ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ 1972

Seria: ELEKTRYKA z. 38 Nr kol. 357

WACŁAW GRZYBOWSKI, WŁADYSŁAW PASZEK
Biprohut - Gliwice
Instytut Metrologii i Maszyn Elektrycznych

ODDZIAŁYWANIE BEZPOŚREDNIEGO PRZEMIENNIKA CZĘSTOTLIWOŚCI NA ŹRÓDŁO ZASILANIA

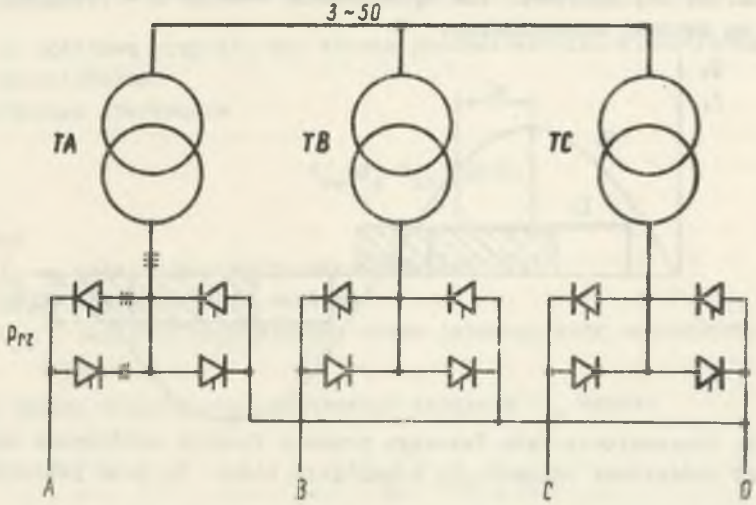
Streszczenie. Oddziaływanie przemiennika na źródło zasilania jest dwojakiego rodzaju:
- pobór mocy biernej ze źródła zasilania spowodowany przesunięciem kąta fazowego prądu w stosunku do napięcia sieci przez zawory sterowane,
- generowanie wyższych harmonicznych w prądzie pobieranym z sieci na skutek niesinusoidalnego kształtu prądu.

Podano sposób obliczania mocy biernej pobieranej przez przemiennik oraz opracowano program na maszynę cyfrową dla obliczania zawartości wyższych harmonicznych w prądzie pobieranym z sieci. Wyniki przedstawiono na wykresie.

Wstęp

Budowę i działanie bezpośredniego przemiennika częstotliwości opisano w pracy [4].

Przemiennik składa się z trzech identycznych nawrotnych przekształtników tyrystorowych. Każdy przekształtnik posiada dwa układy mostkowe trójfazo-



Rys. 1. Schemat ideowy bezpośredniego przemiennika częstotliwości TA,TB, TC, - transformatory przekształtników Prz - przekształtniki nawrotne, A,B C, O - Obwód wyjściowy przemiennika

we połączone przeciwrównolegle. Przekształtniki połączone są z siecią poprzez oddzielne transformatory zasilające. Wyjścia przekształtników są skojarzone między sobą w układ trójfazowy z przewodem zerowym. Za pomocą odpowiedniego sterowania uzyskuje się trójfazowy prąd przemienny o sterowanej amplitudzie napięcia i częstotliwości. Częstotliwość wyjściowa powinna być znacznie mniejsza od częstotliwości sieci zasilającej. W praktycznych zastosowaniach częstotliwość ta zawiera się w granicach 2 - 20% częstotliwości sieci zasilającej.

Przemiennik pobiera z sieci prąd odkształcony. Oznaczając przesunięcie fazowe między sztywnym napięciem, a podstawą harmoniczną prądu miarą kątową otrzymamy

moc czynną $P = 3U_f I_1 \cos\varphi$ (1)

moc bierną $Q = 3U_f I_1 \sin\varphi$. (2)

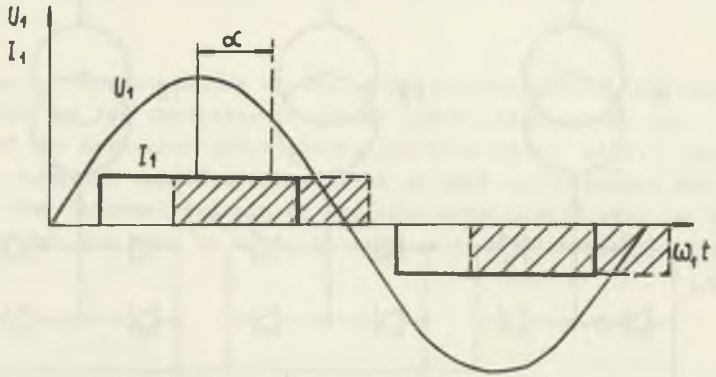
Wyższe harmoniczne prądu zasilania określają moc odkształcenia K.

$$K = 3U_f I_k \text{ gdzie } I_k = \sqrt{\sum_{n>1} I_n^2}. \quad (3)$$

Moc bierna pobierana przez przemiennik ze źródła zasilania powodowana jest przez dwa odrębne czynniki którymi są:

- moc bierna odbiornika
- moc bierna zaworów sterowanych jako elementów nieliniowych.

Indukcyjność odbiornika, którym jest najczęściej silnik asynchroniczny trójfazowy, tłumi skutecznie wyższe harmoniczne w prądzie wyjściowym przemiennika. Na tej podstawie dla uproszczenia analizy przyjęto, że prąd wyjściowy ma kształt sinusoidalny.



Rys. 2. Przesunięcie kąta fazowego prądu w funkcji opóźnienia zapłonu α - kąt opóźnienia zapłonu, U_1 - napięcie sieci I_1 prąd pobierany

Moc bierna zaworów sterowanych powstaje wskutek opźnienia kąta zapłonu Przy pominięciu opóźnienia komutacji zaworów, w przypadku naturalnego kąta zapłonu, prąd płynący przez parę zaworów jest w fazie z napięciem zasilania. W takim przypadku nie ma poboru mocy biernej z sieci.

Opóźnienie kąta zapłonu powoduje opóźnienie prądu w stosunku do napięcia o kąt równy kątowi zapłonu. Występuje pobór mocy biernej powodowany sterowaniem kąta opóźnienia zapłonu, którą w skrócie określono jako moc bierną sterowania.

Dodatkowe przesunięcie prądu jest spowodowane przez zjawisko opóźnienia komutacji zaworów na skutek indukcyjności źródła zasilania. Powoduje to dodatkowy pobór mocy biernej, którą w skrócie określono jako moc bierną komutacji.

Przyjęto, że prąd pobierany z sieci przez przemiennik ma przebieg zbliżony do prostokątnego. Przy układzie trójfazowym mostkowym rozkład na harmoniczne prowadzi do uzyskania oprócz 1 harmonicznej wszystkich harmonicznych objętych zależnością

$$6n + 1,$$

gdzie n - liczba całkowita.

Występują zatem harmoniczne zgodnej kolejności faz o numerach 1; 7; 13 .. oraz przeciwnej kolejności o numerach faz 5; 11 .....

Moc czynna, bierna i moc odkształcenia tworzą prostopadłościan mocy o krawędziach P, Q i K.

W dalszym ciągu zostanie określona moc bierna i moc odkształcenia.

Moc bierna

Za podstawę przyjęto moc bierną przekształtnika stanowiącego jedną fazę przemiennika.

Moc bierna sterowania

$$P_{bs} = I_d \, U_{do} \sin\alpha, \tag{4}$$

gdzie

I_d - prąd wyjściowy przekształtnika

α - kąt opóźnienia zapłonu

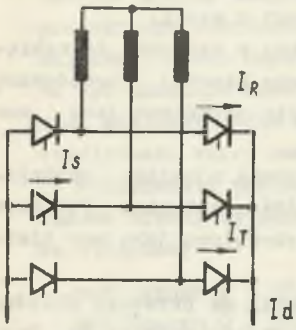
U_{do} - napięcie wyprostowane biegu jałowego przy naturalnym kącie zapłonu.

Dla układu trójfazowego mostkowego napięcie U_{do} wynosi

$$U_{do} = \frac{6\sqrt{2}}{\pi} \sin\frac{\pi}{3} E_2, \tag{5}$$

gdzie E_2 - napięcie wtórne fazowe transformatora zasilającego.

Moc bierna komutacji



Rys. 3. Rozpływ prądu podczas komutacji

I_d - prąd wyjściowy

I_R, I_S, I_T - prądy zaworowe

Komutacja występuje w chwili przechodzenia prądu z jednego zaworu na drugi. Podczas komutacji przewodzą jednocześnie dwa zawory połączone z dwoma różnymi fazami transformatora. Uzwojenia tych faz są w tym okresie zwarte, przy czym impedancję w obwodzie zwartym stanowi indukcyjność rozproszenia transformatora X_z. W obwodzie komutacyjnym spełnione jest II prawo Kirchhoffa

$$U_R - U_T = 2\, X_z \frac{di_z}{dx}, \tag{6}$$

gdzie x - kątowa miara czasu.

Rozwiązanie tej zależności oraz wprowadzenie napięcia zwarcia transformatora e_z pozwala na określenie kąta komutacji q

$$\cos\alpha - \cos(\alpha + q) = e_z. \tag{7}$$

Proces komutacji powoduje zmianę napięcia wyjściowego przekształtnika, które w okresie komutacji stanowi średnią wartość napięcia dwóch faz połączonych z zaworami przewodzącymi jednocześnie. Zmiana napięcia zależy od:

- układu przekształtnika
- napięcia zwarcia transformatora
- prądu wyjściowego przekształtnika.

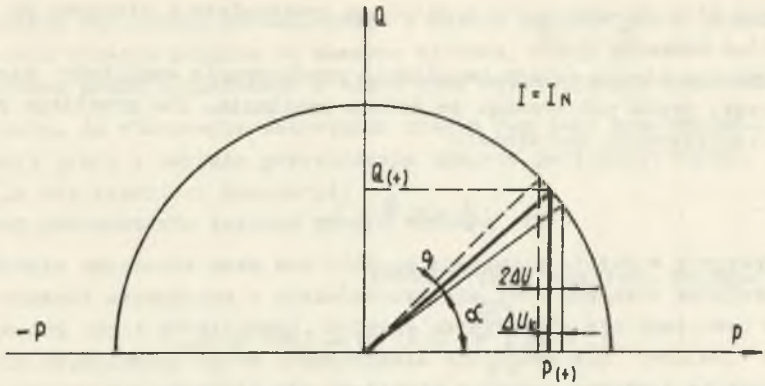
Względna zmiana napięcia powodowana komutacją wynosi dla układu mostkowego:

$$\Delta U_k = \frac{e_z}{2} \frac{I_1}{I_{1N}},$$

gdzie $I_1 = \sqrt{\frac{2}{3}}\, I_d$ - skuteczny prąd fazowy przemiennika.

Wartość mocy biernej z uwzględnieniem komutacji można określić najlepiej na wykresie kątowym mocy przekształtnika. Na osi poziomej oznacza się moc czynną dodatnią i ujemną (przy pracy falownikowej), - na osi pionowej moc bierną. Promień kąta jest proporcjonalny do prądu wyjściowego przekształtnika.

Można określić kąt komutacji przy pełnym wysterowaniu przekształtnika ($\alpha = 0$) w funkcji napięcia zwarcia transformatora. Np. przy napięciu zwarcia 6% kąt komutacji $q = 20^{\circ}$, Konstrukcja geometryczna podana na rys. 4 z wykorzystaniem połowy kąta komutacji pozwala na określenie zmiany napięcia oraz mocy biernej komutacji.



Rys. 4. Wykres kołowy pracy przekształnika
U_k - zmiana napięcia powodowana opóźnieniem komutacji, q - kąt komutacji
α - kąt opóźnienia zapłonu, P - moc czynna, Q - moc bierna

Moc bierną sterowania określa rzędna punktu przecięcia promienia wyprowadzonego pod kątem α do osi poziomej z okręgiem o promieniu odpowiadającym prądowi wyjściowemu.

Symetryczne obciążenie 3-fazowe na wyjściu przemiennika

Zgodnie z poprzednimi założeniami napięcie na wyjściu przemiennika jest określone zależnością:

$$U_2 = a \; U_{do} \sin \omega_2 t , \tag{8}$$

gdzie $a \leqslant 1$ współczynnik wysterowania.

Na podstawie wykresu kołowego (rys. 4) można określić kwadrat mocy biernej jednej fazy przemiennika

$$Q_A^2(t) = \left[U_{do}^2 \quad (U_2 - U_k(t))^2\right] \; I^2(t), \tag{9}$$

gdzie $I(t) = I_m \sin(\omega_w t - \varphi_2)$

$$\Delta U_k(t) = U_{do} \frac{e_g}{2} \sqrt{\frac{2}{3}} \; \frac{I(t)}{I_{1N}} .$$

Całkowita moc bierna jest sumą mocy biernych trzech faz przemiennika.

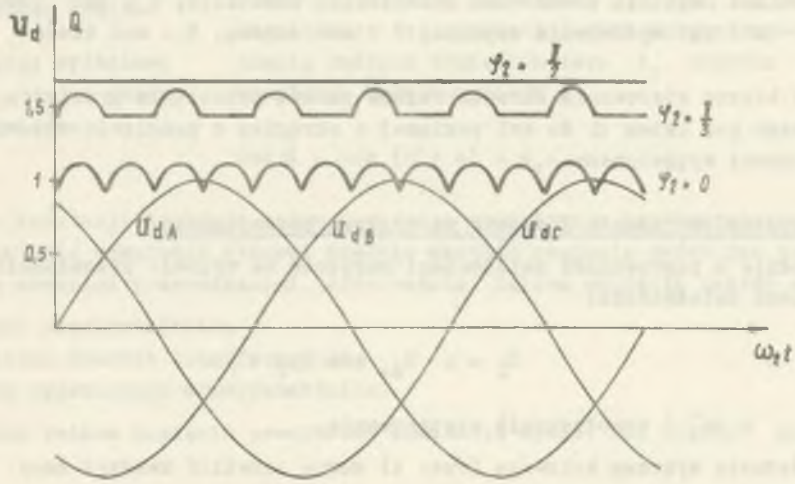
$$Q(t) = Q_A(t) + Q_B(t) + Q_C(t). \tag{10}$$

W równaniu (10) funkcje $Q_B(t)$ i $Q_C(t)$ są przesunięte w stosunku do funkcji $Q_A(t)$ o kąty $\frac{2\pi}{3}$ u $\frac{4\pi}{3}$.
Określając moc bierną należy uwzględnić współczynnik amplitudy pierwszej harmonicznej prądu pobieranego ze źródła zasilania. Dla przebiegu prostokątnego współczynnik ten wynosi:

$$\frac{4}{\pi} \sin \frac{\pi}{3} = 1,1.$$

Średnia wartość chwilowej mocy biernej:

$$Q_1 = \frac{\omega_2}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega_2}} Q(t)\, dt \leqslant 1,65\, I_d\, U_{do}. \qquad (11)$$



Rys. 5. Pobór mocy biernej przez przemiennik. Współczynnik wysterowania a = 1

U_{dA} - U_{dB} - U_{dC} - napięcia wyjściowe przemiennika, φ_2 - kąt fazowy prądu małej częstotliwości

Na rys. 5 przedstawiono przebieg chwilowych wartości mocy biernej. Tętnienia mocy biernej wahają się w granicach od zera do 10% za wyjątkiem przypadku $\varphi_2 = 30^o$, w którym przebieg jest najbardziej tętniący.
Tętnienia te będą maleć w miarę obniżania współczynnika wysterowania.

Oddziaływanie na sieć wyższych harmonicznych prądu zasilania

Określenie zawartości wyższych harmonicznych jest zagadnieniem dość skomplikowanym, gdyż zmiana kąta sterowania pociąga za sobą zarówno zmianę kąta fazowego, jak i amplitudy poszczególnych harmonicznych. Wymaga to

oddzielnego obliczania harmonicznych w każdym punkcie pracy przemiennika. W tym celu ułożono program na maszynę cyfrową, który pozwolił na analizę harmoniczną prądu pobieranego z sieci przy następujących założeniach:

- przyjęto, że sterowanie wszystkich trzech faz jest symetryczne.
- kształt prądu w okresie przewodzenia zaworów jest prostokątny,
- pomija się przebiegi komutacji,
- okresy przewodzenia każdego zaworu wynoszą $2\pi/3$.

To ostatnie założenie może być źródłem większych błędów w przypadku, gdy częstotliwość uzyskiwana z przemiennika nie jest znacznie mniejsza od częstotliwości sieci zasilającej. Podczas zwiększania się chwilowej wartości napięcia wyjściowego okres przewodzenia zmniejsza się poniżej wartości $2\pi/3$, podczas zmniejszania się chwilowej wartości napięcia wyjściowego okres prowadzenia zwiększa się powyżej wartości $2\pi/3$.

Zatem wyprowadzone zależności będą słuszne jedynie wtedy, gdy częstotliwość wyjściowa będzie znacznie mniejsza od częstotliwości sieci.

Ponadto przyjęto, że cos φ_2 odbiorów niskiej częstotliwości może zmieniać się w szerokich granicach (od 0-1). Jako parametr podstawowy przyjęto prąd odbioru niskiej częstotliwości I_d. Napięcie prądu niskiej częstotliwości określone jest wzorem (8).
Zgodnie z przyjętymi założeniami z sieci zasilającej jest pobierany prąd przemienny o kształcie prostokątnym. Długość prostokąta wynosi $2\pi/3$. Wysokość prostokąta jest funkcją prądu małej częstotliwości zgodnie z zależnością

$$I_d = I_{dm} \sin (\omega_2 t - \varphi_2 \frac{2k\pi}{3} , \tag{12}$$

gdzie I_{dm} - amplituda prądu małej częstotliwości
φ_2 - kąt fazowy prądu małej częstotliwości
k = 0,1,2 - dla kolejnych faz.

Faza prądu sieci w stosunku do napięcia sieci jest określona kątem zapłonu α (rys. 2). Rozkładając na szereg Fouriera otrzymuje się dla harmonicznej n-tego rzędu

$$I_{n(t)} = \sin \frac{n\pi}{3} \frac{4}{\pi n} I_{dm} \sin (\omega_2 t - \varphi_2 - \frac{2k\pi}{3}) \cdot$$

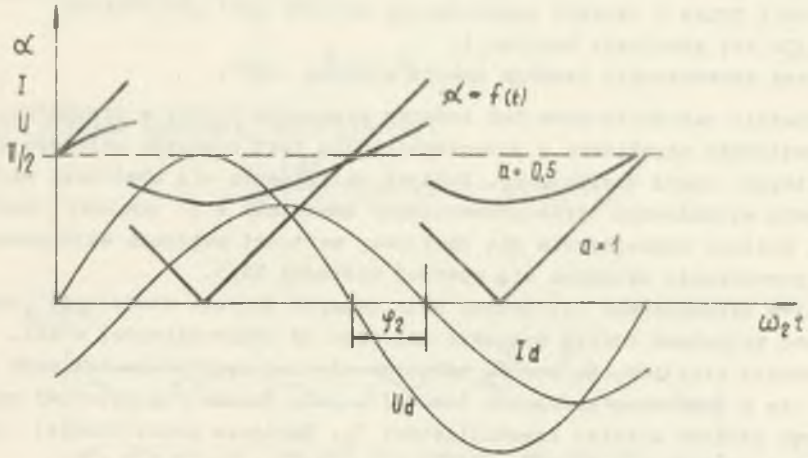
$$\cdot \sin \left[n\omega_1 t - n \arccos a \sin^* (\omega_2 t - \frac{2k\pi}{3})\right] \tag{13}$$

przy czym $\sin^* (\omega_2 t - \frac{2k\pi}{3}) = \sin (\omega_2 t - \frac{2k\pi}{3})$

dla $\sin (\omega_2 t - \frac{2k\pi}{3} - \varphi_2) > 0$

$$\sin^*(\omega_2 t - \frac{2k\pi}{3}) = -\sin(\omega_2 t - \frac{2k\pi}{3})$$

dla $\sin(\omega_2 t - \frac{2k\pi}{3} - \varphi_2) < 0$.



Rys. 6. Wykres zależności w czasie kąta opóźnienia zapłonu dla: $\varphi_2 = \frac{\pi}{4}$, a=1 i a = 0,5

U_d - napięcie wyjściowe. I_d - prąd wyjściowy

Zależności te przedstawiono na rys. 6. Przy zmianie kierunku prądu małej częstotliwości następuje nieciągła zmiana kąta opóźnienia zapłonu z chwilowej wartości α do wartości $\pi - \alpha$,
Zależność ta wynika ze związku między kątem opóźnienia zapłonu, a chwilową wartością napięcia,

$$\alpha = \arccos a \sin \omega_2 t. \tag{14}$$

Ponieważ prądy wszystkich 3 faz występują jednocześnie, lecz mają różne wartości, więc łączny pobór prądu z sieci jest sumą geometryczną prądów poszczególnych faz

$$\hat{I}_n(t) = \frac{4}{\pi n} \sin n \frac{\pi}{3} \sum_{k=o}^{k=2} \left\{ \sin(\omega_2 t - \frac{2\pi k}{3} - \varphi_2) \right.$$

$$\left. e^{jn\left[\omega_1 t - \arccos a \sin^* \omega_2 t - \frac{2k\pi}{3}\right]} \right\}. \tag{15}$$

W oparciu o powyższą zależność ułożono program na maszynę cyfrową, przy pomocy którego obliczono amplitudę i fazę poszczególnych harmonicznych prądu pobieranego z sieci.

$$\hat{I}_n(t) = A\ e^{j(\omega t + \varphi)}.$$

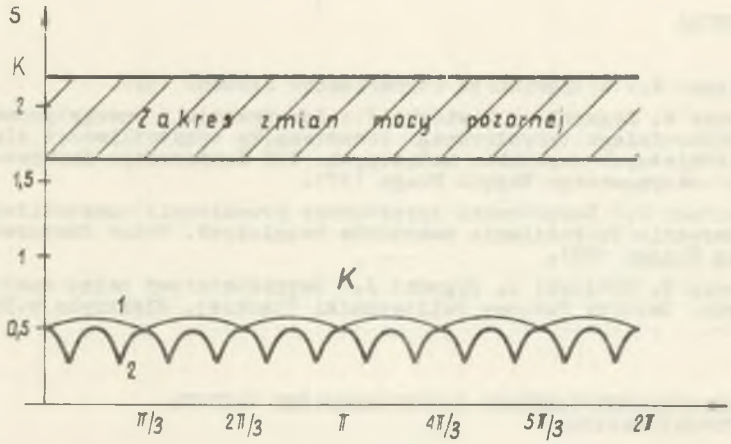
Zakres zmiennej niezależnej $\omega_2 t$ ograniczono do wartości $0 \div \frac{\pi}{3}$ z uwagi na powtarzalność przebiegu w takim przedziale.
Współczynnik wysterowania przyjmowano:

$$a = 0{,}2;\ 0{,}75;\ 1.$$

Wyniki otrzymano dla następujących harmonicznych:

$$n = 1;\ 5;\ 7;\ 11;\ 13.$$

Wyniki obliczeń przedstawiono na rys. 7.



Rys. 7. Wykres mocy pozornej S i mocy odkształcenia K w funkcji współczynnika wysterowania a

Moc odkształcenia K dla: a = 0,2 krzywa 1, a = 1 krzywa 2

Zgodnie z przewidywaniami w stosunku do zawartości harmonicznych w podstawowym układzie jednej fazy przemiennika następuje częściowa kompensacja dzięki przesunięciu prądów w poszczególnych fazach.
Kompensacja ta jest przede wszystkim funkcją wysterowania amplitudy oraz w mniejszym stopniu funkcją współczynnika mocy odbioru.

Ogólne określenie stopnia kompensacji jest utrudnione przez to że chwilowa wartość poszczególnych harmonicznych jest dodatkowo funkcją fazy prądu niskiej częstotliwości. Tym nie mniej uzyskane wyniki mogą pozwolić na określenie wymagań odnośnie układów filtrów LC służących do ograniczenia wyższych harmonicznych w sieci.

Wnioski

Bezpośredni przemiennik częstotliwości pobiera z sieci moc bierną określoną wzorem (11). Moc bierna z reguły jest kilkakrotnie większa od mocy czynnej odbiornika, co łatwo stwierdzić porównując z wzorem (11) zależności na moc czynną.

$$P = \frac{3}{2} a U_{do} I_{dm} \cos \varphi_2.$$

Ponadto przemiennik stanowi źródło zakłóceń sieciowych powodując powstawanie w prądzie zasilania wyższych harmonicznych. Harmoniczne to dzięki przesunięciu kąta fazowego, częściowo kompensują się, co zmniejsza obciążenie ewentualnych filtrów LC służących do zmniejszenia odkształceń sieci i kompensacji moc biernej. Wyniki obliczeń pozwalają na dobór parametrów filtrów i baterii kompensującej moc bierną.

LITERATURA

1. Möltgen G.: Netzgeführte Stromrichter Siemens 1967.
2. Paszek W. Zygmunt J. Siwiński J.: Konstrukcja i energetyczne własności bezpośredniego tyrystorowego przemiennika częstotliwości dla zasilania wolnobieżnych samotoków hutniczych. III Konferencja Naukowo-Techniczna Zautomatyzowanego Napędu Praga 1971.
3. Siwiński J.: Bezpośredni tyrystorowy przemiennik częstotliwości w zastosowaniu do zasilania samotoków hutniczych. Praca Doktorska.Politechnika Śląska 1971.
4. Paszek W. Siwiński J. Zygmunt J.: Bezreduktorowy napęd samotoków hutniczych. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej. Elektryka z.38 1973.

ВЛИЯНИЕ НЕПОСРЕДСТВЕННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ НА ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ

Р е з ю м е

Влияние преобразователя на источник питания может иметь двоякий характер: с одной стороны потребление реактивной мощности источника питания вызванное изменением фазового угла тока по отношению к напряжению сети через ключи управления; с другой стороны генерирование высших гармонических в токе, потребляемом из сети в случае несинусоидальной кривой тока.
В статье дан способ вычисления реактивной мощности переходящей к преобразователю.

Для определения величины высших гармонических в токе потребляемом из сети проведено вычисление на цифровой машине. Результаты вычислений приведены в виде графиков для наиболее характерных случаев.

THE INFLUENCE OF THE CYCLOCONVERTER ON THE SUPPLY SOURCE

S u m m a r y

The cycloconverter influences the supply source in two ways: The reactive power input owing to the phase angle displacement, in relation to net work voltage, caused by the thyristors is the first kind of influence.

The second kind is the generation of high-order harmonics in the supplying current due to non-sinusoidal current shape. The method of calculation of the reactive power input consumed by the converter is presented.

The high-order harmonics content in the supplying current was calculated on the digital computer. The resulted graphs for the most characteristic cases are presented.