

UKŁADY ELEKTROMAGNETYCZNE PROSTOWNIKÓW WIELOPULSOWYCH

STRESZCZENIE: *Przekształtniki AC/DC są nieliniowymi odbiornikami energii elektrycznej. Generują one w sieci zasilającej wyższe harmoniczne prądów, które powodują dodatkowe straty mocy czynnej oraz odkształcenie przebiegu czasowego napięcia w sieci prądu przemiennego. W celu zmniejszenia współczynnika odkształcenia prądu i napięcia do wartości dopuszczanej przez normy międzynarodowe, stosowane są układy wielopulsowe. W referacie są omówione układy AC/DC 12- i 18- pulsowe, o małym współczynniku odkształcenia z zastosowaniem różnych topologii autotransformatorów i trójfazowych dławików sprzężonych do pracy równoległej trójfazowych układów mostkowych, w tym układy tzw. „clean power converter” W referacie przedstawiono analizę trójfazowych dławików sprzężonych przy wykorzystaniu metody wektorów przestrzennych. Zamieszczono wybrane wyniki badań eksperymentalnych prostownika diodowego, o pracy równoległej dwóch układów trójfazowych mostkowych, z zastosowaniem trójfazowego dławika sprzężonego. Ponadto przedstawiono i omówiono układy o pracy równoległej dwóch prostowników trójfazowych mostkowych z zastosowaniem modulacji niskoczęstotliwościowej w obwodzie prądu stałego.*

1. Wprowadzenie

Przekształtniki napięcia przemiennego na napięcie stałe (AC/DC), stosowane na przykład w napędach z silnikami prądu przemiennego, są nieliniowymi odbiornikami energii elektrycznej. Generują one w sieci zasilającej wyższe harmoniczne prądu, składowe niepożądane. Są one źródłem dodatkowych strat mocy w linii zasilającej, odkształcają napięcia zasilające oraz emitują sygnały elektromagnetyczne zakłócające pracę systemów informatycznych i sterujących. Normy międzynarodowe (np. IEEE) stanowią bardzo ostre wymagania dotyczące zawartości wyższych harmonicznych w prądach pobieranych ze źródła zasilania, jak również dopuszczalnego odkształcenia napięcia. Współczynnik odkształcenia prądu jest definiowany następująco:

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1} \cdot 100\% = \frac{\sqrt{I^2 - I_1^2}}{I_1} \cdot 100\% \quad (1)$$

przy czym: h - rząd harmonicznej; I_h - skuteczna wartość harmonicznej prądu; I_1 - skuteczna wartość harmonicznej podstawowej prądu; I - skuteczna wartość prądu pobieranego ze źródła zasilania.

Analogiczna jest definicja współczynnika odkształcenia napięcia :

$$THD_U = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} U_h^2}}{U_1} \cdot 100\% = \frac{X_Z}{U_1} \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} (h \cdot I_h)^2} \cdot 100\% \quad (2)$$

przy czym: X_Z - reaktancja źródła zasilania (określana na podstawie próby zwarcia). Iloraz X_Z / U_1 jest odwrotnością prądu zwarcia.

Dodatkowym wskaźnikiem oceny jakości mocy pobieranej przez przekształtnik jest tzw. "procentowa stała harmoniczna" H_C , definiowana następująco:

$$H_C = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \left[h \left(\frac{I_h}{I_1} \right) \right]^2} \cdot 100\% \quad (3)$$

Dopuszczalny współczynnik odkształcenia napięcia w przypadku odbiorników zasilanych z sieci NN wynosi 3% dla obiektów specjalnych (np.: szpitale, lotniska) oraz 5 % dla obiektów ogólnych (np.: zakłady przemysłowe). Wynika stąd, że dopuszczalny współczynnik odkształcenia prądu nie powinien przekraczać kilku % (2% ÷ 10%). Należy również podkreślić, że ponadto stawiane są wymagania odnośnie do dopuszczalnej wartości amplitud poszczególnych harmonicznych prądu.

Współczynnik H_C zależy od charakterystycznej dla przekształtnika liczby q (liczba tętnień napięcia wyprostowanego liczonego w okresie napięcia zasilania), oraz od filtrów -wejściowych i wyjściowych. I tak na przykład $H_C = 160 - 450$ dla 6-pulsowego prostownika diodowego z filtrem pojemnościowym oraz $H_C = 22 \div 50$ dla prostownika 18-pulsowego z filtrem indukcyjnym,[3].

Wielopulsowy przekształtnik generuje harmoniczne rzędu

$$h = kq \pm 1 \quad (4)$$

przy czym: k należy do szeregu liczb naturalnych.

Jeżeli przekształtnik pracuje z idealnym filtrem indukcyjnym (bezpulsacyjny przebieg czasowy prądu wyprostowanego) a ponadto jest zasilany z idealnego źródła napięcia, wówczas spełniona jest następująca zależność :

$$\frac{I_h}{I_1} = \frac{1}{h} \quad (5)$$

Z zależności (4) i (5) wynika oczywisty wniosek, że w celu spełnienia wymagań stawianych przez normy należy stosować układy przekształtnikowe w dużej liczbie q (układy wielopulsowe). W praktyce, dla potrzeb techniki napędu elektrycznego, stosuje się układy 6-cio, 12-sto i 18-sto pulsowe. Gdy spełnione jest równanie (5) wówczas otrzymuje się następujące przybliżone współczynniki THD_I ; 31% dla $q=6$; 15% dla $q=12$ i 9,6 % dla $q=18$. Odpowiednie zwiększenie reaktancji źródła zasilania (zastosowanie dławików) umożliwi znaczne zmniejszenie współczynnika THD_I .

W klasycznych rozwiązaniach zwielokrotnienie liczby q uzyskuje się przez połączenie szeregowo lub równoległe np. układów trójfazowych mostkowych z zastosowaniem odpowiedniego przesunięcia fazowego w transformatorach zasilających przekształtniki.

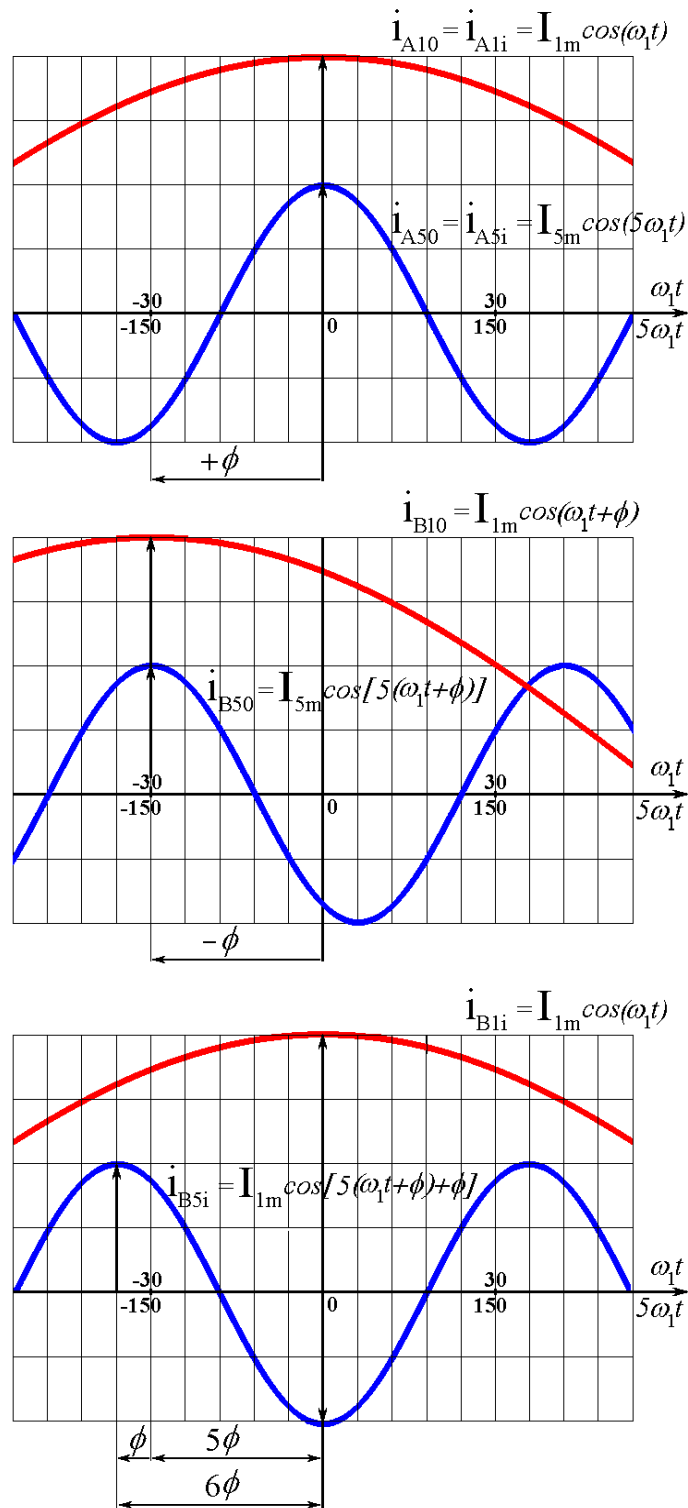
Wymagane przesunięcie fazowe jest równe:

$$\phi = \frac{2\pi}{q \cdot k} \quad (6)$$

przy czym: k oznacza liczbę układów podstawowych łączonych do pracy szeregowo lub równoległo.

Zaletą takiego łączenia jest uzyskanie kąta przewodzenia łączników półprzewodnikowych i uzwojeń wtórnych transformatora równego $2\pi / 3$, co w efekcie daje optymalne wykorzystanie łączników i uzwojeń. Połączenie szeregowo nie stwarza problemów. Nie jest ono na ogół jednakże stosowane w technice napędu elektrycznego z uwagi na wzrost łącznego spadku napięcia na łącznikach. Połączenie równoległe wymaga stosowania dławików kojarzących. Aby uniknąć nasycania się obwodu magnetycznego takich dławików jest konieczne zapewnienie idealnej symetrii i równości napięć na wejściach przekształtników łączonych do pracy równoległej. Spełnienie tych warunków nie zawsze jest możliwe. Łączenie szeregowo lub równoległo przekształtników ma na celu nie tylko zwiększenie mocy wyjściowej lecz również eliminację harmoniczných niższego rzędu.

Rysunek 1 ilustruje wpływ przesunięcia fazowego napięcia wyjściowego względem napięcia wejściowego w transformatorze na przesunięcia fazowe 5 harmonicznej prądu na wyjściu i na wejściu transformatora. Przesunięcie fazowe ϕ° w transformatorze nie zależy od częstotliwości napięcia (idealny transformator). Warto natomiast zauważyć, że znak przesunięcia fazowego zależy od kolejności trójfazowych napięć zasilających. Jeśli jest dodatni dla kolejności zgodnej, wówczas jest ujemny dla kolejności przeciwnej i odwrotnie. Piąta harmoniczna prądu ma kolejność przeciwną. Jak wynika z rys. 1 przesunięcie fazowe piątej harmonicznej na wejściu transformatora jest równe $6\phi^\circ$. Takie same przesunięcie otrzymuje się dla 7 harmonicznej, która ma kolejność zgodną. Łącząc więc dwa układy sześciopulsowe np. do pracy równoległej; przy czym dla jednego $\phi = 0^\circ$, dla drugiego $\phi = 30^\circ$, uzyskuje się eliminację harmoniczných dla nieparzystej liczby k występującej w równaniu (4). To przesunięcie fazowe jest oczywiście zgodne z przesunięciem fazowym wynikającym z równania (6). Przy połączeniu trzech układów 6-pulsowych kąt $\phi = 20^\circ$.



Rys.1. Wpływ przesunięcia fazowego napięcia wyjściowego w transformatorze na przesunięcie fazowe piątej harmonicznej

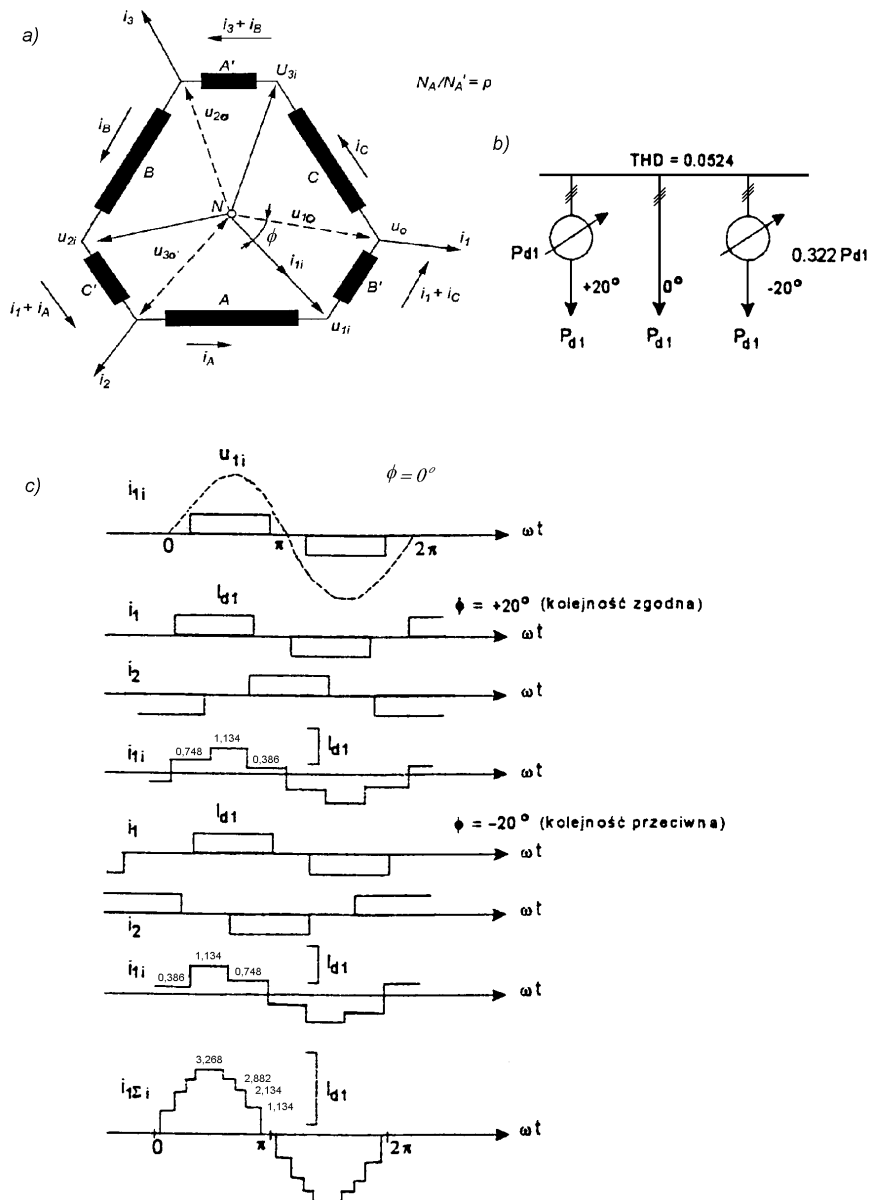
Rozróżnia się dwa typy źródeł zasilania [3]:

1. symetryczne trójfazowe o jednakowych fazowych impedancjach, pozbawione wyższych harmonicznych
2. trójfazowe o jednakowych fazowych impedancjach z 1% niesymetrią (kolejność przeciwna) i 2,5 % zawartością 5- tej harmonicznej. Piąta harmoniczna w napięciu jest spowodowana przez 6-cio pulsowe przekształtniki dużej mocy.

Składowa kolejności przeciwnej nie ma wpływu na wartość średnią napięcia wyprostowanego. Powoduje ona jednakże różnicę w średnich wartościach poszczególnych impulsów w napięciu wyprostowanym w wyniku czego pojawia się 2-ga harmoniczna napięcia, co z kolei oznacza pojawienie się 3-ciej harmonicznej w prądzie pobieranym ze źródła zasilania. Z kolei 5-ta harmoniczna dodaje się lub odejmuje się od napięcia wyprostowanego, w przedziale przewodzenia łączników (2II / 3). Jej wpływ zależy od jej fazy. Przy połączeniu równoległym dwóch układów 6-pulsowych, 2,5 % 5-ta harmoniczna daje różnicę w napięciach wyprostowanych $\pm 0,857$ %, a w przypadku obecności również 2,5 % 7-mej harmonicznej, $\pm 1,71$ %. Ta różnica napięć jest przyczyną znacznej różnicy prądów na wyjściu prostowników, która powoduje nasycenie obwodu magnetycznego dławika kojarzącego. W tym przypadku stosowane są inne topologie układów przekształtnikowych eliminujące dławiki kojarzące. I tak na przykład układy 18-pulsowe realizuje się jako mostki 9-cio fazowe o dwóch grupach komutacyjnych 9-cio pulsowych.

2. Układy z autotransformatarami

Klasyczne układy z transformatorami są kosztowne. Moc gabarytowa transformatora (moc równoważna transformatora dwuuzwojeniowego), rozumiana jako średnia arytmetyczna mocy skutecznych uzwojenia pierwotnego i wtórnego przekracza moc prądu stałego. Autotransformatory mają mniejszą moc gabarytową. Umożliwiają łatwe uzyskanie wymaganych odpowiednich przesunięć fazowych. Poniżej przedstawione będą wybrane rozwiązania zaczerpnięte z [3].



Rys.2. Autotransformator o połączeniu wielobocznym:

a) schemat autotransformatora;

$$\theta_A = \theta'_A \quad n = \frac{\sin(60^\circ - \phi^\circ / 2)}{\sin(\phi^\circ / 2)}$$

$$\phi = 2 \arctg \frac{\sqrt{3}}{2n + 1} \quad U'_A = \frac{2}{\sqrt{3}} U_L \sin(60^\circ - \phi^\circ / 2)$$

$$U'_A = \frac{2}{\sqrt{3}} U_L \sin(\phi^\circ / 2) \quad S_T = 2,42 P_d \sin(60^\circ - \phi^\circ / 2) \sin(\phi^\circ / 2)$$

b) schemat zasilania 3-ch układów napędowych z wzajemnym przesunięciem fazowym $\phi = 20^\circ$;

$$S_{T\Sigma} = 0,644 P_{d1} = 0,214 P_{d\Sigma}$$

c) przebiegi czasowe prądów w układzie z rys.2b.

2.1. Autotransformator o połączeniu wielobocznym

Schemat połączeń autotransformatora o połączeniu wielobocznym, zasilanego symetrycznym układem napięć trójfazowych (U_{1i}, U_{2i}, U_{3i}) o symetrycznym wyjściowym układzie napięć trójfazowych (U_{10}, U_{20}, U_{30}) przesuniętym o kąt ϕ° ilustruje rys. 2a. Znak kąta ϕ° zależy od kolejności napięć wyjściowych. Z prostych zależności trygonometrycznych, otrzymanych na podstawie wskazów napięć podanych na rys.2a, otrzymuje się równania określające kąt przesunięcia fazowego ϕ , przekładnię n uzwojenia dłuższego do krótszego, napięcia uzwojeń oraz moc gabarytową transformatora, przy założeniu, że przepływy uzwojeń dłuższego i krótszego są jednakowe. Skuteczne wartości napięć wejściowych i wyjściowych są jednakowe. Przy wykorzystywaniu dwóch autotransformatorów, jeden z kątem przesunięcia fazowego $+20^\circ$, drugi z kątem przesunięcia fazowego -20° , realizuje się pracę równoległą na przykład 3-ch -napędów prądu przemiennego, o jednakowych mocach, z sześciopulsowymi prostownikami zasilającymi pośredniczący obwód napięcia stałego (rys.2b). W tym przypadku prąd pobierany ze źródła zasilania ma przebieg jak w układzie 18-pulsowym (rys.2c).

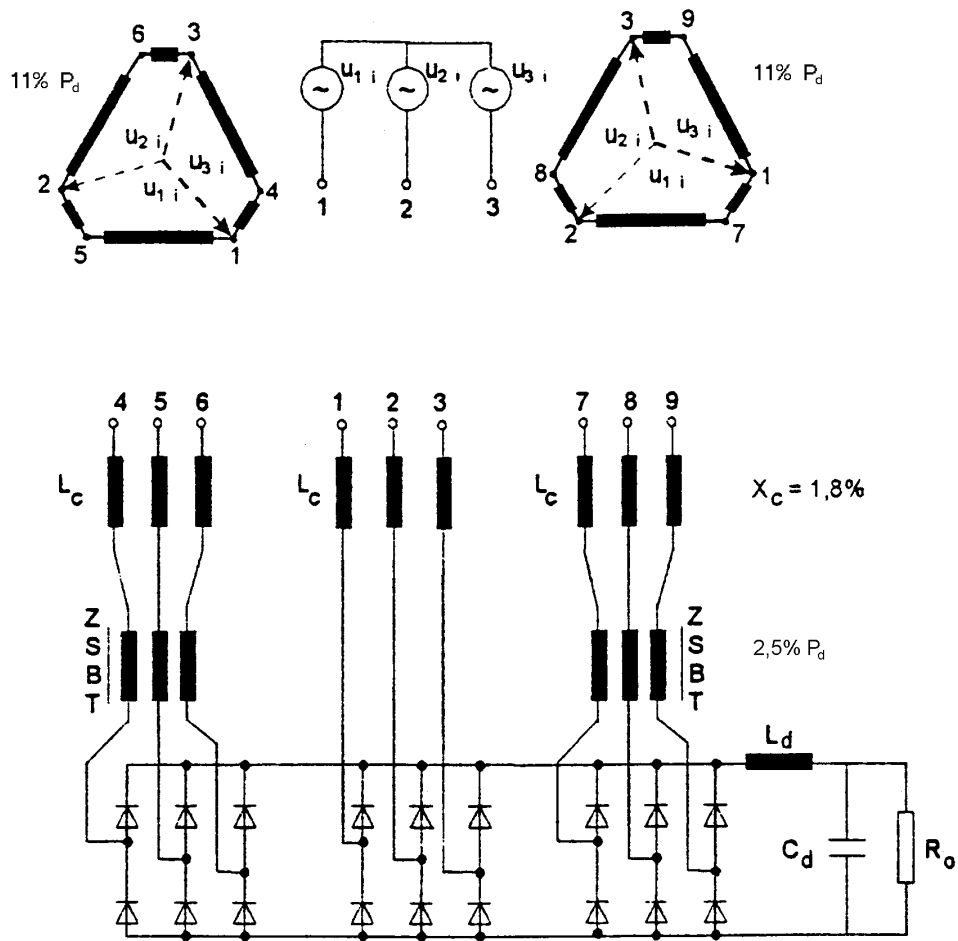
Normy IEEE ograniczają wartość 17-tej harmonicznej do wartości 2,5 % dla $20 \leq I_Z / I_{ON} \leq 50$. Zastosowanie dodatkowych dławików na wejściu prostowników o reaktancji 5 % obniża wartość tej harmonicznej z 5,88 % do 2,74 %. Procentowa reaktancja dławika jest definiowana następująco :

$$X_D = 100 \cdot \frac{I_{ON}}{I_Z} \quad (7)$$

przy czym : I_{ON} – znamionowy prąd obniżenia; I_Z -prąd zwarcia

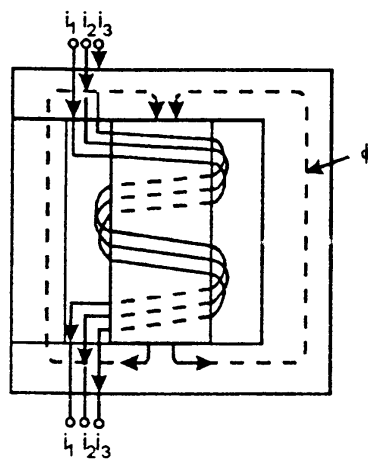
Należy podkreślić, że obecność dodatkowej reaktancji w linii zasilającej tylko nieznacznie obniża wartość napięcia, natomiast bardzo skutecznie tłumi wyższe harmoniczne prądów (silnie maleje "procentowa stała harmonicznych"). Na uwagę zasługuje mała, łączna moc gabarytowa autotransformatorów ($0,216 P_d$).

Z kolei na rys.3 przedstawiono schemat 18-pulsowego prostownika diodowego, o połączeniu równoległym trzech mostków trójfazowych, z zastosowaniem dwóch autotransformatorów o połączeniu wielobocznym ($\phi^\circ = \pm 20^\circ$) oraz dwóch dławików tłumiących prądy kolejności zerowej (ZSBT). Układ nie zawiera dławików wyrównawczych stosowanych w klasycznych rozwiązaniach o pracy równoległej przekształtników. Dławiki ZSBT są konieczne dla tłumienia trzeciej harmonicznej w obwodach układów mostkowych. Problem ten będzie wyjaśniony w dalszej części referatu. Obecność ZSBT oraz dodatkowych dławików (L_C) o reaktancji procentowej $X_C \geq 1,8 \%$, włączonych na wejściu układów mostkowych zwiększa kąt przewodzenia diod, przy pełnym obciążeniu, do $2\pi/3$ [3]. Moc układów ZBST jest mała i wynosi 2,5 % mocy prądu stałego 18- pulsowego przekształtnika. Przekształtniki o pracy równoległej układów mostkowych są wrażliwe na obecność 5-tej harmonicznej napięcia. Wartości harmonicznych w prądach pobieranych ze źródła zasilania przez układ z rys. 3c podaje tablica na rys. 3, w zależności od procentowej reaktancji X_C . Rys.4 ilustruje konstrukcję dławika dla tłumienia harmonicznych kolejności zerowej (ZSBT) w wykonaniu jednofazowym, płaszcwowym.



Rys.3. Prostownik diodowy 18-impulsowy z zastosowaniem autotransformatorów o połączeniu wielobocznym dławików ZSBT

X_c	5h	7h	11h	13h
2	5,8	2,5	1,5	1,3
4	4	1	0,6	0,5
6	3,5	0,6	0,35	0,3



Rys.4. Konstrukcja układu ZSBT

2.2. Autotransformator w połączeniu różnicowo-trójkątowym

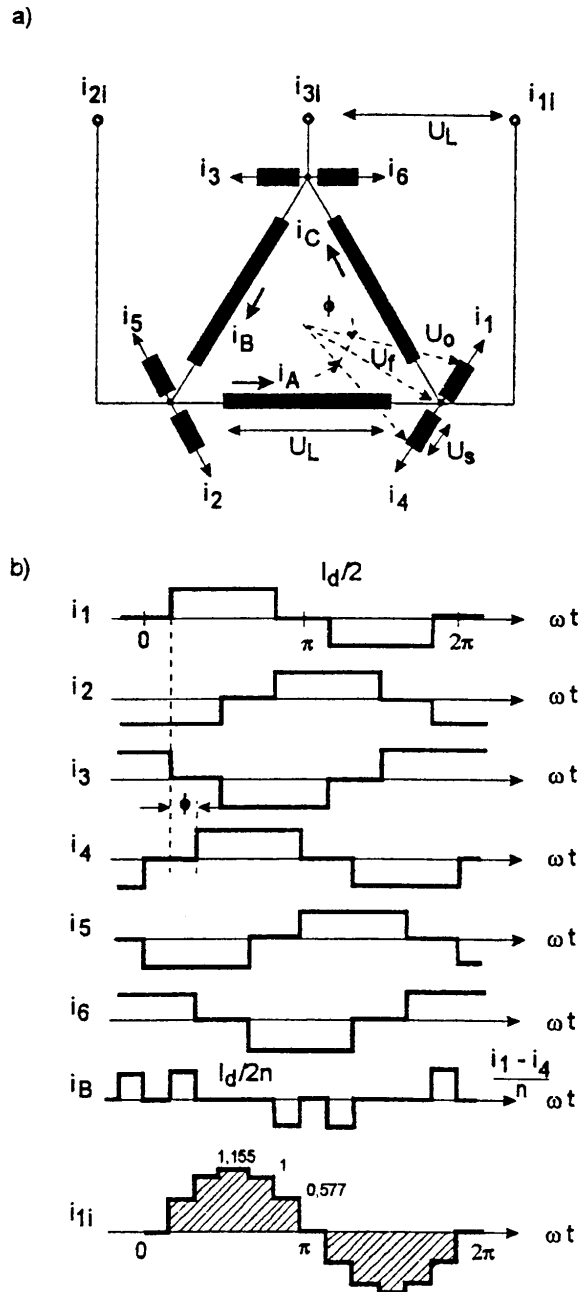
Rys. 5a ilustruje różnicowo-trójkątowy układ połączeń uzwojeń autotransformatora. Na wyjściu autotransformatora otrzymuje się dwa układy symetrycznych napięć trójfazowych przesuniętych wzajemnie w fazie o kąt 30° ($+15^\circ, -15^\circ$). Nazwa autotransformator "różnicowo-trójkątowy" wynika stąd, że w uzwojeniach połączonych w trójkąt przepływają są równe różnicy przepływów prądów wyjściowych uzwojeń danej kolumny obwodu magnetycznego (np. $I_B n = i_1 - i_4$). Z geometrii połączeń uzwojeń wynikają proste zależności określające przekładnię n (stosunek liczby zwojów uzwojenia dłuższego do krótszego), oraz napięcia uzwojeń i napięcie wyjściowe. Moc gabarytowa autotransformatora jest równa 19% mocy prądu stałego. Autotransformator z rys. 5a może być wykorzystany do zasilania prostownika 12-pulsowego o połączeniu równoległym dwóch układów trójfazowych mostkowych. Połączenie takie ilustruje rys. 6b. W układzie zastosowane są dwa dławiki kojarzące. W tym przypadku przebiegi czasowe prądów wyjściowych, prądu w uzwojeniu trójkątnym i prądu pobieranego ze źródła zasilania ilustruje rys. 5b.

Z kolei rys. 6c wyjaśnia pracę układu w przypadku eliminacji dławików kojarzonych (lub ich nasycenia). Układ degraduje się do sześciopulsowego, co oznacza pojawienie się trzeciej harmonicznej w obwodzie pomiędzy przekształtnikami P_A i P_B , a więc i w prądach wyjściowych autotransformatora (powód stosowania ZBST w układzie z rys. 3a.).

2.3. Autotransformator o połączeniu różnicowo-widelkowym

Alternatywnym rozwiązaniem przekształtników wielopulsowych o połączeniu równoległym układów mostkowych trójfazowych są układy mostkowe 9-cio fazowe, które oczywiście zmniejszają kąt przewodzenia diod. Zaletą takiego układu jest to, że układ taki zmniejsza straty napięcia spowodowane komutacją (dwie jednostki komutacyjne 9-cio pulsowe o wspólnej katodzie i wspólnej anodzie) oraz, że toleruje on drugi typ źródła zasilania. Rys. 7a ilustruje połączenie uzwojeń w układzie różnicowo-widelkowym autotransformatora, na którego wyjściu otrzymuje się symetryczny układ napięć dziewięciofazowych. Dodatkowo zastosowane jest uzwojenie połączone w trójkąt dla tłumienia 3-ciej harmonicznej. Z konfiguracji połączenia uzwojeń wynikają proste zależności trygonometryczne, na podstawie których wyznacza się wartości napięć oraz przekładnię n odniesioną do uzwojenia "zygzak".

Rys. 7b ilustruje połączenie przekształtnika 18-pulsowego, natomiast rys. 7c ilustruje przebiegi czasowe prądów. Kąt $\phi = 40^\circ$, kąty przewodzenia są równe 40° . Kąty przewodzenia diod wzrastają, gdy uwzględnimy wpływ dodatkowych dławików włączonych w obwód zasilania trójfazowego. W przypadku przyjęcia $X_c \approx 1,5\%$ uzyskuje się $THD < 5\%$, przy czym 5-ta harmoniczna w prądzie pobieranym ze źródła zasilania nie przekracza $2,5\%$, a 7-ma harmoniczna - $0,75\%$.



Rys.5. Autotransformator o połączeniu różnicowo-trójkątowym:

a) schemat autotransformatora;

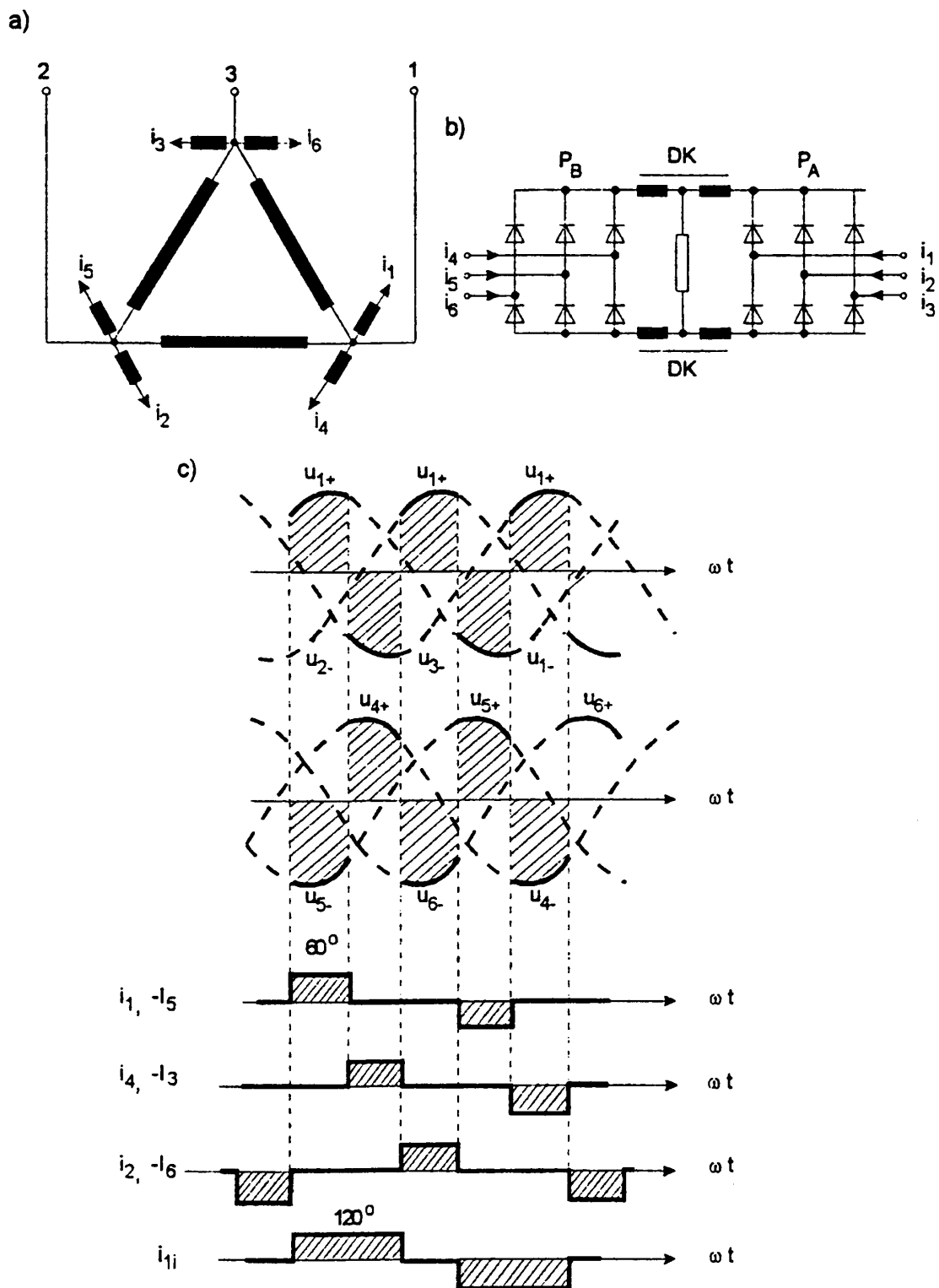
$$\frac{U_o}{U_f} = 1 / \cos(\phi / 2) \quad n = \sqrt{3} / \operatorname{tg}(\phi / 2)$$

$$i_B n - i_1 + i_4 = 0 \quad I_{BRMS} = \frac{I_d}{2n} \sqrt{\frac{\phi^\circ}{90^\circ}}$$

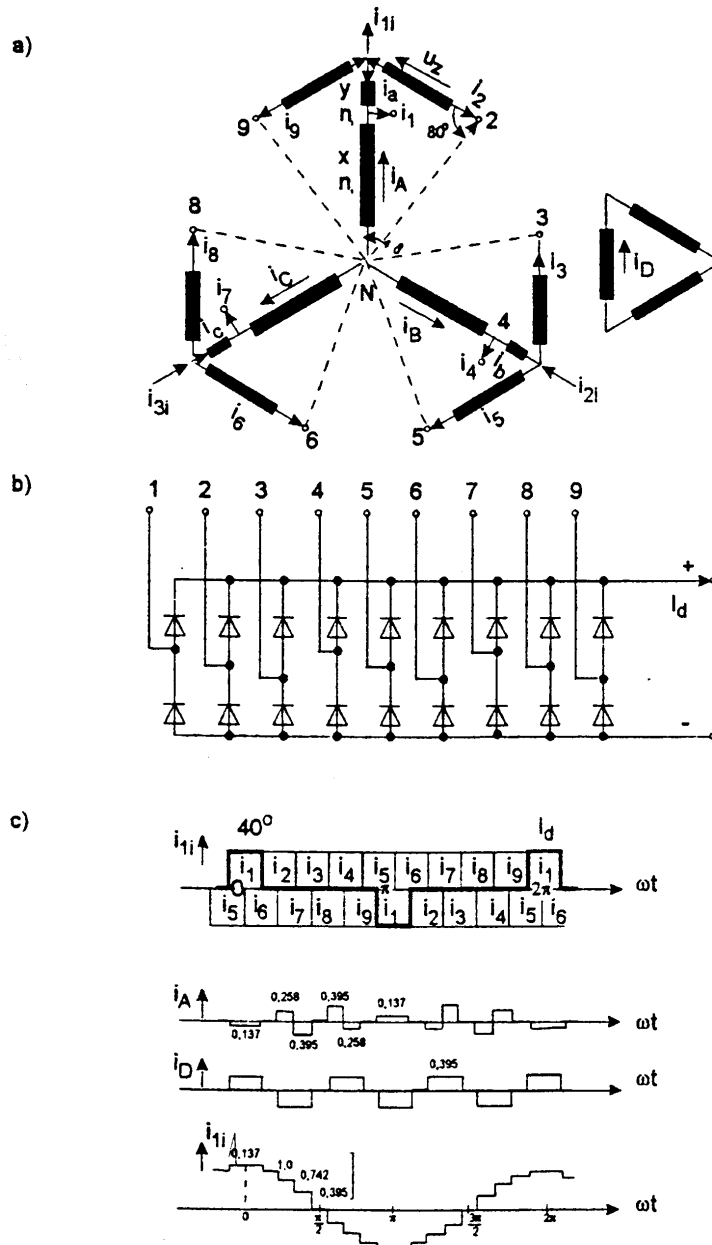
$$\phi = 30^\circ \quad U_S = U_L / n \quad S_T = 19\% P_d$$

b) przebiegi czasowe prądów w prostowniku 12-sto pulsowym (układ z rys.6b)

$$i_{1i} = i_1 + i_4 + (i_2 - i_3 - i_5 + i_6) / n$$



Rys.6. Prostownik 12-pulsowy zasilany z autotransformatora o połączeniu różnicowo-trójkątowym: a) schemat autotransformatora; b) schemat połączenia równoległego dwóch układów mostkowych z zastosowaniem dławików kojarzących; c) przebiegi czasowe ilustrujące pracę układu z rys.6b) w przypadku eliminacji dławików kojarzących.



Rys. 7. Prostownik 18-pulsowy zasilany z autotransformatora o połączeniu różnicowo-widelkowym:

a) schemat autotransformatora;

$$i_a = i_1 - i_A$$

$$-ni_A + ni_a - i_3 - i_8 - i_D = 0$$

$$u_{f0} = 0,8794u_{f1}$$

$$S_T = 0.68P_d$$

b) schemat prostownika;

$$U_{d0} = 2 \left[\sqrt{2} U_{f0} \frac{9}{\pi} \sin \frac{\pi}{9} \right] = 2,44 U_{f1}$$

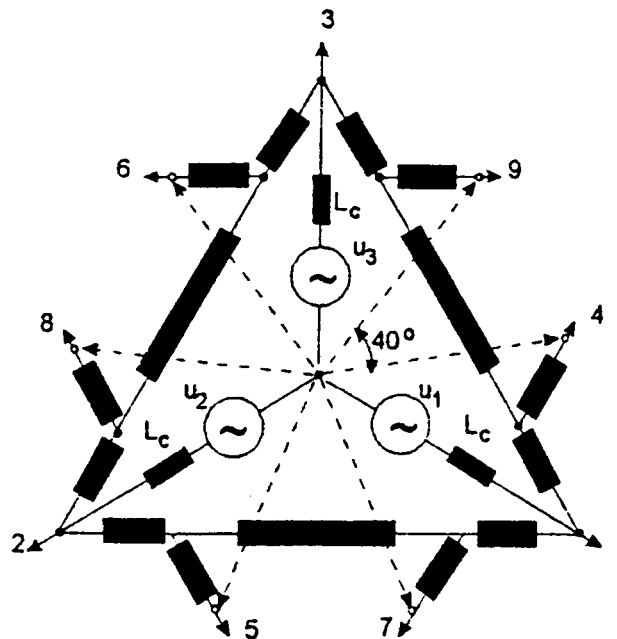
c) przebiegi czasowe prądów

$$i_{1i} = i_1 - i_A + i_2 + i_9$$

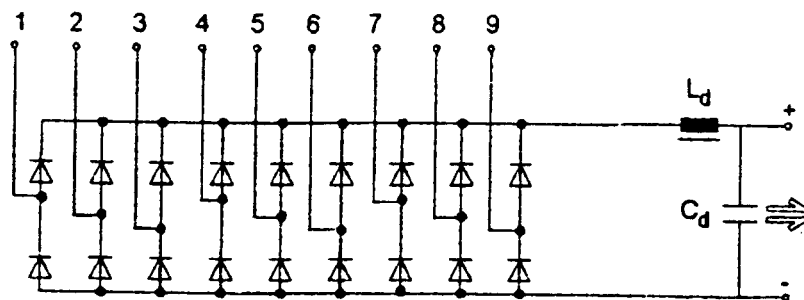
2.4. Autotransformator o połączeniu różnicowo-trójkątowym i wyjściu 9-cio fazowym

Na rys.8a przedstawiono schemat połączeń uzwojeń autotransformatora różnicowo-trójkątowego o wyjściu 9-cio fazowym. Analiza teoretyczna takiego układu jest bardzo złożona i w praktyce jest ona przeprowadzana przy wykorzystaniu metod symulacyjnych [6]. Autotransformator zasila przekształtnik 18-to pulsowy, którego schemat ilustruje rys. 8b. W przypadku zastosowania dodatkowych dławików w układzie zasilania trójfazowego, układ z rys. 8b spełnia warunki tzw. układu "clean power". Tablica podana na rys.8 podaje wartości poszczególnych harmonicznych. THD układu nie przekracza 2%. Układ bardzo dobrze toleruje źródło zasilania typu 2.

a)



b)



I_3	I_5	I_7	I_{11}	I_{13}	I_{17}	I_{19}	I_{23}	I_{25}
0.7	0.5	0.1	0.1	0.1	0.9	1.5	0.1	0.1

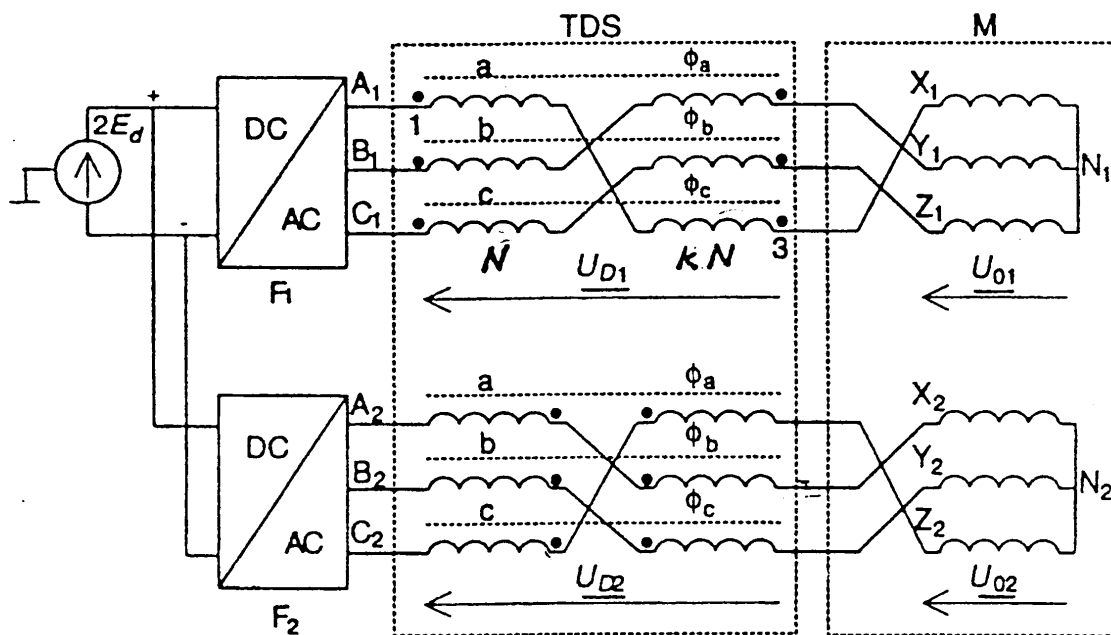
THD=1.97%

Rys.8. Prostownik 18-pulsowy zasilany z autotransformatora o połączeniu różnicowo-trójkątowym ("clean-power": patent US#5.124.904): a) schemat autotransformatora; b) schemat prostownika

3.Trójfazowe dławiki sprzężone (TDS)

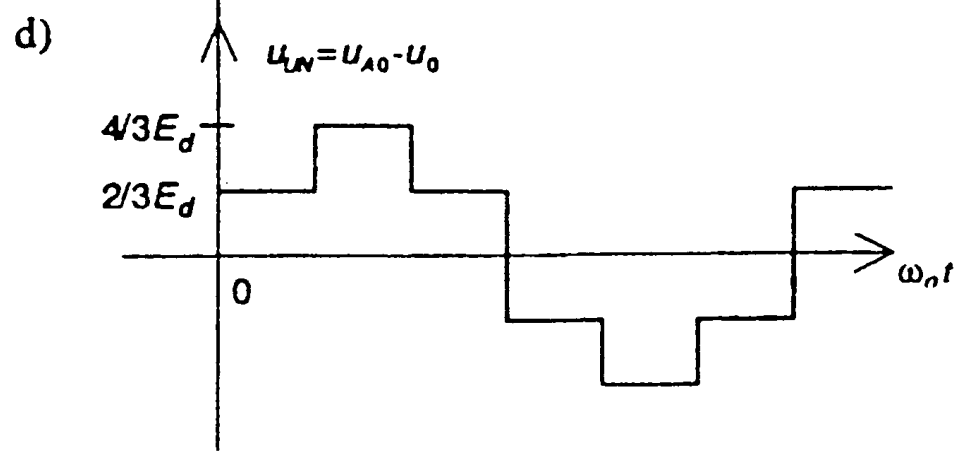
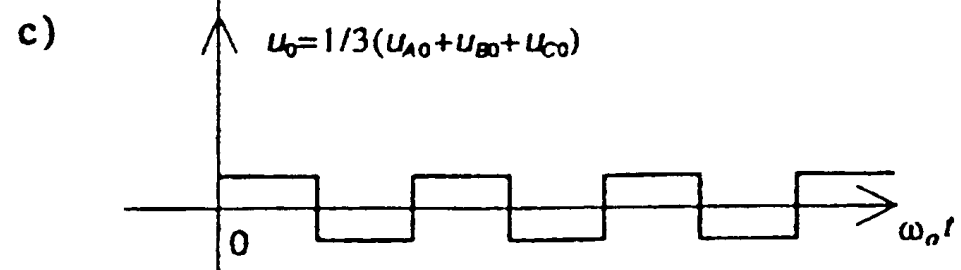
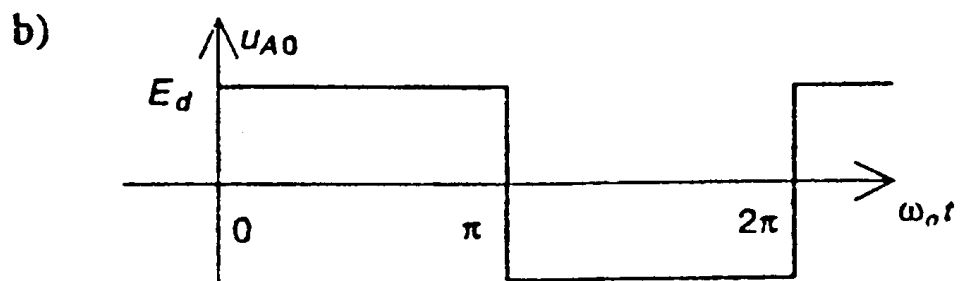
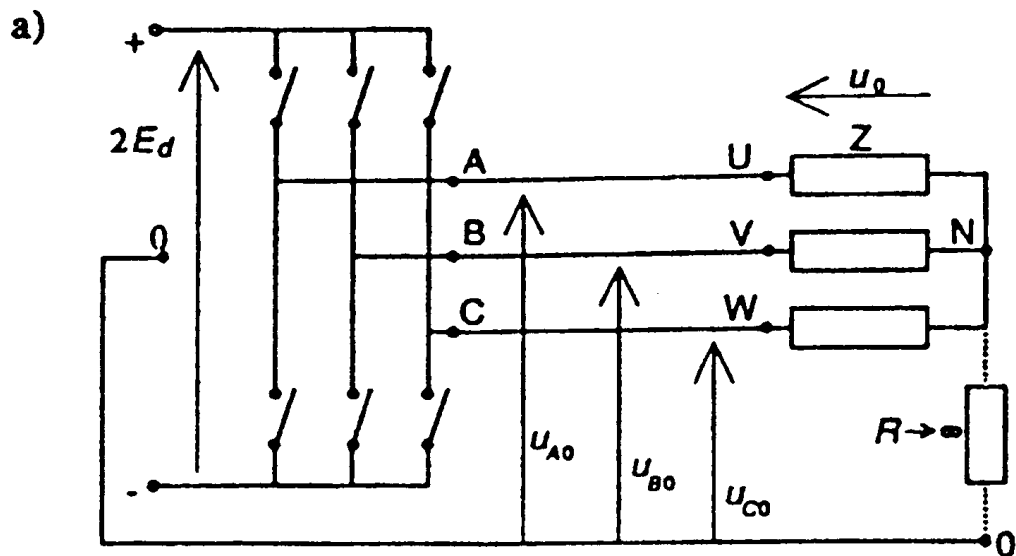
3.1. Połączenie równoległe dwóch falowników napięcia

W [4] przedstawiono układ połączenia równoległego dwóch falowników napięcia z zastosowaniem trójfazowego dławika sprzężonego (TDS), eliminującego w odbiorniku harmoniczne rzędu $6k \pm 1$ ($k = 1, 3, 5 \dots$). Schemat układu podany jest na rys. 9. Dwa falowniki F_1 i F_2 , o napięciach wyjściowych E_1 i E_2 , przesuniętych wzajemnie w fazie o 30° , zasilają poprzez układ TDS, dwa rozdzielone uzwojenia trójfazowe stojana maszyny indukcyjnej.



Rys.9. Połączenie równoległe dwóch falowników napięcia z trójfazowym dławikiem sprzężonym w układzie zasilania dwóch trójfazowych uzwojeń maszyny indukcyjnej.

Koncepcja połączenia uzwojeń układu TDS opiera się na założeniu, że układ TDS przedstawia zerową impedancję dla harmonicznych rzędu $2k \pm 1$ ($k = 0, 1, 2$) i nieskończenie dużą impedancję dla harmonicznych rzędu $6k \pm 1$ ($k = 1, 3, 5$). Dławik składa się z trzech oddzielnych jednofazowych rdzeni magnetycznych (a, b, c), na których nawinięte są cztery uzwojenia ($2 \times N + 2 \times kN$), o kierunkach przepływów zaznaczonych na rys. 9. Przez dobór odpowiedniej przekładni między uzwojeniami prawostronnymi i lewostronnymi (współczynnik k), uzyskuje się na wyjściach układu TDS dwa układy napięć trójfazowych przesuniętych wzajemnie w fazie o kąt 30° i o przebiegu dwunastoschodkowy, zawierającym tylko harmoniczne rzędu $12k \pm 1$ ($k = 0, 1, 2 \dots$). Oznacza to, że prądy odbiornika mają również przebieg dwunastoschodkowy.



Rys.10. Trójfazowy falownik napięcia : a) schemat funkcjonalny; b); c); d) przebiegi czasowe napięcia

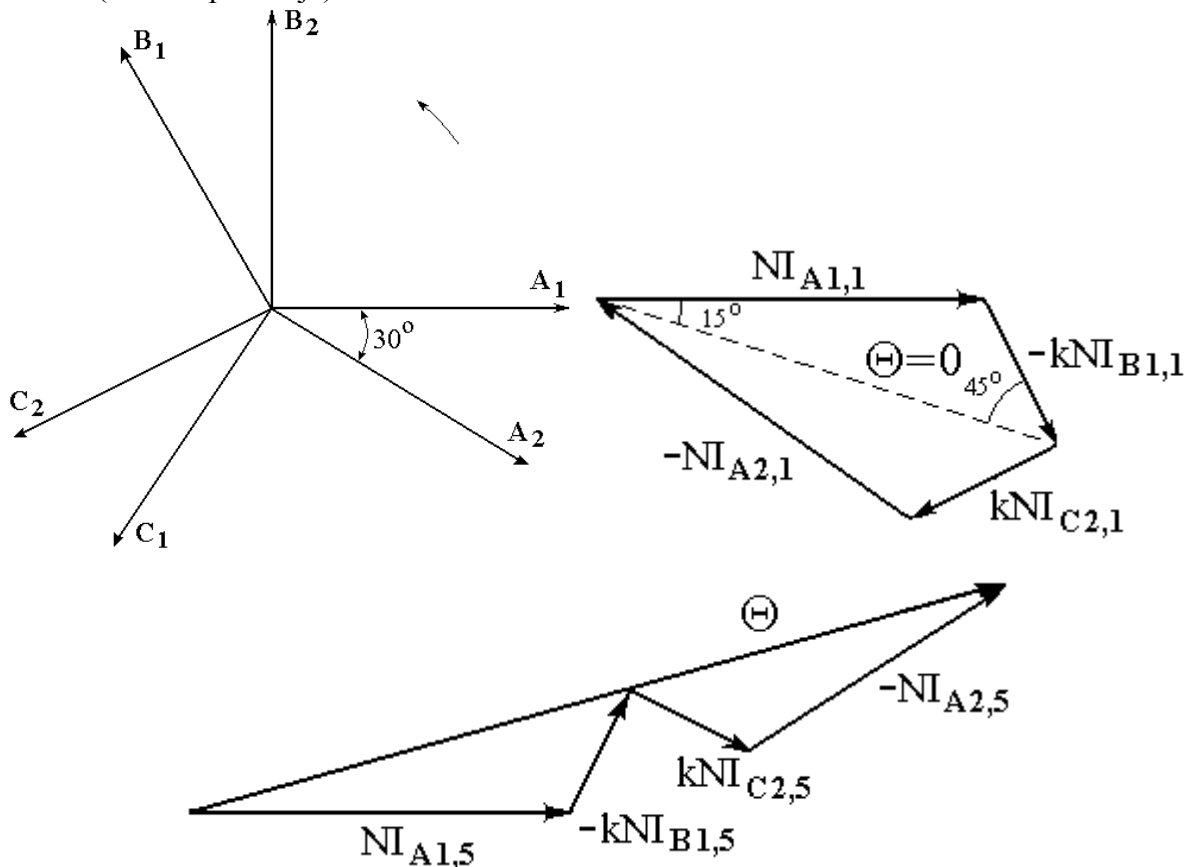
Rys.10 ilustruje przebiegi czasowe napięć w falowniku trójfazowym. Posługując się rys.9 przy zastosowaniu metody wektorów przestrzennych otrzymuje się następujące równania:

$$\underline{E}_1 = \frac{d}{dt} \underline{\psi}(1 - k\underline{a}^2) + \underline{U}_{01} = \underline{U}_{D1} + \underline{U}_{01} \quad (8)$$

$$\underline{E}_2 = -\frac{d}{dt} \underline{\psi}(1 - k\underline{a}) + \underline{U}_{02} = \underline{U}_{D2} + \underline{U}_{02} \quad (9)$$

przy czym: $\underline{E}_1, \underline{E}_2$ - wektory przestrzenne napięć źródłowych;
 $\underline{\psi}$ - wektor przestrzenny strumienia skojarzonego;
 $\underline{U}_{01}, \underline{U}_{02}$ - wektory przestrzenne napięć na zaciskach odbiornika;
 $\underline{U}_{D1}, \underline{U}_{D2}$ - wektory przestrzenne napięć układu TDS;
 $\underline{a} = \exp(j2\pi/3)$ - operator

Na rys.11 przedstawiono wykres wskazowy przepływów w TDS dla pierwszej i piątej harmonicznej prądu. Wypadkowy przepływ dla pierwszej harmonicznej jest równy zeru (zerowa impedancja), natomiast dla piątej harmonicznej przepływ jest znacznie większy od zera (duża impedancja).



Rys.11. Wykresy wskazowe przepływów w TDS dla pierwszej i piątej harmonicznej

Posługując się wykresem wskazów na rys.11 otrzymuje się zależność

$$k = \sin 15^\circ / \sin 45^\circ = (\sqrt{3} - 1) / 2 = 0,366 \quad (10)$$

Podstawiając $k = (\sqrt{3} - 1) / 2$ do prawych stron równań (8) i (9) otrzymuje się:

$$\underline{U}_{D1} = -\underline{U}_{D2} \exp(j30^\circ) \quad (11)$$

Zgodnie z rys.9 przepływ dławika wyraża się następująco:

$$\underline{\Theta}_{TDS} = N[\underline{I}_1(1 - k\underline{a}) - \underline{I}_2(1 - k\underline{a}^2)] = N(\sqrt{3}/2) \exp(-j15^\circ) [\underline{I}_1 - \underline{I}_2 \exp(j30^\circ)] \quad (12)$$

Zakładając, że przenikalność magnetyczna jest równa nieskończoności oraz, że $\underline{\Theta}_{TDS} = 0$ (dławik nienasycony) otrzymuje się:

$$\underline{I}_1 = \underline{I}_2 \exp(j30^\circ) \quad (13)$$

Spełnione jest więc i równanie wektorowe napięć

$$\underline{U}_{01} = \underline{U}_{01} \exp(j30^\circ) \quad (14)$$

Mnożąc obie strony równania przez $\exp(j30^\circ)$ oraz uwzględniając równanie (11) i (13) otrzymuje się:

$$\underline{E}_2 \exp(j30^\circ) = -\underline{U}_{d1} + \underline{U}_{01} \quad (15)$$

Z równań (8) i (15) wynika:

$$\underline{U}_{01} = 0,5[\underline{E}_1 + \underline{E}_2 \exp(j30^\circ)] \quad (16)$$

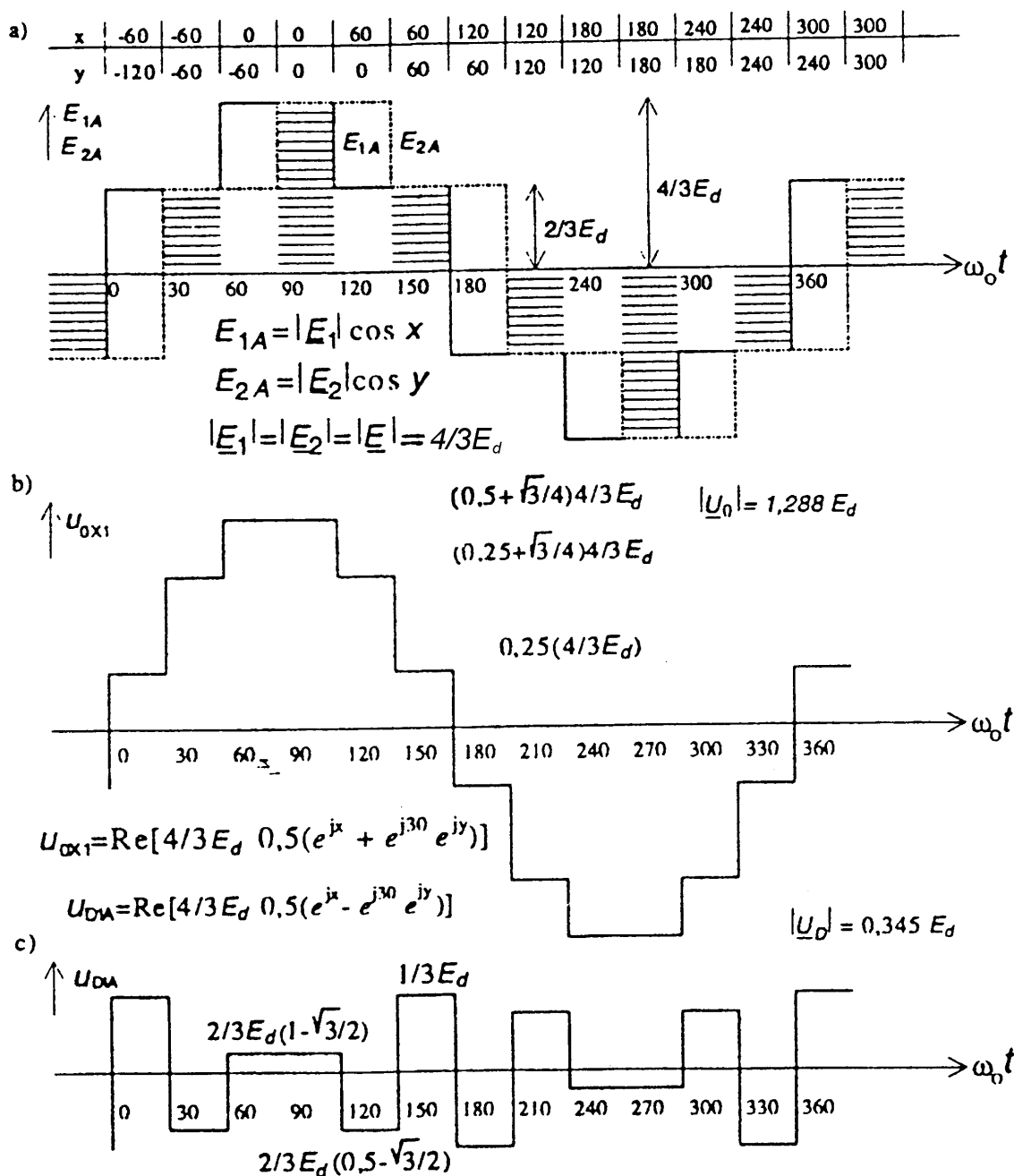
$$\underline{U}_{02} = \underline{U}_{01} \exp(-j30^\circ) \quad (17)$$

a ponadto :

$$\underline{U}_{D1} = 0,5[\underline{E}_1 - \underline{E}_2 \exp(j30^\circ)] \quad (18)$$

$$\underline{U}_{D2} = -\underline{U}_{D1} \exp(-j30^\circ) \quad (19)$$

Wektory przestrzenne \underline{E}_1 i \underline{E}_2 pozostają na przemian w fazie lub są wzajemnie przesunięte o kąt 60° . Sposób wyznaczenia przebiegu czasowego napięcia odbiornika i napięcia dławika w fazie A ilustruje rys.12. Moc gabarytowa dławika (moc zastępcza transformatora dwuuzwojeniowego) jest równa $\approx 5\%$ mocy odbiornika [7]

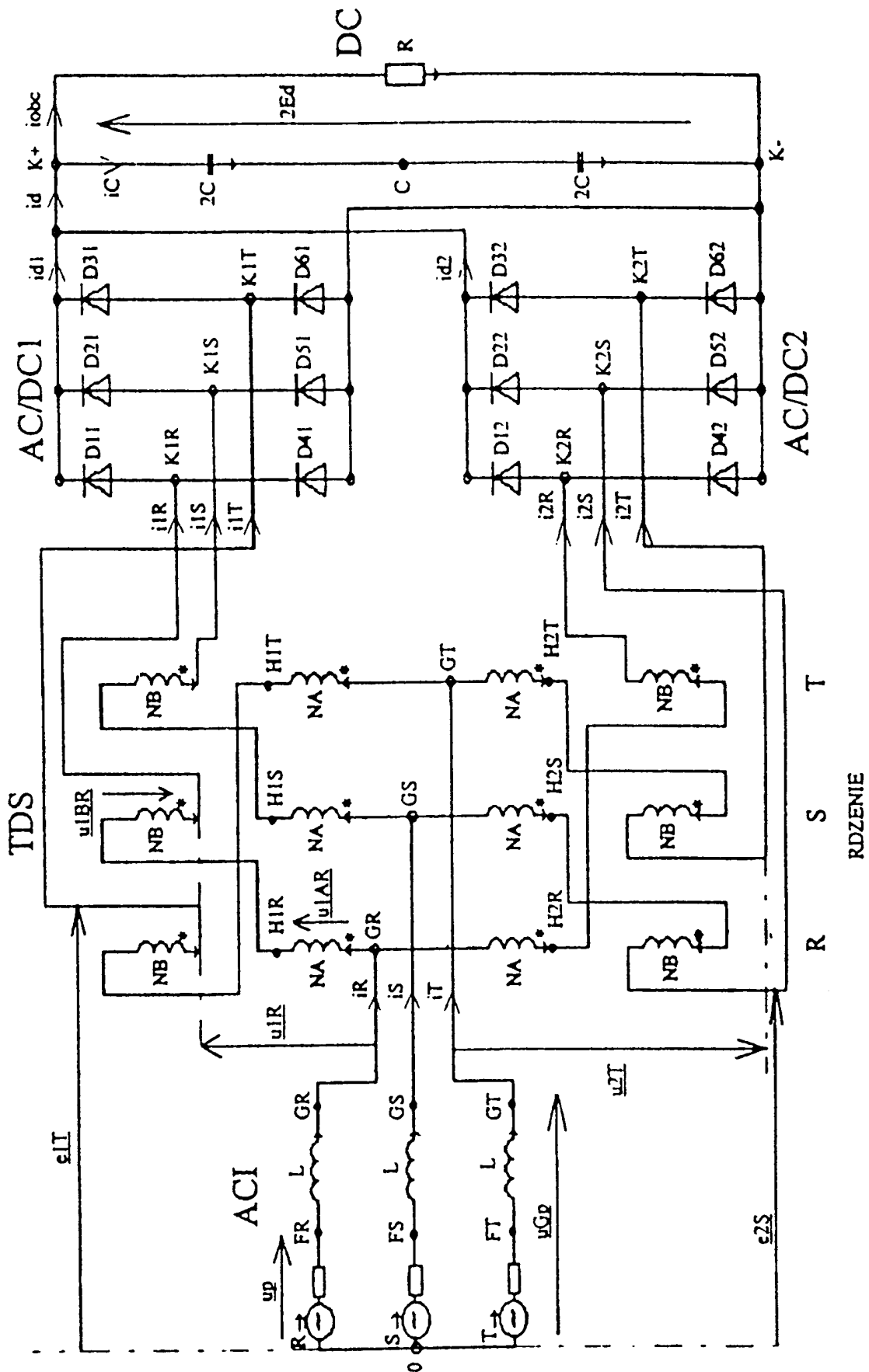


Rys.12.Przebiegi czasowe napięć w układzie z rys.9:

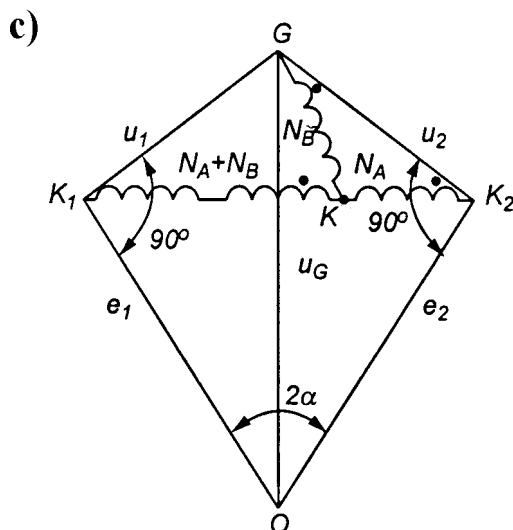
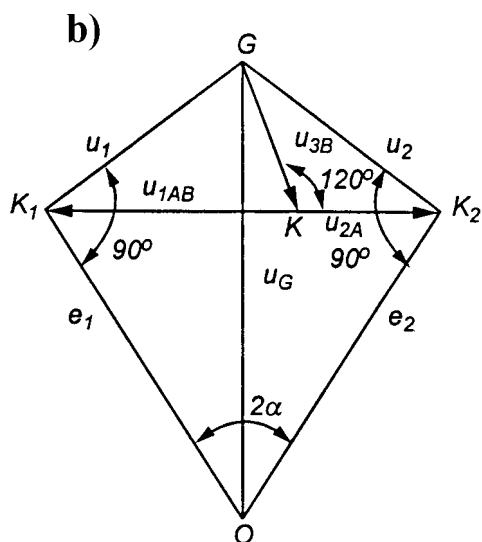
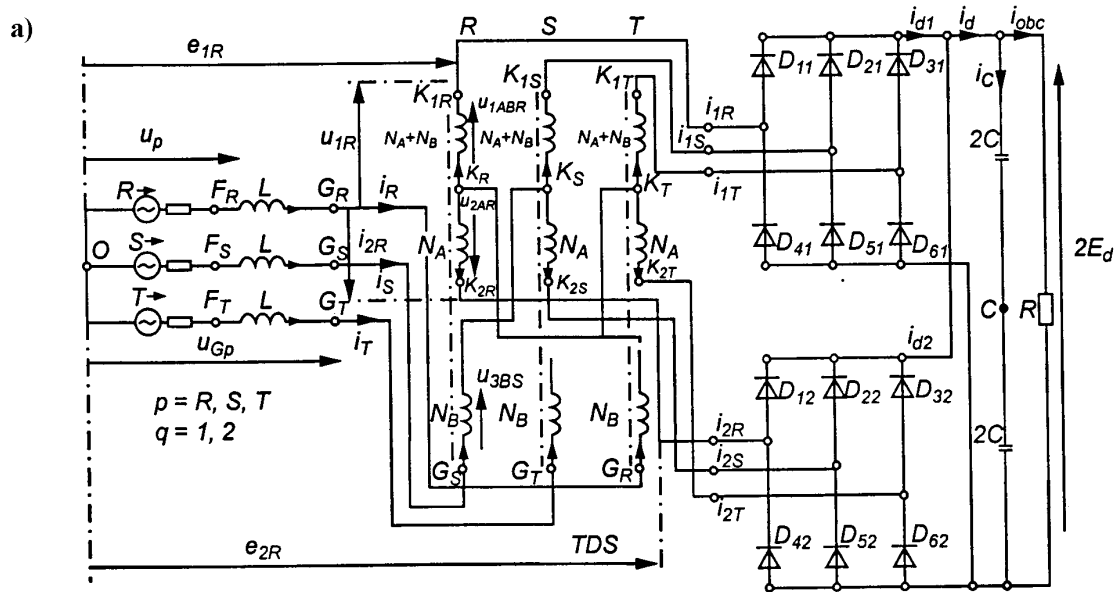
- a) napięcia fazowe na zaciskach A_1-N_1 i A_2-N_2 ; b) napięcia fazowe odbiornika; c) napięcia dławika

3.2 Połączenie równolegle dwóch prostowników trójfazowych mostkowych w układzie z trójfazowym dławikiem sprzężonym

W [1J, [5], [5J przedstawiono zastosowanie układu TDS do połączenia równoległego dwóch prostowników diodowych trójfazowych mostkowych.



Rys.13. Prostownik diodowy 12-pulsowy z układem TDS



Rys. 14 Dwunastopulsowy prostownik niesterowany z układem TDS
 a) schemat układu; b) wykres wskazowy; c) symboliczne przedstawienie geometrycznego usytuowania uzwojeń

Schemat ideowy dwunastopulsowego prostownika diodowego, obciążonego filtrem pojemnościowym, z układem TDS ilustruje rys. 13. Układ z rys. 13 jest specjalnym przypadkiem układu z rys. 9, w którym przepływ energii może odbywać się w obu kierunkach. Zauważmy, że układ z rys. 13 otrzymuje się po połączeniu punktów Ni i N2 w jeden (0), zastąpieniu dwóch odbiorników trójfazowych jednym trójfazowym źródłem zasilania i zastąpieniu falowników F1 i F2 dwoma prostownikami diodowymi połączonymi równolegle. W układzie z rys. 9 napięcie kolejności zerowej, występujące pomiędzy punktem neutralnym (N1 lub N2) i punktem zerowym (0), które jest równe $(1/3)(E_A + E_B + E_C)$ odkłada się na nieskończenie dużej rezystancji zewnętrznej. Natomiast w układzie z rys.13 różnica napięć kolejności zerowej punktów N1 i N2 musi być przejęta przez układ TDS. Różnica ta występuje w przedziałach niezakreskowanych zilustrowanych na rys. 12. Wynika stąd wniosek, że moc gabarytowa układu TDS musi wzrosnąć. Moc gabarytowa odniesiona do mocy prądu stałego jest równa 15,3 % [1] [6]

Na rysunku 14 przedstawiono schemat ideowy dwunastopulsowego prostownika diodowego o pracy równoległej dwóch przekształtników trójfazowych mostkowych, w innej niż na rysunku 13 wersji trójfazowego dławika sprzężonego (TDS).

Dławiki włączone w obwody fazowe źródła zasilania są niezbędne dla zapewnienia kąta π przewodzenia diod prostownika. Zadaniem dławików jest wytworzenie wektora przestrzennego napięcia U_G , którego rzuty na osie R,S,T przyjmują sinusoidalny przebieg czasowy przy pracy jałowej i przebieg dwunastoschodkowy, w okresie napięcia zasilania T, przy obciążeniu znamionowym. Symetria napięć U_G wynika bezpośrednio z kąta przesunięcia fazowego między stanami przewodzenia diod obu mostków, równego $2\pi/12$. Układ dławika w wersji podanej na rysunku spełnia więc analogiczną rolę jak układ dławika w wersji z rysunku 13. Poprawność połączeń uzwojeń układu $TDS\lambda$, w wersji z rysunku 14 wynika bezpośrednio z wykresu wektorowego napięć przedstawionego na rysunku 14a i symbolicznego przedstawienia geometrycznego usytuowania uzwojeń na rysunku 14b.

Analiza przebiegów czasowych w układzie z rysunku 14 jest znacznie łatwiejsza niż w przypadku układu z rysunku 13.

Przebiegi czasowe napięć oraz strumienia magnetycznego są zilustrowane na rysunku 15. Maksymalna wartość strumienia magnetycznego sprzężonego z uzwojeniami włączonymi pomiędzy zaciski K_1 i K_2 jest określona następującym wzorem:

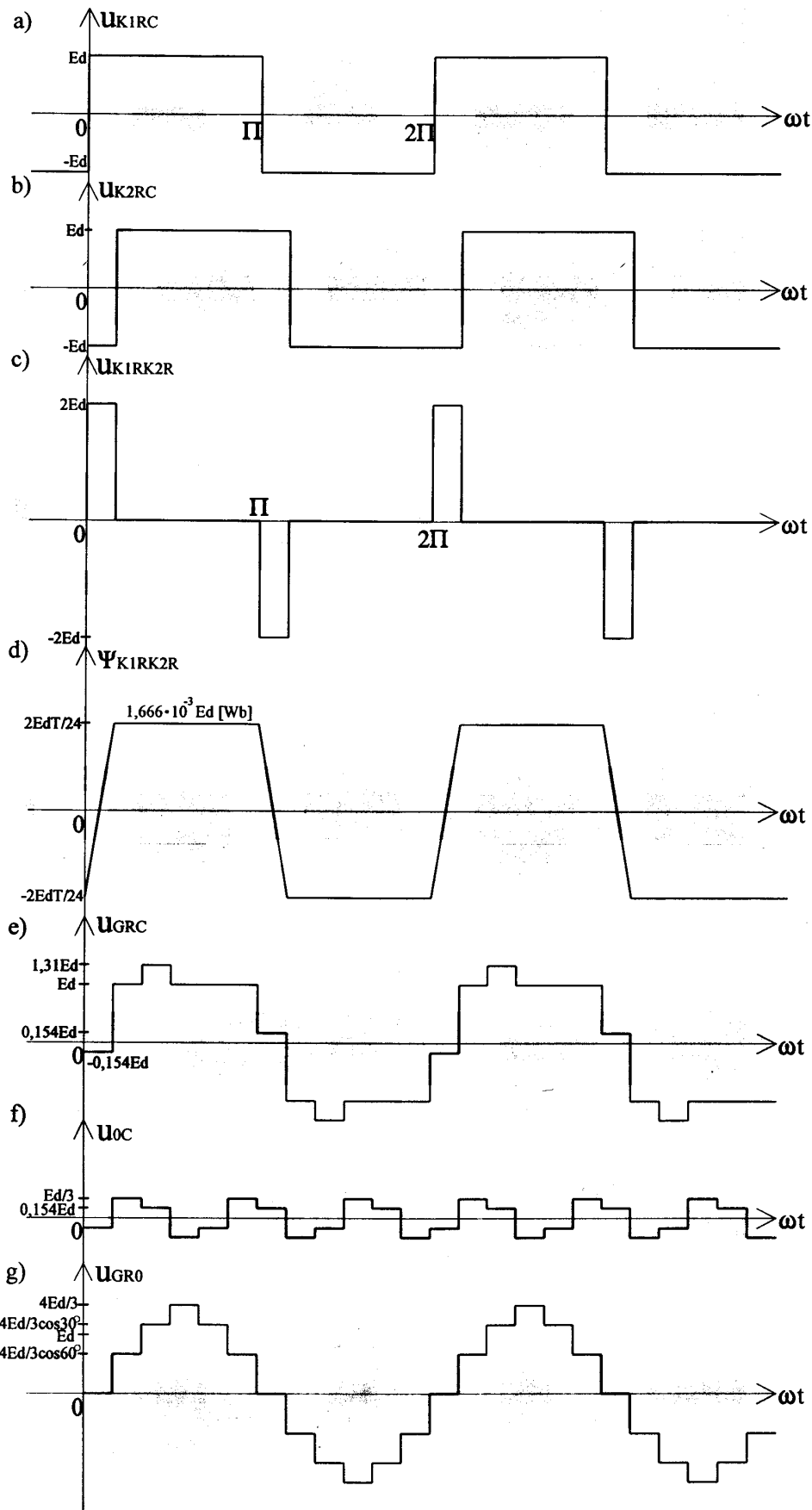
$$\psi_{K1K2} = \int_0^{T/24} u_{K1K2} dt \quad (20)$$

Napięcia występujące między punktami G i C wynikają z następujących równań :

$$u_{GRC} = u_{K1RC} - [(N_A + N_B)/(2N_A + N_B)]u_{K1RK2R} - [N_B/(2N_A + N_B)]u_{K1TK2T} \quad (21)$$

$$u_{GSC} = u_{K1SC} - [(N_A + N_B)/(2N_A + N_B)]u_{K1SK2S} - [N_B/(2N_A + N_B)]u_{K1RK2R} \quad (22)$$

$$u_{GTC} = u_{K1TC} - [(N_A + N_B)/(2N_A + N_B)]u_{K1TK2T} - [N_B/(2N_A + N_B)]u_{K1SK2S} \quad (23)$$



Rys. 15 Przebiegi czasowe napięć oraz strumienia magnetycznego układu z rys. 14

Przebieg czasowy napięcia U_{GRC} w fazie R ilustruje rysunek 15. Dla wyznaczenia przebiegu czasowego napięcia, występującego między zaciskami G i 0, należy określić napięcie składowej zerowej, U_{0C} , między punktami 0 i C

$$u_{0C} = (1/3)(u_{GRC} + u_{GSC} + u_{GTC}) \quad (24)$$

Napięcie mierzone między punktami G i 0 jest równe :

$$u_G = u_{GC} - u_{0C} \quad (25)$$

Przebiegi czasowe napięcia U_{0C} i U_{GR} ilustrują rysunki 15. Napięcia $U_{GR,ST}$ mają więc przebieg dwunastoschodkowy, .Harmoniczna podstawowa tego napięcia U_{Gm} , ma wartość $1,318 E_d$, a wyższe harmoniczne mają amplitudy równe $U_{G1} / (12 k \pm 1)$, $k = 1,2,3$. W pracy jałowej układu amplituda harmonicznej podstawowej napięcia dwunastoschodkowego jest równa amplitudzie napięcia zasilania

Projektując dławik TDS wychodzi się z jego mocy gabarytowej, którą można wyznaczyć przy założeniu, że skojarzony strumień magnetyczny dławika jest wytworzony przez napięcie sinusoidalnie zmienne o pulsacji napięcia sieciowego ω . Mamy więc prawo napisać następujące równanie:

$$\psi_m = \frac{1}{2\omega} \int_0^\pi U_m \sin \omega t d\omega t = \frac{U_m}{\omega} \quad (26)$$

Skuteczna wartość tego napięcia jest więc równa :

$$U_{RMS} = \frac{\psi_m \omega \sqrt{2}}{2} = \frac{\psi_m \pi \sqrt{2}}{T} \quad (27)$$

przy czym T jest okresem napięcia sieci zasilającej.

Moc gabarytowa jest definiowana jako średnia arytmetyczna mocy uzwojeń równoważnego transformatora(o dwóch uzwojeniach).

Jeśli m oznaczymy liczbę faz dławika oraz przez I_{RMS} skuteczną wartość prądu w uzwojeniach, moc gabarytowa S_G wyrazi się następująco :

$$S_G = \left(0,5 \cdot m \pi \frac{\sqrt{2}}{T} \right) \sum \psi_m I_{RMS} \quad (28)$$

przy czym współczynnik 0,5, występujący w nawiasach po prawej stronie równania, wynika stąd, że dławik nie ma uzwojeń wtórnych.

Ostatecznie otrzymuje się

$$S_{TDS} = \left(1,5 \pi \frac{\sqrt{2}}{T} \right) 2(N_A + N_B) \frac{\psi_m}{N_A} I_{RMS} \quad (29)$$

W celu wyznaczenia skutecznej wartości prądów w uzwojeniach dławika można wyjść z założenia, że moc w obwodzie prądu stałego ($P_d = 2E_d I_d$) jest równa mocy harmonicznych podstawowych prądów pobieranych ze źródła zasilania. Generowane przez napięcie

wejściowe dławików wyższe harmoniczne prądów fazowych (rzędu $12k \pm 1$, $1 \sim 1, 2, 3$,) są tłumione przez indukcyjności dławików włączonych w obwód źródła zasilania i dlatego można je pominąć, co oznacza, że skuteczne wartości prądów w uzwojeniach dławików są w przybliżeniu równe skutecznym wartościom harmonicznym podstawowych. Amplituda harmonicznej podstawowej napięcia o przebiegu dwunastoschodkowym wyraża się następującym wzorem :

$$U_{Gm} = \frac{4}{3} E_d \cdot \frac{q}{\pi} \sin \frac{\pi}{q} \quad (30)$$

przy czym $q = 12$ jest liczbą pulsacji tego napięcia.

Z równania (30) otrzymuje się więc :

$$U_{Gm} = 1.318 E_d \quad (31)$$

Przy pominięciu strat mocy idealne napięcie wyprostowane jest więc równe :

$$2E_{di} = (2/1.318)U_{Gm} = 1.517U_{Gm} \quad (32)$$

Ponieważ prądy pobierane przez poszczególne przekształtniki są przesunięte w fazie względem harmonicznej podstawowej napięcia o przebiegu dwunastoschodkowym o kąt $\pm 15^\circ$, otrzymuje się następujące równanie mocy

$$P_d = 2E_d I_d = 3 \cdot \frac{1.318 E_d}{\sqrt{2}} (I_{1,1} + I_{1,2}) \cos 15^\circ \quad (33)$$

przy czym $I_{1,1}$ i $I_{1,2}$ oznaczają skuteczne wartości harmonicznymi podstawowych prądów w uzwojeniach dławików, przekształtnika pierwszego i drugiego.

Przyjmując $I_{1,1} = I_{1,2} = I_1$ z równania (33) otrzymuje się :

$$I_1 = 0.3703 \cdot I_d \quad (34)$$

Skuteczna wartość prądu pobieranego z sieci jest równa sumie wektorowej prądów $I_{1,1}$ i $I_{1,2}$:

$$I_S = 2I_1 \cos 15^\circ = 0.715 I_d \quad (35)$$

Prąd wyprostowany dla każdego z prostowników wyraża się wzorem :

$$I_{d1,2} = I_{1m} \frac{6}{\pi} \sin \frac{\pi}{6} = \sqrt{2} \cdot I_1 \cdot 0.9549 \quad (36)$$

Całkowity prąd wyprostowany jest więc równy :

$$I_d = 1,9099\sqrt{2} \cdot I_1 \quad (37)$$

Zgodnie ze wzorem (28) moc gabarytowa dławika TDS λ wyraża się następująco:

$$S_{TDS\lambda} = \left(1,5\pi \frac{\sqrt{2}}{T} \right) \left[\psi_{K1K2\max} \cdot I_1 + \frac{N_B}{2N_A + N_B} \cdot \psi_{K1K2\max} \cdot I_S \right] \quad (38)$$

przy czym I_s jest prądem fazowym pobieranym ze źródła zasilania.

Podstawiając do prawej strony równania(39)

$\Psi = 1,666E_d \cdot 10^{-3}$ (rys.15d) oraz $I_1=0,3703 I_d$ (wzór 34) i $I_s=0,715 I_d$ (wzór 35) otrzymuje się:

$$S_{TDS\lambda} = 1,5 \cdot \pi \frac{\sqrt{2}}{20 \cdot 10^{-3}} \left[1,666E_d \cdot 10^{-4} \left(0,3703I_d + \frac{0,366}{2 + 0,366} \cdot 0,715I_d \right) \right] = 0,1335(2E_d I_d) \quad (39)$$

Tak więc otrzymuje się :

$$\frac{S_{TDS\lambda}}{P_d} = 13,35\% \quad (40)$$

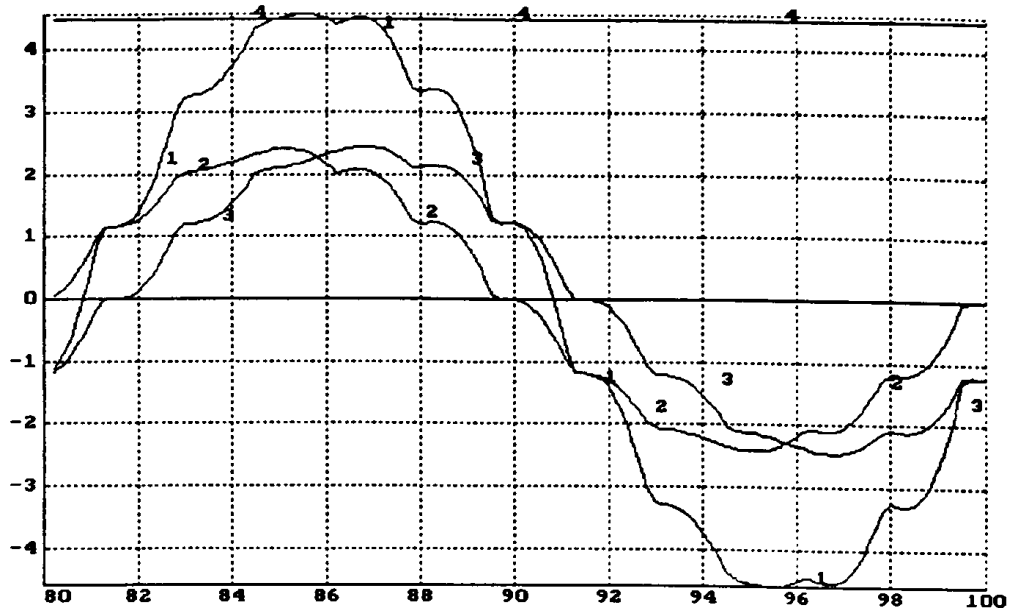
Na rysunkach 16-19 przedstawiono wybrane wyniki badań symulacyjnych układu o mocy 2kW. Dotyczą one przebiegów czasowych następujących wielkości : prądu pobieranego ze źródła zasilania i prądów w uzwojeniach dławików (rys.16); napięcia źródłowego i prądu pobieranego ze źródła zasilania (rys.17); napięć źródłowych i napięcia wejściowego układu TDS λ (rys.18); napięcia źródłowego, napięcia wejściowego i napięcia na uzwojeniach głównych układu TDS λ (rys.19).

Z kolei rysunki 20-22 ilustrują wyniki badań eksperymentalnych układu o mocy 2 kW. Badania eksperymentalne objęły przebiegi czasowe następujących wielkości : napięcia wejściowe układu TDS λ (rys.20);prądu pobieranego ze źródła zasilania i prądów uzwojeń układu TDS λ (rys.21); prądu pobieranego ze źródła zasilania i napięcia mierzonego na zaciskach K_1 K_2 (rys.22).

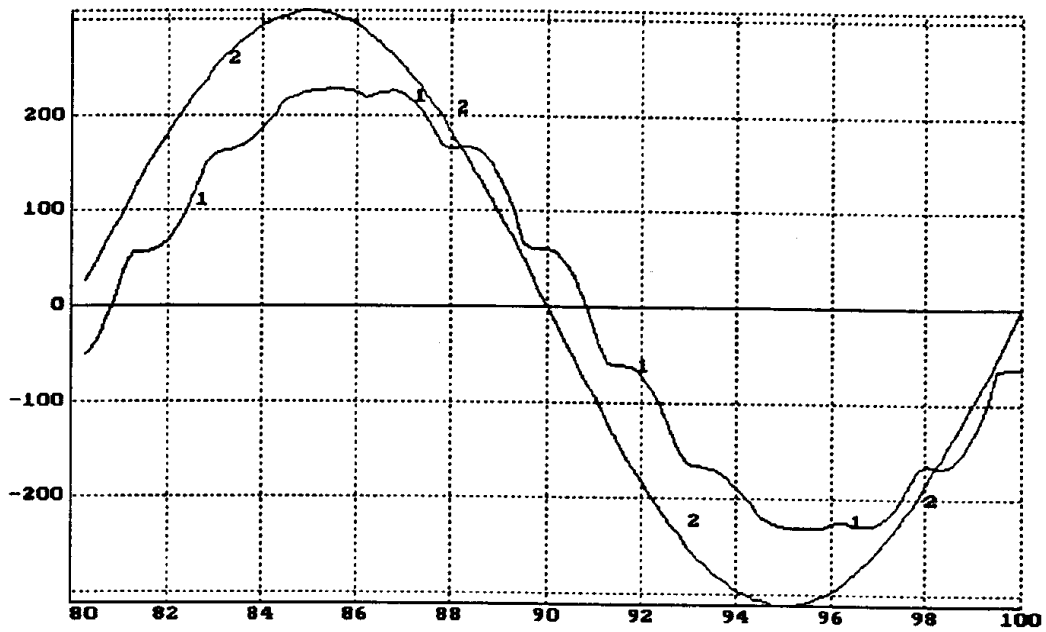
Przedstawione wyniki badań symulacyjnych i eksperymentalnych są w dostatecznej zgodności z wynikami teoretycznymi.

3.3. Połączenie równoległe trzech prostowników trójfazowych mostkowych

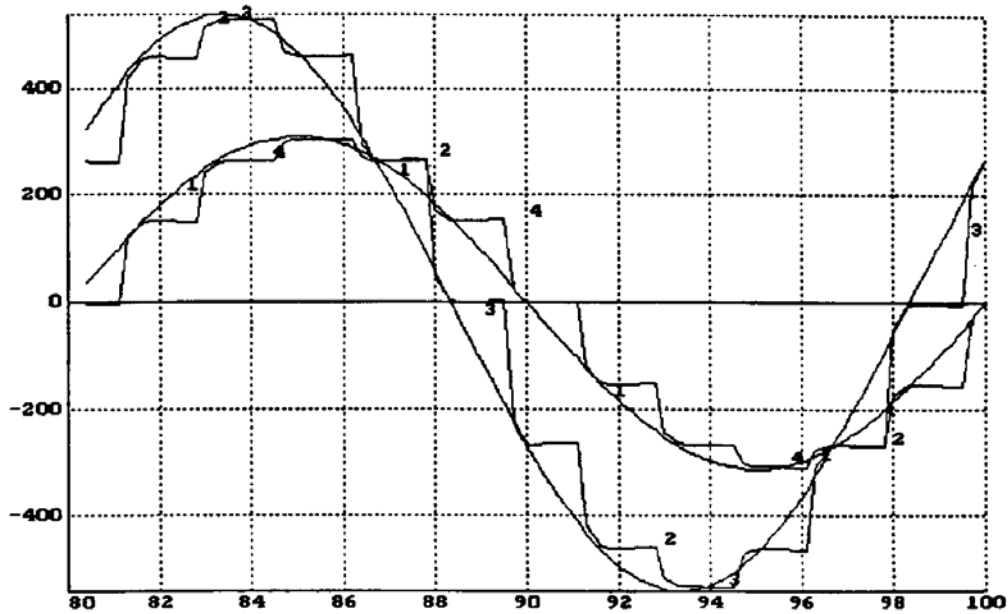
Na rys.23 przedstawiono schemat ideowy osiemnastopulsowego prostownika diodowego o pracy równoległej trzech przekształtników trójfazowych mostkowych, pracującego przy obciążeniu pojemnościowym. Sieć zasilająca trójfazowa jest reprezentowana przez napięcia źródłowe E_n ($n = a, b, c$) i indukcyjności linii L_w . Dodatkowo w szereg ze źródłem zasilającym są włączone dławiki o indukcyjności L , których zadaniem jest zmniejszenie amplitudy wyższych harmonicznych prądów pobieranych z sieci przez osiemnastopulsowy prostownik. Równoległą pracę trzech trójfazowych prostowników mostkowych, których napięcia wejściowe są wzajemnie przesunięte w fazie o kąt 20° realizuje się poprzez zastosowanie dwóch trójfazowych dławików sprzężonych: dzielnika prądu WPP i układu. TDS λ , realizującego przesunięcie fazowe wynoszące 40° dla dwóch



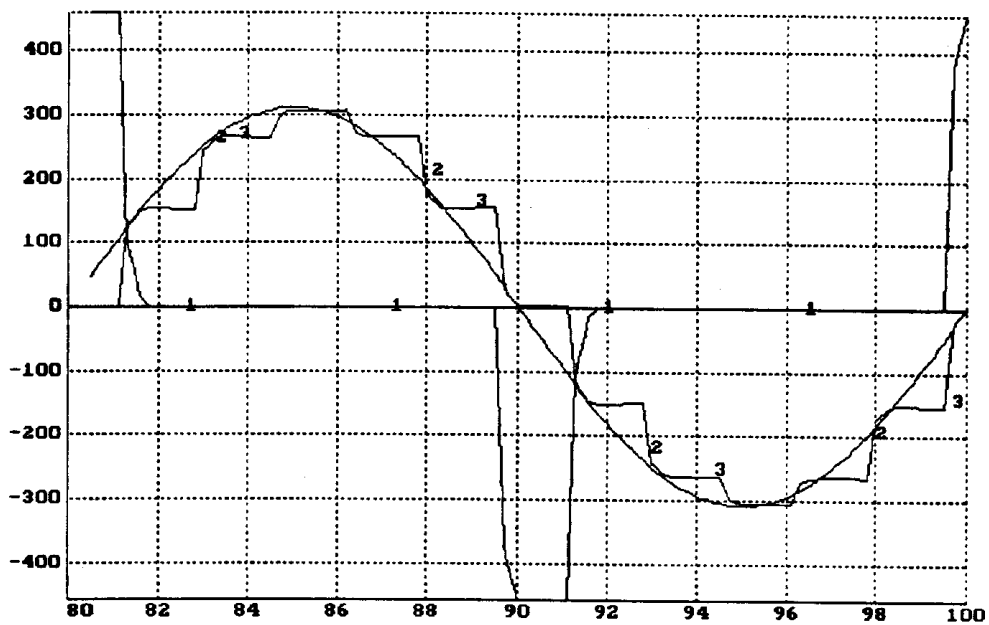
Rys. 16. Przebiegi czasowe prądu sieci $i_{R/1/}$, prądu wyprostowanego $i_{d/4/}$ oraz prądów uzwojeń TDS układu przekształtnika o mocy 2kW - $i_{1R/2/}$, $i_{2R/3/}$



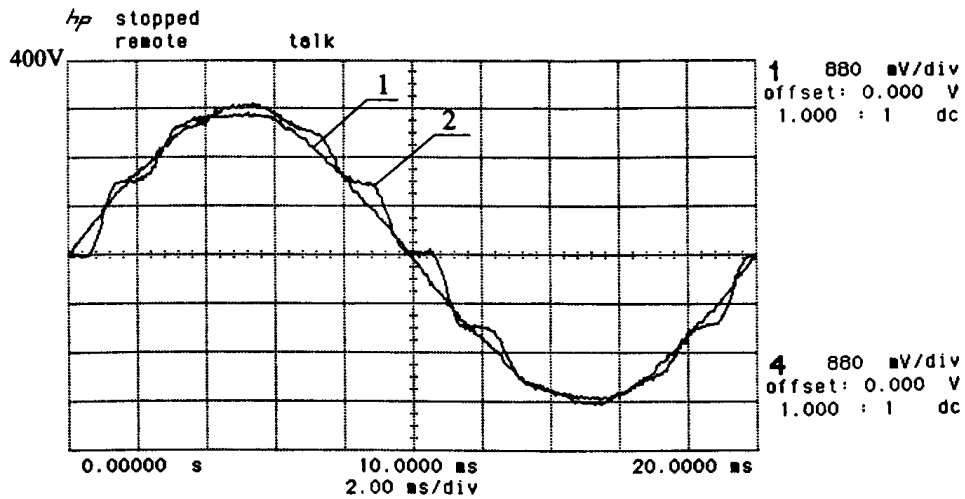
Rys. 17. Przebiegi czasowe napięcia $u_{p/2/}$ i prądu $i_{R/1/}$ linii zasilającej, przy znamionowym obciążeniu prostownika o mocy 2 kW



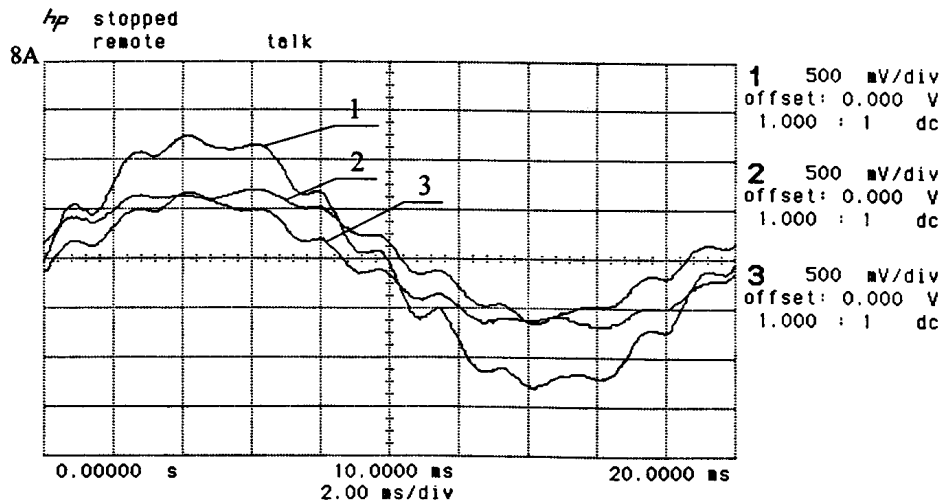
Rys. 18. Przebiegi czasowe fazowego /4/ i międzyfazowego /2/ napięcia wejściowego dławików TDS oraz odpowiednich napięć (/1/, /3/) linii zasilającej dla układu o mocy 2 kW



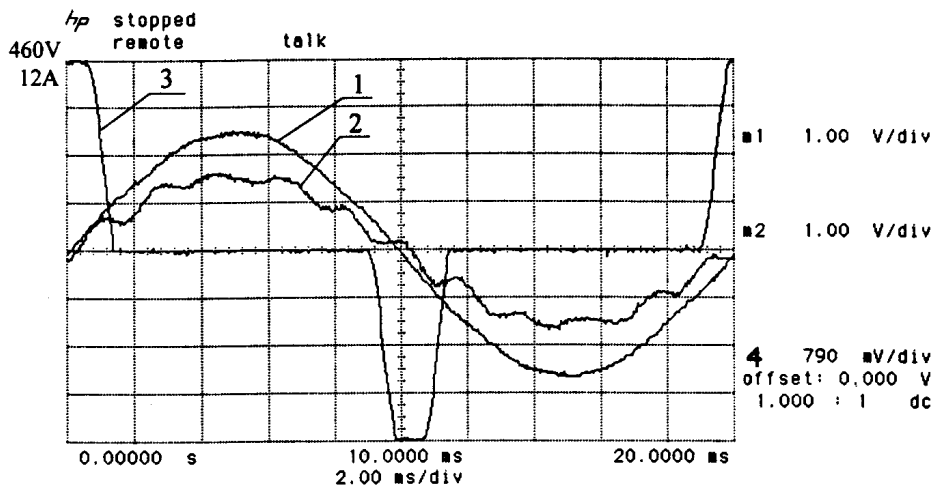
Rys. 19. Przebieg napięcia na uzwojeniach głównych TDS $/u_{K1RK2R-1}/$ na tle napięć $u_{p/2/}$ i $u_{Gp/3/}$ dla układu o mocy 2 kW (oznaczenia napięć według rysunku)



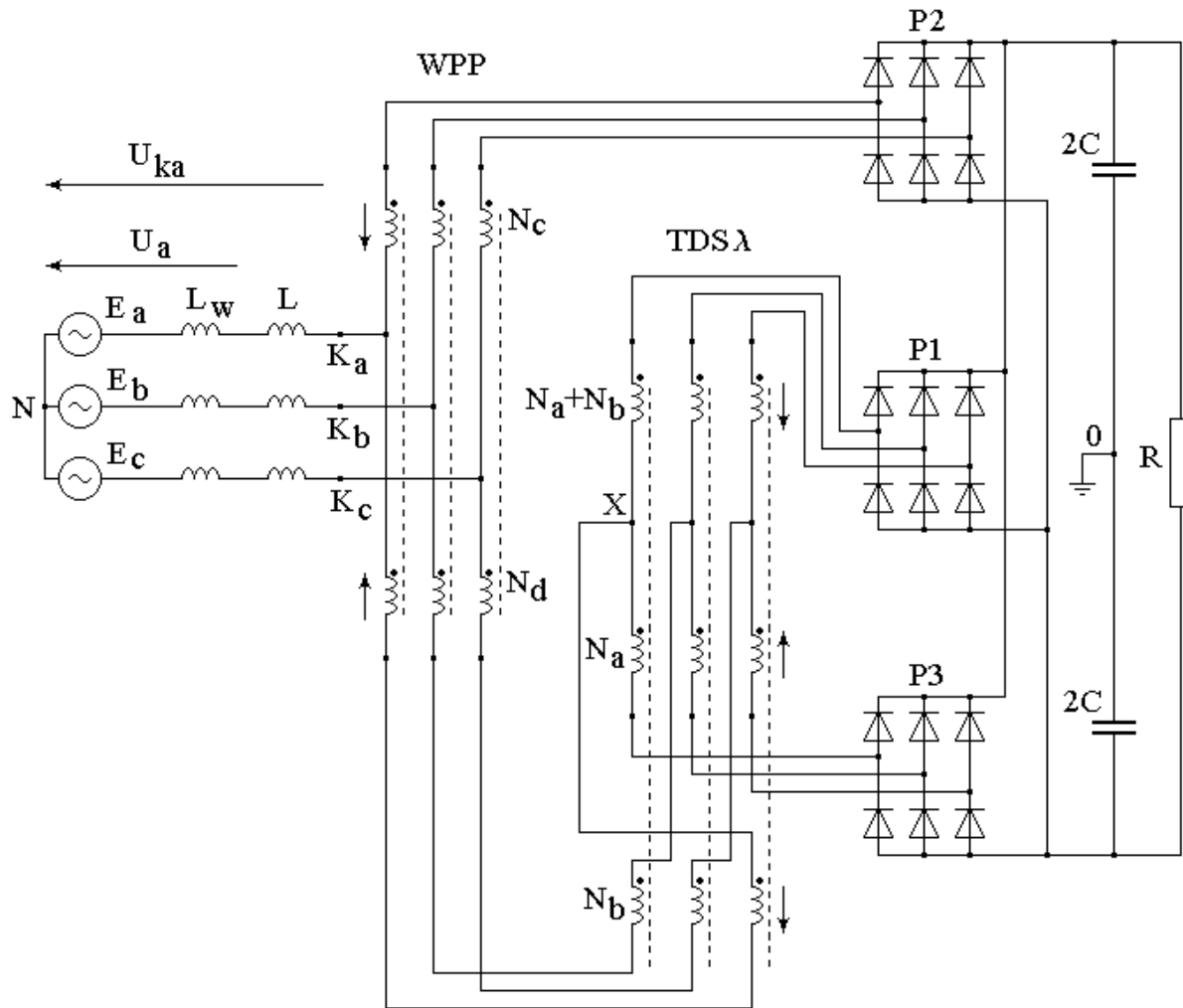
Rys. 20. Oscylogramy nie odkształconego napięcia fazowego sieci zasilającej u_{R-1} oraz napięcia u_{GR0-2} na zaciskach wejściowych układu TDS w stanie obciążenia znamionowego przekształtnika



Rys. 21. Oscylogramy prądu sieci i_{R-1} oraz prądów uzwojeń TDS - i_{1R-2} , i_{2R-3} w stanie obciążenia znamionowego przekształtnika



Rys. 22. Oscylogramy napięcia u_{R-1} i prądu i_{R-2} linii zasilającej oraz napięcia $u_{K1RK2R-3}$ na uzwojeniach głównych TDS, w warunkach znamionowego obciążenia prostownika



Rys. 23. Schemat ideowy osiemnastopulowego prostownika niesterowanego z układem WPP i TDS λ

trójfazowych systemów napięciowych. Zaciski wyjściowe dławika WPP połączone są z jednej strony (D_{2n}) z wejściami prostownika P_1 , natomiast z drugiej strony ($K_{,13n}$) z wejściami dławika TDS λ połączone są wejściami prostownika P_2 (D_{1n}) i prostownika P_3 (D_{3n})

Podstawowym założeniem przyjętej koncepcji układowej przekształtnika jest utworzenie trzech wektorów przestrzennych napięć trójfazowych przesuniętych wzajemnie o kąt 20° , o sinusoidalnym przebiegu przy pracy jałowej i 18-schodkowym przebiegu przy znamionowym obciążeniu (napięcia U_{K_n-N}). Osiemnastopulowy przebieg czasowy napięć fazowych uzyskuje się przy założeniu, że kąty przewodzenia diod w prostownikach są równe Π . Napięcia U_{K_a-N} mierzone między zaciskami K_a i punktem neutralnym N można interpretować, jako wielkości powstałe w wyniku cyklicznego załączania poprzez diody trzech mostków napięcia stałego $2E_d$. Osiemnastopulowy przebieg czasowy napięć U_{K_n-N} uzyskuje się tylko wtedy, gdy kąt przewodzenia diod w poszczególnych prostownikach jest równy Π oraz gdy przedziały przewodzenia (18 przedziałów) są symetrycznie rozłożone w okresie napięcia zasilania. W tym przypadku, każdy z trójfazowych prostowników mostkowych generuje się na zaciskach prądu przemiennego system napięciowy o przebiegu sześcioschodkowym. Napięcia fazowe mierzone na zaciskach D_1 (względem punktu neutralnego N) wyprzedzają o 20° odpowiednie napięcia fazowe mierzone na zaciskach D_2 . Z kolei napięcia fazowe mierzone na zaciskach D_3 są opóźnione w fazie o 20° względem odpowiednich napięć fazowych mierzonych na zaciskach D_2 . Tak więc układ TDS λ ,

realizuje 40° przesunięcie fazowe pomiędzy dwoma systemami napięć wyjściowych tego układu.

Układy elektromagnetyczne WPP i TDS λ , umożliwiają uzyskanie wymaganego podziału prądu pobieranego ze źródła zasilania na poszczególne prostowniki mostkowe. Trzy systemy prądów trójfazowych, które zasilają poszczególne prostowniki, charakteryzuje jednakowa wartość skuteczna prądów fazowych i w przybliżeniu sinusoidalny przebieg tych prądów. Analogicznie, jak w przypadku napięć, prądy systemu 1 (i_{1n}) wyprzedzają o 20° prądy systemu 2 (i_{2n}), natomiast prądy systemu 3 (i_{13n}) są w fazie opóźnione o kąt 20° względem systemu 2.

Efektom działania trójfazowych dławików sprzężonych jest przekształcenie trójfazowego napięcia źródła zasilania w napięcie dziewięciofazowe. Dławiki składają się z trzech oddzielnych rdzeni magnetycznych, na których nawinięte są odpowiednie uzwojenia. Dobór liczby zwojów i ich połączeń wynika z wymaganego przesunięcia fazowego napięć (układ TDS λ) i wymaganego wstępnego podziału prądu (układ WPP). Zakładając równość przepływów w układzie WPP otrzymuje się $N_D / N_C = N_B / N_A$. Łączna moc gabarytowa dławików jest równa $16,51 \% P_d$. Współczynnik THD jest nieco niższy od 5 % (badania laboratoryjne).

4. Układy z modulacją w obwodzie prądu stałego

Na rysunku 24 przedstawiono zmodyfikowany układ o połączeniu równoległym dwóch prostowników 6-pulsowych, obciążonych źródłem prądu, wykazującym właściwości układu 36-pulsowego. Do odpowiednio dobranych odczepów transformatora międzyfazowego dołączone są trzy tyrystory pracujące w kolejności $T_3-T_1-T_2-T_2-T_1-T_3-T_3-T_1$, o komutacji naturalnej (komutację naturalną zapewniają napięcia indukowane w transformatorze międzyfazowym). Zasadę działania układu wyjaśniają przebiegi czasowe napięć zilustrowane na rys. 25. Wychodząc z założenia, że przepływy w obu symetrycznych uzwojeniach transformatora są sobie równe oraz pomijając wpływ prądu magnesującego, otrzymuje się następującą zależność

$$\left(\frac{Z_D}{2} - Z_x\right)I_{d1} = \left(\frac{Z_D}{2} + Z_x\right)I_{d2} \quad (41)$$

gdzie Z_D – całkowita liczba zwojów transformatora,
 Z_x – liczba zwojów między odczepami 1-2 lub 1-3.
 Ponieważ spełnione jest równanie

$$I_{d1} + I_{d2} = I_d \quad (42)$$

więc z równań (41) i (42) wynika, że

$$I_{d1} = \left(\frac{1}{2} + a_x\right)I_d \quad (43)$$

$$I_{d2} = \left(\frac{1}{2} - a_x\right)I_d \quad (44)$$

gdzie a_x może przyjmować wartości a , $-a$, 0 , przy czym $a = Z_x / Z_D$.

Przebieg czasowy napięcia wyprostowanego w układzie zmodyfikowanym, przedstawionym na rys. 24, wyraża się zależnością

$$u_{d(36)} = u_{d(12)} \pm a_x u_D \quad (45)$$

przy czym u_p oznacza napięcie transformatora międzyfazowego (między zaciskami 1-2).

Przebieg czasowy napięcia indukowanego w transformatorze międzyfazowym zależy od kąta opóźnienia wysterowania tyrystorów przekształtnika α . Gdy $\alpha = \pi/2$, wówczas przebieg ten jest zbliżony do przebiegu prostokątnego. Na podstawie badań symulacyjnych stwierdzono, że optymalna wartość współczynnika a_x jest w małym stopniu zależna od kąta α i dlatego przyjęto, że wyznacza się ten współczynnik, jak również i kąty przełączania, gdy $\alpha = \pi/2$, dla którego to kąta opóźnienia wysterowania przebieg czasowy napięcia wyprostowanego można aproksymować przebiegiem piłokształtnym (rys. 24c). Z rysunku wynikają następujące wartości

$$a = \frac{1}{3} \quad \theta = 10^\circ \quad \theta = 20^\circ \quad (46)$$

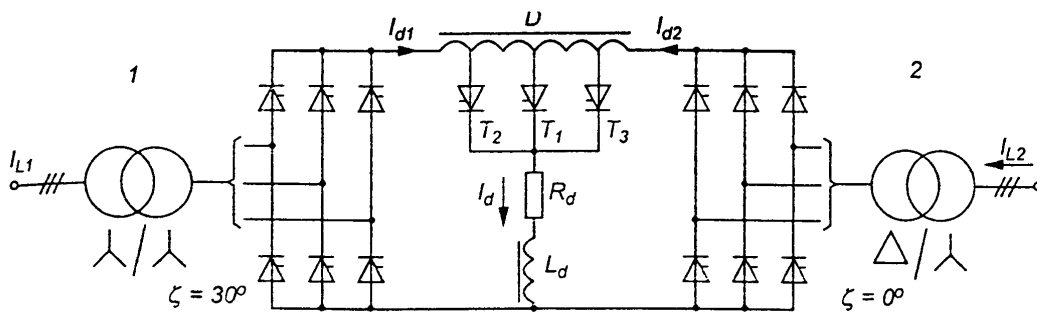
Przy założeniu, że przekształtnik jest obciążony źródłem prądu i przy pominięciu zjawiska komutacji oraz, że sieć zasilająca jest symetryczna, prądy pobierane z sieci wyrażają się zależnościami

$$i_{L1} = \frac{2\sqrt{3}}{3\left(\frac{1}{2} \pm a\right) I_d \cos(30^\circ \pm n2\pi/q)} \quad (47)$$

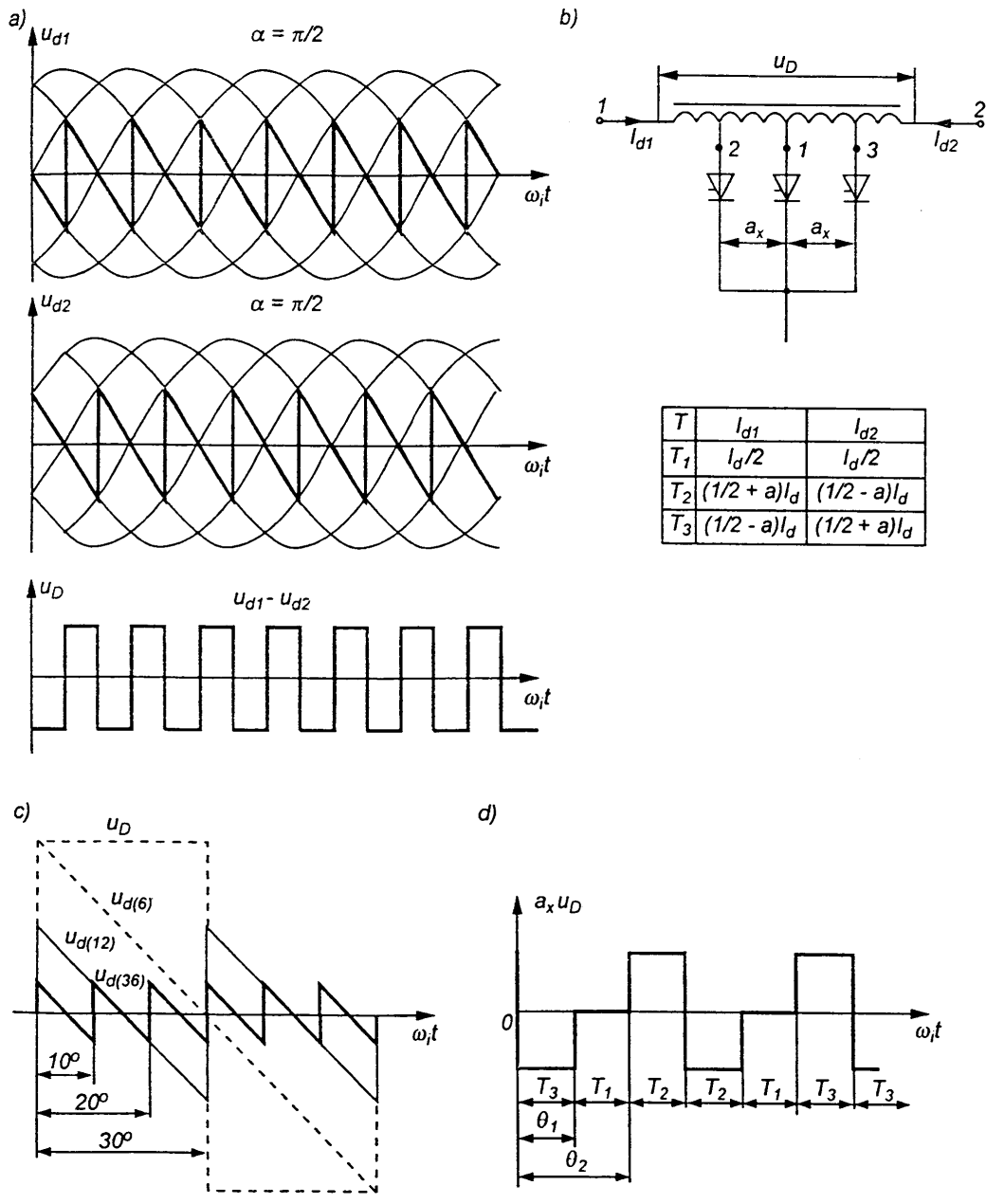
$$i_{L2} = \frac{2\sqrt{3}}{3\left(\frac{1}{2} \pm a\right) I_d \cos(0^\circ \pm n2\pi/q)} \quad (48)$$

przy czym I_d oznacza prąd wyjściowy układu złożonego oraz

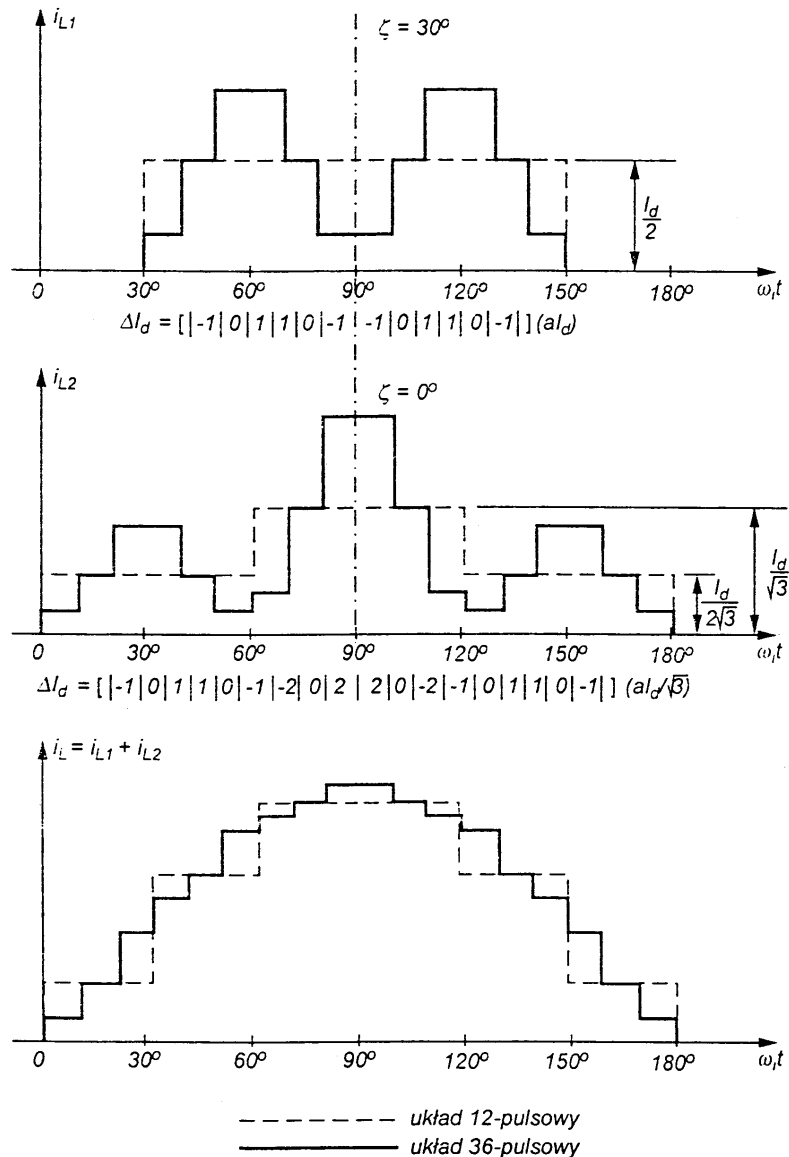
$$i_L = i_{L1} + i_{L2} \quad (49)$$



Rys. 24 Połączenie równoległe dwóch prostowników 6-cio pulsowych z modulatorem w obwodzie prądu stałego.



Rys. 25 Przebiegi czasowe ilustrujące działanie układu z rys. 24



Rys.26. Przebiegi czasowe prądów pobieranych z sieci zasilającej przez układ z rys.24 przy obciążeniu źródłem prądu: a) układ 12-pulsowy, b) układ 36-pulsowy

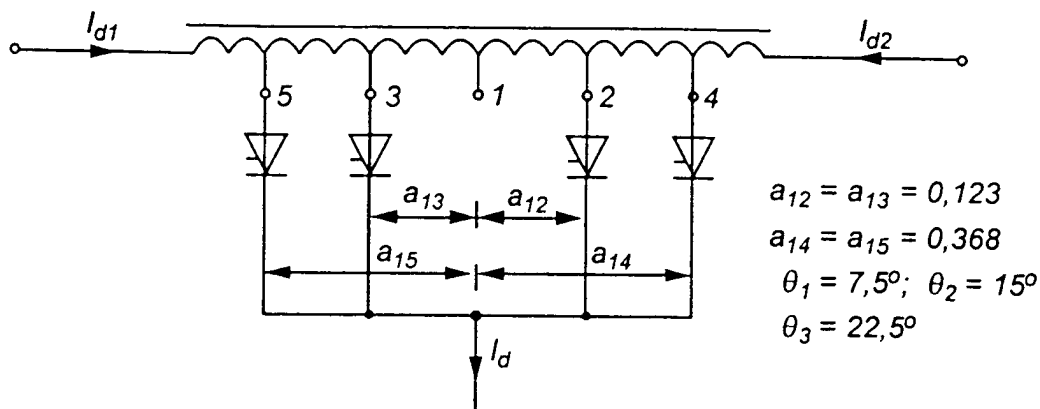
Na rysunku 26 zilustrowano przebiegi czasowe prądów oraz prądu i_L dla układu klasycznego i dla układu zmodyfikowanego (układ z modulacją)

Stosunek amplitud wyższych harmonicznych prądu pobieranego z sieci zasilającej, do amplitudy harmonicznej podstawowej wyraża się zależnością

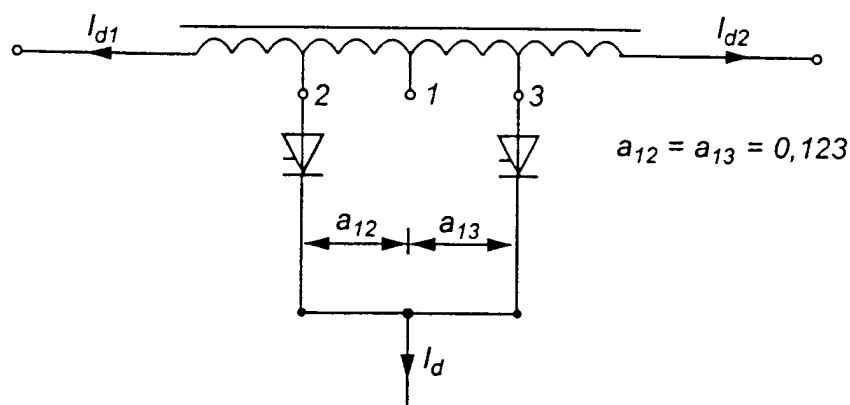
$$\frac{I_{m(qv+1)}}{I_{m1}} = \frac{1}{qv \pm 1} \quad (50)$$

Współczynnik zawartości wyższych harmonicznych prądu THD, który dla klasycznego układu 12-pulsowego wynosi 14,88 % dla układu zmodyfikowanego ($q=36$) 4,7%. W przypadku zastosowania czterech odczepów układ 12-pulsowy modyfikuje się w układ

48-pulsowy. Z kolei 6-pulsowy prostownik diodowy, o pracy równoległej dwóch jednostek 3-pulsowych można zmodyfikować w układ 12-pulsowy, stosując dwa zaczepty uzwojenia transformatora międzyfazowego i dwie diody. Sposoby połączenia transformatorów międzyfazowych oraz optymalne wartości współczynników α i kątów przełączeń podane zostały na rys.27 i 28



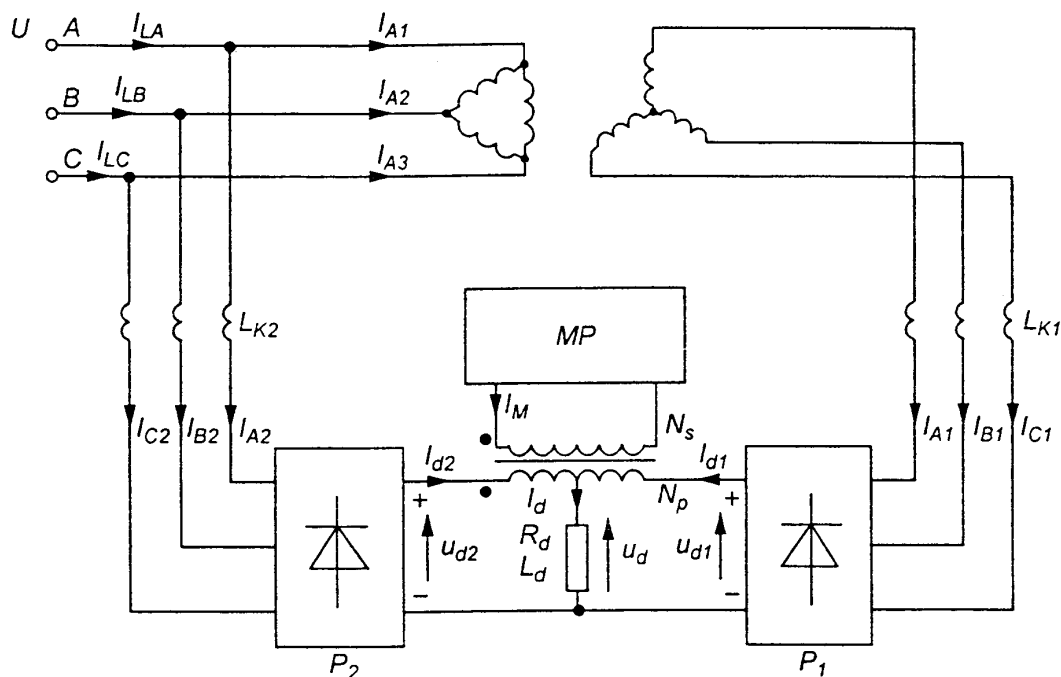
Rys. 27. Modyfikacja układu 12-pulsowego w układ 48-pulsowy



Rys. 28. Modyfikacja prostownika diodowego 6-pulsowego w układ 12-pulsowy

Z kolei na rys. 29 przedstawiono następną wersję przekształtnika diodowego napięcia przemiennego na stałe, obciążonego źródłem prądowym, z zastosowaniem aktywnego modulatora prądów w obwodach wyjściowych dwóch układów trójfazowych mostkowych połączonych do pracy równoległej.

Prostownik pierwszy dołączony jest do źródła zasilania przez transformator o połączeniu trójkąt-gwiazda, drugi natomiast jest dołączony bezpośrednio do sieci. Dławiki L_{K1} reprezentują indukcyjność wejściową układu P_2 , wynikającą z indukcyjności zastępczej rozproszenia uzwojeń pierwotnych i wtórnych transformatora. W obwody wejściowe układu P_1 są włączone dławiki o indukcyjności $L_{K2} = L_{K1}$



Rys. 29 Połączenie równoległe dwóch prostowników trójfazowych mostkowych w układzie z modulatorem prądu w obwodach wyjściowych przekształtników

Dławik, łączący układy P_1 i P_2 do pracy równoległej, ma dodatkowe uzwojenie, nazywane uzwojeniem pierwotnym, w którego obwód jest włączony modulator prądu MP. Prąd modulatora I_M transformowany do uzwojenia pierwotnego dławika, jest przemienne i dodaje się ze znakiem + lub - do prądów wyjściowych układów P_1 i P_2 .

Na rysunku 30 zilustrowano przebiegi czasowe prądów pobieranych ze źródła zasilania przez prostowniki P_1 i P_2 , w przypadku pracy układu bez modulacji, a ponadto przebiegi czasowe napięć wyprostowanych obu układów. Prąd całkowity pobierany ze źródła zasilania ma więc przebieg 12-pulsowy idealny. Wychodząc z założenia, że dławik jest nienasycony, otrzymuje się następujące równanie przepływów

$$N_p(I_{d2} - I_{d1}) = N_s I_M \quad (51)$$

Zakładając, że $I_{d2} = I_{d1}$ ($I_d = I_{d1} + I_{d2}$), otrzymuje się równania

$$I_{d2} = \frac{1}{2} \left(I_d + \frac{N_s}{N_p} I_M \right) \quad (52)$$

$$I_{d1} = \frac{1}{2} \left(I_d - \frac{N_s}{N_p} I_M \right) \quad (53)$$

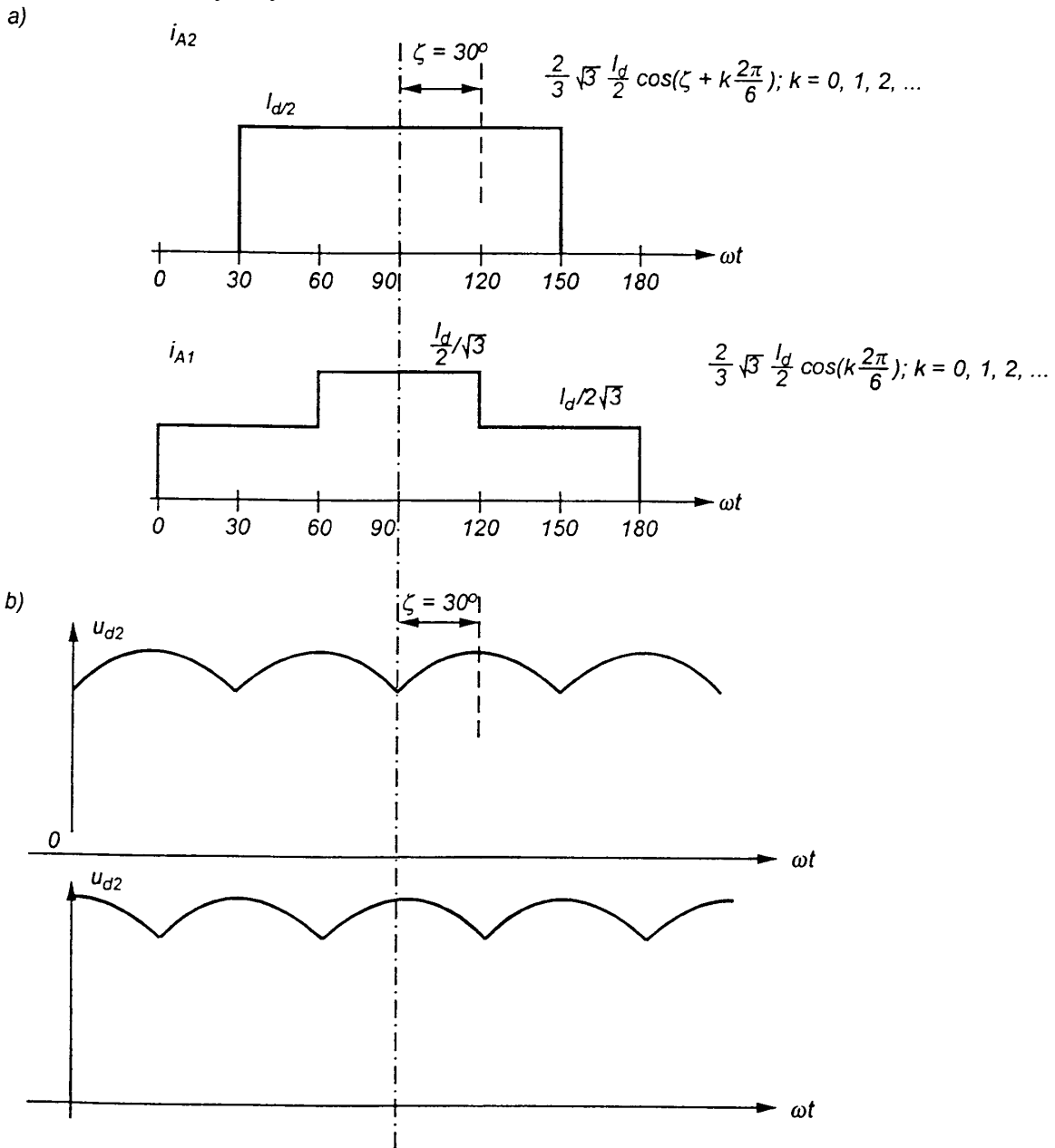
Biorąc pod uwagę, że moc prądu stałego $P_d = U_d I_d$ jest równa mocy harmoniczej podstawowej prądu pobieranego ze źródła zasilania, czyli

$$3UI_{1LA} = U_d I_d \quad (54)$$

przy czym $U_d = 2,34 U$, U - skuteczna wartość napięcia źródła zasilania, otrzymuje się następujące wyrażenie dla podstawowej harmonicznej prądu

$$i_{iLA} = 0,78 I_d \sqrt{2} \sin \omega t = 1,1 I_d \sin \omega t \quad (55)$$

Założmy, że w wyniku włączenia modulatora, prąd pobierany ze źródła zasilania jest sinusoidalnie zmienny, czyli $i_{LA} = i_{iLA}$.



Rys. 30 Przebiegi czasowe prądów i napięć w układzie z rys. 30, bez modulacji: a) prądy źródła zasilania, b) napięcia wyprostowane

W celu wyznaczenia wymaganego w tym przypadku przebiegu czasowego prądu, przyjmujemy, że $i_{A1} + i_{A2} = i_{iLA}$, zakładamy, że musi być spełnione równanie [7]

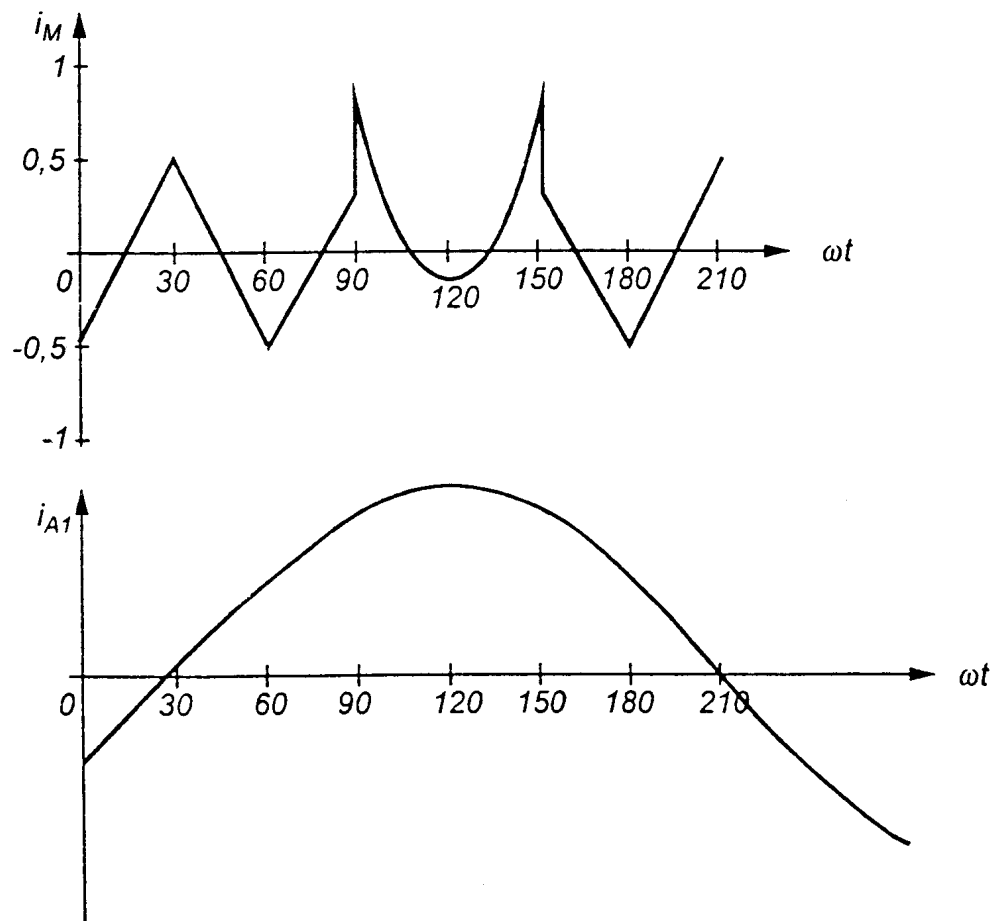
$$1,1I_d \cos \omega t = \frac{2}{3} \cdot \sqrt{3} \left(\frac{I_d}{2} - \frac{N_s}{N_p} \frac{i_M}{2} \right) \cos \left(k \frac{2\pi}{6} \right) + \frac{2}{3} \cdot \sqrt{3} \left(\frac{I_d}{2} + \frac{N_s}{N_p} \frac{i_M}{2} \right) \cos \left(30^\circ + k \frac{2\pi}{6} \right) \quad (56)$$

przy czym $k = 0, 1, 2$.

Po rozwiązaniu równania (4.137) otrzymuje się

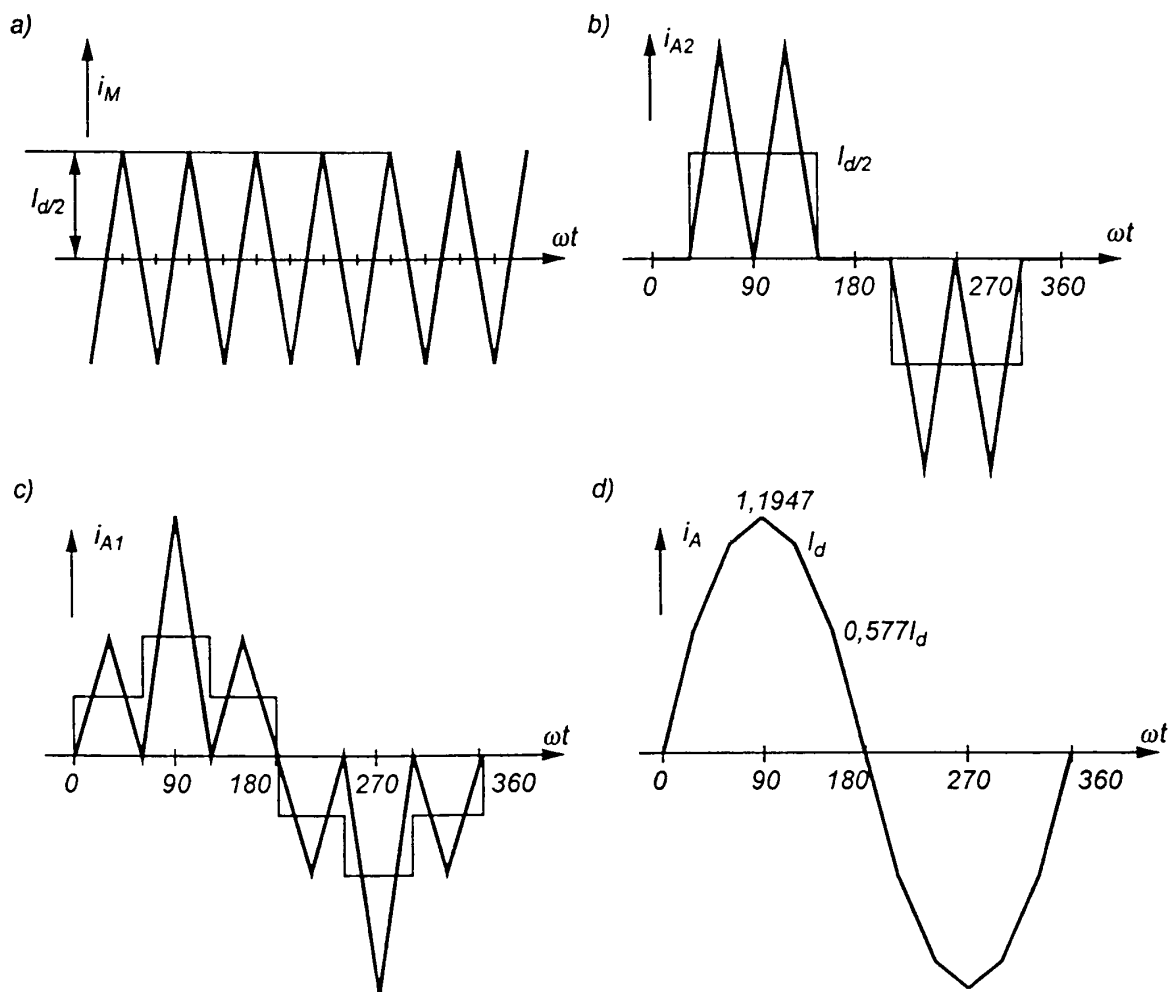
$$i_M(t) = \frac{\sqrt{3} \cdot 1,1I_d \cos \omega t - I_d \left[\cos k2\pi/6 + \cos(30^\circ + k2\pi/6) \right] \frac{N_p}{N_s}}{-\cos k2\pi/6 + \cos(30^\circ + k2\pi/6)} \quad (57)$$

Rysunek 31 ilustruje przebieg czasowy prądu i_M wyznaczonego z równania (57), dla $N_s/N_p = 2$. Jak wynika z przebiegów przedstawionych na rys. 31, częstotliwość prądu modulującego jest sześciokrotnie większa od częstotliwości napięcia zasilającego.



Rys.31. Przebieg czasowy prądu modulującego i_M , obliczony z równania (57) i prądu harmonicznego podstawowej w układzie z rys.29

Załóżmy trójkątny przebieg czasowy prądu i_M , o stałej wartości szczytowej równej $I_d/2$. Przy tym założeniu otrzymuje się przebiegi czasowe prądów i_{LA1} , i_{LA2} oraz i_{LA} jak na rys. 32.



Rys.32. Przebiegi czasowe prądów w układzie z rys. 29, przy założeniu trójkątnego przebiegu czasowego prądu modulującego: a) prąd modulujący i_M , b, c) prądy wejściowe przekształtników P_2 i P_1 , bez modulacji i z modulacją, d) prąd źródła zasilania

Uzyskany przebieg czasowy prądu źródła zasilania i_{LA} jest w dostatecznym stopniu zbliżony do przebiegu sinusoidalnie zmiennego. Analizując ten przebieg, otrzymuje się następujące wyniki: $i_{1LA} = 1,13I_d$, $i_{11LA} = 8,7 \cdot 10^{-3} I_d$, $i_{13LA} = 6,7 \cdot 10^{-3} I_d$, oraz $THD \approx 1\%$. Uzyskany wynik należy uznać za doskonały.

Napięcie na zaciskach dławika kojarzącego jest równe różnicy napięć chwilowych na wyjściu układów P_1 i P_2

$$u_D(t) = u_{d2}(t) - u_{d1}(t) \quad (58)$$

Skuteczna wartość tego napięcia

$$U_{Dp} = 0,1098\sqrt{3}U \quad (59)$$

Z kolei napięcie uzwojenia wtórnego

$$U_{Ds} = U_{Dp} \frac{N_s}{N_p} = 0,1098\sqrt{3}U \frac{N_s}{N_p} \quad (60)$$

Z kolei skuteczna wartość prądu, o szczytowej wartości równej $0,5 I_d$, jest równa

$$I_M = \frac{0,5I_d}{\sqrt{3}} \frac{N_p}{N_s} = 0,2887I_d \frac{N_p}{N_s} \quad (61)$$

Moc gabarytowa źródła prądu modulowanego wyraża się wzorem

$$S_M = U_{Ds}I_M = 0,0549UI_d = 0,0235P_d \quad (62)$$

Z wzoru (62) wynika, że moc gabarytowa układu modulującego wynosi tylko 2,35% mocy prądu stałego.

Należy jednakże podkreślić, że z uwagi na trójkątny przebieg prądu skuteczna wartość prądu jest większa niż w przypadku przebiegów zilustrowanych na rys.31.

W tym przypadku moc gabarytowa transformatora wzrasta o 15%.

Literatura

1. Depenbrock M., Niermann C.: Netzfreundliche Gleichrichter-schaltung mit netzseitiger Saugdrossel (NSD)-Teil 1. etz. Archiv Bd 11(1988) H8, s.241-243; Teil 2. etz. Archiv Bd 11(1989) H10, s.317-321.
2. Dereck A., Paice: Optimized 18-pulse type DC/AC, converter system. United States Patent, Nr 5,124,904. Jun.23, 1992r.
3. Dereck A., Paice: Power Electronic Converter Harmonics. Multipulse Methods For Clean Power, IEEE PRESS New York 1996 r.
4. Humphrey A.J., Mokrytzki B.: Inverter paralleling reactors. Int. Power Conf., Baltimore, Mai, 1972 IEEE pp244-246, N.York 1972r.
5. Mysiak P.: Przekształtnik wielopulsowy o wyjściu stałoprądowym w warunkach zasilania z sieci automatycznej. Rozprawa doktorska, Politechnika Szczecińska, Warszawa, 1996 r.
6. Plewako J. Analiza wielopulsowych przekształtników diodowych zasilanych z autotransformatorów. Rozprawa doktorska Politechnika Świętokrzyska Wydział Elektrotechniki, Automatyki i Informatyki Kielce 2001r.
7. Strzelecki R., Supronowicz H. Współczynnik mocy w systemach zasilania prądu przemiennego i metody jego poprawy. Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej Warszawa 2000r.
8. Tunia H., Barlik R., Mysiak P.: Voltage waveforms calculation methods in parallel connection of two voltage-source inverters with three-phase coupling reactors. Int. Conf. Electrical Power Quality and Utilisation. pp.203-209. Cracow, Poland, September, 23-25, 1997r.
9. Tunia H., Barlik R., Mysiak P.: Dławiki sprzężone do redukcji zawartości wyższych harmoniczných prądów w odbiornikach trójfazowych zasilanych z falowników napięcia. Jakość i Użytkowanie Energii Elektrycznej. Tom IV. 2.1, Kraków AGH, str13-21, 1998r.
10. Tunia H., Barlik R., Mysiak P.: Połączenie równoległe dwóch trójfazowych prostowników diodowych w układzie z trójfazowym dławikiem sprzężonym. Jakość i Użytkowanie Energii Elektrycznej Tom. IV 2.2 str 21-32 Kraków AGH 1998 r.
11. Tunia H. Układy magnetyczne do poprawy współczynnika odkształcenia w prostownikach wielopulsowych. Materiały I Międzynarodowej Konferencji Naukowo-Technicznej "Bezpieczne urządzenia energoelektroniczne" Warszawa-Międzyzlesie 1998r.
12. Tunia H., Barlik R. Teoria przekształtników. Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej Warszawa 2003'