

1967
Nr 2 (23)

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
WARSZAWA — MIEDZESZYN

PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI



MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI

ROK 7

WARSZAWA 1967

NR 2(23)

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

Branżowy Ośrodek
Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej

Kolegium Redakcyjne:

Przewodniczący - prof. Zenon Szpigler
Z-ca Przewodniczącego - mgr inż. Władysław Cetner

Członkowie:

mgr inż. Władysław Adaszewski, inż. Edmund Janowski,
prof. Stefan Jasiński, dr Stanisław Włoszczowski,
mgr inż. Adam Moniuszko, mgr inż. Józef Mpijeko,
mgr Zofia Życińska

Sekretarz Redakcji - Irena Kulko

Adres Redakcji:

Instytut Łączności

Branżowy Ośrodek

Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej

Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

NA PRAWACH REKOPISU - DO UŻYTKU SŁUŻBOWEGO

Redaktor: J. Borkowska

Montaż tekstu: B. Drabik

Dział Wydawniczy Instytutu Łączności
Format B5. Nakład 700. Druk ukończono
w marcu 1968 r.

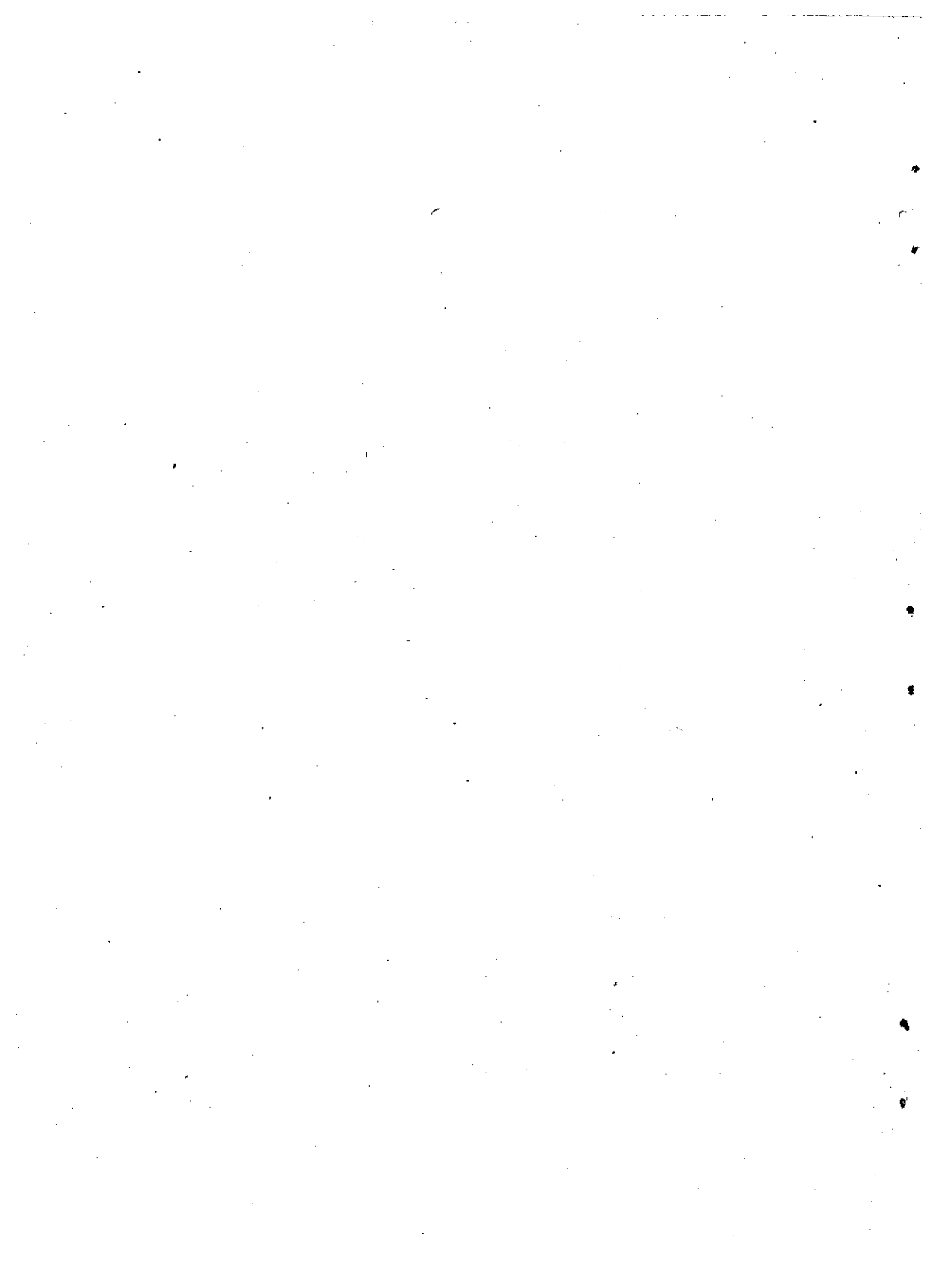
PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI

SPIS TREŚCI

Wybrane zagadnienia z techniki zasilania
urządzeń telekomunikacyjnych (część I)

Str.

1. Jan Skowroński - Obiektywna metoda
porównywania stabilizatorów napięcia
zmiennego 1
2. Jan Skowroński - Transformatory i dła-
wiki nasycane stosowane w prostownikach
zasilających urządzenia telekomunika-
cyjne 16
3. Jan Skowroński - Przetwornice tyrysto-
rowe i ich zastosowanie w systemach
zasilania urządzeń telekomunikacyjnych 30
4. Tadeusz Kunert, Wiesław Kinasiewicz -
Omówienie pod względem techniczno-eko-
nomicznym układów przetwornic tyrysto-
rowych stosowanych do zasilania urzą-
dzeń telekomunikacyjnych 68



WYBRANE ZAGADNIENIA Z TECHNIKI ZASILANIA
URZĄDZEŃ TELEKOMUNIKACYJNYCH

C z ę ś ć I

Jan Skowroński

OBIEKTYWNA METODA PORÓWNYWANIA STABILIZATORÓW
NAPIĘCIA ZMIENNEGO

WSTĘP

Jakość stabilizatora napięcia określić można na podstawie jego parametrów techniczno-ekonomicznych.

Najbardziej ważnymi parametrami są:

- moc wyjściowa,
- napięcie wyjściowe,
- dokładność stabilizacji napięcia wyjściowego przy zmianach napięcia wejściowego, częstotliwości, prądu obciążenia i współczynnika mocy obciążenia,
- ciężar stabilizatora i jego gabaryt,
- współczynnik sprawności,
- współczynnik mocy,
- szybkość stabilizacji,
- kształt krzywej napięcia wyjściowego,
- prostota układu i łatwość produkcji.

Oceny porównawczej poszczególnych stabilizatorów ze względu na ich ciężary oraz gabaryty można dokonać, określając ich ciężary w stosunku do jednostki mocy. Jednakże porównywanie ciężarów stabilizatorów w odniesieniu do ich mocy znamionowych jest niewłaściwe, gdyż nie można tu pominąć innych parametrów, które rzutują na ciężar stabilizatora i jego wymiary, a którymi są: dopusz-

czalny zakres zmian napięcia wejściowego oraz stosunek bezwzględnych wartości napięcia wejściowego i wyjściowego. Dlatego też obiektywnym kryterium oceny ciężarów porównywanych stabilizatorów, co zwykle jest najbardziej interesujące, może być odniesienie tych ciężarów do umownej wielkości mocy, którą nazwiemy mocą przeliczeniową.

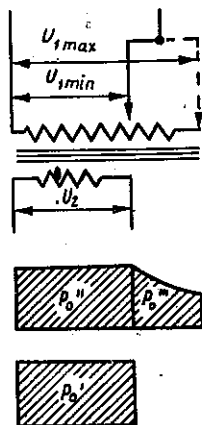
W rozważaniach wzięty będzie pod uwagę tylko organ stabilizujący stabilizatora, tj. jego wyjściowy człon mocy, pominięte zaś zostaną człony: pomiarowy, wzmacniający i wykonawczy, gdyż wpływ ich na ciężar ogólny stabilizatora jest trudny do określenia i przyjąć można, iż jest on niezależny od typu członu mocy stabilizatora.

Z energetycznego punktu widzenia najkorzystniejszym organem mocy stabilizatora jest transformator lub autotransformator ze zmiennym współczynnikiem transformacji. Jeżeli więc moglibyśmy porównywane parametry stabilizatorów odnieść do znanych parametrów transformatorów lub autotransformatorów, to uzyskalibyśmy możliwość porównywania wspomnianych stabilizatorów w sposób możliwie obiektywny. Jednakże kryteria obiektywnej oceny stabilizatorów w odniesieniu do transformatorów lub autotransformatorów muszą być różne, gdyż różne są parametry techniczne transformatorów i autotransformatorów.

1. PORÓWNANIE STABILIZATORA Z TRANSFORMATOREM

W oparciu o pracę F.F. Sokołowa [1] rozpatrzmy przypadek sprowadzenia stabilizatora, a właściwie jego członu

mocy, do transformatora. Dla uproszczenia wywodu przyjmujemy układ jednofazowy. Rys. 1 przedstawia schemat stabilizatora w postaci transformatora, ze zmiennym współczynnikiem transformacji za pomocą ruchomej szczotki ślizgającej się po uzwojeniu pierwotnym.



Rys. 1. Schemat zastępczy stabilizatora napięcia sprowadzonego do schematu transformatora o zmiennej przekładni w sposób ciągły. P_0' , P_0'' , P_0 - moce poszczególnych uzwojeń

Moc wyjściową stabilizatora określa zależność

$$P_2 = I_2 \cdot U_2 \quad (1)$$

gdzie: I_2 oraz U_2 oznaczają odpowiednio prąd i napięcie strony wtórnej. Tzw. moc przeliczeniową stabilizatora określa się związkiem

$$P = \frac{P_0}{2} = K \cdot P_2 \quad (2)$$

gdzie: P_0 oznacza moc uzwojeń, zaś K współczynnik przeliczenia. Oznaczając jako $U_1 \max$ oraz $U_1 \min$ odpowiednio górny i dolny kres napięcia wejściowego, określimy stosunek tych napięć jako:

$$\alpha_1 = \frac{U_1 \max}{U_1 \min} \quad (3)$$

Ponieważ na ciężar stabilizatora ma również wpływ stosunek dolnego kresu napięcia wejściowego do wartości znamionowej napięcia wyjściowego, przeto do naszych rozważań stosunek tych napięć zostanie wprowadzony w postaci współczynnika

$$\alpha_2 = \frac{U_1 \text{ min}}{U_2} \quad (4)$$

Dla przyjętego przez nas wyżej rodzaju transformatora (patrz rys. 1), moc jego uzwojeń składa się z trzech części, tj. z mocy uzwojenia wtórnego, mocy uzwojenia pierwotnego odpowiadającej dolnemu kresowi napięcia wejściowego oraz mocy pozostałej części uzwojenia pierwotnego.

Moce poszczególnych uzwojeń przedstawionych na rys. 1 określają następujące związki:

Moc wtórnego uzwojenia

$$P_o' = I_2 U_2 = P_2 \quad (5)$$

Moc części uzwojenia pierwotnego odpowiadająca dolnemu kresowi napięcia wejściowego, pomijając straty, jest równa:

$$P_o'' = I_1 U_1 = I_2 \cdot U_2 = P_2 \quad (6)$$

Moc pozostałej części uzwojenia pierwotnego:

$$P_o''' = P_2 \int_{U_1 \text{ min}}^{U_1 \text{ max}} \frac{\alpha U_1}{U_1} = P_2 \ln \frac{U_1 \text{ max}}{U_1 \text{ min}} = P_2 \ln \alpha_1 \quad (7)$$

Całkowita moc uzwojeń wynosi więc:

(8)

$$P_0 = P_0' + P_0'' + P_0''' = P_2 + P_2 + P_2 \cdot \ln \alpha_1 = P_2 (2 + \ln \alpha_1)$$

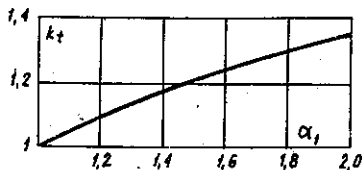
Moc przeliczeniową transformatora określimy na podstawie wzorów (2) oraz (8) jako:

$$P = \frac{P_0}{2} = P_2 \left(1 + \frac{1}{2} \ln \alpha_1\right) \quad (9)$$

Zaś tzw. współczynnik przeliczenia dla transformatora, określony na podstawie związku (9), będzie:

$$K_T = \frac{P}{P_2} = 1 + \frac{1}{2} \ln \alpha_1 \quad (10)$$

Jeżeli przyjąć zmianę α_1 od 1 do 2, wówczas na podstawie związku (10) wykreślić można zależność $K_T = f(\alpha_1)$, którą przedstawia rys. 2.



Rys. 2. Zależność współczynnika przeliczenia mocy K_T od α_1 dla stabilizatora z transformatorowym członem mocy

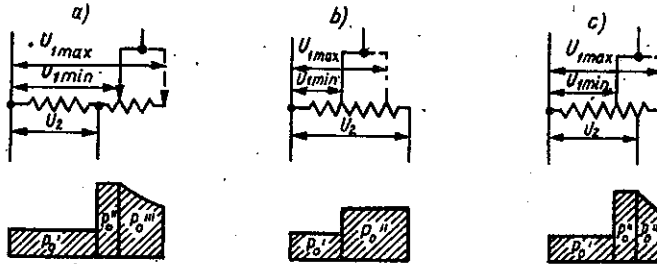
2. PORÓWNIANIE STABILIZATORA Z AUTOTRANSFORMATOREM

Dla stabilizatora napięcia zmiennego, w którym wyjście nie jest izolowane od wejścia, można sprowadzić jego człon mocy do autotransformatora o zmiennej liczbie zwojów.

Rozróżnić teraz trzeba następujące przypadki:

- I. $U_{1 \min} > U_2$, a zatem również $U_{1 \max} > U_2$ oraz $\alpha_2 > 1$.

Przypadek ten przedstawia rys. 3a.



Rys. 3. Schemat zastępczy stabilizatora napięcia sprowadzonego do schematu autotransformatora o zmiennej przekładni w sposób ciągły

W tym przypadku moc uzwojeń autotransformatora składa się również z trzech części.

Moc P'_0 , odpowiadającą uzwojeniu wtórnemu, określimy ze związku na moc odbieraną z autotransformatora

$$P_2 = P'_0 + \frac{P_2}{\frac{U_{1 \max}}{U_2}} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} P'_0 &= P_2 - \frac{P_2}{\frac{U_{1 \max}}{U_2}} = P_2 - \frac{P_2}{\frac{U_{1 \max}}{U_{1 \min}} \cdot \frac{U_{1 \min}}{U_2}} = P_2 - \frac{P_2}{\alpha_1 \alpha_2} = \\ &= P_2 \left(1 - \frac{1}{\alpha_1 \alpha_2} \right). \end{aligned} \quad (12)$$

Moc P''_0 , części uzwojenia odpowiadającą uzwojeniu pier-

wotnemu dla dolnego kresu napięcia wejściowego, określimy z zależności.

$$P_2 = P_0'' + \frac{P_2}{\frac{U_{1 \min}}{U_2}} = P_0'' + \frac{P_2}{\alpha_2} \quad (13)$$

stąd

$$P_0'' = P_2 \left(1 - \frac{1}{\alpha_2}\right). \quad (14)$$

Wreszcie moc pozostałej części uzwojenia P_0''' określa się podobnie jak w (7):

$$P_0''' = P_2 \ln \alpha_1 \quad (15)$$

Moc całkowita uzwojeń w tym przypadku będzie:

$$P_0 = P_2 \left(2 - \frac{1}{\alpha_1 \alpha_2} - \frac{1}{\alpha_2} + \ln \alpha_1\right) \quad (16)$$

Na podstawie (2) współczynnik przeliczeniowy dla rozpatrywanego przypadku autotransformatora będzie:

$$K_A^2 = \frac{1}{2} \left(2 - \frac{1}{\alpha_1 \alpha_2} - \frac{1}{\alpha_2} + \ln \alpha_1\right) \quad (17)$$

II. Przypadek drugi przedstawia rys. 3b.

Mamy teraz

$U_{1 \max} < U_2$, czyli $U_{1 \min} < U_2$ oraz $\alpha_2 < 1$, a także

$$\alpha_1 \cdot \alpha_2 < 1.$$

Moc uzwojeń składa się teraz z dwóch składników.
Składnik pierwszy określimy z zależności:

$$P_2 = P_0'' + P_2 \frac{U_{1 \min}}{U_2} = P_0'' + P_2 \alpha_2 \quad (18)$$

jako

$$P_0'' = P_2 - P_2 \alpha_2 = P_2 (1 - \alpha_2) \quad (19)$$

Drugi składnik mocy uzwojeń równy jest w tym przypadku składnikowi mocy określonego wzorem (19), czyli że

$$P_0' = P_2 (1 - \alpha_2) \quad (20)$$

Wobec tego moc uzwojeń będzie się równała:

$$P_0 = 2 \cdot P_2 (1 - \alpha_2) \quad (21)$$

natomiast współczynnik przeliczenia mocy będzie dla tego przypadku równy:

$$K_A'' = 1 - \alpha_2 \quad (22)$$

III. Przypadek trzeci przedstawia rys. 3c.

Mamy tu następujące zależności:

$U_{1 \min} < U_2$, oraz $U_{1 \max} > U_2$ czyli, że $\alpha_2 < 1$ oraz

$$\alpha_1 \alpha_2 > 1$$

Moc uzwojeń może być przedstawiona trzema składnikami, przy czym składnik pierwszy ma dwa warianty:

$$\text{Wariant 1: } P_0^{\circ} = P_2 (1 - \alpha_2) \quad (23)$$

$$\text{jeżeli } \left(2\alpha_2 - \frac{1}{\alpha_1} \right) < 1 \quad (24)$$

$$\text{Wariant 2: } P_0^{\circ} = P_2 \left(\alpha_2 - \frac{1}{\alpha_1} \right) \quad (25)$$

$$\text{jeżeli } \left(2\alpha_2 - \frac{1}{\alpha_1} \right) > 1 \quad (26)$$

Drugi składnik mocy uzwojeń określimy wzorem

$$P_0^{\circ\circ} = P_2 (1 - \alpha_2) \quad (27)$$

Trzeci składnik mocy uzwojeń będzie równy

$$P_0^{\circ\circ\circ} = P_2 \ln \alpha_1 \cdot \alpha_2 \quad (28)$$

Wobec powyższego, współczynnik przeliczenia mocy będzie teraz równy

$$K_A^{\circ\circ\circ} = \frac{1}{2} (2 - 2\alpha_2 + \ln \alpha_1 \alpha_2) \quad (29)$$

dla przypadku gdy:

$$\left(2\alpha_2 - \frac{1}{\alpha_1} \right) < 1$$

T a b l i c a

Najważniejsze wskaźniki techniczno-ekonomiczne stabilizatorów napięcia

Wskaźniki	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Moc wyjściowa P_2 [kVA]	7	3	1	3	3	167	20	1,25	80	1,5	100	14
Napięcie wejściowe U_2 [V]	220±4%	115±0,5%	110±0,25%	110±0,25%	115±2%	110±1,5%	380±0,5%	127±2%	380±2%	230/133	380	380/2 ±2%
Napięcie wyjściowe U_1 [V] od do	190 241	103,5 126,5	95 135	100 130	92 126,5	113 140	342 418	132 242	326,7 453,3	380/ 220	10000 -	285 + 475
Czesotliwość znamionowa [Hz]	50	50	60	60	60	50	50	50	50	50	50	50
Współczynnik sprężu- ści przy $I_2 = 100\%$	-	0,85	-	-	0,90	-	0,97	0,88	-	-	-	0,95
$\cos \varphi$ przy $I_2 = 100\%$	-	-	0,5-0,9	0,6-1,0	-	-	1	0,98	-	-	-	0,95
Ciężar rzeczywisty kg	222	135	38,5	59	79,2	900	184	32	400	43	1300	175
Kł lub Kt	0,178	0,26	0,267	0,215	0,248	0,236	0,147	0,56	0,207	1	1	0,37
Kf	1	1	0,835	0,835	0,835	1	1	1	1	1	1	1
P [kVA]	1,25	0,78	0,223	0,54	0,621	39,4	2,95	0,7	16,5	1,5	100	7,4
Kp	1,06	0,94	0,69	0,86	0,89	2,5	1,31	0,91	2,02	1,1	3,16	1,6
Ciężar na 1 kVA mocy przeliczeniowej [kg/kVA]	188	163	119	94	113	57	82	42	49	32	41	39

1. Ferrorезонансовый стабилизатор напряжения продукции ZSRR

2. Jak wyżej

3. Трансдукторный стабилизатор напряжения продукции английской

4. Трансдукторный стабилизатор напряжения продукции английской

5. Трансдукторный стабилизатор напряжения z transformatorem

6. Трансдукторный стабилизатор z автотрансформатором

7. Stabilizator napięcia z regulatorem indukcyjnym produkcji nie-

8. Stabilizator napięcia autotransformatorowy ze szrotką śliską,

9. Stabilizator napięcia autotransformatorowy, twórczący se szrot-

10. Twórczący transformator suchy

11. Twórczący transformator suchy

12. Stabilizator napięcia twórczący z regulatorem indukcyjnym typ

RUS-44/5, opracowany w Instytucie Łączności

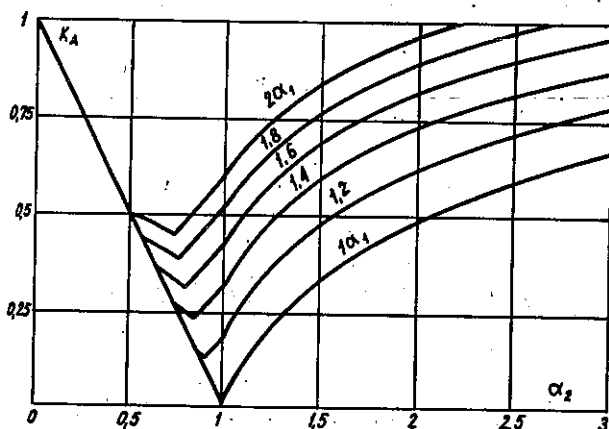
oraz

$$K_A''' = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{\alpha_1} + \ln \alpha_1 \alpha_2 \right) \quad (30)$$

gdy

$$\left(2\alpha_2 - \frac{1}{\alpha_1} \right) > 1$$

Na podstawie wzorów: (17), (22), (29) i (30) opracowany został wykres przedstawiony na rys. 4, na podstawie którego znaleźć można wartość współczynnika przeliczenia mocy stabilizatora w przypadku sprowadzenia układu tego stabilizatora do układu autotransformatora, wg specyficznych dla stabilizatorów napięcia parametrów - stosunków napięć.



Rys. 4. Zależność K_A od α_1 oraz α_2

3. PRZELICZANIE CIĘŻARÓW STABILIZATORÓW W STOSUNKU DO MOCY PRZELICZENIOWEJ 1 kVA

Oczywiste jest, że przy porównywaniu różnych stabilizatorów niezbędne jest wzięcie pod uwagę i innych czyn-

ników, takich jak np. różne znamionowe częstotliwości, porównywalne wielkości mocy, klasa izolacji, dopuszczalny zakres temperatury otoczenia, sposób chłodzenia i inne, które mogą mieć wpływ na ostateczną ocenę.

Ponieważ porównywane stabilizatory różnią się zwykle od siebie wielkością mocy oraz z uwagi na to, że ciężar stabilizatora zmienia się odwrotnie proporcjonalnie do pierwiastka czwartego stopnia z wielkości mocy przeliczeniowej, więc w celu sprowadzenia porównywanych stabilizatorów do mocy przeliczeniowej 1 kVA wprowadza się współczynnik

$$K_p = \sqrt[4]{P} \quad (31)$$

i wówczas ciężar stabilizatora odniesiony do 1 kVA mocy przeliczeniowej określi się wzorem:

$$q = \frac{K_p \cdot Q}{P} \quad (32)$$

4. PORÓWNYWANIE STABILIZATORÓW O RÓŻNYCH CZĘSTOTLIWOŚCIACH ZNAMIONOWYCH

Dla stabilizatorów obliczonych na częstotliwość 60 Hz w celu ujednoczenia rozważań wprowadza się współczynnik

$$K_f = \frac{50}{60} = 0,835.$$

Dla stabilizatorów o znamionowej częstotliwości 60 Hz w celu wyznaczenia mocy przeliczeniowej stosuje się więc wzór

$$P = K \cdot K_f \cdot P_2$$

5. PORÓWNAWCZE ZESTAWIENIE STABILIZATORÓW

Na podstawie wyżej określonych wzorów dokonano porównania 12 stabilizatorów napięcia różnych typów, wszystkie chłodzone powietrzem. Porównanie powyższe zestawione jest w tabl. 1. W rubryce 12 tej tablicy umieszczono wskaźniki stabilizatora o mocy 14 kVA, posiadającego jako człon mocy regulator indukcyjny, wykonanego w Instytucie Łączności.

Dodać jeszcze trzeba, że przytoczone wyżej rozważania oraz wyprowadzone wzory dla układu jednofazowego są słuszne również dla układu trójfazowego.

Zestawionych danych w tabl. na str. 10 nie można uważać za bardzo dokładne, między innymi dlatego, że w rozważaniach pominięto niektóre człony stabilizatorów, rodzaje ich obudów, wyposażenie dodatkowe, klasę izolacji, rodzaj stali transformatorowej itd. Jednakże przytoczona wyżej metoda porównywania stabilizatorów umożliwia wyciągnięcie dość dokładnych i obiektywnych wniosków.

6. WNIOSKI Z PORÓWNAŃ

Przytoczone w tabl. parametry wykazują, iż ferrozonansowe stabilizatory nr 1 i 2 są najmniej ekonomiczne

pod względem ciężaru na jednostkę mocy przeliczeniowej oraz pod względem współczynnika sprawności (który dla przytoczonego stabilizatora jest bardzo wysoki). Posiadają one poza tym również gorsze wskaźniki w zależności od zmian częstotliwości i współczynnika mocy odbiornika. Zniekształcają one znacznie krzywą napięcia wyjściowego. Te wady powodują, iż obecnie zarysowuje się tendencja do stosowania innych typów stabilizatorów.

Stabilizatory nr 3, 4, 5, 6 wykorzystujące do stabilizacji różne układy transduktorowe są już bardziej ekonomiczne pod względem ciężaru na jednostkę mocy przeliczeniowej. Jednakże i te stabilizatory mają wady takie, jak: zniekształcenie krzywej napięcia wyjściowego (w mniejszym nieco stopniu niż stabilizatory ferreorezonansowe), bardzo zmieniający się współczynnik mocy w zależności od zmian napięcia wejściowego oraz od zmian obciążenia, zależność stabilizacji od współczynnika mocy odbiornika.

Jak widać z tablicy najekonomiczniejsze są układy stabilizujące, wyposażone w autotransformatory ze zmienną przekładnią liczby zwojów oraz układy z regulatorami indukcyjnymi. Są to stabilizatory nr 8 i 9 oraz 7 i 12.

W rubryce 10 i 11 dla porównania podano wskaźniki zwykłych transformatorów chłodzonych powietrzem.

Za stosowaniem systemu stabilizacji przy użyciu autotransformatorów ze zmienną liczbą zwojów lub przy użyciu regulatorów indukcyjnych przemawiają następujące względy: najniższe ciężary na jednostkę mocy przeliczeniowej, najwyższa osiągalna sprawność energetyczna, naj-

wyższy osiągalny współczynnik mocy, praktyczna niezależność napięcia wyjściowego od zmian obciążenia, współczynnika mocy odbiornika i częstotliwości sieci, wreszcie niezniekształcona krzywa napięcia wyjściowego, co dla zasilanych urządzeń telekomunikacyjnych jest nie bez znaczenia.

WYKAZ LITERATURY

1. Sokołow F.F.: Raszczotnaja mosznost stabilizatorow napriazenijsa pieremiennowo toka. Wiestnik Elektropromyszlennosti 1958, t. 29, nr 2, s. 72-79.
2. Lenart B.: Stabilizacja napięcia. Warszawa 1956. WNT.
3. Lewiński K., Lewińska A.: Stabilizatory napięcia. Warszawa 1965, WKŁ.
4. Lenart B., Sieradzan B.: Prostowanie i stabilizacja prądów i napięć. Warszawa 1960. MON.
5. Benson F.A.: Voltage stabilised supplies. London 1957. Mac Donald.
6. Trembiński W.A.: Stabilizatory napięcia prądu zmiennego. Warszawa 1957. WKŁ.

Jan Skowroński

TRANSFORMATORY I DŁAWIKI NASYCANE
STOSOWANE W PROSTOWNIKACH ZASILAJĄCYCH URZĄDZENIA
TELEKOMUNIKACYJNE

MATERIAŁY MAGNETYCZNE I ZAGADNIENIE STRAT MOCY

Rodzaj zastosowanych materiałów magnetycznych, a także konstrukcja rdzeni transformatorów i dławików nasyconych w sposób istotny wpływa na ciężar, wymiary oraz na koszty prostownika. Dla prostowników o mocach od ok. 1 * 16 kW stosuje się stal transformatorową gorąco lub zimno walcowaną. Do budowy transformatorów stosuje się stal gorąco walcowaną typu $\text{D}41$ oraz $\text{D}42$ (4% krzemu) o grubości 0,5 i 0,35 mm. Materiały te posiadają stosunkowo małe straty przy dużej indukcji, w porównaniu z innymi rodzajami stali gorąco walcowanej o mniejszej zawartości krzemu. Rdzenie ze stali walcowanej na gorąco produkowane są z płyt prostokątnych lub składane są z blach w kształcie litery E lub L.

Stal zimno walcowana typu $\text{D}31$, $\text{D}320$ i $\text{D}330$ produkowana jest w postaci arkuszy oraz w postaci taśmy.

Anizotropia właściwości stali zimno walcowanej narzuca konstrukcję rdzeni, w których kierunek strumienia magnetycznego powinien być zgodny z kierunkiem walcowania, tj. z kierunkiem najmniejszych strat i maksymalnej indukcji.

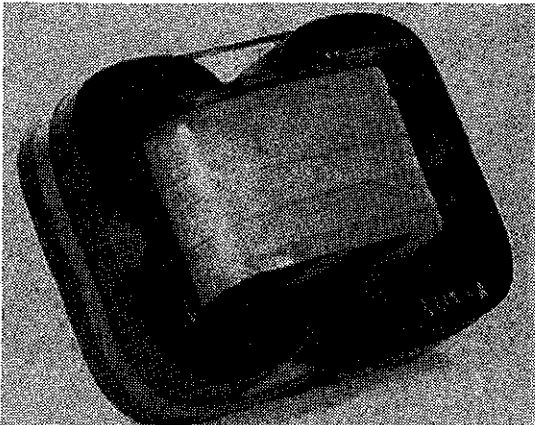
Duży wpływ na właściwości magnetyczne stali zimno walcowanej ma obróbka termiczna. Obróbka mechaniczna tych materiałów znacznie pogarsza ich właściwości magnetyczne. Dla poprawy właściwości magnetycznych tych materiałów ($B = f(\alpha z)$ oraz $P = f(B)$), po obróbce mechanicznej poddaje się je wyżarzaniu w temperaturze 800 ± 850 C.

Charakterystyka $B = f(\alpha z)$ zależna jest od rodzaju użytej stali transformatorowej oraz od konstrukcji rdzenia. Dlatego też wybór rodzaju stali transformatorowej oraz konstrukcja dławika nasycanego i transformatora w sposób istotny decyduje o walorach prostownika.

W omawianych prostownikach stosuje się dwa rodzaje kształtek rdzeni na dławiki nasycane i transformatory, które wycina się z taśm blachy walcowanej na zimno.

Rdzenie zwijane wstęgowe ze szczeliną

Rdzenie te złożone są z blaszek ułożonych w pakiety na rys. 1. Rdzenie takie cechują się bardzo dobrymi właściwościami magnetycznymi, ponieważ mają tylko dwie szczeliny o grubości 20 ± 30 mikronów, a linie sił pola ma-

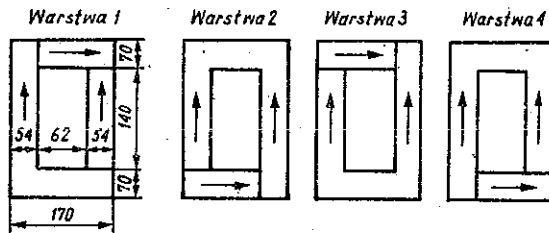


Rys. 1. Rdzeń zwijany wstęgowy ze szczeliną

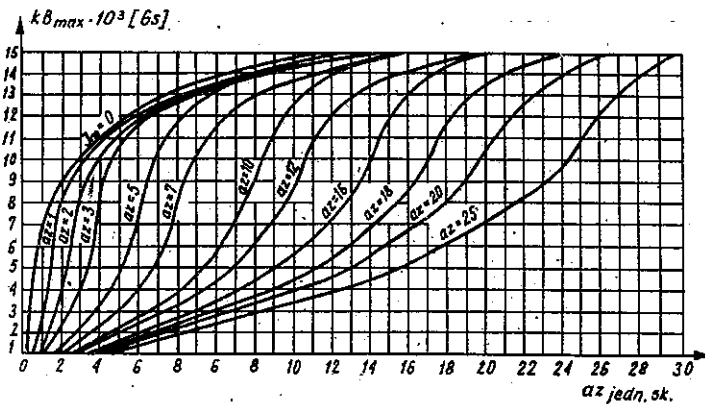
gnetycznego przebiegają w całym rdzeniu wzdłuż kierunku walcowania. Oprócz tego rdzenie te cechują się wysokim współczynnikiem wypełniania rdzenia stałą.

Rdzenie składane z kształtek.

Rdzenie te posiadają szerokie jarzmo, którego wymiary są tak dobrane, aby skompensować zmniejszenie się przenikalności magnetycznej stali w kierunku poprzecznym do kierunku jej walcowania, przez odpowiednio zwiększony przekrój jarzma. Sposób składania tych rdzeni z blach ilustruje rys. 2. Rdzenie tak składane posiadają charak-



Rys. 2. Rdzeń składany z kształtek



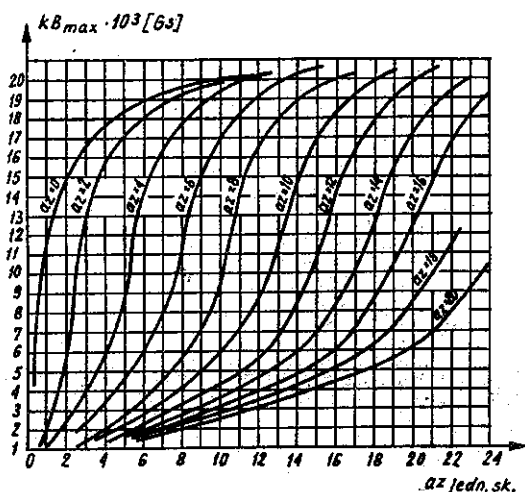
Rys. 3. Charakterystyki magnesowania rdzenia ze stali 341 o grubości 0,35 mm, składanego z blach

terystykę magnesowania zbliżoną do charakterystyki rdzenia zwijanego z taśmy ze szczelinami, przedstawionego na rys. 1. Jednakże w stosunku do rdzeni zwijanych szczelinowych wymagają one zwiększenia ilości stali o 8+10%.

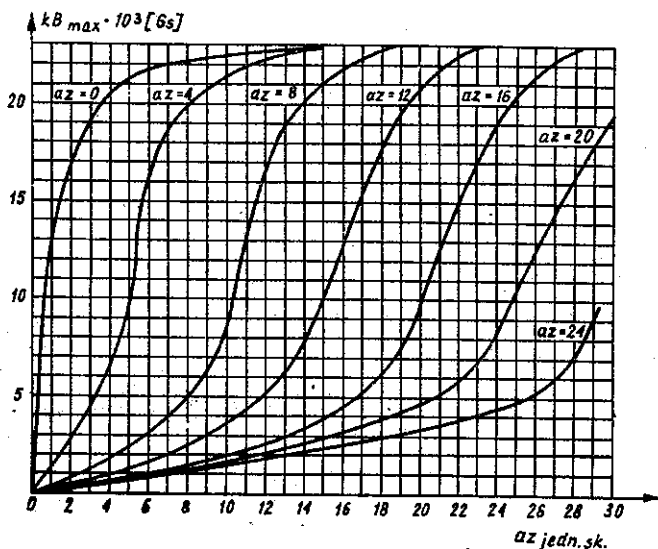
Transformatory i dławiki nasycane dużej mocy wykonywane ze stali walcowanej na zimno buduje się z blach składanych, ponieważ wykonywanie rdzeni zwijanych szczelinowych jest technologicznie trudne.

Na rysunkach 3, 4 i 5 przedstawione są charakterystyki magnesowania $k \cdot B_{\max} = f(az)$ dla rdzeni składanych ze stali, typu $\exists 41$ i $\exists 310$, oraz dla rdzeni zwijanych z taśm ze szczelinami, typu $\exists 310$. Przez k oznaczono współczynnik kształtu, przez B_{\max} indukcję maksymalną wytworzoną przez amperozwoje prądu zmiennego az_{\sim} oraz przez amperozwoje podmagnesowujące $az_{=}$.

Charakterystyki zdjęte zostały przy jednoczesnym magnesowaniu rdzenia amperozwojami prądu zmiennego i sta-



Rys. 4. Charakterystyki magnesowania rdzenia ze stali $\exists 310$ o grubości 0,35 mm, składanego z blach



Rys. 5. Charakterystyki magnesowania rdzenia zwijanego wstęgowego 3 310 o grubości 0,35 mm, ze szczeliną

iego. Z porównania tych charakterystyk wynika, że dla dławików nasycanych stosowanych we wzmacniaczach magnetycznych, w których przy biegu jałowym wartość natężenia pola magnetycznego powinna być niewielka ($az_{\sim min}$), najbardziej korzystne są rdzenie zwijane z taśm ze szczelinami, ze stali 3 310 + 3 330.

Dla dławików nasycanych większej mocy (powyżej setek W), w celu zmniejszenia objętości rdzenia, przyjmuje się dla biegu jałowego wartość indukcji w pobliżu ugięcia się krzywej magnesowania, co wymaga 3 + 6 $az_{\sim min}$.

Rdzenie zwijane z taśmy ze szczelinami (rys. 1) ze stali typu 3 310, w stosunku do rdzeni składanych z kształtek wycinanych z blachy walcowanej na gorąco, posiadają ciężar 1,85 razy mniejszy, w stosunku zaś do rdzeni składanych wycinanych z blachy walcowanej na zimno 1,75 razy mniejszy. To zmniejszenie ciężaru stali

osiąga się przez zwiększenie indukcji w stanie biegu jałowego do $k.B_{\max} = 17.000$ Gs dla rdzeni z blachy walcowanej na zimno, podczas gdy dla rdzeni ze stali gorąco walcowanej $k.B_{\max} = 11000 + 11.500$ Gs, oraz dzięki lepszym właściwościom magnetycznym stali zimno walcowanej, które pozwalają zwiększyć krotność zmiany indukcji przy podmagnesowywaniu rdzenia. Stosowanie blachy walcowanej na zimno do budowy transformatorów prostownikowych, przy specjalnym składaniu blach rdzenia, zmniejsza objętość stali w porównaniu z taką samą konstrukcją rdzenia złożonego z blach walcowanych na gorąco o 25 + 30%. Dlatego też do budowy transformatorów warto stosować również stal walcowaną na zimno.

Sprawność całego prostownika, a tym samym transformatora i dławików nasycanych, w znacznym stopniu zależy od wielkości strat w stali rdzeni, które rzutują również na warunki chłodzenia tych urządzeń. Wielkość strat w stali dławików nasycanych podczas ich podmagnesowywania prądem stałym nie jest dotychczas określona. W celu otrzymania dokładniejszych rezultatów obliczeń przeprowadzono pomiary strat mocy w stali przy jednoczesnym namagnesowywaniu prądem stałym i zmiennym w dużych dławikach nasycanych o ciężarze stali powyżej 30 kg. Całkowite straty mocy w dławikach nasycanych występujące w czasie ich pracy z podmagnesowywaniem składają się ze strat w stali, ze strat wytwarzanych przez prąd drugiej harmonicznej w obwodzie prądu stałego oraz ze strat w uzwojeniach prądu zmiennego.

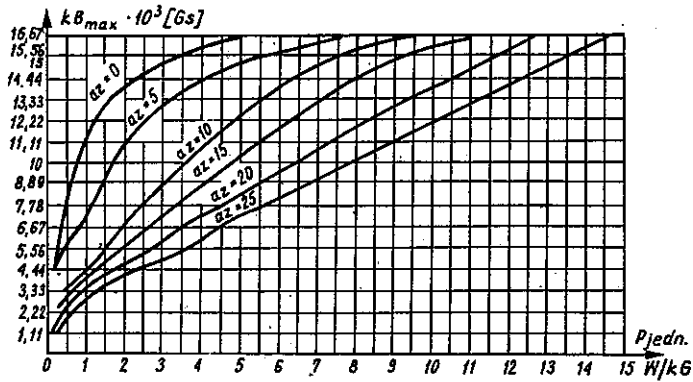
Przy szeregowym połączeniu uzwojeń prądu zmiennego parzyste harmoniczne nie występują w obwodzie prądu zmiennego. Harmoniczne parzyste mogą występować w obwodzie podmagnesowywania, jeżeli jego oporność jest mała. Praktycznie straty od prądów harmonicznycch parzystycch istnieją zawsze, przy czym straty te dla dużycch natężeń pola prądu stałego mogą znacznie przekraczać straty w stali rdzenia.

Przy obliczaniu dławika nasycanego należy znać straty w stali w różnycch stanach jego pracy oraz straty od prądów parzystycch harmonicznycch. Na rys. 6 i 7 przedstawione są krzywe jednostkowycch strat mocy dławikóww nasycanych, wykonanych ze stali 3310 i 341, z uwzględnieniem strat mocy w stali oraz strat od prądów drugiejj harmonicznej.

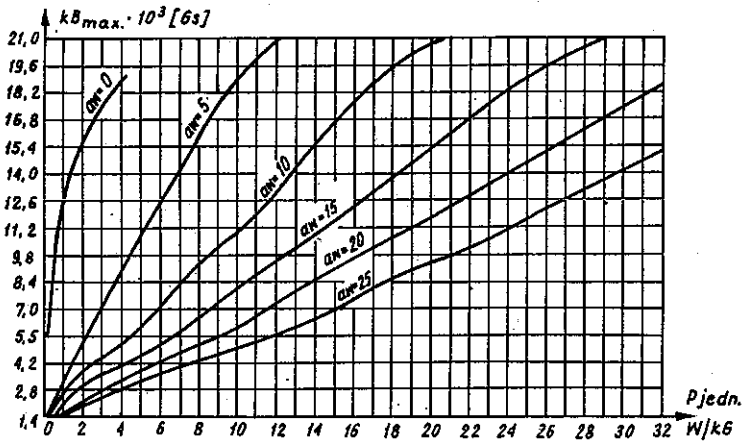
Przeprowadzona analiza wykazuje, że:

a. Straty własne w stali typu 3310 przy dużycch indukcjach z podmagnesowywaniem do 25 A/cm są mniejsze, aniżeli straty w stali typu 341. Przy indukcjach mniejszycch (5 + 6 kGs), dla stali typu 341 i 3310, przy podmagnesowywaniu do 15 A/cm straty te są równe, lecz przy 25 A/cm straty w stali 3310 są większe niż w stali 341 o ok. 25%.

b. Straty mocy wywołane prądami harmonicznycch parzystycch znacznie zwiększają całkowite straty mocy w dławiku, szczególnie przy dużym podmagnesowywaniu, przy czym w stali typu 3310 straty te są znacznie większe niż w stali 341;



Rys. 6. Charakterystyki strat jednostkowych w stali 3 41 o grubości 0,35 mm, przy szeregowym połączeniu uzwojeń prądu zmiennego, bez filtra w obwodzie podmagnesowywania



Rys. 7. Charakterystyki strat jednostkowych w stali 3 310 w rdzeniu zwijanym szczelinowym przy połączeniu szeregowym uzwojeń prądu zmiennego bez filtrów w obwodzie podmagnesowywania

c. Straty wywołane prądami parzystych harmonicznych w rdzeniach ze stali 3 310, w zależności od parametrów uzwojenia magnesującego, mogą kilkakrotnie przewyższać straty w stali co rzutuje na sprawność całego prostownika.

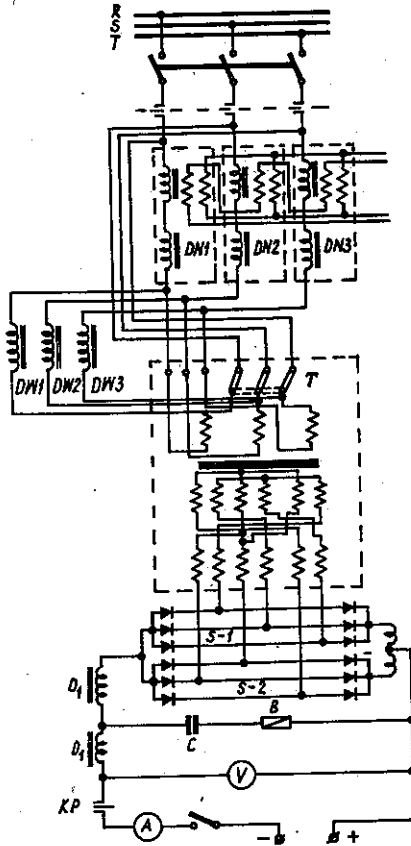
d. Przy dużej wartości natężenia pola magnesującego i przy mniejszych wartościach indukcji (5 kGs) straty w stali 3310 okazują się większe od strat w stali 341 (w konkretnym przykładzie dwukrotnie).

Uwzględniając to, że zastosowanie stali 3310 pozwala zmniejszyć objętość stali dławika nasycanego dwukrotnie, można założyć, że straty w stali 341 i 3310 są sobie równe przy maksymalnym obciążeniu prostownika, zaś straty w stali 3310 są nieco większe, aniżeli w stali 341 w pośrednich stanach obciążenia prostownika.

Zastosowanie stali 3310 jest korzystne ze względu na mniejsze zużycie stali i miedzi w porównaniu ze stalą 341. Jednakże przy większym podmagnesowywaniu, zastosowanie stali 3310 zwiększa straty mocy w dławiku nasycanym, jeżeli nie zostaną zastosowane odpowiednie środki ograniczające prądy harmoniczných parzystych.

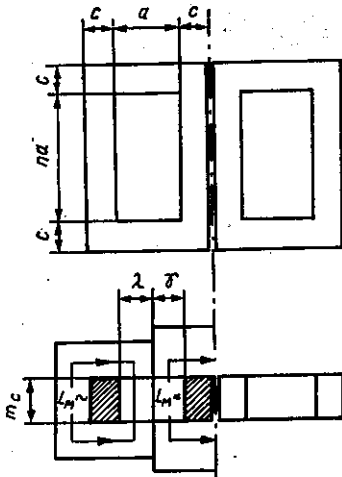
ZAGADNIENIA KONSTRUKCYJNE W DŁAWIKACH NASYCANYCH

Konstrukcję dławików nasycanych stosowanych w nowych radzieckich prostownikach, których schemat pokazany jest na rys. 8, przedstawiają rys. 9 i 10. Dławiki o budowie przedstawionej na rys. 10 stosuje się w prostownikach małej mocy (do 2 kW), przy zasilaniu prądem trójfazowym. Dla uzyskania minimalnego zużycia miedzi, rdzeń dławika powinien mieć odpowiednie wymiary i kształt. Oprócz tego stosunek ciężaru miedzi do ciężaru stali powinien być określony względami ekonomicznymi. Zwykle stosunek ten wynosi 0,25.



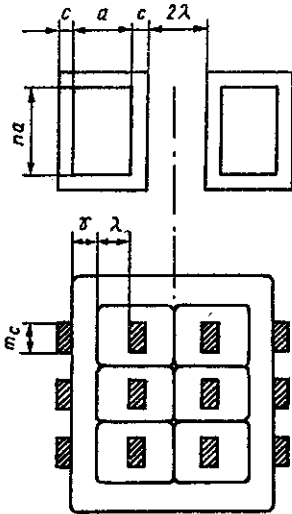
Rys. 8. Schemat prostownika

DN1 + DN3 - dławiki nasycane, D - dławik filtru, DW1 + DW3 - dławiki obciążające, T - transformator, S1, S2 - stopy prostownicze



Rys. 9. Dławik nasycany składany z blach z uzwojeniami prądu stałego i zmiennego, umieszczonymi na różnych słupach rdzenia

λ - część szerokości okna zajmowana przez uzwojenie prądu zmiennego; T - część szerokości okna zajmowana przez uzwojenie prądu stałego



Rys. 10. Trójfazowy dławik nasycany o rdzeniu składowym z blach i o wspólnym uzwojeniu podmagnesowującym

Potrzebną moc dławika nasycanego określa wyrażenie

$$P_0 = \frac{U_{dmax} \cdot I_{dmax} \cdot 10^8}{4 f}$$

gdzie:

U_{dmax} - napięcie maksymalne na dławiku przy biegu jałowym (bez podmagnesowywania),

I_{dmax} - prąd maksymalny dławika przy pełnym obciążeniu,

f - częstotliwości sieci zasilającej.

Charakterystykę magnesowania dławika nasycanego

$k \cdot B_{max} = f(a z_{\sim})$ wyrazić można analitycznie funkcją wykładniczą:

$$k \cdot B_{max} = g \left(\frac{a z_{max}}{k_r} \right)^q$$

gdzie:

$k_{B_{\max}}$ - iloczyn współczynnika kształtu i wielkości indukcji w rdzeniu przy biegu jałowym (znajdujemy z krzywej $k \cdot B_{\max} = f(a_{z_{\sim}})$),

k_r - krotność prądu dławika ($k_r = 4 \div 6$),

zaś wyrażenie:

$a_{z_{\sim \min}} = \frac{a_{z_{\sim \max}}}{k_r}$ oznacza jednostkowe amperozwoje dławika przy biegu jałowym,

g oraz q - współczynniki.

Przy powyższych założeniach, optymalną liczbę amperozwojów $a_{z_{\sim \max}}$ znajduje się z wyrażenia:

$$\lg a_{z_{\sim \max}} = \frac{\lg \frac{2,7}{\gamma} + 0,29 \text{ Pd} \frac{k_r^2}{g}}{1,29 (1 + q)}$$

gdzie γ - przedstawia część szerokości okna dławika nasycanego zajmowaną przez uzwojenie prądu stałego (γ zwykle równa się $0,55 \div 0,6$). W omawianych typach dławików optymalna wielkość $a_{z_{\sim \max}}$ wynosi od 18 do 30 az/cm.

Przedstawiony wyżej sposób określania optymalnej liczby amperozwojów prądu zmiennego wymaga uprzednio założenia krotności prądu dławika k_r .

Jeżeli nie znamy krotności prądu k_r , wówczas obliczamy dławik nasycany przy założeniu maksymalnego wykorzystania stali rdzenia. W tym celu wybieramy na charakterystyce magnesowania wartość $k \cdot B_{\max}$ w pobliżu zagięcia

się krzywej i określamy niezbędne amperozwoje $az_{\sim\min}$.

Następnie określa się objętość stali dławika nasycanego:

$$V_{st} = \frac{U_{dmax} \cdot I_{dmin} \cdot 10^3}{4f az_{\sim\min} \cdot k \cdot B_{max}}$$

Optymalną liczbę amperozwojów $az_{\sim\max}$ znajduje się ze wzoru:

$$az_{\sim\max} = \frac{1,7}{\gamma} V_{st}^{0,29}$$

Do wzoru na V_{st} wchodzi w sposób ukryty k_r i dlatego po określeniu $az_{\sim\max}$ należy sprawdzić tę wielkość jako

$$k_r = \frac{az_{\sim\max}}{az_{\sim\min}}, \text{ która powinna być równa stosunkowi } I_{dmax}$$

do I_{dmin} ustalonymu przy określeniu V_{st} .

Po obliczeniu optymalnej wartości amperozwojów $az_{\sim\max}$ znaleźć można optymalne wymiary dławika nasycanego. W tym celu wybieramy odpowiedni stosunek n wysokości okna dławika do jego szerokości (n można zakładać w granicach 1,7 do 3, bez obawy naruszenia optymalnych wymiarów dławika). Następnie określa się szerokość okna dławika:

$$a = 2K (n + 1) + \frac{1,141}{\sqrt{n}} V_{st}^{0,3}$$

dla dławika o konstrukcji pokazanej na rys. 9 oraz

$$a = 2K (n + 1) + \frac{0,163}{\sqrt{n}} V_{st}^{0,37}$$

dla konstrukcji dławika pokazanej na rys. 10.

W równaniach tych V_{st} oznacza objętość stali (cm^3) jednego rdzenia dławika nasycanego, zaś wielkość K określą się z wyrażenia:

$$K = \frac{az_{\sim\max}}{(1-\gamma) n \cdot \beta \cdot b}$$

gdzie b - gęstość prądu w uzwojeniu dławika nasycanego (zwykle $b = 200 \text{ A (cm}^2\text{)}$)

oraz β - współczynnik wypełnienia dławika miedzią (dla omawianych konstrukcji $\beta = 0,2 + 0,25$).

Po znalezieniu szerokości okna a , znajdujemy średnią długość linii sił pola w rdzeniu:

$$l_{st} = \frac{a^2}{K} \quad (\text{cm})$$

oraz szerokość słupa rdzenia:

$$c = \frac{l_{st} - 2a (n + 1)}{4} \quad (\text{cm})$$

jak również jego grubość:

$$m_c \cdot \alpha = \frac{V_{st}}{C \cdot l_{st}} \quad (\text{cm})$$

gdzie α - współczynnik wypełnienia rdzenia stałą.

WYKAZ LITERATURY

1. Frost-Smith; The theory and design of magnetic amplifiers. London 1958. Chapman & Hall, 1958.
2. Attura G.: Magnetic amplifier engineering. New-York 1959. Mc Graw-Hill.
3. Rozenblatt M.A.: Wzmacniacze magnetyczne. Warszawa 1965. WNT.
4. Gabler M., Haškovec J., Tománek E.: Wzmacniacze magnetyczne. Warszawa 1959. PWT.
5. Transduktortechnik. Nach Veröffentlichungen in den AEG-Mitteilungen 1959, t. 49, z. 8/9, 10/11. Allgemeine Elektrizitäts-Gesellschaft, Berlin 1960.

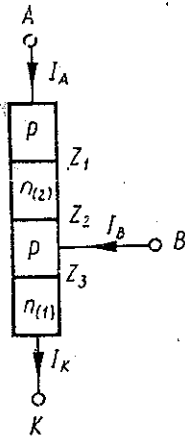
Jan Skowroński

PRZETWORNICE TYRYSTOROWE I ICH ZASTOSOWANIE
W SYSTEMACH ZASILANIA URZĄDZEŃ TELEKOMUNIKACYJNYCH

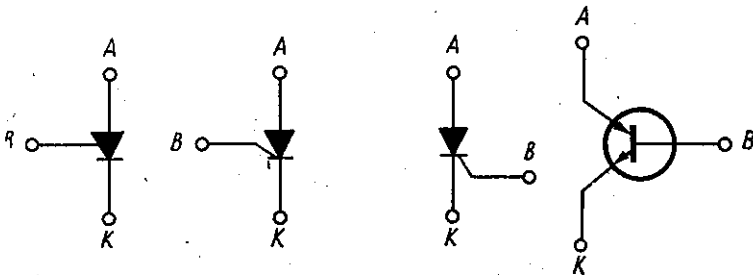
1. TYRYSTOR

Tyrystor, zwany zaworem sterowanym, jest krzemowym elementem o charakterystyce napięciowo-prądowej nieliniowej. Zbudowany jest z czterech domieszkowanych warstw krzemowych (rys. 1) o strukturze p-n-p-n. Dwie z tych warstw są silnie domieszkowane dodatnio i tworzą warstwy typu p. Z dwóch warstw pozostałych typu n domiesz-

kowanych ujemnie, jedna jest domieszkowana silnie ujemnie ($n_{(1)}$) druga jest domieszkowana słabo ujemnie ($n_{(2)}$). Na warstwie $n_{(2)}$ w czasie nieprzewodzenia występuje napięcie zaporowe w kierunku przewodzenia lub wstecznym. Tyrysttor posiada trzy elektrody: katodę, anodę i bazę, zwaną elektrodą sterującą lub bramką (rys. 1). Zadanie



Rys. 1. Układ strukturalny warstw w tyrysttorze
A - anoda, B - bramka, K - katoda, I_A - prąd zaworu /anodowy/, I_K - prąd katodowy, I_B - prąd bramki



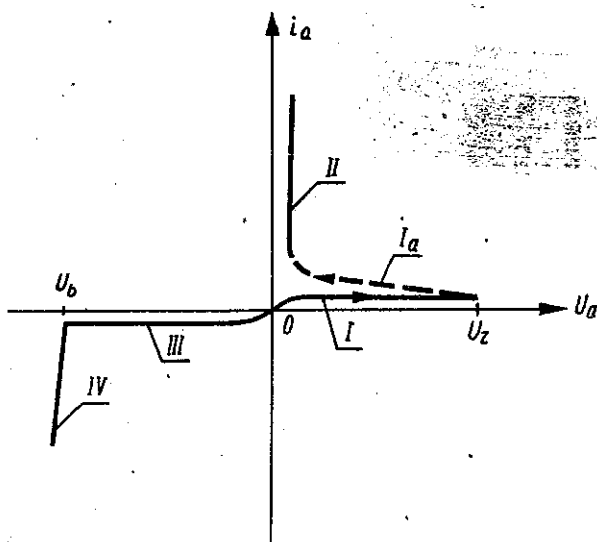
Rys. 2. Używane symbole graficzne tyrysttorów

bramki jest podobne do roli siatki w tyratronie. Elektroda sterująca (B) wyprowadzona jest niezależnie od katody. W procesie produkcji wytwarzane są złącza zaporowe, których tyrysttor posiada aż trzy Z_1 , Z_2 , Z_3 . Złącza te rozgraniczają warstwy o różnym typie przewodnictwa.

Rysunek 2. przedstawia symbole graficzne tyrystorów używane w literaturze światowej.

Oznaczenia literowe poszczególnych elektrod (na rys.2) przyjęto z języka polskiego: A - anoda- B - baza, bramka, K- katoda.

Działanie tyrystora można przeanalizować w oparciu o jego charakterystykę statyczną (rys. 3), przedstawiającą zależność między napięciem i prądem anodowym. Odcinek I tej charakterystyki odpowiada obszarowi zaporowemu w kierunku przewodzenia, podczas którego napięcie na anodzie jest dodatnie w stosunku do katody, a prąd ano-



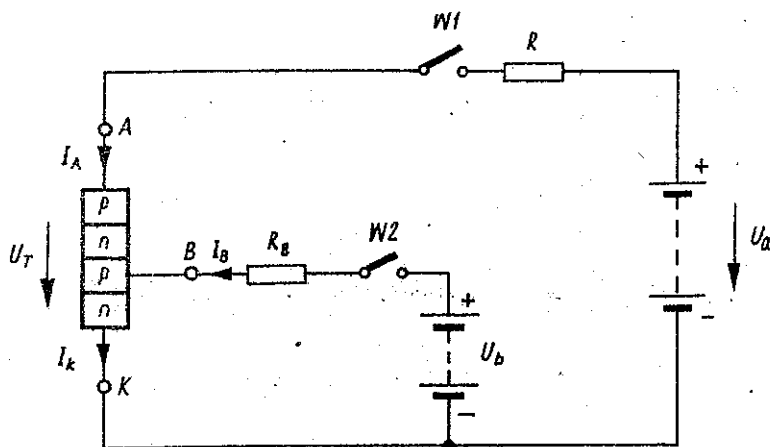
Rys. 3. Statyczna charakterystyka tyrystora

U_z - napięcie przeskoku /zapłonu/, U_b - napięcie przebicia, I - zaporowy odcinek charakterystyki w kierunku przewodzenia, I_a - przebieg charakterystyki bezpośrednio po zapłonie, II - odcinek przewodzenia, III - zaporowy odcinek charakterystyki w kierunku wstecznym, IV - odcinek przebicia /obszar lawinowego przepływu/

dowy jest mały. Prąd bramki jest w tym przypadku równy zeru. Jeżeli napięcie na tyrystorze osiągnie wartość napięcia zapłonu U_Z , wówczas następuje nagła zmiana charakterystyki na skutek przeskoku punktu pracy z odcinka zaporowego I na odcinek II, przedstawiając stan przewodzenia.

W stanie przewodzenia spadek napięcia na tyrystorze wynosi $1 + 1,5$ V przy gęstościach prądu rzędu setek amperów na cm^2 powierzchni kryształu. Gęstość prądu w obszarze zaporowym III jest rzędu mikro lub miliamperów na cm^2 . Przy napięciu U_B , zwanym napięciem przebicia, następuje załamanie charakterystyki między odcinkiem III i IV.

Zapłon tyrystora wywołać można przy zamkniętym obwodzie anodowym (rys. 4) przez przyłożenie na bramkę



Rys. 4. Schemat włączenia tyrystora

U_a - źródło napięcia stałego, I_A - prąd zaworu, I_B - prąd bramki, R - opór obciążenia, U_B - napięcie sterujące, I_K - prąd katodowy, U_T - napięcie na tyrystorze

napięcia dodatniego względem katody.

Ponieważ napięcie zaporowe w kierunku przewodzenia panuje na warstwie słabo domieszkowanej ($n_{(2)}$), więc w wyniku zapłonu zostaje ona nasycona nośnikami n oraz p , wskutek czego napięcie na tyrystorze spada do ok. $1+1,5 V$ i tyrystor w ten sposób przewodzi prąd. Kontrolowany zapłon tyrystora nie jest więc zagadnieniem trudnym. Tyrystor przewodzić może prąd również w układzie dwuelektrowym anoda-katoda, tj. bez udziału prądu bramki. Warunkiem przejścia tyrystora ze stanu zaporowego w stan przewodzenia jest przyłożenie odpowiednio wysokiego napięcia, przy którym wystąpi proces jonizacji lawinowej, zwiększający gęstość prądu. Jednakże ten sposób "zapalania" nie jest zalecany i nie można go powtarzać wielokrotnie, gdyż jest to szkodliwe dla tyrystora.

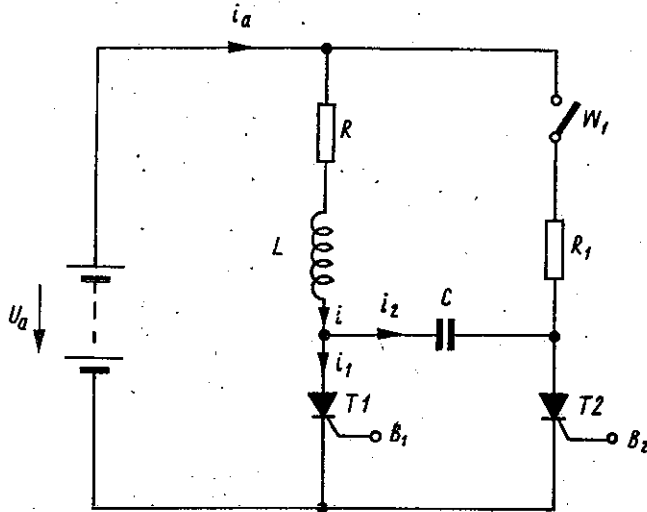
Nieco bardziej skomplikowanie przedstawia się zagadnienie wyłączenia tyrystora, które jest zjawiskiem polegającym na przerwaniu prądu anodowego w sposób naturalny lub wymuszony.

Naturalne wyłączenie tyrystora polega na tym, że prąd anodowy może być wyłączony tylko w tym momencie, gdy sam osiągnie wartość zerową, w wyniku przebiegów zachodzących w obwodzie anodowym. Wyłączenie naturalne występuje np. w układach prostowniczych z tyrystorami w chwili, gdy prąd przemienny prostowany osiąga wartość zerową.

Wyłączenie wymuszone polega na tym, że w sposób sztuczny zmusza się prąd anodowy do osiągnięcia wartości zerowej. Osiąga się to dzięki zastosowaniu kondensatora wyłączającego C w układzie połączeń, jak na rys. 5.

Wyłączanie takie stosuje się w układach prądu stałego.

Tyrystor T1 przewodzi prąd obciążenia $i = i_1$. Z chwilą wywołania zapłonu tyrystora T2, kondensator C uprzednio naładowany dodatnio będzie się rozładowywał w obwo-

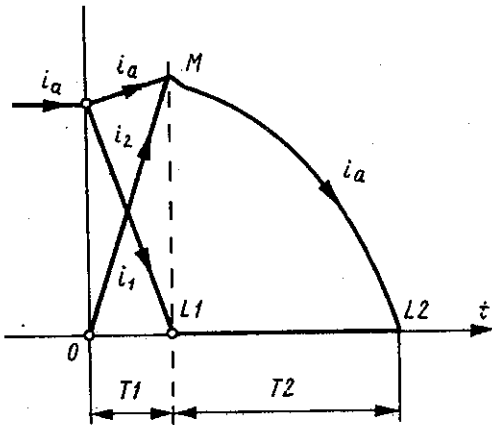


Rys. 5. Układ połączeń o wymuszonym wyłączeniu prądu

U_a - źródło napięcia stałego, i_a - prąd źródła, i - prąd obciążenia, i_1 - prąd płynący przez główny tyrystor T1, i_2 - prąd płynący przez tyrystor gaszący T2, R L - obciążenie, C - kondensator gaszący, R_1 - opornik ograniczający prąd ładowania kondensatora, W_1 - wyłącznik ładowania

dzie utworzonym przez tyryistory T1 i T2, aż do chwili, gdy i_1 osiągnie wartość zerową. Tyrystor T1 odzyskuje własności zaporowe i przestaje przewodzić prąd. Prąd płynie teraz przez kondensator C oraz tyrystor T2. Prąd i_a zostaje przerwany przez tyrystor T2 w chwili, gdy osiągnie wartość zerową, tj. w punkcie L2 (rys. 6).

Układ przedstawiony na rys. 5 nazywany jest wyłącznikiem elektronowym i stosowany bywa do wyłączania prądu



Rys. 6. Przebieg wyłączenia tyrystora

t - czas, 0 - początek wymuszonego gaszenia, L_1 - chwila gaszenia prądu i_1 , M - wartość maksymalna prądu źródła, L_2 - chwila gaszenia prądu kondensatora i_2 , T_1 - czas zanikania prądu i_1 , T_2 - czas zaniku prądu $i_2 = i_a$

stałego o natężeniach do tysiący amperów. Górna granica częstotliwości wyłączenia wynosi ok. 30 kHz. Podobna zasada pracy tyrystorów, jak przedstawiona na rys. 5, wykorzystana została w przetwornikach (falownikach).

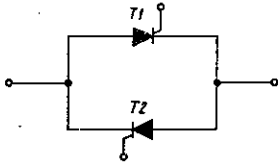
Czas, po którym można ponownie "zapalić" tyrystor, jest rzędu $20 + 25$ usek. Czas trwania "zapłonu" wynosi ok. 2 usek. W praktyce jednak stosuje się impulsy dłuższe - rzędu 20 usek. Czas zatkania tyrystora wynosi ok. 25 usek.

2. UKŁAD ANTYRÓWNOLEGŁY TYRYSTORÓW

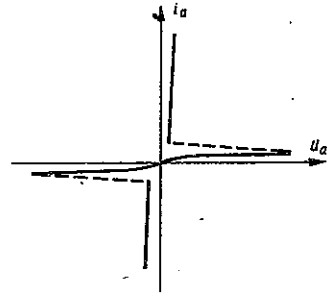
Dwa tyrystory połączone jak na rys. 7 tworzą układ antyrównoległy cechujący się symetryczną charakterystyką z dwoma napięciami zapłonowymi - rys. 8.

W antyrównoległym układzie połączeń można sterować oddzielnie każdą połówką fali napięcia przemiennego - rys. 9.

Układ antyrównoległy stosowany bywa do regulacji war-

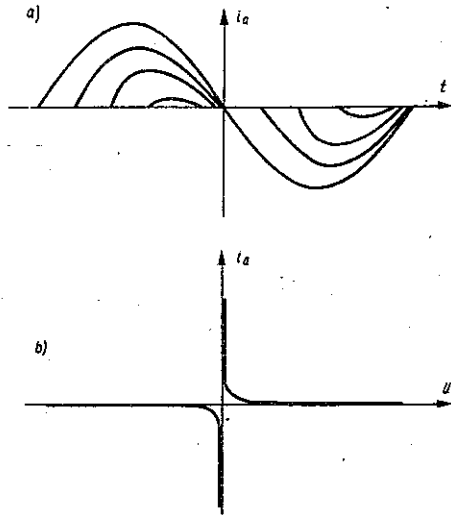


Rys. 7. Połączenie antyrównoległe dwóch tyrystorów T1 i T2



Rys. 8. Charakterystyka układu antyrównoległego tyrystorów

U_a - napięcie na tyrystorze,
 i_a - prąd tyrystora



Rys. 9. Sterowanie przebiegiem prądu zmiennego i_a przez zmianę kąta sterowania α za pomocą triaka /a/, i związane z nimi charakterystyki dynamiczne tyrystorów /b/

Obciążenie opornościowo-indukcyjne, U_a - napięcie na tyrystorze, i_a -
 - prąd tyrystora

tości skutecznej napięcia przemiennego w szeregu zastosowaniach, m.in. do regulacji napięcia przetwornic tyrystorowych.

Obecnie produkowane są w niektórych krajach zachodnich elementy półprzewodnikowe, posiadające cechy układu antyrównoległego. Elementy takie nazwano triakami.

3. PRZETWORNICE TYRYSTOROWE

3.1. Zalety i wady

Przetwornica tyrystorowa jest statycznym przetwornikiem prądu stałego na prąd przemienny jedno lub wielofazowy. Pod pojęciem przetwornicy rozumie się w niniejszym artykule kompletne urządzenie do przetwarzania prądu stałego na przemienny lub na stały. Falownikiem nazywano tę część przetwornicy, w której dokonuje się przemiana prądu stałego na przemienny prostokątny.

Przetwornice tyrystorowe w porównaniu do przetwornic maszynowych wykazują następujące zalety:

- brak zużycia, a więc nieograniczony czas pracy,
- wyższa sprawność przetwarzania,
- czas gotowości do pracy rzędu kilkunastu milisekund od chwili włączenia,
- brak potrzeby dokonywania remontów,
- mniejsze zużycie miedzi i stali,
- mniejszy ciężar i wymiary,
- cicha praca,
- niewrażliwość na wstrząsy,
- niewrażliwość na zanieczyszczenia powietrza,
- zbędność fundamentów.

Do wad zaliczyć można:

- wrażliwość na przepięcia,
- wrażliwość na przeciążenia i zwarcia.

Wady te usunąć można przez zastosowanie specjalnych zabezpieczeń.

Niektóre cechy przetwornic kształtują się jak podano niżej:

Współczynnik mocy obciążenia

Współczynnik mocy odbiorów przyłączanych do przetwornic tyrystorowych może wahać się od 0,7 do 1 tak dla obciążeń pojemnościowych, jak i dla indukcyjnych. Dopuszczalny zakres zmian obciążenia wynosić może od 0 do 100% mocy znamionowej.

Przeciążalność

Przetwornice tyrystorowe są wrażliwe na przeciążenia. Stąd zachodzi potrzeba stosowania odpowiednich zabezpieczeń. Szczytowa wartość prądów przeciążeniowych w stanach łączeniowych nie może zwykle przekraczać dwukrotnej wartości prądu znamionowego.

Nagłe zmiany obciążenia

W przypadkach nagłych zmian obciążeń napięcie wyjściowe przetwornic ulega dość znacznym zmianom.

I tak np. w przetwornicach o stabilizowanym napięciu zmiana obciążenia od biegu jałowego do 50% mocy znamionowej wywołać może obniżenie napięcia wyjściowego o ok. 50% w czasie rzędu 100 + 200 msek. Nagle zaś odciążenie przetwornicy, np. od pełnego obciążenia do biegu jałowego, może powodować wzrost napięcia wyjściowego do ok. 120% swej wartości znamionowej, w czasie rzędu 100 msek.

Sprawność

Sprawność przetwornic prądu przemiennego zależy oczywiście od tego, czy posiada ona napięcie stabilizowane i filtrowane. Spotykane sprawności zawierają się w przedziale 70 + 85%. I tak np. przetwornice produkcji Siemens'a posiadają następujące sprawności:

Przetwornice o napięciu	Kształt napięcia	Sprawność %
niestabilizowanym	prostokątne	85
niestabilizowanym	sinusoidalne	80
stabilizowanym	prostokątne	80
stabilizowanym	sinusoidalne	75

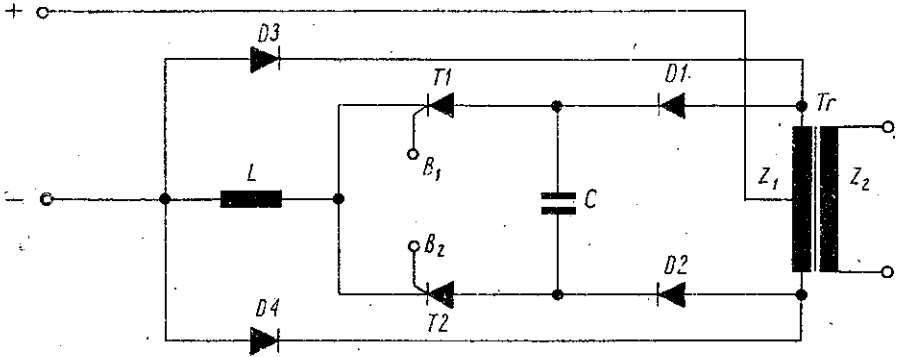
Stabilność napięcia i częstotliwości

Przetwornice o napięciu stabilizowanym osiągają dokładność stabilizacji napięcia i częstotliwości nawet poniżej 1%.

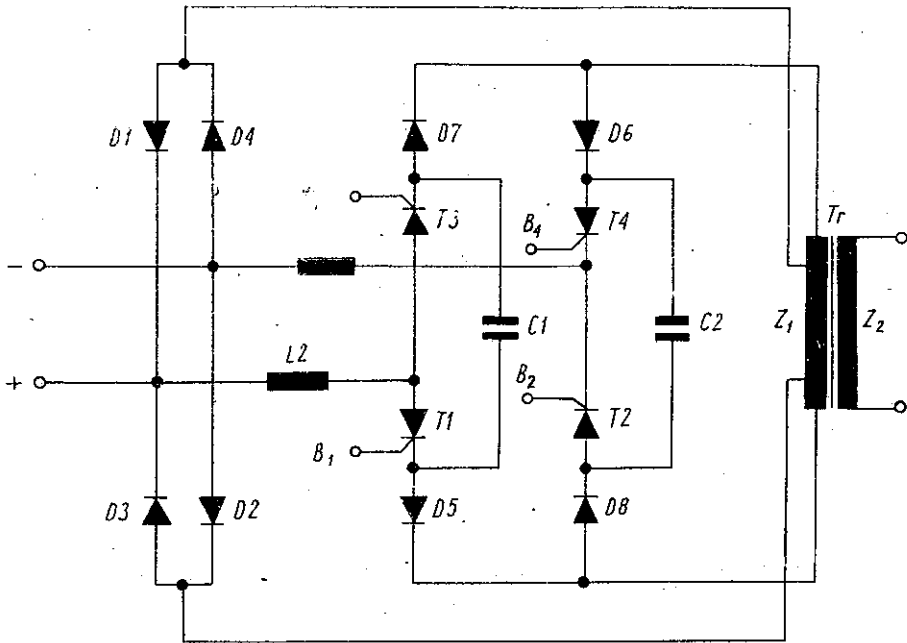
Przewaga zalet przetwornic tyrystorowych nad maszynowymi zadecydowała o szerokim zainteresowaniu się tymi urządzeniami. W wielu krajach prowadzone są badania naukowe i opracowywane są coraz to nowe przetwornice o coraz to większej mocy i wysokich parametrach ekonomiczno-technicznych.

W niektórych krajach, np. w USA, Anglii i NRF, przetwornice tyrystorowe są już produkowane od kilku lat.

Z szeregu opracowanych już układów podstawowych prze-



Rys. 10. Przetwornica tyrystorowa z transformatorem o wyprowadzonym środku i o równoległej pojemności gaszącej



Rys. 11. Przetwornica tyrystorowa o mostkowym układzie połączeń

twornic tyrystorowych do najczęściej stosowanych należą:

- układ z transformatorem o wyprowadzonym środku i o równoległej pojemności gaszącej (rys. 10).
- układ mostkowy (rys. 11).

3.2. Przetwornica z transformatorem o wyprowadzonym środku

Schemat ideowy tego układu przedstawiono na rys. 8. Tyrystory T1 i T2 są na przemian "zapalone" i "gaszone". "Zapalanie" odbywa się przez podawanie kolejno na bramki B_1 i B_2 impulsów dodatnich. Impulsy te otrzymywane są z tranzystorowego generatora impulsów, zwanego impulsatorem, nie przedstawionego na rys. 8. Gaszenie tyristorów odbywa się przy pomocy rozładowywania się kondensatora C. Tyrystory T1 i T2 przewodzą kolejno prąd stały do połówek uzwojenia pierwotnego Z_1 transformatora Tr. W ten sposób w uzwojeniu pierwotnym, a ściślej w obu jego połówkach, płynie na przemian jednokierunkowy prąd stały, który indukuje w uzwojeniu wtórnym Z_2 napięcie przemienne o przebiegu prostokątnym. Częstotliwość tego napięcia zależy wyłącznie od częstotliwości generatora sterującego i jest ona niezależna od zmian obciążenia.

Na naładowanym kondensatorze C panuje napięcie o podwójnej wartości napięcia wejściowego stałego. Kondensator C rozładowuje się na skutek "zapalenia" poprzednio nie przewodzącego tyristora. W pewnym okresie czasu przełączania prądu z jednego tyristora na drugi, oba tyristory przewodzą prąd jednocześnie i przez obie połówki uzwojenia pierwotnego Z_1 transformatora Tr płyną prądy w przeciwnych kierunkach. Powoduje to powstawanie stanu zwarcia dla źródła prądu stałego.

W celu ograniczenia prądu zwarciovego do wartości dopuszczalnej stosuje się dławik L. Zawory D1 i D2 unie-

możliwiają rozładowywanie się kondensatora C przez uzwojenie pierwotne transformatora. Zawory D3 i D4 stosowane są w tym przypadku, jeśli przetwornica przewidziana jest do zasilania odbiorów o charakterze pojemnościowym lub indukcyjnym. Umożliwiają one przepływ do źródła prądu stałego składowych urojonych prądu przemiennego.

3.3. Przetwornica o układzie mostkowym

Przetwornica o tym układzie połączeń (rys. 9) posiada cztery tyrystory T1 do T4. Tyrystory te przewodzą prąd parami kolejno T1, T4 i T2, T3. Biegunowość w uzwojeniu pierwotnym transformatora Tr zmienia się w zależności od tego, która para tyrystorów przewodzi prąd.

Napięcie indukowane na stronę wtórną transformatora ma przebieg prostokątny. Kondensatory C1 i C2 umożliwiają gaszenie tyrystorów uprzednio "zapalonych". W tym układzie połączeń kondensatory ładują się do wartości napięcia wejściowego. Dławiki L1 i L2 ograniczają prąd zwarciovyy pobierany ze źródła, w momentach kiedy prąd przewodzenia przełączany jest z jednej pary tyrystorów na drugą. W tym czasie bowiem, podobnie jak w układzie opisanym wyżej, występuje moment, kiedy wszystkie cztery tyrystory przewodzą.

Diody D1 + D4, połączone podobnie jak tyrystory w układzie mostkowym, umożliwiają przepływ prądów składowych urojonych do baterii w przypadku obciążenia pojemnościowego lub indukcyjnego.

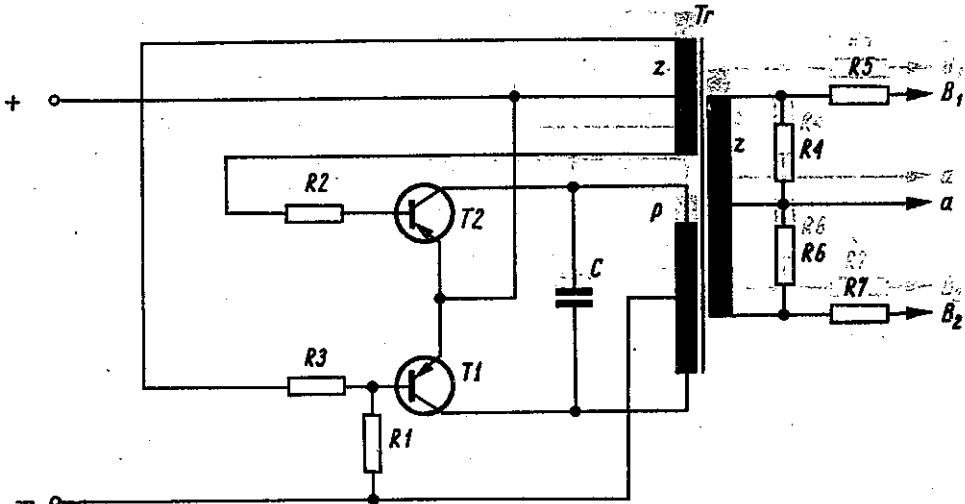
Diody D5 + D8 zabezpieczają kondensatory C1 i C2 przed

rozdławianiem się przez uzwojenie pierwotne transformatora Tr. Impulsator podający impulsy zapalające nie jest na rys. 9 przedstawiony.

3.4. Impulsator

Impulsator, zwany też generatorem sterującym, wytwarza impulsy, np. prostokątne, o częstotliwości wymaganej na wyjściu przetwornicy. W przetwornicach o wyjściu stałoprądowym stosuje się częstotliwości wyższe rzędu kilkuset do kilku tysięcy Hz, co pozwala zmniejszyć gabaryty transformatora oraz filtrów. W impulsatorach stosuje się zwykle układ oscylacyjny o stałej częstotliwości. Przykład prostszego układu impulsatora przedstawia rys. 12. Układ ten stanowi samowzbudną przetwornicę tranzystorową napięcia stałego na przemienne prostokątne.

Istotną jest odpowiednia moc impulsów sterujących.



Rys. 12. Przykład impulsatora do przetwornicy tyrystorowej

Średnia moc sterująca podawana na bramkę wynosi ok. 0,5 W. Moc chwilowa nie może przekraczać 5 W. Zwykle napięcie sterujące wynosi ok. 3 V, zaś prąd sterujący jest rzędu 100 mA. W żadnym przypadku napięcie to nie może przekroczyć 10 V, a prąd wartości 2 A. Podkreślić tu wypada, że czoło impulsu sterującego musi być strome. Czas trwania impulsu jest w sposób istotny związany z wartością prądu. Dla przykładu: dla czasu impulsu 20 μ sek potrzebny prąd sterujący dla pewnego tyrystora wynosi 100 mA, zaś dla impulsów 1 μ sek prąd ten wynosić musi 700 mA.

3.5. Filtry stosowane w przetwornicach

Przetwornice tyrystorowe przeznaczone do zasilania urządzeń wrażliwych na zniekształcenia fali napięcia, a do takich odbiorów zalicza się urządzenia telekomunikacyjne, wyposażone muszą być w filtry kształtujące falę napięcia prostokątnego otrzymywanego po wtórnej stronie transformatora na falę sinusoidalną. Szereg odbiorników nie wymaga zasilania napięciem sinusoidalnym. Do odbiorników takich zalicza się np. lampy jarzeniowe i silniki prądu przemiennego.

Zagadnienie filtracji napięcia jest w przetwornicach tyrystorowych b. ważne z punktu widzenia ekonomicznego. Dla zobrazowania podać można, że filtr zwiększa ciężar przetwornicy od ok. 30 do 45%. I tak np. przetwornica produkcji NRF o mocy 10 kVA i o napięciu stabilizowanym, wyposażona w filtr obniżający zawartość harmonicznych do 5%, waży 660 kg, przy czym ta sama przetwornica bez

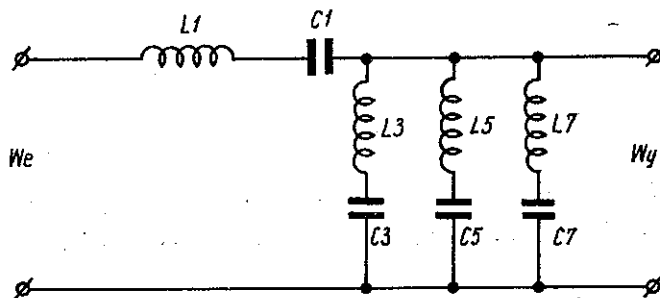
filtru waży 375 kg. Objętość tej samej przetwornicy z filtrem jest większa o ok. 30% od przetwornicy bez filtru.

Z rozkładu funkcji o przebiegu prostokątnym w szereg Fouriera obliczyć można wartości skuteczne napięć poszczególnych harmonicznych.

Skuteczna wartość napięcia pierwszej harmonicznej równa się $U_1 = 0,895 U_0$, gdzie U_0 jest wartością napięcia źródła zasilania.

Skuteczne wartości wyższych harmonicznych są następujące: $U_3 = 0,33 U_1$; $U_5 = 0,2 U_1$; $U_7 = 0,14 U_1$; $U_9 = 0,11 U_1$.

Wobec tych dość znacznych wartości napięć harmonicznych istotne jest pytanie jaką tzw. moc typową powinny posiadać elementy filtru w stosunku do mocy odbioru. Jeżeli np. w przetwornicy zastosowany jest filtr taki jak przedstawiony na rys. 13, to obwody LC nastrojone są do



Rys. 13. Przykład filtru stosowanego w przetwornicach tyrystorowych o fali napięcia prostokątnej

rezonansu na częstotliwości poszczególnych harmonicznych.

Zakładając, że moc dławika równa się mocy kondensa-

torą w poszczególnych obwodach takiego filtru z obliczeń, których z braku miejsca nie przytacza się, uzyskuje się niżej podane tzw. moce typowe elementów filtru w stosunku do mocy odbieranej PZ:

moc dławika L1:

$$P_{L1} = 0,279 P2;$$

moc obwodu L1 C1:

$$P_{L1 C1} = 0,558 P2;$$

moc dławika L3:

$$P_{L3} = 0,055 P2;$$

moc obwodu L3 C3:

$$P_{L3 C3} = 0,11 P2;$$

moc dławika L5:

$$P_{L5} = 0,012 P2;$$

moc obwodu L5 C5:

$$P_{L5 C5} = 0,024 P2.$$

Podane wyżej wzory są przybliżone. Dokładne obliczenia mocy typowej filtru są złożone. Z wzorów tych wynika, że największa część mocy wyższych harmonicznych przypada

na trzecią harmoniczną, gdyż już moc filtru piątej harmonicznej jest ok. 4,6 razy mniejsza od mocy filtru trzeciej harmonicznej. Ponieważ moce wyższych harmonicznych nie są odbierane na wyjściu przetwornicy, przeto filtr taki wyraźnie obniża sprawność przetwornicy. W dążeniu do uzyskania tańszych i mniejszych filtrów, a także w celu podniesienia sprawności opracowano przetwornice tyrystorowe, w których napięcie wyjściowe (przed filtrem) ma kształt schodkowy, dzięki czemu w napięciu takim brak jest harmonicznych np. trzeciej, piątej, siódmej i dalszych. W takiej przetwornicy filtr dla poprawy kształtu krzywej jest tani i niewielki, gdyż ma on za zadanie odfiltrowanie harmonicznych wyższych rzędów, których moc jest już niewielka.

3.6. Stabilizacja napięcia przetwornic tyrystorowych

Metody stabilizacji napięcia

Rozróżnia się trzy metody stabilizacji:

1. Stabilizacja napięcia wyjściowego poprzez regulację napięcia stałego zasilającego falownik.
2. Regulacja napięcia wyjściowego wewnątrz falownika.
3. Stabilizacja napięcia na wyjściu przetwornicy.

Istnieje wiele sposobów regulacji napięcia wejściowego i wyjściowego. Opierają się one na zastosowaniu:

- wzmacniaczy magnetycznych,
- regulatorów indukcyjnych,

- prostowników o regulacji fazowej,
- regulatorów tranzystorowych szeregowych i równoległych,
- stabilizatorów magnetycznych np. ferorezonansowych,
- diod sterowanych.

Jednym z najkorzystniejszych sposobów stabilizacji napięcia jest regulacja impulsowa napięcia wewnątrz falownika. Przy pomocy tej metody można uzyskać regulację napięcia bez potrzeby znacznego powiększania liczby kosztownych podzespołów przetwornicy. Metoda ta pozwala też na wyeliminowanie harmonicznych wyższych rzędów.

Jedną z metod tego rodzaju regulacji napięcia polega na zastosowaniu kilku falowników i sumowaniu ich napięć wyjściowych. Regulacja napięcia wyjściowego w tej metodzie odbywa się przez zmianę kąta fazowego poszczególnych falowników. Tego rodzaju regulacja napięcia jest korzystna przy większych mocach przetwarzanych:

Regulacja napięcia wejściowego

W przypadku regulacji napięcia wejściowego, jeżeli przetwornica zasilana jest z sieci prądu przemiennego poprzez prostownik, stosuje się:

- regulatory indukcyjne,
- dławiki nasycane,
- wzmacniacze magnetyczne,
- prostowniki o regulacji fazowej.

Jeżeli przetwornica ma być zasilana prądem stałym otrzymywanym przez prostowanie lub otrzymywanym z baterii

akumulatorów, stosuje się regulatory na wejściu:

- tranzystorowe
- tyrystorowe.

Najlepszą metodą jest tu stosowanie regulatora tyrystorowego pracującego impulsowo. Regulatory takie są sprawne pod względem energetycznym i działają szybko.

Do zalet metody regulacji napięcia wejściowego stalego zalicza się:

- nieznaczne zmiany zniekształceń w napięciu wyjściowym powodowane procesem regulacji,
- możliwość uzyskania małych uchybów napięcia wyjściowego w funkcji zmian, w szerokich granicach, napięcia wejściowego.

Wadą tej metody jest to, że napięcie komutowane przez falownik jest proporcjonalne do napięcia prądu stałego na wejściu. Powoduje to zmniejszanie wykorzystania prądowego diod sterowanych zastosowanych w falowniku ze zmniejszeniem się napięcia. W związku z tym ten rodzaj regulacji napięcia nie jest zalecany, jeżeli wymagane są duże zmiany poziomu napięcia wyjściowego, a także wówczas, gdy występują duże obciążenia prądowe przy niższych napięciach.

Drugą wadą jest tu to, że moc pobierana ze źródła prądu stałego jest dwukrotnie przetwarzana. Raz w regulatorze na ciąg impulsów o zmiennej szerokości i drugi raz w falowniku. Wymaga to większej liczby podzespołów. Poza tym, w przypadku stosowania filtra na wejściu przetwornicy mogą występować opóźnienia w procesie regulacji.

Stabilizacja napięcia wyjściowego

Metoda ta oparta jest na zastosowaniu:

- układu antyrównoległego lub triaka,
- wzmacniaczy magnetycznych,
- stabilizatorów ferrorrezonansowych.

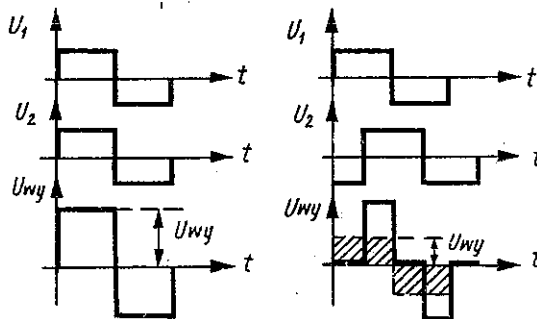
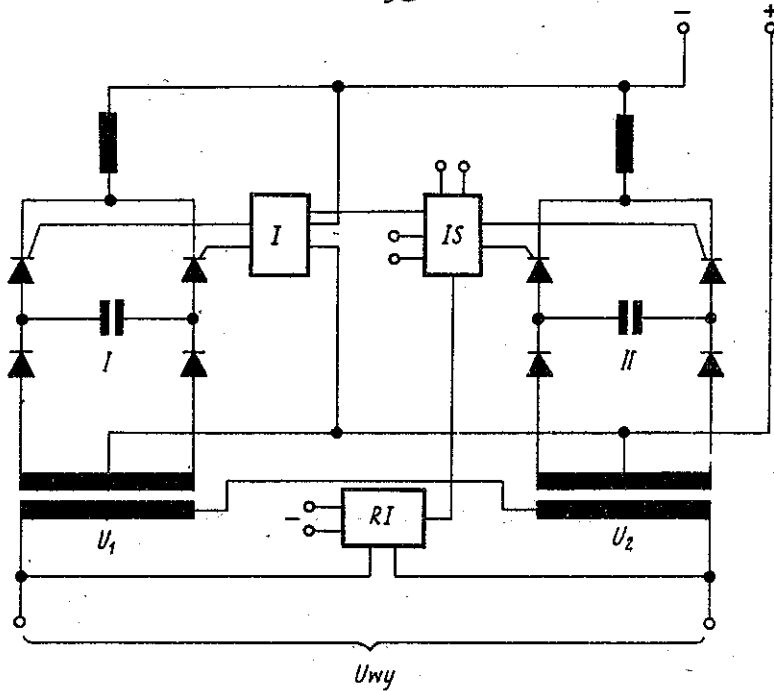
Dwie ostatnie metody jako klasyczne i znane nie będą tu omawiane.

Wspomnieć tu trzeba by o metodzie regulacji z zastosowaniem triaków.

Układ antyrównoległy włączony na wyjściu z falownika reguluje napięcie wyjściowe. Napięcie wyjściowe przetwornicy jest porównywane z napięciem odniesienia. Zaobserwowana różnica zostaje wzmocniona i przekazana do impulsatora sterującego układem. Impulsator wytwarza impulsy zapalające tyrystory. Odpowiednio do wartości napięcia przekazywanego do impulsatora, impulsy przez niego wydawane do obu tyrystorów układu antyrównoległego są przesuwane względem fazy. Powoduje to wcześniejsze lub późniejsze "zapalenie" tyrystorów w obrębie jednego półokresu napięcia przemiennego (rys. 9). W ten sposób zmieniać można wartość skuteczną napięcia wyjściowego przetwornicy.

Regulacja napięcia wewnątrz falownika

Ten sposób regulacji stosowany jest przy większych mocach przetwornic. Polega on na zmianie szerokości impulsu napięcia wyjściowego poprzez zmianę kąta komutacji. Napięcie wyjściowe takiego układu zależne jest od



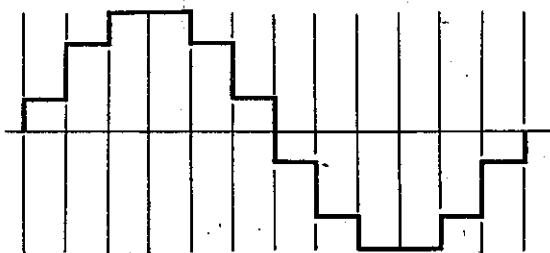
Rys.14. Przykład przetw. o nap.regul.wewn.falownika
 IS - impulsator sterowany, I - impulsator, RI - regula-
 tor impulsatora

zmiany tego kąta. Sposób regulacji przedstawiony jest na rys. 14.

Przetwornica składa się z dwóch falowników I i II. Falownik I wytwarza napięcie prostokątne o częstotliwości stałej i o stałym kącie zapłonu tyrystorów. Falownik

II jest sterowany impulsami, których położenie fazowe można zmieniać w stosunku do położenia fazowego impulsów falownika I. W ten sposób falownik II wytwarza napięcie prostokątne, przesunięte w fazie względem napięcia falownika I, lecz o tej samej częstotliwości co falownik I. Napięcie wyjściowe układu U_{wy} jest sumą napięć U_1 i U_2 obu falowników. Przy maksymalnej wartości napięcia wyjściowego impulsy tego napięcia są całkowicie wypełnione tworząc przebieg prostokątny. Zawartość harmonicznych jest w takim przebiegu znaczna (rozdz. 3.5). Przy zmniejszaniu napięcia wyjściowego, poprzez zmniejszenie szerokości impulsu, wzrasta zawartość harmonicznych w napięciu wyjściowym. Jest to wadą tego układu regulacji napięcia przetwornicy.

Przez stosowanie układów falowników wielofazowych można wyeliminować niektóre harmoniczne z napięcia wyjściowego. Obraz napięcia wyjściowego takiej przetwornicy (przed filtrem) przedstawia rys. 15.

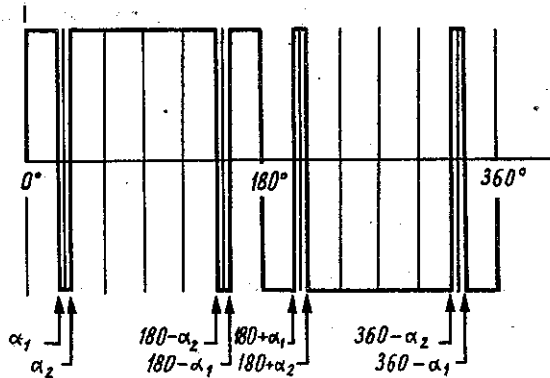


Rys. 15. Napięcie wyjściowe falownika dwunastofazowego

Istnieją również inne metody eliminowania harmonicznych. Jeden z takich sposobów polega na wielokrotnej komutacji prądu w czasie każdego półokresu. Przebieg na-

pięcia otrzymywanego z takiego układu przedstawia rys.16.

Stosując np. poczwórną komutację można wyeliminować 3 i 5 harmoniczną, dobierając odpowiednie kąty komutacji. Kąty te można obliczać na podstawie rozkładu Fouriera, dla przebiegu z rys. 16. Z analizy takiej wynika,



Rys. 16. Napięcie wyjściowe falownika o poczwórnej komutacji prądu

że 3 i 5 harmoniczna będą zerowe, jeżeli kąt $\alpha_1 = 23.62^\circ$ oraz $\alpha_2 = 33.30^\circ$.

Połączenie metody eliminacji harmonicznych wyżej opisanej z metodą stabilizacji napięcia wyjściowego, poprzez zmianę położenia fazowego impulsów jednego falownika względem drugiego (rys. 14), umożliwia ekonomiczne rozwiązanie przetwornic tyrystorowych większych mocy przy użyciu stosunkowo niewielkiej liczby tyrystorów i nieskomplikowanych filtrów.

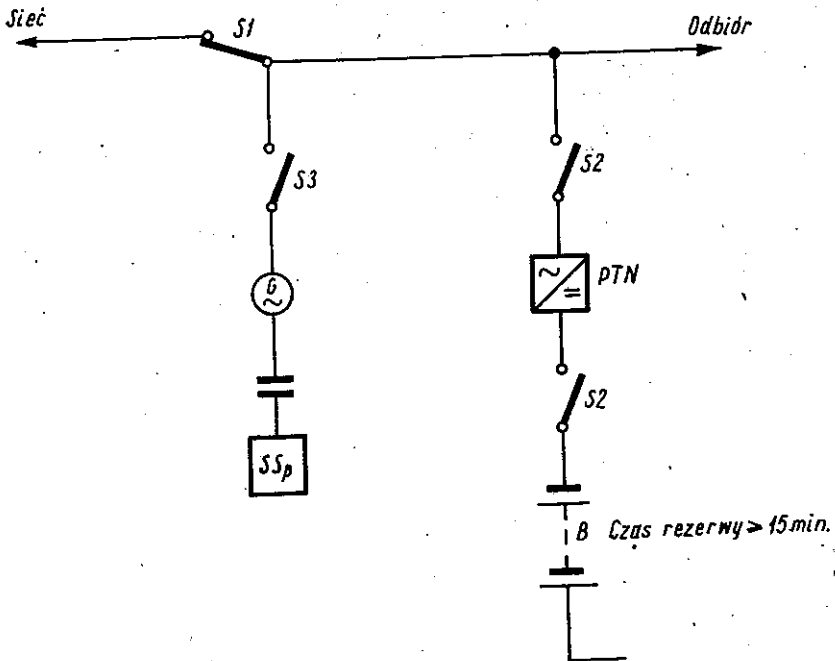
Z niepełnego przeglądu metod stabilizacji napięcia wynika, że zagadnienie to jest bardzo ważne z punktu widzenia ekonomiki. Dokonanie wyboru metody stabilizacji zależy bowiem od stosunku cen diod sterowanych do

innych elementów wchodzących w skład przetwornicy, od wielkości przewidywanej wielkości produkcji przetwornic no i wreszcie od umiejętności i możliwości technicznych konstruktorów opracowujących przetwornice.

4. SYSTEMY ZASILANIA URZĄDZEŃ TELEKOMUNIKACYJNYCH ZA POMOCĄ PRZETWORNIC TYRYSTOROWYCH

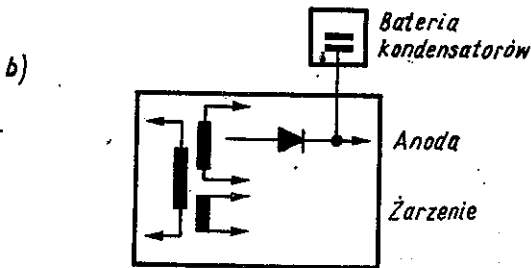
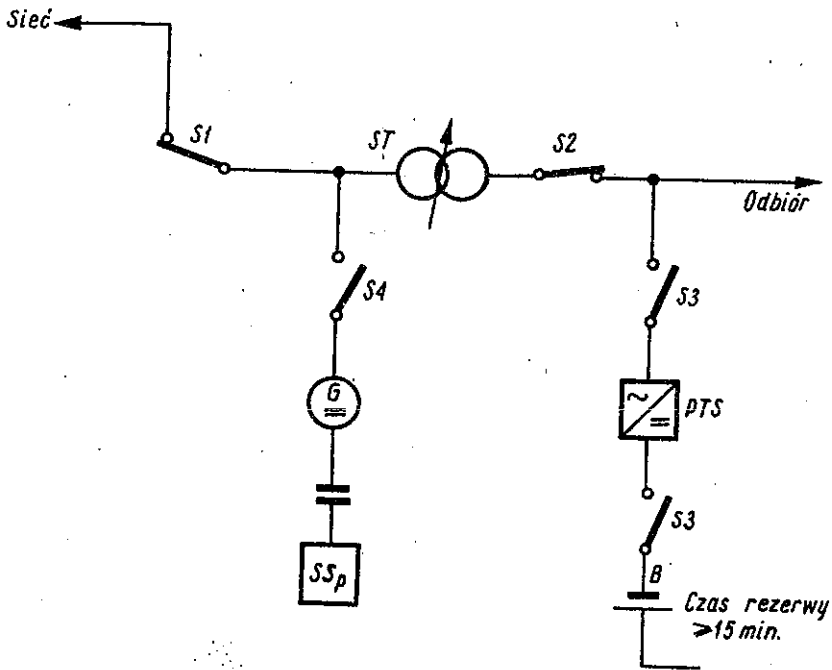
4.1. Systemy zasilania rezerwowego

Odbiory o mniejszym znaczeniu, dopuszczające przerwę w zasilaniu rzędu 100 msek, niewymagające zasilania napięciem stabilizowanym, zasilać można w systemie przedstawionym na rys. 17. Odbiory są tu normalnie zasilane



Rys. 17. System zasilania rezerwowego napięciem niestabilizowanym z przerwą rzędu 100 msek

z sieci elektroenergetycznej. Z chwilą zaniku napięcia w tej sieci wyłącznik S1 otwiera się, a następnie zamykają się styki wyłącznika S2. Odbiory zostaną wówczas zasilane z przetwornicy tyrystorowej niestabilizowanej PTN. Na schemacie nie przedstawiono m.in. prostownika do ładowania i konserwowania baterii.



Rys. 18. System zasilania rezerwowego napięciem stabilizowanym z przerwą rzędu 100 msek

Odbiory dopuszczające przerwę w zasilaniu rzędu 100 msek, lecz wymagające napięcia stabilizowanego zasilac można systemem przedstawionym na rys. 18a. W tym układzie połączeń zanik sieci powoduje odłączenie zestawków S1 i S2, a następnie zamknięcie S3. Powrót napięcia w sieci powodować musi najpierw odłączenie S3, a następnie załączenia S1 i S2. Włączenie S4 musi powodować otwarcie S3 i zamknięcie S2. Przetwornica PTS posiada napięcie stabilizowane. W niektórych przypadkach może okazać się celowe zastosowanie w układzie jak na rys. 18b stabilizatora na wyjściu (przy odbiorze), co pozwoli na zastosowanie przetwornicy tyrystorowej o napięciu niestabilizowanym, a więc tańszej.

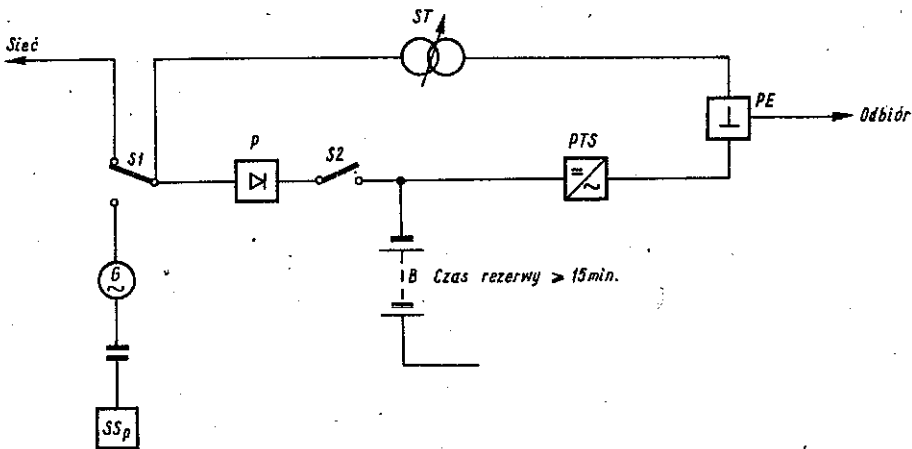
Czas przerwy można by w niektórych przypadkach wyraźnie zmniejszyć lub może w ogóle zlikwidować, przez przyłączenie do obwodów anodowych baterii kondensatorów.

Wydaje się, że przy odpowiednim zaprojektowaniu szczegółowym systemów przedstawionych na rys. 17 i 18, odnośnie wyposażenia przekaźnikowego, można byłoby uzyskać czas przerwy poniżej 100 msek.

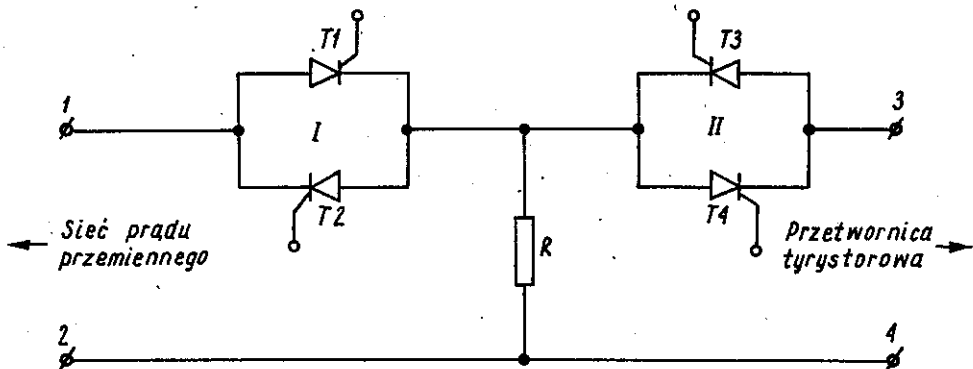
Urządzenia telekomunikacyjne dopuszczające przerwy w zasilaniu o czasie wyraźnie krótszym od 100 msek zasilac można w systemie przedstawionym na rys. 19. W systemie tym obiekt zasilany jest normalnie z sieci poprzez stabilizator napięcia ST i przełącznik elektronowy (półprzewodnikowy) PE. Z chwilą zaniku napięcia przełącznik ten zamyka drogę sieć-odbiór, a otwiera obwód przetwornica tyrystorowa-odbiór. Czas działania PE łącznie z czasem przejęcia obciążenia szacuje się na ok. 40 msek.

Prostownik P służy do ładowania baterii. Przełącznik PE rozwiązany może być przy użyciu tyrystorów.

Opisane wyżej systemy zasilania należą do wysoko sprawnych pod względem energetycznym, gdyż normalnie urządzenia zasilane są z sieci, a przetwornice tyrystorowe, jako źródła rezerwowe, włączane są na okres braku napięcia w sieci. Wadą jest tu przerwa w zasilaniu ograniczająca zakres zastosowania tych systemów.



Rys. 19. System zasilania rezerwowego z przerwą rzędu 40 msek



Rys. 20. Ideowe rozwiązanie przełącznika tyrystorowego z rys. 19

Ideę działania przełącznika przedstawić można na poglądowym rys. 20. Układ taki mógłby się np. składać z dwóch triaków I i II. Przy zasilaniu odbioru R z sieci prądem przemiennym, prąd ten będzie przepływał na przemian przez tyrystory T1 i T2, które znajdują się w stanie przewodzenia. Tyrystory T3 i T4 znajdują się w tym czasie w stanie zaporowym, odcinając przepływ prądu z sieci do przetwornicy.

Z chwilą zaniku napięcia w sieci tyrystory T1 i T2 przechodzą w stan zaporowy dla kierunku przewodzenia, zaś tyrystory T3 i T4 przechodzą w stan przewodzenia. W ten sposób odbiór R zasilany teraz będzie przez przetwornicę. Na rys. 19 przetwornica PTS podłączona jest na stałe do baterii jako tzw. "ciepła rezerwa" w stanie biegu jałowego. Istnieje jednakże możliwość odcięcia jej od baterii za pomocą tyrystora (na rys. 20 nie pokazanego), który przechodzić będzie w stan przewodzenia jednocześnie z tyrystorami T3 i T4.

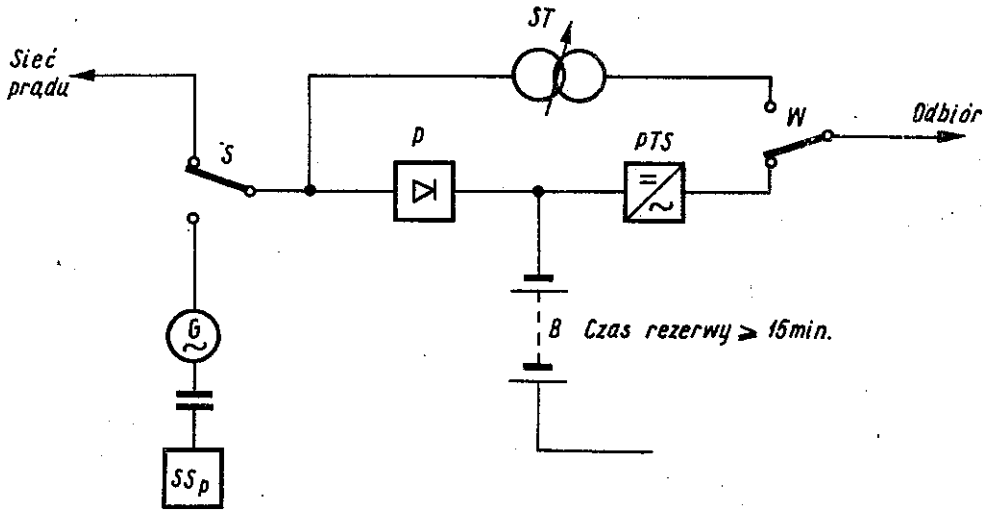
4.2. Systemy zasilania bezprzerwowego

Systemy te podzielić można na dwie grupy:

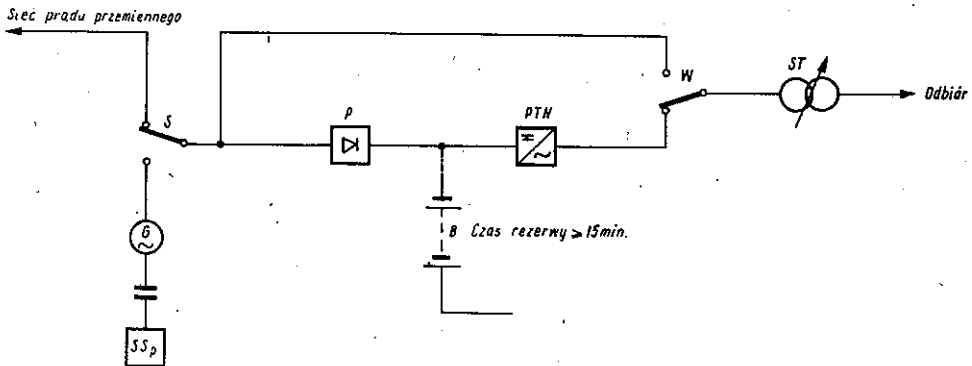
- systemy bez urządzeń rezerwowych,
- systemy o podwójnej rezerwie.

Do grupy pierwszej zaliczyć można propozycje rozwiązań systemów przedstawione na rys. 21 i 22.

W systemie przedstawionym na rys. 21 odbiory są w zasadzie zawsze zasilane poprzez prostownik P z przetwornicy tyrystorowej stabilizowanej PTS.



Rys. 21. System bezprzerwowego zasilania napięciem stabilizowanym bez urządzeń rezerwowych z przetwornicą tyrystorową stabilizowaną
 W - przełącznik elektroniczny lub elektromechaniczny



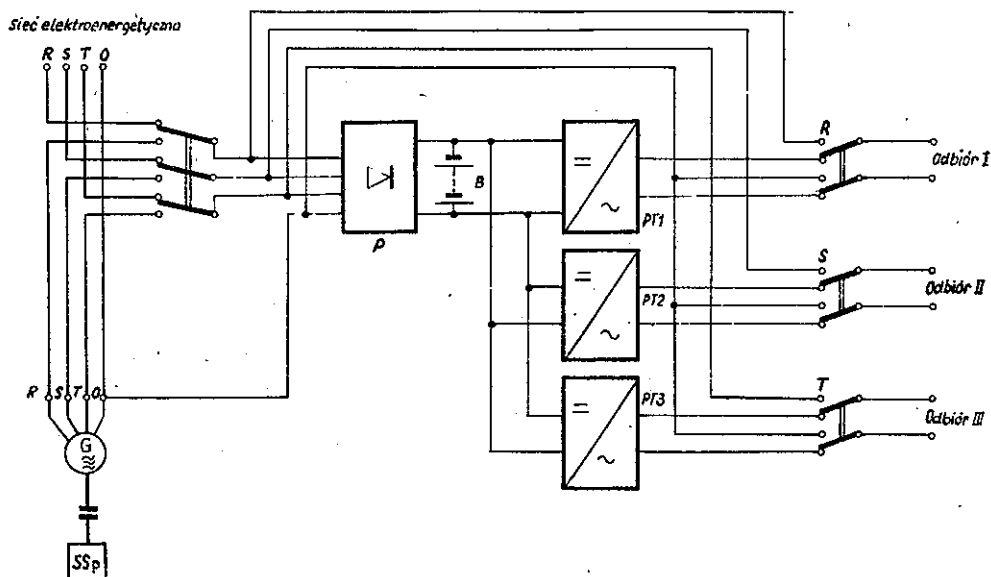
Rys. 22. System bezprzerwowego zasilania napięciem stabilizowanym bez urządzeń rezerwowych z przetwornicą tyrystorową
 W - przełącznik elektroniczny lub elektromechaniczny

W przypadku uszkodzenia się przetwornicy tyrystorowej odbiory zostają automatycznie przełączone na zasilanie z sieci prądu przemiennego. Przełączenie takie spowoduje oczywiście przerwę w zasilaniu rzędu 30 do 100msek, w zależności od rodzaju zastosowanego przełącznika. Prawdopodobieństwo przerw z powodu uszkodzeń przetwornic tyrystorowych jest jednak niewielkie.

Należy wziąć pod uwagę to, że przetwornice tyrystorowe nie wymagają wyłączenia ich z pracy w celach konserwacyjnych oraz to, że są to urządzenia o dużej trwałości i pewności działania. Biorąc dalej pod uwagę wysoki koszt przetwornicy tyrystorowej należałoby dążyć do unikania instalowania przetwornic rezerwowych. Sądzić należy, że w wielu obiektach rozwiązanie takie będzie celowe i ekonomicznie uzasadnione. Dla bliższego wyjaśnienia dodać można, że w przypadku przełączenia się odbiorów na sieć można uruchamiać zespół spalinowo-elektryczny SSP-G, który zwiększy pewność zasilania w czasie ewentualnej naprawy przetwornicy.

Propozycja systemu przedstawionego na rys. 22 różni się od systemu z rys. 21 tym, że zastosowano tu przetwornicę tyrystorową o napięciu niestabilizowanym oraz tym, że stabilizator ST stabilizuje napięcie otrzymywane z przetwornicy lub z sieci.

Na rysunku 23 przedstawiono propozycję bezprzerwowego zasilania większej grupy urządzeń telekomunikacyjnych za pomocą przetwornic tyrystorowych PT_1 + PT_3 z możliwością przełączania odbiorów na zasilanie z sieci trójfazowej.

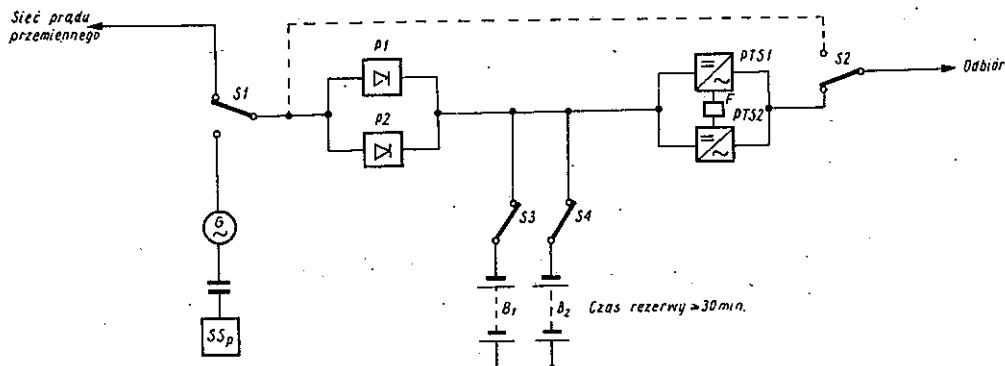


Rys. 23. Przykład bezprzerwowego zasilania odbiorów jednofazowych bez urządzeń rezerwowych z przełączaniem odbiorów na zasilanie z sieci trójfazowej

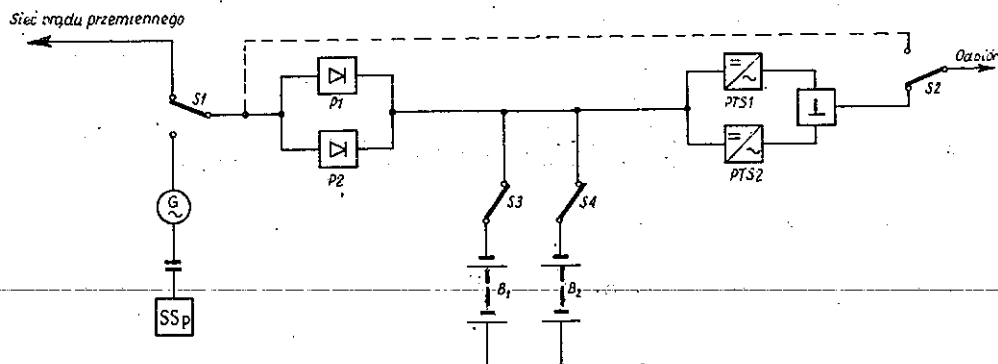
Do grupy systemów bezprzerwowego zasilania o tzw. podwójnej rezerwie zaliczyć można systemy przedstawione na rys. 24 i 25.

Systemy te proponuje się dla obiektów bardzo ważnych, których znaczenie uzasadnić może poniesienie wysokich kosztów inwestycyjnych na wyposażenie siłowni.

W systemie przedstawionym na rys. 24 odbiory są normalnie zawsze zasilane z przetwornic tyrystorowych stabilizowanych PTS_1 i PTS_2 , pracujących równolegle. Każda z przetwornic obciążona jest tylko połową swojej mocy znamionowej. W przypadku uszkodzenia się jednej z nich zostaje ona automatycznie odłączona z pracy równoległej, a druga przetwornica przejmuje obciążenie przetwornicy odłączonej. W takiej sytuacji przetwornica pracująca ob-



Rys. 24. System zasilania bezprzerwowego napięciem stabilizowanym o podwójnej rezerwie z przetwornicami pracującymi równolegle
F - układ synchronizujący



Rys. 25. System zasilania bezprzerwowego napięciem stabilizowanym o podwójnej rezerwie z przetwornicami rozdzielonymi

ciążona zostaje mocą znamionową. Współpracę równoległą umożliwia tu specjalny elektroniczny synchronizator, który zapewnia jednocześnie podawanie impulsów zapłonowych dla obu przetwornic. Pewność działania systemu zwiększona jest również dzięki zastosowaniu dwóch baterii akumulatorów i dwóch prostowników (P_1 i P_2).

System przedstawiony na rys. 25 różni się od poprzed-

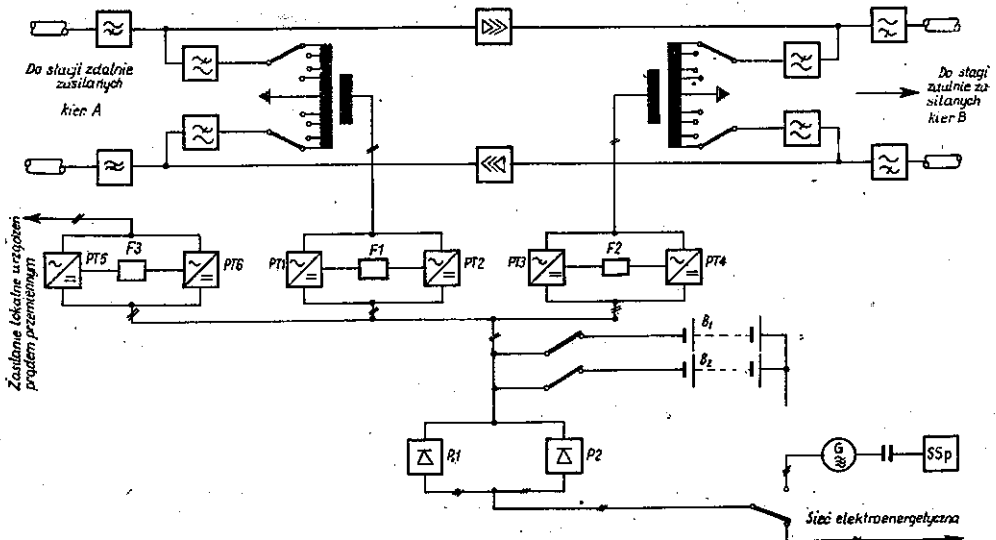
niego tym, że przetwornice tyrystorowe nie współpracują równolegle, lecz są rozdzielone przełącznikiem elektronowym PE. Jeżeli pracuje na odbiór np. przetwornica PST1, wówczas druga - PST2 stanowi rezerwę, włączaną na odbiór w przypadku uszkodzenia się tej pierwszej. Przełączanie takie powodowałoby jednak przerwę rzędu 30 + 40 msek co dla niektórych obiektów może być niedopuszczalne. Podkreślić tu trzeba, że przełącznik elektroniczny byłby urządzeniem dość kosztownym. Koszt jego można szacować na ok. 30% kosztu przetwornicy tyrystorowej. Korzyść, jaką daje system z rys. 25 w stosunku do systemu o równolegle pracujących przetwornicach (rys. 24), polega na zwiększeniu sprawności energetycznej o ok. 5 + 8%. O tyle bowiem większa jest sprawność energetyczna przetwornic tyrystorowych obciążonych mocą znamionową od sprawności tych przetwornic przy połowie obciążenia.

4.3. Przykłady zastosowań przetwornic tyrystorowych.

Z ważniejszych możliwości ekonomicznie uzasadnionych zastosowań przetwornic tyrystorowych prądu przemiennego i stałego wymienić można:

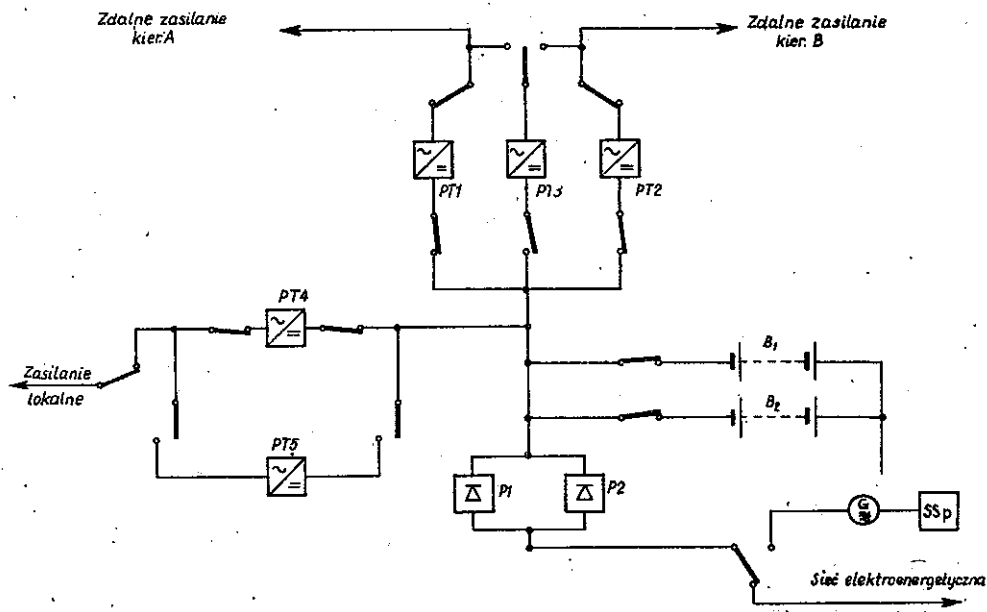
- bezprzerwowe zdalne zasilanie stacji wzmacniakowych,
- bezprzerwowe lub rezerwowe lokalne zasilanie urządzeń stacji wzmacniakowych,
- bezprzerwowe zasilanie urządzeń linii radiowych,

- bezprzerwowe lub rezerwowe zasilanie urządzeń ośrodków radiowych odbiorczych,
- zasilanie bezprzerwowe urządzeń radiokomunikacji ruchomej i morskiej,
- zasilanie bezprzerwowe urządzeń radiolokacyjnych,
- zasilanie bezprzerwowe urządzeń telegrafii wielokrotnej, dalekopisów i urządzeń transmisji danych,
- zasilanie bezprzerwowe urządzeń central telefonicznych elektronicznych,
- bezprzerwowe zasilanie urządzeń telesygnalizacyjnych, np. w górnictwie,
- zasilanie bezprzerwowe lub rezerwowe urządzeń pomocniczych instalowanych w centralach telefonicznych, takich jak: zegarynki, urządzenia translacji, obwody sygnalizacji wywoławczej, liczniki rozmów itd.



Rys. 26. Przykład systemu zasilania lokalnego i zdalnego stacji wzmacniakowych

F1 + F3 - układy synchronizujące



Rys. 27. Przykład systemu zasilania lokalnego i zdalnego stacji wzmacniakowych

Na rysunkach 26 i 27 przedstawiono przykłady systemów bezprzerwowego zasilania stacji wzmacniakowych za pomocą przetwornic tyrystorowych. Uwzględniono przypadek stacji wzmacniakowej zdalnie zasilającej.

System przedstawiony na rys. 26 oparty jest na pracy równoległej przetwornic, co zapewnia w sposób maksymalny ciągłość zasilania. Jednakże jest to system kosztowny.

Propozycja systemu przedstawiona na rys. 27 jest ekonomiczniejsza od poprzedniej. Przetwornice PT1, PT2, PT4 zasilają odbiory w sposób ciągły. Przetwornica PT3 stanowi rezerwę dla przetwornic PT1 i PT2, przetwornica zaś PT5 jest rezerwowa dla zasilania lokalnych urządzeń telekomunikacyjnych. W przypadku gdyby przetwornice PT1,

PT2, i PT4 miały moc jednakową lub zbliżoną, wówczas wydaje się możliwe zastosowanie jednej tylko rezerwowej przetwornicy, wspólnej dla zasilania lokalnego i zdalnego.

Zasilanie urządzeń linii radiowych może być rozwiązane podobnie jak stacji wzmacniakowych.

5. ZAKOŃCZENIE

W artykule niniejszym przedstawiono szereg propozycji systemów zasilania obiektów telekomunikacyjnych. Systemy te jak i same przetwornice tyrystorowe są obecnie przedmiotem prac Zakładu Energetyki I.L.

WYKAZ LITERATURY

1. Bedford B.D.: Principles of investor circuits. New York 1964, J. Wiley.
2. Banaszkiwicz A.: Tyrystory. Warszawa 1966, WNT.
3. German N.: Wechselrichter mit steuerbaren Siliziumzelen. AEG-Mitteilungen 1963, t. 53, nr 3/4, s. 69-70.
4. Öhlund E.: Thyristorwechselrichter für unterbrechunglose Stromversorgung. ASEA Zeitschrift 1966, t. 11, nr 3, s. 63-67.

Tadeusz Kunert

Wiesław Kinasiewicz

OMÓWIENIE POD WZGLĘDEM TECHNICZNO-EKONOMICZNYM
UKŁADÓW PRZETWORNIC TYRYSTOROWYCH STOSOWANYCH
DO ZASILANIA URZĄDZEŃ TELEKOMUNIKACYJNYCH

1. WSTĘP

W niniejszym artykule omówione będą pod względem techniczno-ekonomicznym układy przetwornic tyrystorowych przetwarzających napięcie stałe na napięcie przemienne sinusoidalne lub stałe, o innej wartości. Przetwornice te eliminują dotychczas stosowane w urządzeniach zasilających przetwornice maszynowe.

Spośród stosowanych w krajach kapitalistycznych praktycznych rozwiązań przetwornic tyrystorowych o stabilizowanym napięciu wyjściowym można wyodrębnić następujące zasadnicze układy:

a) przetwornice o napięciu wyjściowym przemiennym sinusoidalnie:

- układ z regulacją napięcia na wejściu przetwornicy,
- układ z przesuwnikiem fazowym,
- układ z obwodem ferrozonansowym,

b) przetwornice o napięciu wyjściowym stałym:

- układ z regulacją napięcia na wejściu przetwornicy,

- układ z przesuwnikiem fazowym.

Wybór odpowiedniego układu przetwornicy pod względem technicznym i ekonomicznym uwarunkowany jest następującymi kryteriami:

- dokładnością stabilizacji napięcia wyjściowego,
- dokładnością filtracji napięcia wyjściowego,
- mocą wyjściową,
- zakresem zmian obciążenia,
- przeciążalnością,
- zakresem zmian napięcia wejściowego,
- sprawnością,
- prostotą układu elektrycznego,
- gabarytem i ciężarem,
- kosztem przetwornicy.

Poniżej rozpatrzone będą trzy zasadnicze układy przetwornic tyrystorowych w oparciu o wyżej wymienione kryteria.

2. UKŁAD Z REGULACJĄ NAPIĘCIA NA WEJŚCIU PRZETWORNICY (rys. 1)

Układ ten składa się z następujących członów:

- regulatora napięcia wejściowego,
- falownika,
- filtru wyjściowego,
- impulsatora.

W takim układzie przetwornicy można osiągnąć wysoką stabilizację napięcia wyjściowego z dokładnością nawet

do 0,5%. Osiągnięcie takiej dokładności stabilizacji napięcia nie przedstawia zasadniczych trudności technicznych.

Dokładność filtracji napięcia wyjściowego rzutuje na wielkość filtra wyjściowego niezbędnego do wyeliminowania nieparzystych wyższych harmonicznych z przebiegu prostokątnego podawanego na filtr i zawierającego aż ok. 40% harmonicznych. Uzyskanie zawartości harmonicznych mniejszych od 10% wymaga wyeliminowania 3,5,7,9,11, a nawet 13 harmonicznej, a to powoduje poważny wzrost gabarytów i ciężaru przetwornicy (o około 40%), jak również pogarsza znacznie jej sprawność.

Zakres zmian napięcia zasilającego oraz zakres zmian prądu obciążenia rzutują na wielkość regulatora napięcia wejściowego. W przypadku małych zmian napięcia zasilającego w granicach $\pm 5\%$ oraz zmian obciążenia w granicach od 50% do 100% regulator posiada stosunkowo małe gabaryty. Przy dużych zmianach napięcia zasilającego i obciążenia wymiary jego znacznie wzrastają.

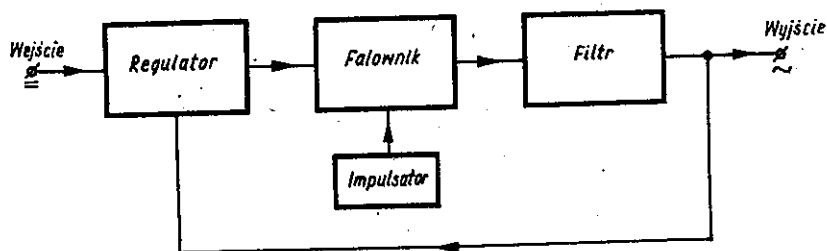
Zaletą takiego regulatora jest możliwość uzyskania dobrej stabilizacji napięcia wyjściowego nawet przy dużych zmianach napięcia zasilającego i obciążenia.

Stosowanie jednak takiego regulatora przy niskich napięciach zasilających (poniżej 50 V) jest niewskazane ze względu na jego sprawność.

Wyżej omówiony układ przetwornicy jest pod względem elektrycznym znacznie rozbudowany i jego opracowanie wymaga dużego nakładu pracy.

W układzie tym stosuje się co najmniej 4 tyrystory,

dwa na moc znamionową i dwa na połowę mocy znamionowej przetwornicy. W przypadku wysokich parametrów wyjściowych przetwornicy sprawność jej zawiera się w granicach od 60% do 70%, a jej gabaryty są znaczne.



Rys. 1. Układ z regulacją napięcia na wejściu przetwornicy

3. UKŁAD Z PRZESUWNIKIEM FAZOWYM (rys.2)

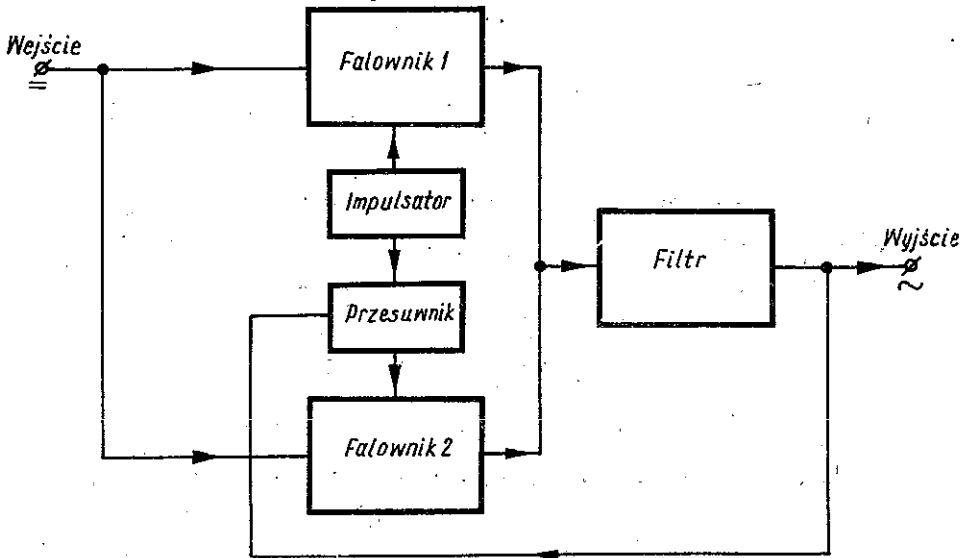
Układ ten składa się z następujących członów:

- dwóch falowników,
- filtru wyjściowego,
- impulsatora,
- przesuwnika.

W układzie tym, podobnie jak w poprzednim, można osiągnąć wysoką stabilizację napięcia wyjściowego bez zasadniczych trudności technicznych.

Stabilizację napięcia wyjściowego uzyskuje się przez zmianę szerokości impulsów napięcia przemiennego uzyskiwanego na wyjściu falowników.

Zawartość wyższych harmonicznych w napięciu wyjściowym uzależniona jest od szerokości tych impulsów. W związku z tym wielkość filtru wyjściowego uzależniona jest



Rys. 2. Układ z przesuwnikiem fazowym

nie tylko od wymaganej dokładności filtracji napięcia wyjściowego, lecz również od wielkości zmian napięcia zasilającego i obciążenia, które to rzutują na zakres zmian szerokości impulsów.

Zastępując zmiany napięcia wyjściowego spowodowane obciążeniem przetwornicy, odpowiednimi zmianami napięcia zasilającego, można stwierdzić, że przy sumarycznych zmianach napięcia zasilającego, w granicach nie większych niż 40%, wielkość filtru jest taka sama jak dla układu omówionego w rozdz.2. Dla większych zmian napięcia zasilającego gabaryty filtru znacznie wzrastają. Natomiast dla mniejszych zmian napięcia zasilającego gabaryty filtru maleją.

Jak wynika z powyższego, w tym układzie przetwornicy zmiany napięcia zasilającego i obciążenia rzutują tylko na wielkość filtru wyjściowego.

Zaletą tego układu przetwornicy jest to, że nie wymaga on stosowania odrębnego regulatora napięcia wejściowego, co polepsza jego sprawność, szczególnie przy niskich napięciach zasilających.

W przypadku wysokich parametrów wyjściowych przetwornicy sprawność jej zawiera się w granicach od 65% do 75%, natomiast gabaryty jej są mniejsze o około 15% niż w przypadku układu omówionego w rozdz. 2.

Układ przetwornicy z przesuwnikiem fazowym jest znacznie prostszy od poprzedniego układu. Wynika to z zastosowania dwóch identycznych falowników, których moce wynoszą połowę mocy znamionowej przetwornicy. Natomiast nie stosuje się w układzie skomplikowanego regulatora napięcia zasilającego.

W układzie tym stosuje się 4 tyrystory, każdy na jedną czwartą mocy znamionowej.

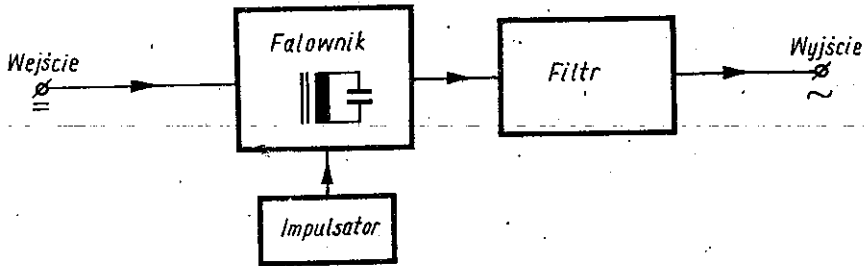
Opracowanie takiego układu przetwornicy jest prostsze niż w poprzednim przypadku.

Koszt zastosowanych tyrystorów jest w przybliżeniu dwukrotnie mniejszy od kosztu tyrystorów w układzie omówionym w rozdz. 2.

4. UKŁAD Z OBWODEM FERROREZONANSOWYM (rys.3)

Układ składa się z następujących członów:

- falownika z obwodem ferrorezonansowym,
- filtra wyjściowego,
- impulsatora.



Rys. 3. Układ z obwodem ferrerezonansowym

W układzie tym stabilizację napięcia wyjściowego uzyskuje się przez wykonanie falownika jako stabilizatora ferrerezonansowego. W przypadku stosowania układu jednotransformatorowego dokładność stabilizacji napięcia wyjściowego zawiera się w granicach od $\pm 10\%$ do $\pm 5\%$. Przy zastosowaniu układu dwutransformatorowego można osiągnąć dokładność stabilizacji napięcia do $\pm 2\%$.

Wadą tego układu jest to, że w miarę polepszania stabilizacji napięcia wyjściowego sprawność całego układu maleje. Nie ma również możliwości płynnej regulacji napięcia wyjściowego.

Sprawność tego układu zawiera się w granicach od 60 do 80% w zależności od dokładności stabilizacji napięcia, jego filtracji, od zmian obciążenia i napięcia zasilającego.

W układzie tym filtr wypada mniejszy niż w poprzednich układach, gdyż stabilizator ferrerezonansowy częściowo eliminuje zawartość wyższych harmonicznych w przebiegu prostokątnym. Polepszenie filtracji napięcia wyjściowego nie powoduje tak znacznego wzrostu gabarytu przetwornicy, jak w poprzednio omówionych przypadkach.

Układ ten w odróżnieniu od innych układów przetwornic tyrystorowych cechuje się tym, że posiada właściwość samoograniczania mocy wyjściowej w przypadku zwarć i przeciążeń na wyjściu przetwornicy. W związku z tym nie ma potrzeby stosowania szybko działających ograniczników mocy.

Duże zmiany napięcia wejściowego rzutują na zawartość harmonicznych w napięciu wyjściowym, ciężar przetwornicy i jej sprawność. Dlatego też stosowanie tego układu ogranicza się do przypadków małych zmian napięcia zasilającego w granicach $\pm 10\%$. Można wówczas uzyskać wysokie parametry techniczne przetwornicy.

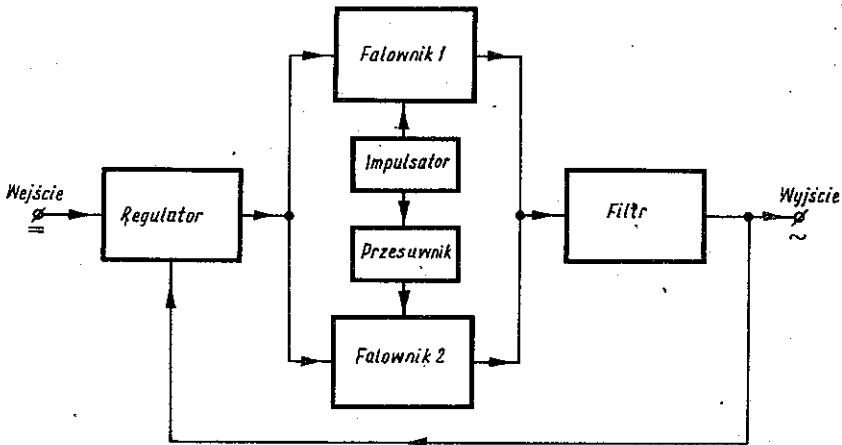
Wyżej omówiona przetwornica cechuje się wysoką prostotą układu elektrycznego.

Koszt wykonania takiej przetwornicy oraz jej gabaryty i ciężar w porównaniu z innymi przetwornicami są znacznie mniejsze.

5. UKŁAD POCHODNY PRZETWORNICY TYRYSTOROWEJ (rys.4)

W oparciu o wyżej wymienione podstawowe układy przetwornic tyrystorowych można opracować układ pochodny od układów przedstawionych w rozdz. 2 i 3, a mianowicie układ z przesuwnikiem fazowym zawierający na wejściu regulator napięcia.

W układzie tym stosuje się dwa lub więcej falowników, których impulsy prostokątne napięcia wyjściowego mają stałe przesunięcie fazowe. W wyniku tego przesunięcia uzyskuje się schodkowane impulsy napięcia wyjściowego



Rys. 4. Układ pochodny

przetwornicy. Przez schodkowanie przebiegu napięcia eliminuje się niektóre wyższe harmoniczne, a mianowicie 3; 9; 15 itd. lub 3; 5; 11; 13 itd. W związku z tym uzyskanie dokładnej filtracji napięcia wymaga stosowania nie tylko niewielkich filtrów, co wpływa na zwiększenie sprawności przetwornicy i zmniejszenie jej gabarytów. Pozostałe właściwości układu przetwornicy nie różnią się zasadniczo od właściwości układów omówionych w rozdziale 2 i 3. Koszt takiej przetwornicy jest mniejszy od kosztów przetwornicy z regulatorem napięcia wejściowego, omówionej w rozdz. 2, natomiast jest większy od kosztów przetwornicy z przesuwnikiem fazowym, omówionej w rozdz. 3.

6. WNIOSKI KOŃCOWE

Powyższe omówienie podstawowych układów przetwornic tyrystorowych nasuwa następujące wnioski na temat przydatności i celowości stosowania tych układów:

a) układ z regulacją napięcia na wyjściu przetwornicy

Celowe jest stosowanie tego układu przy napięciach zasilających powyżej 100 V ze względu na stosunkowo duże straty w regulatorze napięcia oraz dla mocy wyjściowych nie większych niż 3 kVA ze względu na straty mocy w filtrze wyjściowym. Szczególnie wskazane jest stosowanie tego układu przy zmianach napięcia zasilającego powyżej $\pm 15\%$ i zmianach obciążenia od 0 do 100%.

b) układ z przesuwnikiem fazowym

Celowe jest stosowanie tego układu przy zmianach napięcia zasilającego poniżej $\pm 15\%$ i zmianach obciążenia od około 20% do 100% oraz dla mocy wyjściowych do ok. 15 kVA. Układ ten może być stosowany dla różnych napięć zasilających, lecz szczególnie jest on przydatny przy napięciach zasilających poniżej 100 V.

c) układ z obwodem ferrorezonansowym

Celowe jest stosowanie tego układu przy zmianach napięcia zasilającego poniżej $\pm 10\%$ i zmianach obciążenia w granicach od 20% do 100%. Nie celowe jest stosowanie tego układu przy wymaganej stabilizacji napięcia lepszej od $\pm 2\%$.

Układ ten może być stosowany dla różnych napięć zasilających i mocy wyjściowych nie większych niż 3 kVA.

- d) układ z przesuwnikiem fazowym i regulatorem napięcia

Celowe jest stosowanie tego układu przy napięciach zasilających powyżej 100 V oraz dla mocy wyjściowych powyżej 3 kVA. Dla mocy większych od 10 kVA celowe jest stosowanie więcej niż dwóch falowników w celu zmniejszenia filtru wyjściowego i zwiększenia sprawności. Układ ten może być stosowany dla dużych zmian napięcia zasilającego i obciążenia.

W tablicy na str. 79 przedstawiono porównanie omówionych wyżej układów przetwornic tyrystorowych dla mocy wyjściowej 1 kVA i napięcia zasilającego 50 V.

WYKAZ LITERATURY

1. Banaszekiewicz A.: Tyrystory. Warszawa 1966. WNT.
2. Skowroński J.: Przetwornice tyrystorowe i ich zastosowanie w systemach zasilania urządzeń telekomunikacyjnych. Wiadomości Telekomunikacyjne 1966, z. 12, s. 8-17; 1967, z. 1, s. 23-30.
3. Bedford B.D.: Principles of inverter circuits. New York 1964. J. Wiley.
4. German N.: Wechselrichter mit steuerbaren Siliziumzelen. AEG-Mitteilungen 1963, t. 53, nr 3/4, s.69-70.

T a b l i c a

Porównanie zasadniczych układów przetwornic tyrystorowych o stabilizowanym napięciu wyjściowym dla mocy wyjściowej 1 kVA; napięcia zasilającego 50 V

Układ przetwornicy	Kształt impulsu przed filtrem	Zawartość harmonicznych przed filtrem %				Sumaryczna zawartość harmonicznych %	Filtr na harmoniczną				Zawartość harmonicznych za filtrem %	Gabaryt transformatora cm ³	Gabaryt dławików filtru cm ³	Pojemność kondensatora filtra µF	Gabaryt dławików regulatora cm ³	Ilość tyristorów szt.	Obciążenia tyristorów A	Sprawność układu %	Dokładność stabilizacji %	Koszt tyristorów zł.dew.	Łączny koszt tyristorów zł.dew.
		3	5	7	9		3	5	7	9											
							+	-	-	-											
1. z regulatorem na wejściu		33	20	14,3	11	41,2	+	-	-	-	29,4	5100	1500	170 na nap. 380 V	5100	1	44	60+70	0,5+3	970	2420
						+	+	-	-	22,7	1800										
						+	+	+	+	5,0 ^{x/}	8500										
2. z przesuwnikiem fazowym		33	20	14,3	11	41,2	+	-	-	-	29,4	8000	1500	170 na nap. 380 V		4	10	70+80	0,5+3	1000	1000
						+	+	-	-	22,7	1800										
						+	+	+	-	18,2	2100										
						+	+	+	+	5,0 ^{x/}	8500										
3. z obwodem ferrorrezonans.		33	20	14,3	11	41,2	+	-	-	-	15,0	6000	1500	66 na nap. 380 V		2	22	60+80	2+10	970	970
						+	+	-	-	8,0	1800										
						+	+	+	-	5,0	2100										
4a. z regulat. i przesuwnikiem		0	20	14,3	0	27	0	-	-	0	27	8000	-	66 na nap. 380 V	5100	1	38	70+80	0,5+3	840	2140
						0	+	-	0	19,1	1000										
						0	+	+	0	13,2	1200										
						0	+	+	0	5,0 ^{x/}	3500										
4b. z regulat. i przesuwnikiem		0	0	14,3	11	19,7	0	0	-	-	19,7	9100	-	66 na nap. 380 V	5100	1	36	75+85	0,5+3	790	1960
						0	0	+	-	14,1	700										
						0	0	+	+	8,9	800										
						0	0	+	+	5,0 ^{x/}	1500										

x/ zastosowanie filtra wyjściowego eliminującego harmoniczne powyżej 9-aj.

