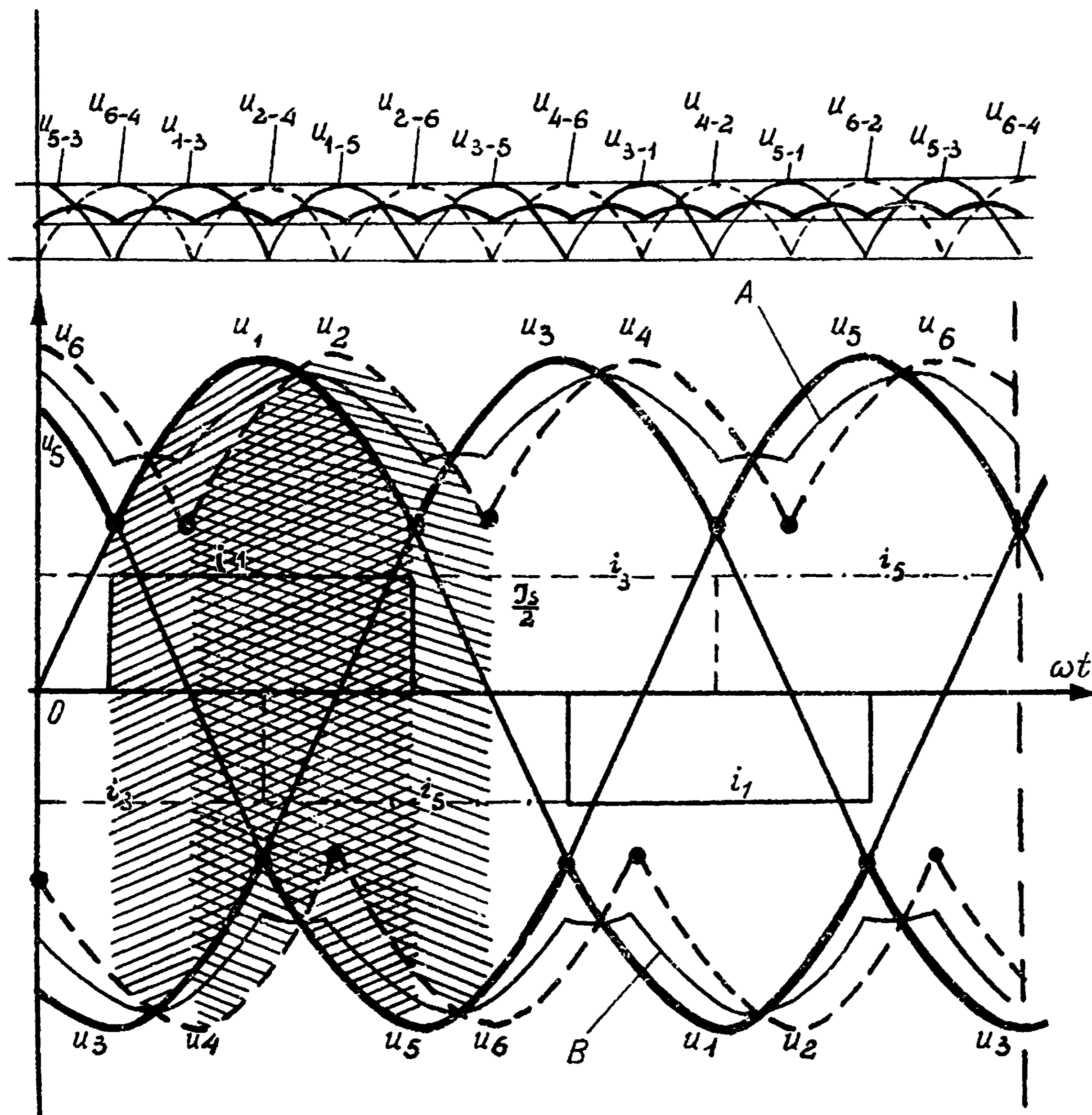
$$S_{tt} = 1,029 P_s;$$

$$\begin{aligned} \text{moc elektryczna dławika } S_{dł} &= \\ &= 4,5\% P_s \text{ (gabarytowa } S_{dł \text{ gab}} \approx \\ &\approx 1,2\% P_s); \end{aligned}$$

częstotliwość w dławiku 300 Hz
($6f$ sieci);



Rys. 110. Przebieg prądów w układzie dwumostkowym o dławiku wyrównawczym wg schematu i oznaczeń z rys. 109. Komutacja natychmiastowa, prąd całkowicie wygładzony



Rys. 111. Przebieg napięć w układzie dwumostkowym o dławiku wyrównawczym u_1, u_3, u_5 - napięcia fazowe zasilające mostek I; u_2, u_4, u_6 - napięcia fazowe do sztucznego punktu zerowego zasilające mostek II.

Linią grubą ciągłą zaznaczono obwiednie napięć dla mostka I; linią przerywaną zaznaczono obwiednie napięć dla mostka II. Linie A i B pokazują średnią z wartości chwilowych napięć pracujących faz występujące na środku dławików. Różnicę między A i B, czyli napięcie wyjściowe pokazano w górnej części rysunku. Pokazano prądy fazy przekształtnika I

napięcie w stanie jałowym $U_{so} = 1,40U_p$;

napięcie po wzbudzeniu dławika przez prąd krytyczny $U_{so} = 1,35U_p$;

podskok napięcia przy przejściu do stanu jałowego 3,6%.

Analiza I odcinka charakterystyki zewnętrznej jest podana w Przeglądzie Elektrotechnicznym [7]. Analiza dalszych odcinków wykracza poza ramy niniejszego skryptu. Zastosowanie w tym przypadku rozwiązania, którego ideę pokazano na rys. 108, nie zmienia wartości mocy typowej, jest kłopotliwsze w wykonaniu, a więc droższe i nie zasługuje na zalecanie.

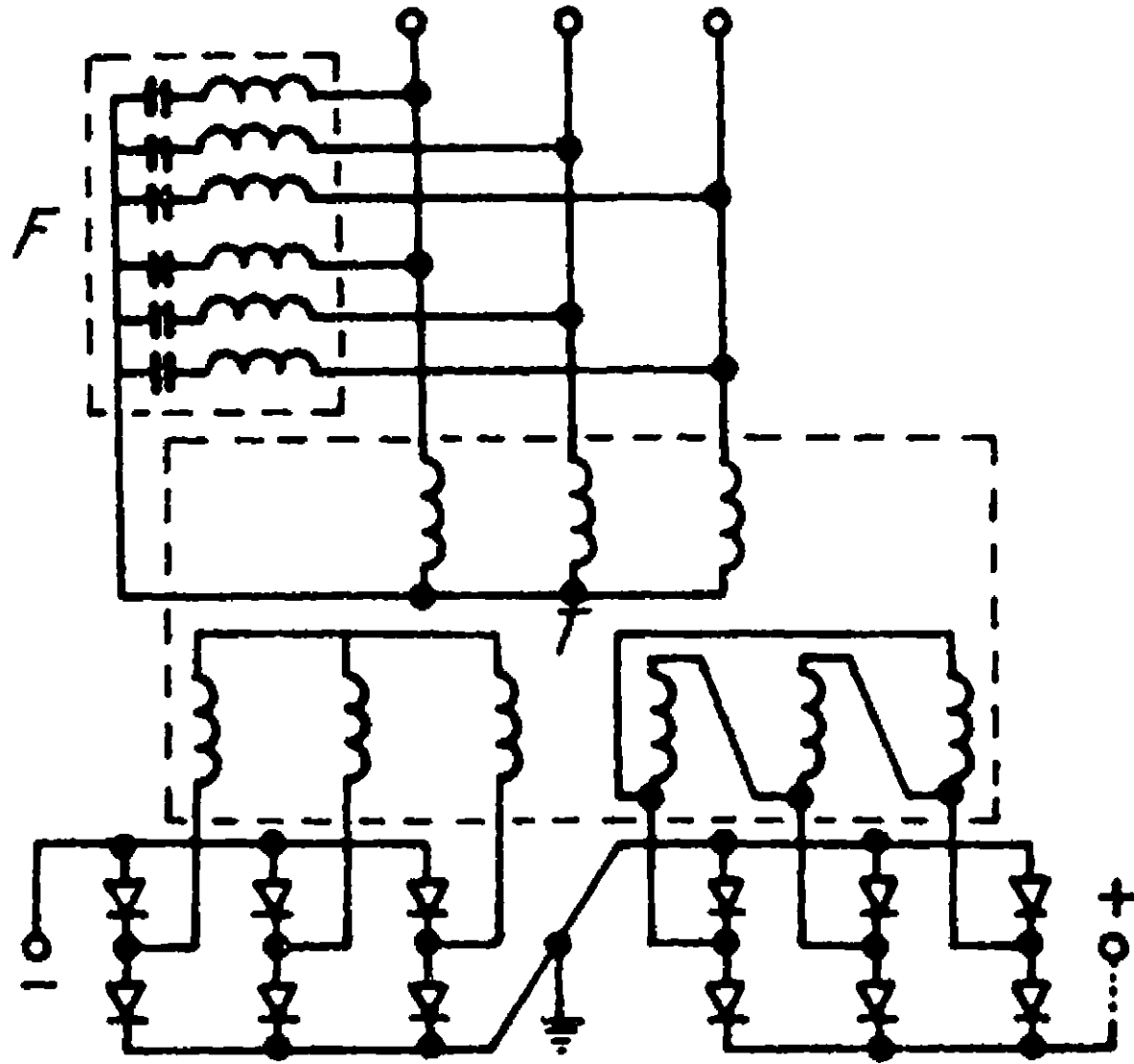
Ogólnie biorąc układ o dławiku wyrównawczym jest korzystniejszy od układu bez dławika, tak z punktu widzenia transformatora jak i zaworów. Mniejsze nachylenie I odcinka charakterystyki zewnętrznej jest także zaletą tego układu, a tylko 3,6% podskok napięcia przy przejściu do stanu jałowego jest na tyle mały, że można go nie traktować jako większej wady. Układ o dławiku wyrównawczym i dwóch uzwojeniach wtórnych zasługuje więc na zalecanie.

5.4.3. Mostek podwójny w układzie szeregowym

W przypadku układów na wyższe napięcie można połączyć dwie mostkowe grupy komutacyjne szeregowo, podobnie jak w rozdziale 4.5 łączono grupy jednokierunkowe.

Układ dwumostkowy szeregowy pokazano na rys. 112. W połączeniu między mostkami można umieścić dławik gładzący, a ze względu na ustalenie potencjałów doziemnych połączenie to zazwyczaj uziemia się. Na rysunku 112 pokazano filtry dla 11 i 13 harmonicznej, które jeśli sieć jest "miękka", odciążają ją od dostarczania tych harmonicznych do układu. Filtry takie można oczywiście stosować również w układach przedstawionych na rys. 104 i 109.

Układ szeregowy, jako układ z dwoma mostkowymi grupami komutacyjnymi, ma przebiegi prądów oraz wartości mocy analogiczne jak układ o dławiku wyrównawczym. Nie występuje tu jednak podskok napięcia w stanie jałowym i z natury rzeczy



Rys. 112. Przekształtnik dwumostkowy w układzie szeregowym zasilany przez transformator trójuzwojeniowy T.F - - filtry 11 i 13-harmonicznej. Uziemienie środka układu podobnie jak na rys. 84 ma na celu ustalenie napięć na izolacji przewodów. Diody układu można oczywiście zastąpić tyrystorami otrzymując układ sterowany (sterownik z pomocznymi impulsami)

nie ma dławika wyrównawczego. $U_s = U_{sII} + U_{sIII}$, a w przypadku dwóch transformatorów zasilających każde z napięć składowych wynika z mostka prostego trójfazowego w całym zakresie obciążenia od 0 począwszy. W przypadku, jeśli wartość wyprostowanego napięcia wymaga stosowania połączenia szeregowego zarówno rozważany układ jest bardzo korzystny i znajduje szerokie zastosowanie zarówno przy użyciu w układzie dwóch transformatorów dwuuzwojeniowych Yy oraz Yd jak też jednego trójuzwojeniowego Yd . Przy użyciu jednego transformatora trójuzwojeniowego rozmieszczenie uzwojeń na kolumnie i związany z tym rozkład impedancji pojedynczych wpływa na przebieg charakterystyki zewnętrznej układu dla kąta komutacji $\alpha > \frac{\pi}{6}$. Jeśli jednak uzwojenie pierwotne (I) jest umieszczone między uzwojeniami wtórnymi (II i III), to praca układu jest

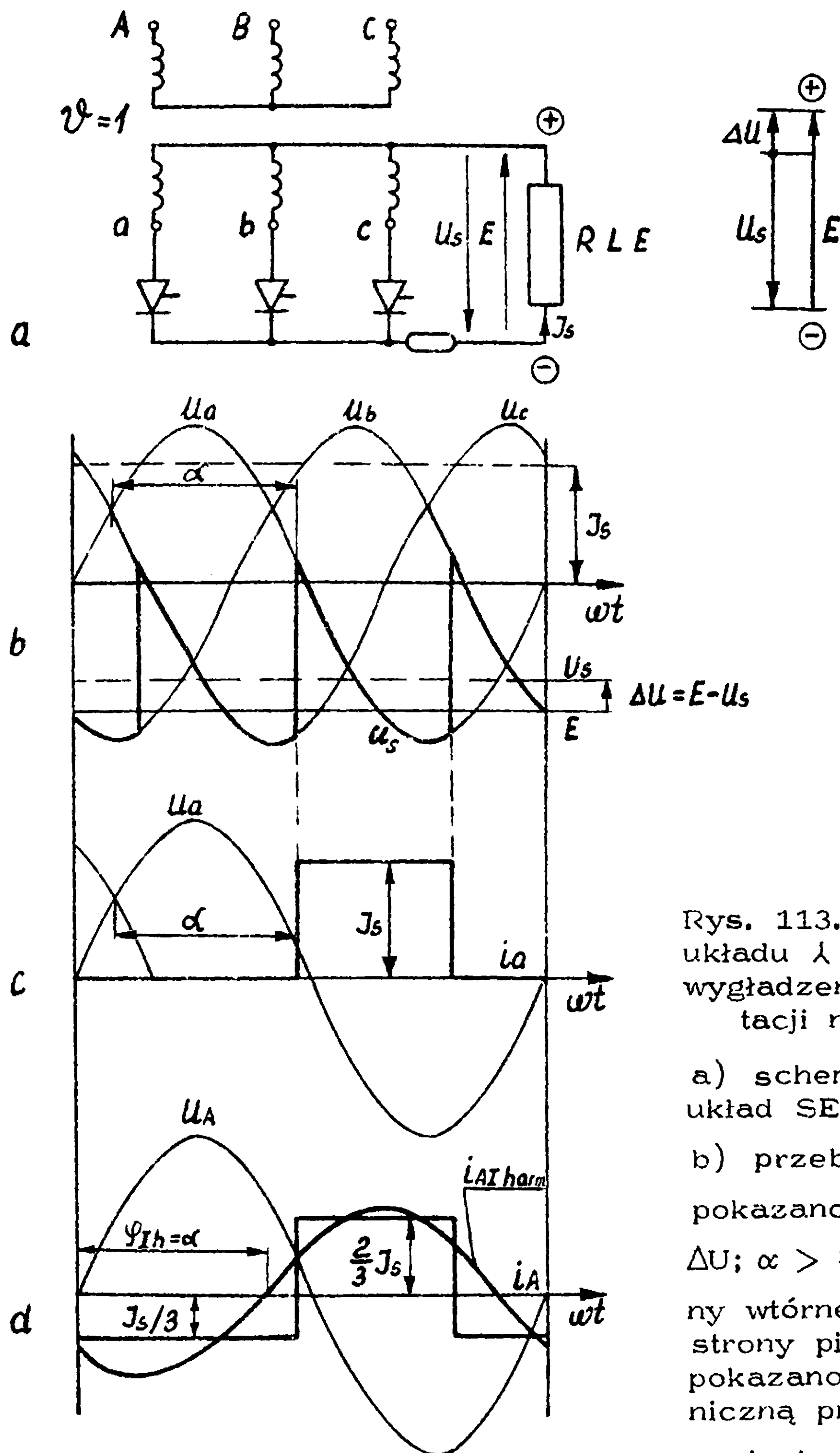
praktycznie identyczna jak w układzie dwutransformatorowym, stanowi więc sumę charakterystyk zewnętrznych obu mostków składowych, tak dla zespołów nie sterowanych, jak i sterowanych. Aby układ pełnosterowany mógł być uruchomiony i pracować tak przy obciążeniu bezprzerywnym jak i impulsowym, impulsy sterujące każdy zawór muszą być powtarzane 4-krotnie, co $\frac{\pi}{6}$ rd.

6. FALOWNIKI ZALEŻNE

6.1. Zasada działania falownika sieciowzbudnego

We wszystkich omawianych w poprzednich rozdziałach układach pełnosterowanych z pełnym wygładzeniem prądu bez diody zerowej po sprowadzeniu napięcia do zera ($\alpha = \frac{\pi}{2}$) znika przyczyna przepływu prądu. Dalsza regulacja ($\alpha > \frac{\pi}{2}$) mająca na celu uzyskanie napięcia średniego ujemnego jest już niecelowa, prąd zaś może płynąć jedynie impulsami w momentach, gdy wartość chwilowa napięcia jest dodatnia, a gładzenie prądu słabe. Dalszy przepływ wygładzonego prądu, gdy $\alpha > \frac{\pi}{2}$, a $U_s < 0$ jest jednak możliwy, jeśli po stronie prądu stałego wystąpi SEM bezwzględnie większa od napięcia na zaciskach i tak skierowana, aby wymuszać prąd przeciwko napięciu, a więc w tę stronę, w którą pozwalają zawory. Elementem, w którym prąd płynie przeciwnie do napięcia na jego zaciskach, jest źródło. Jeśli więc umieści się po stronie prądu stałego źródło (baterię lub prądnicę prądu stałego bocznikową albo obcowzbudną) tak, aby prąd źródła mógł płynąć w kierunku dopuszczalnym przez zawory, a napięcie uzyskiwane z przekształtnika spełniało wyżej podane warunki, to przekształtnik będzie dalej działał. Rozpatrzmy to działanie od strony energetycznej przyjmując, że sieć po stronie prądu przemiennego jest sztywna i ma napięcie sinusoidalne. Jako przykład zostanie rozważony układ trójfazowy gwiazdowy jednokierunkowy (3T).

Uznać można, że przy pełnym wygładzeniu i komutacji natychmiastowej dla $\alpha > \frac{\pi}{2}$ obowiązuje zapis



Rys. 113. Praca falownicza układu λ κ przy pełnym wygładzeniu prądu i komutacji natychmiastowej

a) schemat, oznaczenia i układ SEM, U_s oraz ΔU ,
 b) przebieg napięcia u_s ; pokazano wartość U_s ; E ; ΔU ; $\alpha > \frac{\pi}{2}$, c) prąd strony wtórnej fazy a, d) prąd strony pierwotnej fazy A; pokazano pierwszą harmoniczną prądu I_A i jej przesunięcie φ_{Ih} względem napięcia U_A

$$I_s = \frac{E - U_s}{R}. \quad (137a)$$

Przy pracy prostownikowej ($\alpha < \frac{\pi}{2}$) znaki SEM oraz U_s są przeciwne, co daje zapis

$$I_s = \frac{U_s - E}{R}. \quad (137b)$$

W obu przypadkach uzyskuje się ten sam znak prądu, co wyraźnie wynika z rys. 113.

W punkcie 2.5.2a stwierdzono, że przy wygładzonym prądzie i przy braku diody zerowej w przypadku komutacji natychmiastowej $\varphi_{Ih} = \alpha$. Współczynnik mocy dla I harmonicznej $\cos \varphi_{Ih}$ jest ujemny, gdyż $\alpha > \frac{\pi}{2}$. Moc czynna układu

$$P = 3U_f I_{Ih} \cos \varphi_{Ih}$$

staje się ujemna, nie jest więc pobierana z sieci prądu przemiennego, lecz do niej oddawana; pobór mocy następuje natomiast ze źródła umieszczonego po stronie prądu stałego. Taki sposób pracy nazywamy falowniczym, a układ nosi nazwę falownika. Wobec tego, że komutacja w układzie jest naturalna i wynika z sekwencji napięcia sieci sztywnej prądu przemiennego, omówiony falownik określa się jako sieciowzbudny lub zależny (od sieci). Rolę sieci może pełnić kompensator lub silnik synchroniczny będący przyczyną naturalnej zmienności i sekwencji napięć fazowych. Aby móc uzyskać pracę falowniczą układu (ujemne napięcie U_s) wszystkie zawory muszą w nim być sterowane. Zastosowanie diody zerowej likwiduje ujemne wartości u_s , a więc uniemożliwia pracę falowniczą. Napięcie na zaciskach prądu stałego wynikające z działania falownika wynosi

$$U_s = U_{s0} \cos \alpha, \quad (138)$$

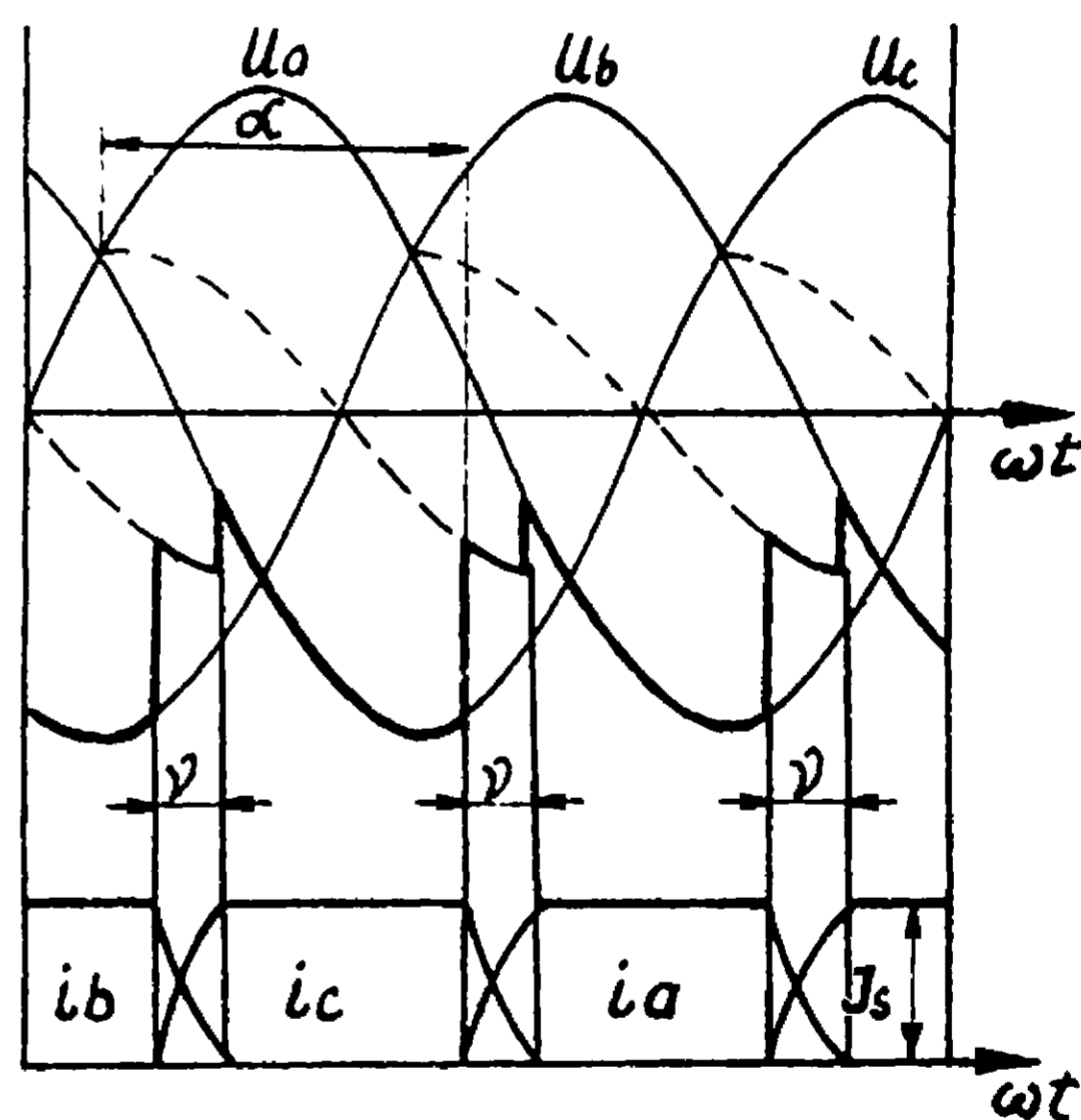
gdzie U_{s0} jest napięciem stanu jałowego przy pracy prostowniczej i komutacji swobodnej ($\alpha = 0$).

6.2. Zakres pracy falownika; komutacja; przewrót

Działanie falownicze przekształtnika z wygładzonym prądem jak wynika to z punktu 6.1 zaczyna się, gdy $\alpha > \frac{\pi}{2}$. Zmieniając α w zakresie od $\frac{\pi}{2}$ do π można regulować wartość U_s przy komutacji natychmiastowej od 0 do wartości odpowiadającej napięciu prostownika z komutacją swobodną. Falownik obciąża się, gdy $|E| > |U_s|$ zgodnie z wzorem 137a. Przy stałej wartości E oraz stałej wartości napięcia sieci prądu przemiennego regulację prądu obciążenia uzyskuje się przez zmianę α . Wzrost α powoduje wzrost U_s , a więc zmniejszanie się prądu. Przy stałej wartości α prąd obciążenia zależy od zmian E oraz napięcia przemiennego sieciowe-

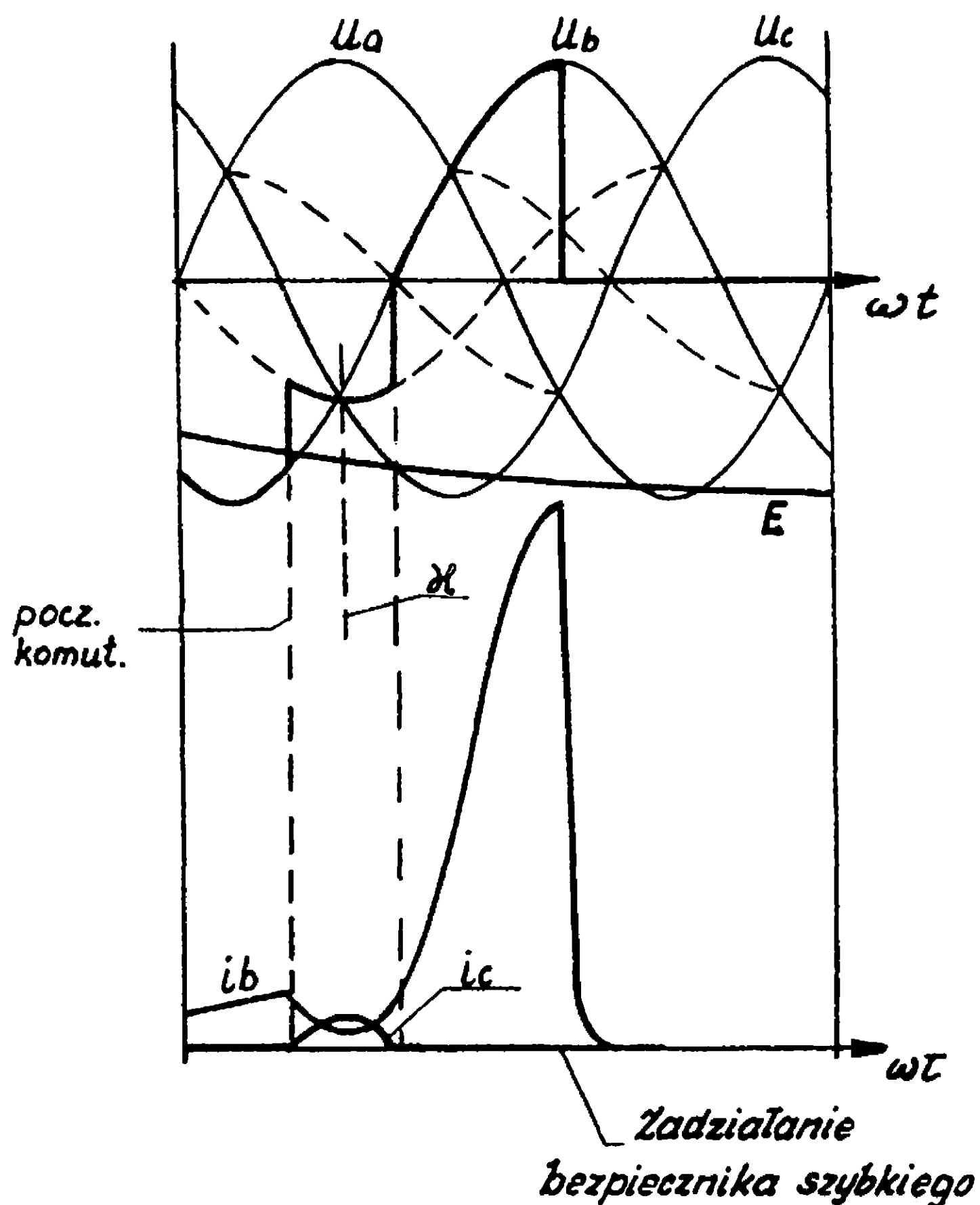
go. Gdy $U_f \nearrow$ to $I_s \searrow$, a także gdy $E \nearrow$ to $I_s \nearrow$. Ponieważ $\cos \varphi_{Ih} = \cos \alpha$, korzystne jest dawanie możliwie dużej wartości α . Zmniejszenie α powoduje opóźnienie prądu, a więc obciążenie bierne o charakterze indukcyjnym. Falownik sieciowzbudny jako źródło mocy czynnej dla sieci prądu przemiennego powoduje jednocześnie pobór mocy biernej zależny od kąta α . Rys.113

wskazuje również, że falownik, jak każdy przekształtnik, powoduje pojawienie się mocy biernej odkształcenia. Zmniejszenie tego niekorzystnego zjawiska uzyskuje się przez zastosowanie układu z dużą wartością m_2 ,



Rys. 114. Przebieg komutacji w układzie falowniczym przy pełnym wygładzeniu prądu źródła

albo zestawia się układ z kilku grup komutacyjnych przy użyciu jednego lub wielu transformatorów. Całość dyskusji prowadzonej na ten temat dla prostowników stosuje się również do falowników. Analiza komutacji może być prowadzona identycznie jak w rozdziale 3. Trzeba tylko zwrócić uwagę, że podczas komutacji prostowniczej rośnie wartość chwilowa różnicy napięć



Rys. 115. Przewrót falownika, dla przypadku zbyt długo trwającej komutacji ($\alpha + \nu > \pi$), na przykład wskutek pokazanego na rysunku wzrostu SEM dającego wzrost prądu. Poważny wzrost prądu I_s powoduje pokazane na rysunku zadziałanie zabezpieczenia (np. pokazanego na rys. 113a bezpiecznika) i przerwanie prądu. α - chwila, do której komutacja i odzyskanie zdolności zaporowych muszą być zakończone

komutujących faz w funkcji czasu, natomiast podczas pracy falowniczej ($\alpha > \frac{\pi}{2}$) napięcie to maleje. W konsekwencji, w falowniku przy wzroście α dla tej samej wartości komutującego prądu kąt komutacji rośnie. Analizę komutacji można prowadzić w oparciu o rozdział 3, a szczególnie 3.2.

Przebieg komutacji przy pracy falowniczej przedstawia rys. 114. Przy pracy falowniczej układu $m_2 = 3$ komutacja jest z reguły dwuzaworowa, lecz np. dla $m_2 = 6$ może być dwu lub trójzaworowa (patrz punkt 6.3.2).

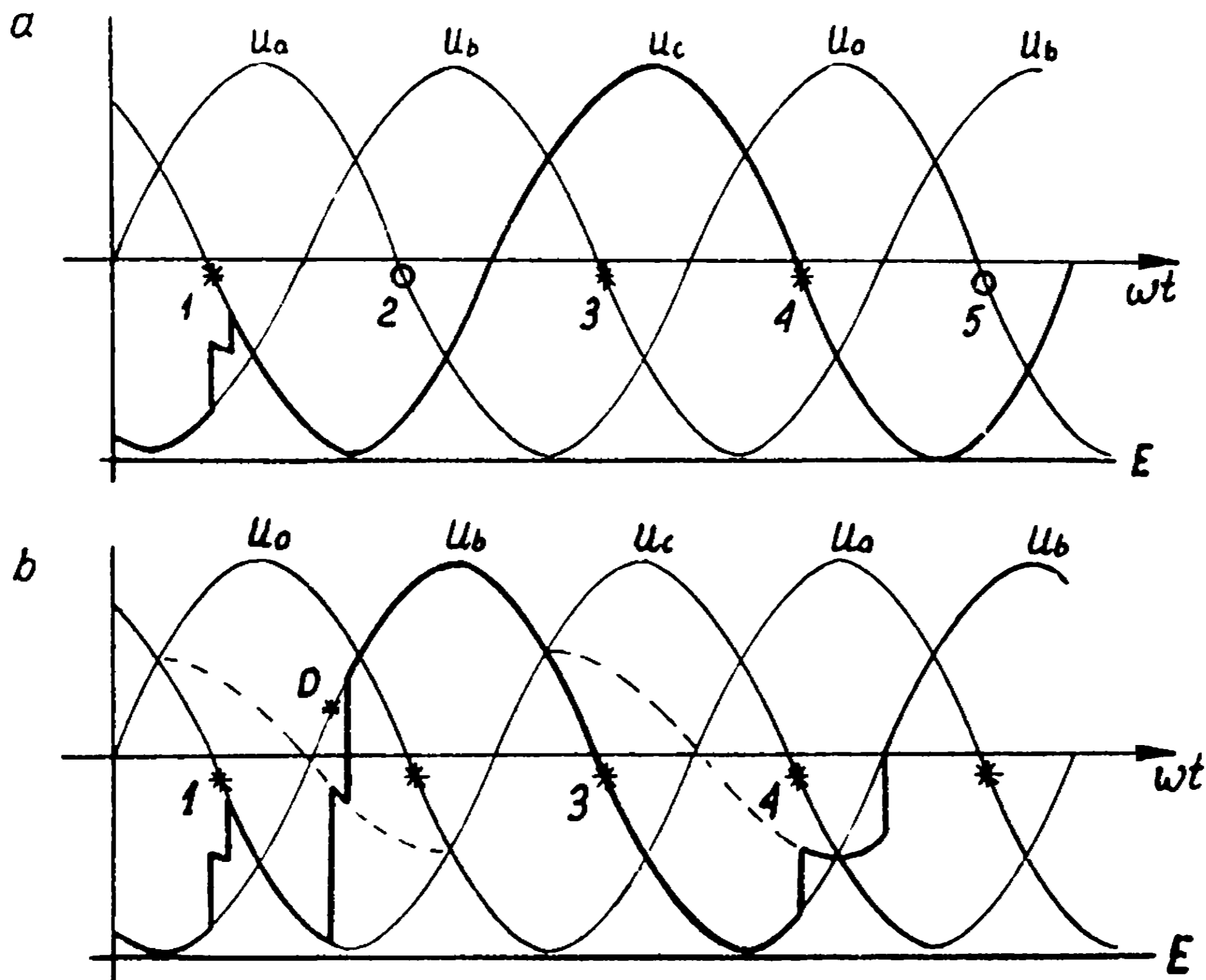
Jeśli komutacja nie zakończy się przed punktem przecięcia napięć komutujących faz następuje odwrócenie ról, gdyż napięcie fazy przyjmującej staje się mniejsze od napięcia fazy oddającej. Prąd zaczyna odbierać faza, która powinna go oddać, pozostaje ona w dalszym ciągu fazą pracującą, różnica między jej napięciem a SEM wymuszającego prąd źródła rośnie, wraz z nią rośnie prąd, a napięcie na zaciskach odzyskuje charakter prostownikowy: po przekroczeniu przez prąd wartości dopuszczalnej przez zabezpieczenia następuje ich zadziałanie jak przy zwarciu ruchowym. Całość zjawiska nosi nazwę przewrotu falownika (rys. 115). Aby uchronić się od przewrotu trzeba zapewnić zakończenie komutacji i odzyskanie zdolności zaporowej przez tyrystor oddający prąd nim nastąpi przecięcie napięć komutujących faz. Jeżeli komutacja swobodna ($\alpha = 0$) rozpatrywanego przekształtnika przy znamionowym prądzie trwałaby ν_0 , to największy kąt α nie powinien przekroczyć wartości

$$\alpha_{\max} = \pi - \nu_0 - \psi,$$

gdzie ψ jest kątem odzyskania właściwości zaporowych, po zaniku prądu, powiększonym o kąt rezerwy. Wartość ψ można przyjąć równą $\frac{\pi}{36}$ (czyli 5°). Jeśli $\nu_0 = \frac{4}{36} - \frac{5}{36}$ (czyli $20^\circ - 25^\circ$) to $\alpha_{\max} = \frac{5}{6}\pi$ (czyli 150°). Przewidywanie stosowania kątów α bliższych π wymaga bardzo starannego rozważania warunków pracy i możliwości powstawania przewrotu.

Przewrót może powstać również, jeżeli impulsowanie tyrystorów przy pracy falowniczej zostanie przerwane, zarówno całkowicie jak w jednej fazie. Jest wtedy oczywiste, że nie może

nastąpić komutacja w fazie pozbawionej impulsu w konsekwencji czego powstaje przewrót, któremu, jak widać na rys. 116a, nie mogą już przeszkodzić impulsy w pozostałych fazach ze względu na to, że na impulsowanych tyrystorach panuje po przewrocie napięcie zaporowe. Jeśli analogiczny brak impulsów



Rys. 116. Przewrót falownika spowodowany zakłóceniem impulsowania. Impuls oznaczono gwiazdką; brak impulsu kółkiem

a) Brak impulsu nr 2, 5 itd. w fazie a; impuls 3 działa na zawór spolaryzowany wstecznie, nie powoduje więc komutacji. Wzrost prądu spowodowany dużą różnicą między E oraz u_s powinien wywołać zadziałanie bezpiecznika. Jeżeli bezpiecznik jeszcze nie zadziała, to nawet pojawienie się impulsu 5 może przy bardzo dużym prądzie wywołać dalszy przewrót jak na rys. 115, b) dodatkowy impuls D (np. w fazie b). Dalsze efekty przy impulsie 4, jak w punkcie a przy ewentualnie pojawiającym się impulsie 5

występuje przy pracy prostownikowej przekształtnika następuje zanik napięcia i prądu, czyli wyłączenie działania prostownika. Brak impulsu jest więc groźny tylko dla pracy falowniczej.

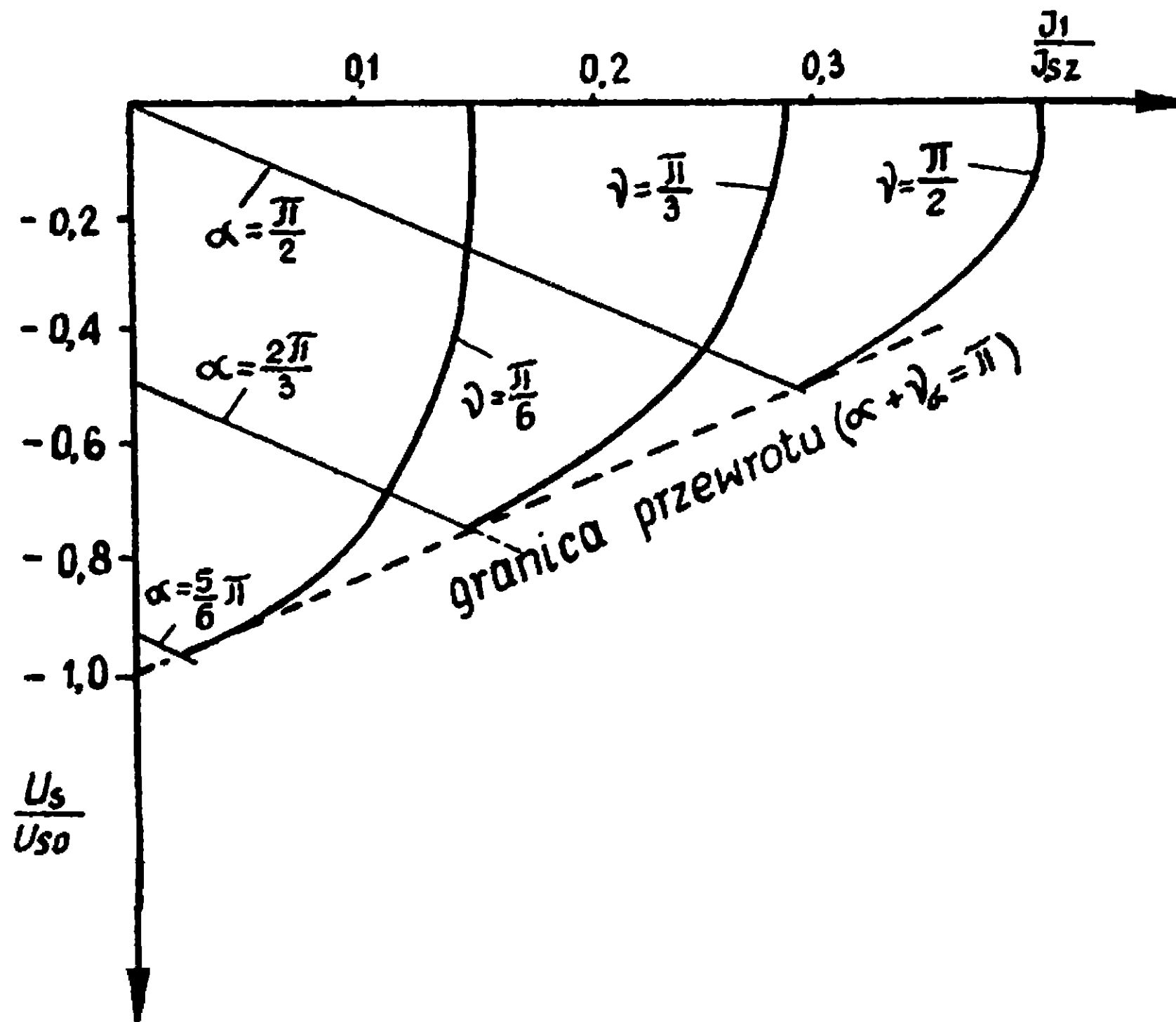
Przewrót falownika pojawia się także, gdy po rozpoczęciu działania blokującego przez tyrystor, a więc przy jego polaryzacji przepustowej, otrzyma on tzw. fałszywy impuls wyzwalaający (rys. 116b). Impulsy takie mogą być wynikiem zakłóceń w pracy sterownika. Dla uzyskania dostatecznej niezawodności pracy falownika fałszywe impulsy muszą być przez właściwą konstrukcję sterownika praktycznie wykluczone.

6.3. Charakterystyka zewnętrzna falownika przy wygładzonym prądzie

6.3.1. Falownik trójfazowy jednokierunkowy

Nachylenie I części charakterystyki zewnętrznej $U_s = f(I_s)$ przy pełnym wygładzeniu prądu jest niezależne od wartości kąta α . Praca falownika w całym zakresie obciążenia poczynając od zera rozpoczyna się od $\alpha = \frac{\pi}{2}$. Impulsowanie tyrystorów odbywa się co $\frac{2\pi}{3}$. Komutacja musi się skończyć przed zrównaniem napięć komutujących faz, więc $\alpha + \nu < \pi$; już gdy $\alpha = \frac{\pi}{2}$, ν musi być mniejsze od $\frac{\pi}{2}$. Nie może w konsekwencji wystąpić komutacja trójzaworowa i rodzina charakterystyk zewnętrznych tego układu przy pracy falownikowej stanowi grupę prostych równoległych zaczynających się w punkcie $U_s = -U_{s0} \sin(\alpha - \frac{\pi}{2})$. Nachylenie linii można obliczyć analogicznie jak dla komutacji swobodnej. Granicę dla każdej linii z rodziny charakterystyk zewnętrznych stanowi punkt, w którym $\nu_{gr} = \pi - \alpha$. Przekroczenie obciążenia, przy którym kąt komutacji

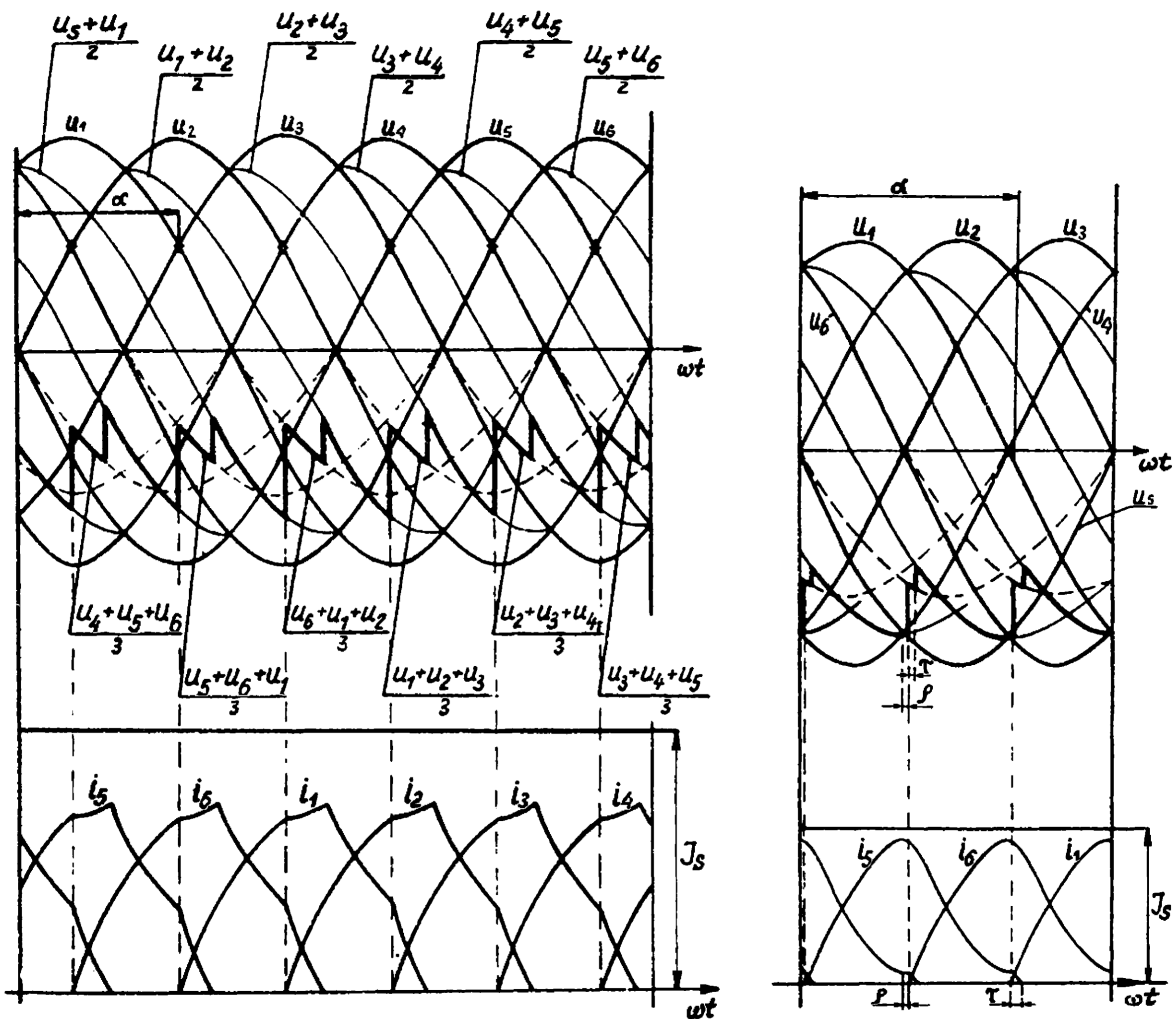
osiąga wartość graniczną powoduje przewrót, a więc uniemożliwia pracę falownika. Zespół charakterystyk zewnętrznych falownika z $m_2 = 3$ przedstawiono na rys. 117.



Rys. 117. Charakterystyka zewnętrzna falownika $U_s = f\left(\frac{I_s}{I_{sz}}\right)$ jednokierunkowego trójfazowego $m_2 = 3$. Pokazano charakterystyki dla 3 wartości kąta α ($\frac{\pi}{2}$; $\frac{2}{3}\pi$; $\frac{5}{6}\pi$); wykreślono linie stałej wartości γ ($\frac{\pi}{6}$; $\frac{\pi}{3}$; $\frac{\pi}{2}$); wykreślono granicę przewrotu ($\alpha + \gamma_\alpha = \pi$). I_{sz} jest teoretycznym ustalonym prądem zwarcia układu trójfazowego nie sterowanego (wzór 78)

6.3.2. Falownik w układzie sześciopulsowym
jednokierunkowym (Δ ∇ lub \triangleright $*$)

W układach sześciopulsowych wyzwolenia tyrystorów następują co $\frac{\pi}{3}$ rd. Jeżeli więc komutacja trwa dłużej niż $\frac{\pi}{3}$ rozpo-



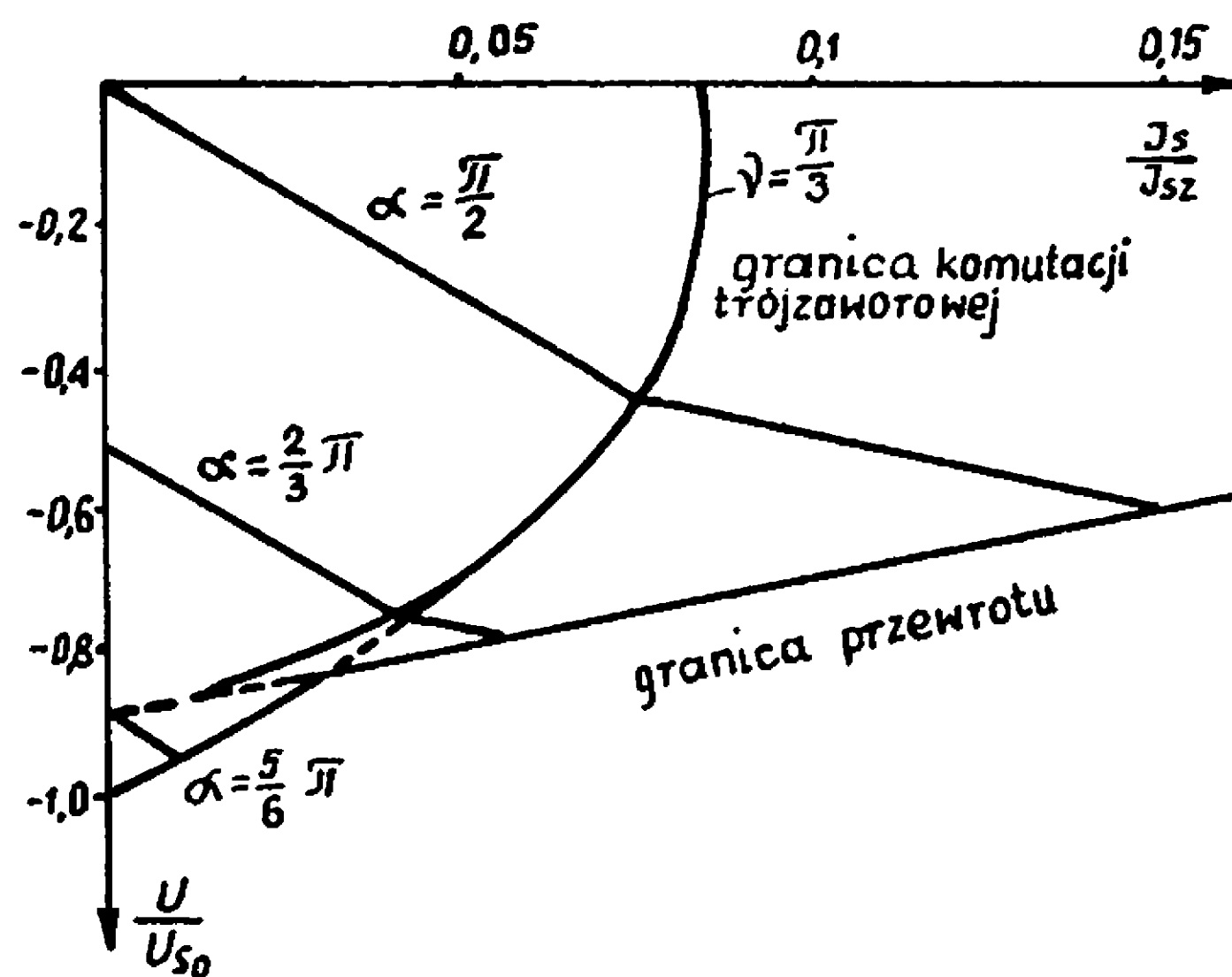
Rys. 118. Praca falownika w układzie \triangleright $*$ z wygładzonym prądem źródła, przy przeciążeniu dającym komutację trójzaworową.

Gwiazdki oznaczają chwilę impulsu na tyrystorze danej fazy

- a) Przypadek $\alpha = \frac{\pi}{2}$, oznaczono napięcia średnie dla komutacji dwu- i trójzaworowej, b) Przypadek $\alpha = \frac{25}{36}\pi$ (czyli 125°).

Oznaczenia napięć średnich - jak na rysunku a; ρ - kąt komutacji odwrotnej; τ - kąt komutacji trójzaworowej

czyna się komutacja 3 zaworowa w zakresie pracy falowniczej. Przykład takiej pracy bez przewrotu dla $\alpha = \frac{\pi}{2}$ przedstawiono na rys. 118. Ponieważ komutacja trójzaworowa rozpoczyna się dopiero od $\nu > \frac{\pi}{3}$, więc dzieje się to przy bardzo dużych obciążeniach (a raczej przeciążeniach), nie występuje zatem w normalnym reżimie pracy. Gdy $\alpha > \frac{2\pi}{3}$ do komutacji trójzaworowej dochodzi już po przecięciu się napięć komutujących faz, gdy komutacja dwuzaworowa przyjmuje zwrot przeciwny to znaczy, że prąd wzrastający zaczyna maleć, a prąd malejący zaczyna wzrastać. Pokazano to na rys. 118b dla $\alpha = \frac{25}{36}\pi$, czyli 125° . Przy α wynoszącym około $\frac{26}{36}\pi$ (czyli 130°) obciążenie dające komutację trójzaworową prowadzi już do przewrotu.



Rys. 119. Charakterystyka zewnętrzna falownika w układzie sześciofazowym ($\Delta *$ lub $\Lambda \bar{Y}$). Przebieg podano w funkcji prądu stałego względnego, odniesionego do prądu zwarcia obliczanego dla układu niesterowanego przy założeniu, że całość reaktancji zawierają dławiki włączone do ramion obwodu wtór-

$$\text{nego } (I_z = \frac{6U\sqrt{2}}{X})$$

Charakterystykę zewnętrzną układu sześciopulsowego przy pracy falowniczej dla $\alpha = \frac{\pi}{2}$, $\frac{2\pi}{3}$ i $\frac{5}{6}\pi$ pokazano na rys. 119.

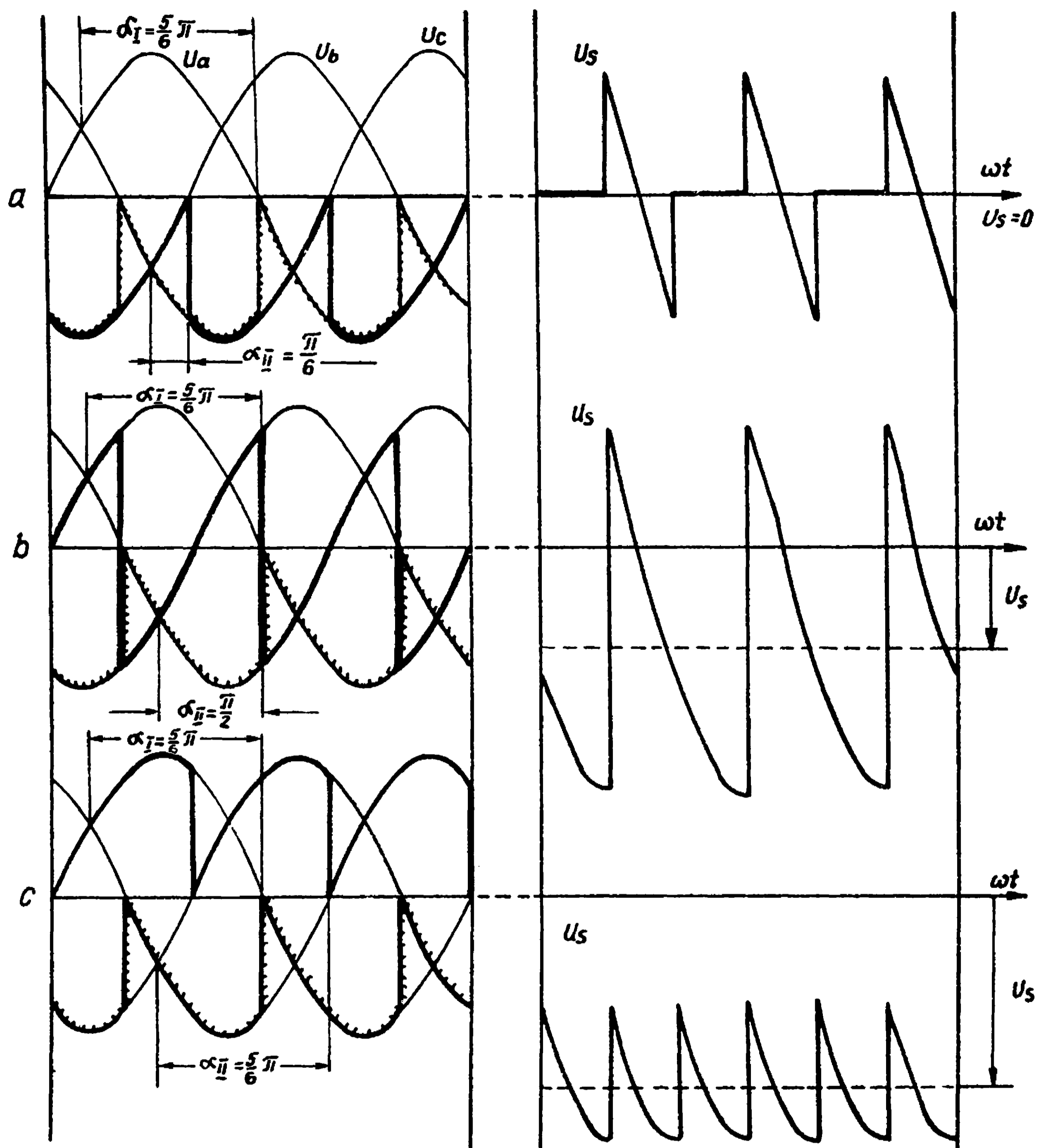
6.3.3. Falownik w układzie mostkowym prostym

Falownik w układzie mostkowym jest rozwiązany dwojako:

- a. impulsowanie obu grup symetryczne; oznacza to, że wszystkie impulsy mają ten sam kąt α ,
- b. impulsowanie niesymetryczne; kąt α dla obu grup jest różny.

ad a. Praca mostka jest analogiczna z pracą innych układów sześciopulsowych, a jego charakterystyka zewnętrzna jest przedstawiona w części ujemnej rysunku 98b. Charakterystyka zewnętrzna przy pracy falowniczej jest do granicy przewrotu jednodcinkowa, a kąt komutacji nie może osiągnąć wartości $\frac{\pi}{3}$. Podobnie jak w przypadkach omówionych poprzednio przekraczanie kąta $\alpha = \frac{5}{6}\pi$ (czyli 150°) wymaga starannego rozważenia możliwości powstania przewrotu.

ad b. Utrzymanie w jednej grupie mostka maksymalnego dopuszczalnego przy pracy falowniczej kąta α , to znaczy – przy komutacji natychmiastowej π , a w warunkach realnych $\frac{5}{6}\pi$, pozwala całą regulację przerzucić na drugą grupę. Zmienianie α_2 przy komutacji natychmiastowej od 0 do π , a w warunkach realnych od $\frac{\pi}{6}$ do $\frac{5}{6}\pi$, pozwala regulować napięcie falownikowe wypadkowe od 0 do U_{\max} , które występuje, gdy α w obu grupach osiąga swą dopuszczalną najwyższą wartość. Przebieg napięcia oraz przebieg prądu dla trzech przypadków regulacji przy komutacji natychmiastowej pokazano na rys. 120. Omawiany system pozwala na zmniejszenie mocy biernej pobieranej przez falownik w porównaniu z układem mostka symetrycznie sterowanego, a także daje płynniejszą regulację.

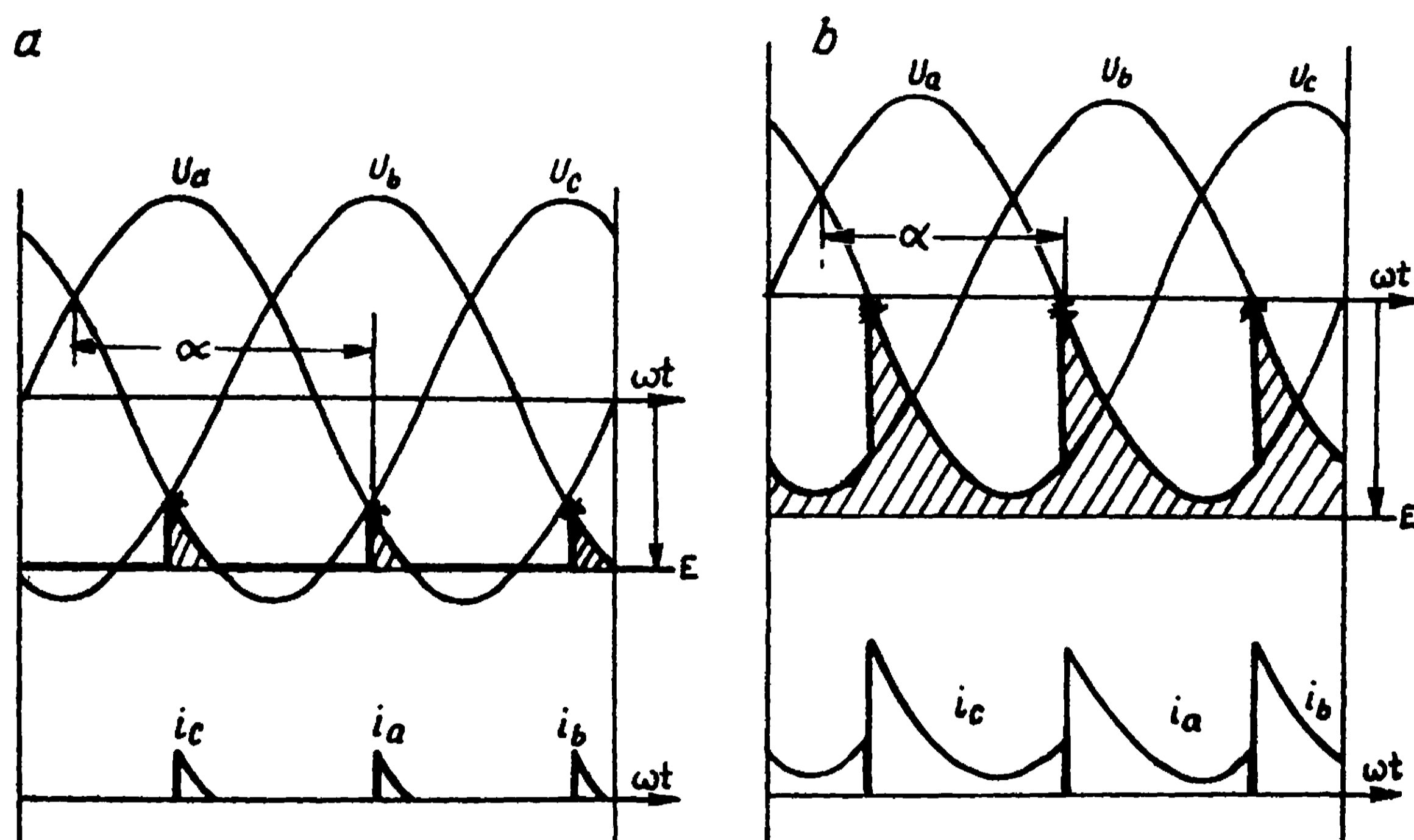


Rys. 120. Przebiegi napięć w falowniku mostkowym o różnym kącie sterowania obu grup zaworów. Po lewej przebiegi napięć fazowych; po prawej przebieg wartości chwilowej napięcia wejściowego, (na zaciskach prądu stałego). Komutacja natychmiastowa

$$\text{a) } \alpha_{\text{I}} = \frac{5}{6}\pi; \alpha_{\text{II}} = \frac{1}{6}\pi; \text{ b) } \alpha_{\text{I}} = \frac{5}{6}\pi; \alpha_{\text{II}} = \frac{1}{2}\pi; \text{ c) } \alpha_{\text{I}} = \frac{5}{6}\pi; \alpha_{\text{II}} = \frac{5}{6}\pi$$

6.4. Praca falownika przy niewygladzonym prądzie

Ze względu na to, że w takim przypadku źródło prądu stałego jest obciążone prądem o dużej wartości składowej przemiennej, stosowanie niedostatecznego wygładzenia jest bardzo niewskazane. Dla wykazania przebiegu zjawisk zostanie przedstawiony układ trójfazowy, w którym po stronie prądu stałego występują elementy R , E (const), transformator jest idealny, a sieć prądu przemiennego sztywna. Konsekwencją tych założeń jest



Rys. 121. Przebiegi napięć i prądów w układzie falowniczym jednokierunkowym $m_2 = 3$ przy źródle E, R (brak indukcyjności gładzącej). Transformator idealny, czyli komutacja natychmiastowa
 a) praca przerywna; impulsy (oznaczone gwiazdką) mogą występować już po momencie zrównania napięć fazowych, czyli $\alpha > \pi$, mimo to nie grozi przewrót; b) praca nieprzerywna; impulsy muszą występować przed momentem zrównania napięć fazowych ($\alpha < \pi$)

komutacja natychmiastowa i brak spadku napięcia w transformatorze oraz proporcjonalności prądu do różnicy $u - E$.

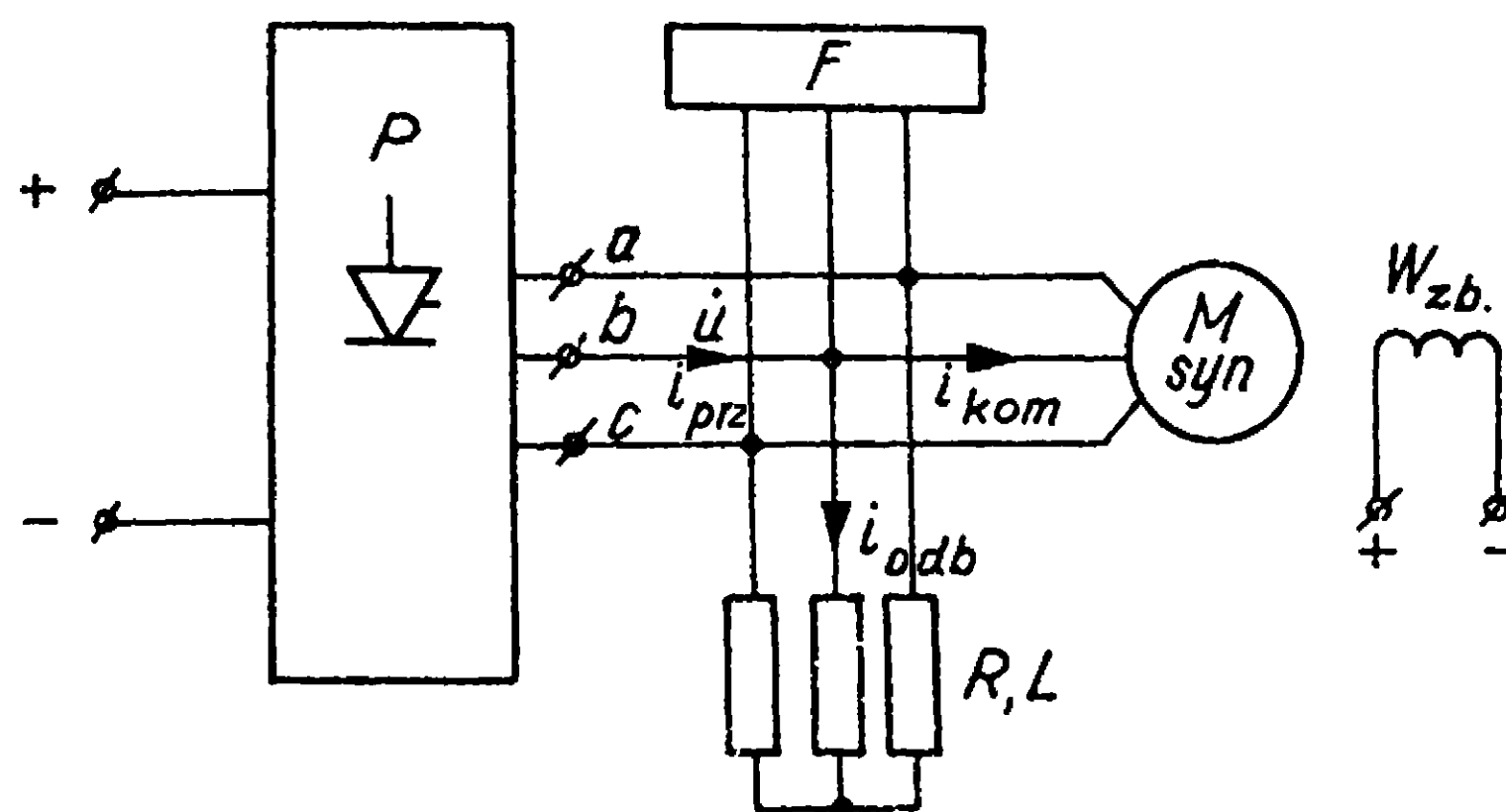
$$i_s = \frac{u - E}{R}.$$

Wyrażenie powyższe jest słuszne tylko wtedy, gdy $u - E > 0$. Siła elektromotoryczna E oraz napięcie u przy działaniu falowniczym są ujemne. Przebieg napięć i prądów przedstawia rys. 121. Może tu więc wystąpić zarówno praca przerywna (rys. a) jak i bezprzerywna (rys. b). Przy pracy przerywnej nie ma komutacji, nie występuje więc obawa przewrotu i dla kąta α z tego punktu widzenia nie ma ograniczeń. Granicę możliwości przepływu prądu daje α_{gr} , przy którym wartość chwilowa napięcia impulsowanej fazy jest równa sile elektromotorycznej źródła. Jeżeli $|E| > \sqrt{2}|U|$ to powstają warunki dla pracy bezprzerywnej, a przy pracy obowiązują wszystkie zastrzeżenia omówione poprzednio ze względu na przewrót falownika.

6.5. Praca falownika wzbudzanego kompensatorem i filtrami

Po stronie prądu przemiennego, jak wspomniano w punkcie 6.1, elementem zadającym przebieg napięcia może być pojedyncza maszyna synchroniczna, działająca jako silnik lub kompensator (silnik na biegu jałowym). "Falownik zależny" jest z natury rzeczy źródłem mocy czynnej i jednocześnie jest odbiornikiem mocy biernej. Zależnie od liczby faz po stronie przekształtnika (m_2) wytwarza on prądy wyższych harmoniczných, które sieć przez niego zasilana musi odebrać. Jeśli odbiornik ma małą wartość współczynnika mocy o charakterze indukcyjnym to jego prąd jest w niewielkim stopniu odkształcony. Niemal całość wyższych harmoniczných prądu musi odebrać maszyna synchro-

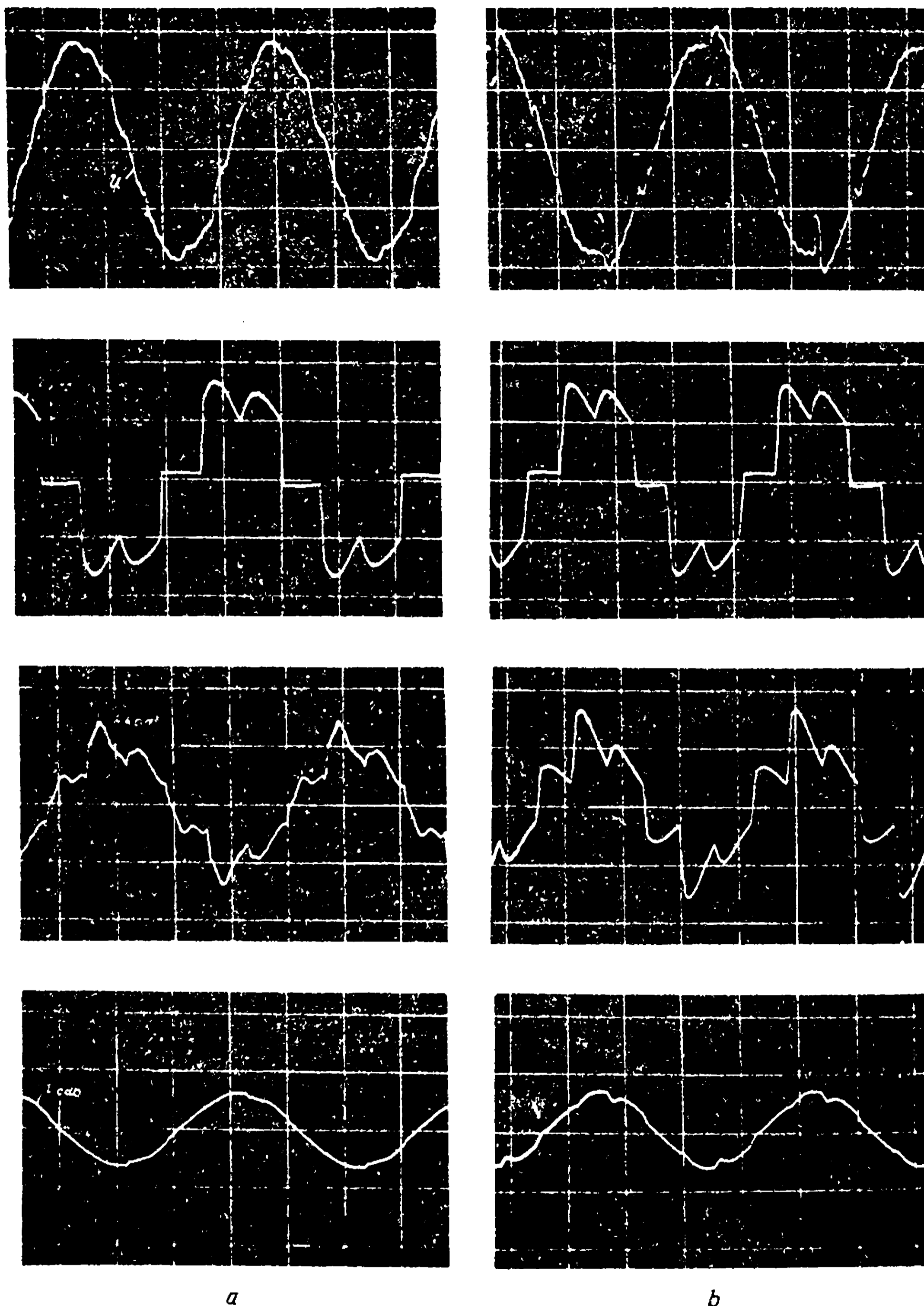
niczna; musi ona jednocześnie pokryć zapotrzebowanie na moc bierną zarówno odbiornika jak i falownika. Wyższe harmoniczne prądu powodują odkształcenie napięcia maszyny synchronicznej, czyli elementu zadającego kształt i wartość napięcia. Aby odciążać maszynę od wyższych harmonicznych i zmniejszyć odkształcenie napięcia stosuje się baterię filtrów LC dostrojonych do poszczególnych harmonicznych.



Rys. 122. Schemat układu falownika wzbudzanego kompensatorem synchronicznym

P - przekształtnik działający jako falownik,
 M_{syn} - maszyna synchroniczna, W_{zb} - wzbudzenie maszyny synchronicznej, F - układ filtrów wyższych harmonicznych, RL - odbiornik

Regulacja napięcia i częstotliwości maszyny synchronicznej, a więc również regulacja jej prędkości obrotowej odbywa się przez zmianę wzbudzenia oraz przez zmianę kąta α . Zmniejszenie wzbudzenia powoduje wzrost prędkości. Impulsator falownika musi być w takim przypadku sterowany od strony sieci prądu przemiennego (maszyny synchronicznej). Odkształcenie napięcia powoduje poważne komplikacje i może być przyczyną przecięcia się napięć komutujących faz i przewrotu, nawet dla



Rys. 123. Napięcia i prądy układu z rys. 122, przy falowniku trójfazowym mostkowym małej mocy i słabym gładzeniu prądu stałego

a) wartość chwilowa napięcia na zaciskach a, b, c (u)– prądu falownika (i_{prz}), prądu maszyny synchronicznej (i_{kom}) oraz prądu odbiornika RL (i_{odb}) przy zastosowaniu filtrów 5, 7, 11 i 13-harmonicznej, b) jak a, lecz bez zastosowania filtrów

$\alpha + \nu < \pi$. Rozruch silnika synchronicznego na początku pracy wymaga albo maszyny pomocniczej, albo urządzenia umożliwiającego rozruch częstotliwościowy i nie będzie tu szczegółowo analizowany.

Rysunek 1.23 przedstawia napięcia i prądy układu falowniczego mostkowego małej mocy, wzbudzanego maszyną synchroniczną z filtrami 5, 7, 11 i 13 harmonicznej oraz bez tych filtrów (schemat na rysunku 1.22).

Falownik wzbudzany kompensatorem i filtrami jest podstawowym elementem stacji odbiorczych dla dalekosiężnych linii przesyłowych prądu stałego. Z drugiej strony falownik zasilający pojedynczą maszyną synchroniczną umożliwia regulację jej prędkości, jest więc korzystnym przypadkiem układu napędowego [5].

Część druga obejmuje następujące tematy:

Układy nawrotne, odwrotnie równoległe z prądem obwodowym i bez prądu obwodowego.

Przezienniki częstotliwości pośrednie - z członem prądu stałego i ich zastosowanie.

Przezienniki częstotliwości bezpośrednie z prądem obwodowym i bez prądu obwodowego.

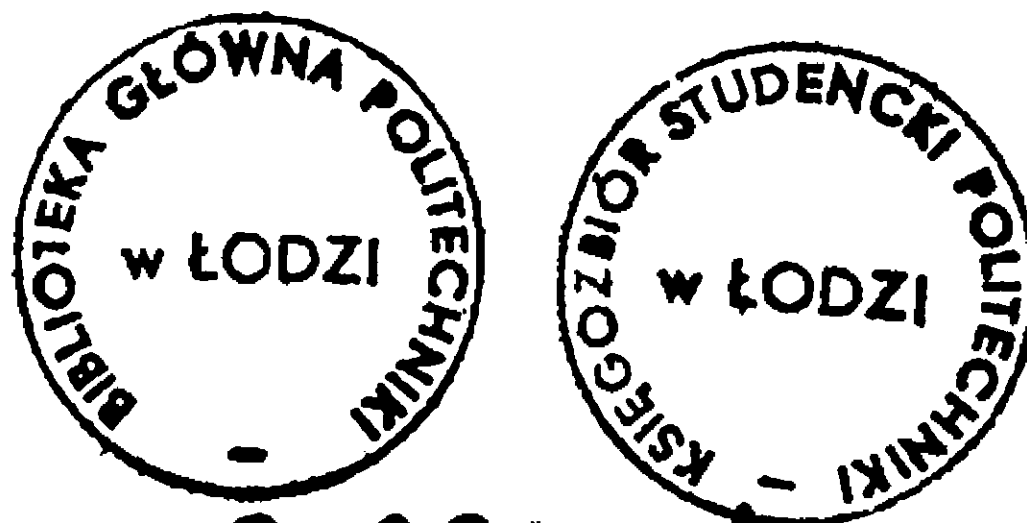
Obliczanie dławików do poszczególnych fragmentów obwodów przekształtnikowych.

Zasada uzyskiwania komutacji wymuszonej i niektóre wybrane urządzenia przekształtnikowe pracujące z komutacją wymuszoną.

Obliczanie i dobór zaworów do przekształtników; tablice danych zaworów krajowych i niektórych importowanych.

LITERATURA

- [1] Czajkowski A. - Napęd tyrystorowy prądu stałego. WNT, Warszawa 1974.
- [2] Figurzyński Z, Frydryszak A. - Prostowniki w energoelektryce. WNT, Warszawa 1964.
- [3] Jabłoński M. - Transformatory, Wydanie II, Nakładem Politechniki Łódzkiej, Łódź 1973.
- [4] Luciński J. - Układy tyrystorowe. WNT, Warszawa 1972.
- [5] Heuman K, Stumpe A. - Thyristoren. Eigenschaften und Anwendugen. Teubner Verlag, Stuttgart 1969.
- [6] Wasserrab Th. - Schaltungslehre der Stromrichtertechnik. Springer - Verlag, Berlin 1962.
- [7] Jabłoński M. - Praca układu mostkowego podwójnego. Przegląd Elektrotechniczny, 1973, s. 163.
- [8] Langer J. - Die Strom-Spannung-Charakteristik der Netzgeführten Zwölfpuls - Stromrichters bei beliebiger Verteilung der Reaktanzen ETZ-A, 1972, s. 565.
- [9] Schaefer J. - Rectifier Circuits: Theory and Design. J. Willey, New York 1965.



B-38927/sh