

Leszek Orzechowski

DOBÓR PARAMETRÓW WĘZŁA KOMUTACYJNEGO TYRYSTOROWEGO  
FALOWNIKA TRÓJFAZOWEGO

**Streszczenie.** W pracy omówiono działanie węzła komutacji tyrystorowego falownika trójfazowego o komutacji grupowej. Przeanalizowano stany nieustalone w węźle komutacyjnym zachodzące podczas komutacji i wyprowadzono wzory umożliwiające dobór elementów tego węzła.

Półprzewodnikowe przetwornice częstotliwości, służące do regulacji prędkości obrotowej klatkowych silników asynchronicznych, posiadają zalety umożliwiające zastosowanie ich w górnictwie. Szczególnie ważna jest ich niewrażliwość na wstrząsy mechaniczne i małe gabaryty. Najbardziej rozpowszechniły się przemienniki z podwójnym przekształceniem energii elektrycznej, pracujące w układzie prostownik - falownik. Przemiennik o takim układzie zapewnia wykorzystanie szerokiego zakresu regulacji zarówno amplitudy, jak i częstotliwości napięcia wyjściowego falownika. Sprawność tego typu przemiennika wynosi (90+96) % [5].

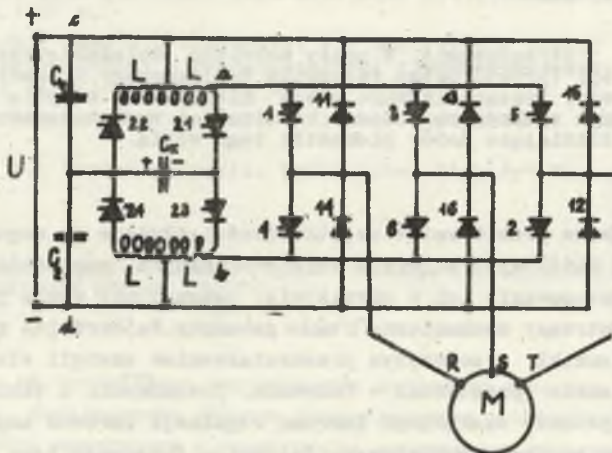
Podczas regulacji prędkości obrotowej silników asynchronicznych zasilanych ze statycznych przetwornic częstotliwości dąży się do zachowania stosunku  $\frac{U_1}{f_1} = \text{const}$  dla  $0,3 < \alpha = \frac{f_1}{f_N} < 1,5$  [3]. Stałą wartość tego stosunku uzyskuje się w tyrystorowych przetwornicach częstotliwości w dwójki sposób:

a) przez zmianę napięcia uzyskiwanego z prostownika sterowanego (otrzymuje się wtedy zmianę amplitudy napięcia wyjściowego falownika, natomiast zmianę częstotliwości realizuje falownik),

b) przez jednoczesną zmianę napięcia i częstotliwości falownika [5]. Tyrystorowy falownik trójfazowy z ogólnym węzłem komutacji (rys. 1) [2] pozwala realizować utrzymanie stosunku  $\frac{U_1}{f_1} = \text{const}$  za pomocą zarówno pierwszego, jak i drugiego sposobu. Rozpatrzmy pracę węzła komutacyjnego tego falownika przy założeniu, że falownik będzie pracował według drugiego z wymienionych sposobów. Umożliwi to współpracę falownika z prostownikiem niesterowanym. Układ taki nie pozwala wprawdzie na hamowanie odzyskowe silnika asynchronicznego, lecz zasilanie falownika napięciem wyprostowanym  $U$  o stałej wartości stwarza korzystne warunki dla pracy węzła komutacyjnego. Falownik (rys. 1) wykazuje w porównaniu z innymi falownikami o komutacji grupowej zaletę ważną, szczególnie przy pracy w górnictwie (nie wymaga pomocniczego źródła prądu stałego).

Na rys. 1 oznaczono:

- 1-6 tyrystory robocze,
- 11-16 diody zwrotne,
- $C_k$  kondensator komutacyjny,
- L dławik komutacyjny,
- 21-24 tyrystory komutacyjne.



Rys. 1

Przeanalizujemy pracę węzła komutacyjnego [2]. Niech kondensator będzie naładowany do napięcia większego od  $\frac{U}{2}$  o biegunowości jak na rys. 1. Po włączeniu tyrystora 21 potencjał punktu a stanie się ujemny, co pozwoli na wyłączenie tyrystorów grupy anodowej 1, 3 lub 5. Załóżmy, że przed włączeniem tyrystora komutacyjnego 21 prąd obciążenia płynie przez tyrystor roboczy 1. Po włączeniu tyrystora 21, a tym samym po wyłączeniu tyrystora 1, przy obecności odbiornika o charakterze czynno-indukcyjnym, zanikający prąd fazy R odbiornika będzie płynął przez diodę zwrotną 14. Będzie to związane z przeniesieniem potencjału punktu d źródła prądu stałego U na katodę gaszonego tyrystora roboczego 1. Aby więc w czasie wyłączenia tyrystorów grupy anodowej uzyskać ich wsteczną polaryzację, potencjał punktu a musi być niższy od potencjału punktu d.

Po włączeniu tyrystora 21 kondensator  $C_k$  zacznie się rozładowywać oscylacyjnie, co prowadzi do jego przeładowania. Pod koniec procesu przeładowania kondensatora komutacyjnego napięcie na nim może osiągnąć wartość większą niż na początku (przy biegunowości przeciwnej niż na rys. 1).

Aby uniknąć tego zjawiska, pod koniec cyklu przeładowania kondensatora  $C_k$  włączamy tyrystor 22. Pozostała energia, zmagazynowana w polu magnetycznym dławika komutacyjnego, oddawana jest dodatkowo kondensatorowi  $C_1$  i narastanie napięcia na kondensatorze  $C_k$  ustaje.

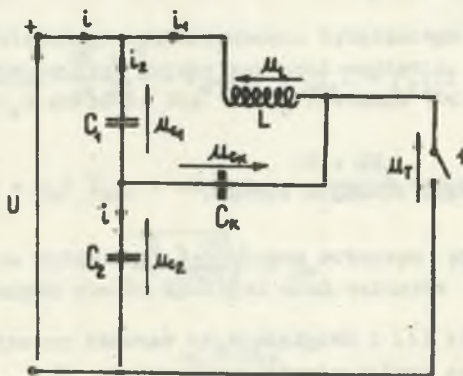
Przy przeładowaniu kondensatora  $C_k$  przez tyrystor 23 napięcie na nim ograniczamy analogicznie przez włączenie tyrystora 24 w końcu cyklu przeładowania kondensatora  $C_k$ . Taki układ węzła komutacji ogólnej pozwala regulować wartość napięcia na kondensatorze komutacyjnym przez odpowiedni dobór momentu włączenia tyrystorów 22 lub 24, co zapewnia stałą wartość czasu wstecznego spolaryzowania tyrystorów roboczych w celu odzyskania przez nie zdolności zaporowych w kierunku przewodzenia, w szerokim przedziale częstotliwości i prądów obciążenia [2].

Obliczymy parametry obwodu komutacyjnego przy założeniach:

- 1) tyrystory są łącznikami idealnymi,
- 2) dławiki komutacyjne są idealne, a ich sekcje symetryczne,
- 3) kondensatory  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_k$  są idealne,
- 4)  $C_1 = C_2 \gg C_k$ .

Założenia 2) i 3) są w tym przypadku uzasadnione, gdyż pociągają za sobą pogorszenie warunków komutacji. Otrzymamy bowiem z obliczeń większą niż dla rzeczywistych elementów pojemności i indukcyjności pulsację drgań własnych obwodu, czyli krótszy czas wstecznej polaryzacji gaszonych tyrystorów roboczych.

Schemat zastępczy układu po załączeniu tyrystora 21 można przedstawić jak na rys. 2.



Rys. 2

Warunki początkowe:

$$i_1(0) = I_{obc}$$

$$u_{C_1}(0) = u_{C_2}(0) = \frac{U}{2}$$

$$u_{C_k}(0) = -U_x$$



gdzie:

$$|U| > |U_x| > \left| \frac{U}{2} \right|$$

Dla schematu zastępczego (rys. 2) można ułożyć równania:

$$L\dot{i}_1 + \frac{1}{C_k} \int_0^t i_1 dt - U_x + \frac{1}{C_1} \int_0^t i_2 dt - \frac{U}{2} = 0 \quad (1)$$

$$\frac{1}{C_2} \int_0^t i_1 dt + \frac{U}{2} - \frac{1}{C_1} \int_0^t i_2 dt + \frac{U}{2} - U = 0 \quad (2)$$

$$i_1 = i + i_2 \quad (3)$$

Przyjmując  $C_1 = C_2 = C$  wyznaczmy z układu równań (1), (2) i (3) prąd ładowania kondensatora  $C_k$ :

$$i_1(t) = I_{obc} \cdot \cos \omega_0 t + \frac{U + 2U_x}{2L\omega_0} \sin \omega_0 t, \quad (4)$$

gdzie:

$\omega_0$  - pulsacja drgań własnych obwodu.

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{2C + C_k}{2LC C_k}} \quad (5)$$

Całkując równanie (4) i uwzględniając warunki początkowe, znajdziemy przebieg napięcia na kondensatorze komutacyjnym  $C_k$ :

$$u_{C_k}(t) = \frac{I_{obc}}{C_k \omega_0} \sin \omega_0 t - \frac{U + 2U_x}{2LC_k \omega_0^2} (\cos \omega_0 t - 1) - U_x \quad (6)$$

Prąd kondensatora  $C_2$  wyznaczmy z układu równań (1), (2) i (3):

$$i(t) = \frac{I_{obc}}{2} \cos \omega_0 t + \frac{U + 2U_x}{4L\omega_0} \sin \omega_0 t \quad (7)$$

Napięcie na kondensatorze  $C_2$ :

$$u_{C_2}(t) = \frac{I_{obc}}{2C\omega_0} \sin\omega_0 t - \frac{U + 2U_x}{4LC\omega_0^2} (\cos\omega_0 t - 1) + \frac{\pi}{2} \quad (8)$$

Napięcie na wyłączanym tyrystorze roboczym grupy anodowej w czasie komutacji wynosi (rys. 2):

$$u_T(t) = u_{C_2}(t) + u_{C_k}(t) \quad (9)$$

Uwzględniając równania (8), (6) i (5) otrzymamy:

$$u_T(t) = \omega_0 L I_{obc} \sin\omega_0 t - \frac{U + 2U_x}{2} \cos\omega_0 t + U \quad (10)$$

dla  $t = 0$

$$u_T(0) = \frac{U}{2} - U_x$$

Oznaczmy czas wstecznego spolaryzowania wyłączanego tyrystora roboczego przez  $t_c$ . Będzie to czas zmiany wartości napięcia  $u_T(t)$  w czasie komutacji od  $(\frac{U}{2} - U_x)$  do zera. Dla  $t = t_c$  równanie (10) ma postać:

$$0 = \omega_0 L I_{obc} \cdot \sin\omega_0 t_c - \frac{U + 2U_x}{2} \cos\omega_0 t_c + U \quad (11)$$

Przebieg napięcia na wyłączanym tyrystorze roboczym przedstawia rys. 3. Pulsacja drgań własnych obwodu spełniać musi warunek:

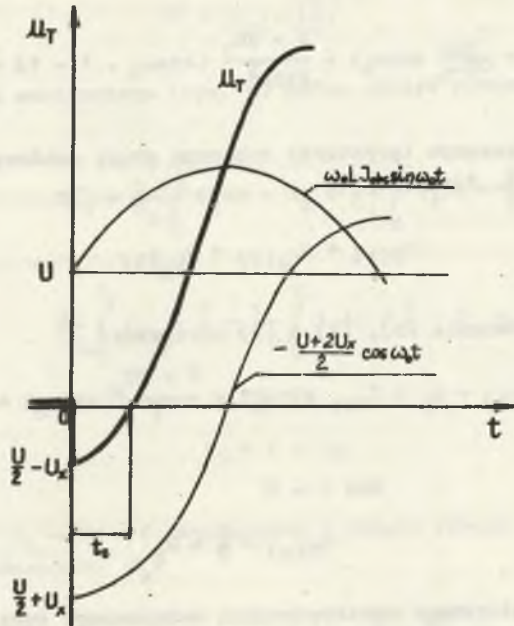
$$\omega_0 \geq \omega_W \quad (12)$$

gdzie:

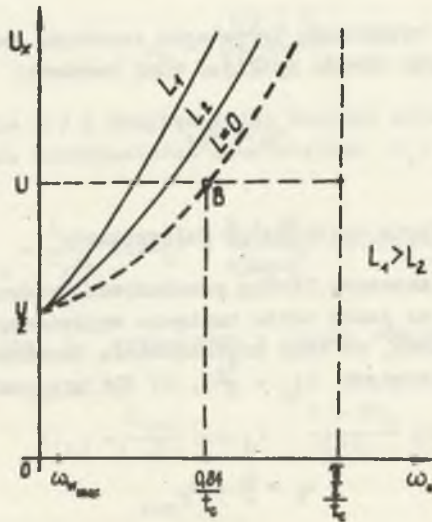
$\omega_W$  - pulsacja napięcia wyjściowego falownika.

Jeżeli przez  $n$  oznaczymy liczbę przeładowań kondensatora komutacyjnego  $C_k$ , przypadającą na jeden okres napięcia wyjściowego dla maksymalnej pulsacji oraz przyjmiemy, że czas przeładowania kondensatora  $C_k$  wynosi połowę okresu drgań własnych ( $t_p = \frac{1}{2} T_0$ ), to dla przypadku granicznego można napisać:

$$\omega_0 = \frac{n}{2} \cdot \omega_{W \max} \quad (13)$$



Rys. 3



Rys. 4

Zbadajmy, jaką maksymalną wartość może przyjmować liczba  $n$ . Wyznaczmy w tym celu z równania (11) funkcję  $U_x = f(\omega_0)$  dla stałej wartości pozostałych parametrów występujących w równaniu (11):

$$U_x = L \cdot \omega_0 \cdot I_{obc} \cdot \operatorname{tg} \omega_0 t_c + \frac{U}{\cos \omega_0 t_c} - \frac{U}{2} \quad (14)$$

Wykres funkcji  $U_x = f(\omega_0)$  dla różnych wartości indukcyjności dławika komutacyjnego  $L$  przedstawia rys. 4.

Odciętą punktu B znajdziemy podstawiając do równania (14)  $L = 0$  i  $U_x = U: B(\frac{0.84}{t_c}, U)$ .

Jak wynika z rys. 4, liczba  $n$  musi spełniać warunek:

$$n < \frac{2 \cdot 0.84}{t_c \cdot \omega_{W_{max}}} \quad (15)$$

Z równania (11) dla wartości granicznych: prądu obciążenia  $I_{obc}$ , pulsacji drgań własnych  $\omega_0$  (przyjętej na podstawie zastosowanego programu łączeń tyrystorów) oraz czasu wstecznego spolaryzowania wyłączanego tyrystora roboczego  $t_c$ , wyznaczyć można wartość indukcyjności dławika komutacyjnego  $L$ :

$$L = \frac{U + 2U_x \cos \omega_0 t_w - U}{\omega_0 \cdot I_{obc_{max}} \cdot \sin \omega_0 t_w} \quad (16)$$

gdzie:

$I_{obc_{max}}$  - maksymalna spodziewana wartość prądu obciążenia,

$t_{c_{min}} = t_w$  - czas wyłączania tyrystora (podany przez producenta)

$$\frac{U}{2} < U_x < U.$$

Uwzględniając, że  $C \gg C_k$ , otrzymamy:

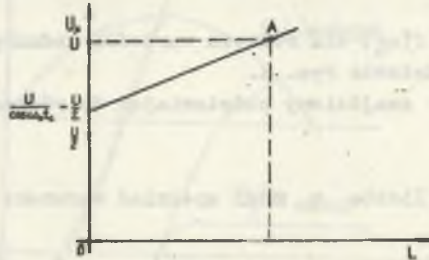
$$\omega_0 = \sqrt{\left(\frac{1}{2C} + \frac{1}{C_k}\right) \frac{1}{L}} \approx \frac{1}{\sqrt{LC_k}} \quad (17)$$

Stąd pojemność kondensatora komutacyjnego:

$$C_k = \frac{1}{\omega_0^2 L} \quad (18)$$



Przy doborze wartości napięcia  $U_x$  i parametrów  $L$ ,  $C_k$  wężła komutacyjnego wygodnie będzie posłużyć się wykresem funkcji  $U_x = f(L)$  rys. 5, sporządzonym dla pulsacji  $\omega_0$  obliczonej według wzoru (13). Zależność  $U_x = f(L)$  przedstawia równanie (14) (przy stałych parametrach:  $U$ ,  $\omega_0$ ,  $t_c$ ,  $I_{obc}$ ). Odciętą punktu A znajdziemy podstawiając we wzorze (16)  $U_x = U$ .



Rys. 5

Korzystając z wyprowadzonych wzorów wykonajmy obliczenia parametrów wężła komutacyjnego dla danych:

$$\omega_{W_{max}} = 2\pi 60 \frac{1}{s},$$

$$n = 16$$

$$U = 220 \text{ V}$$

$$t_W = 80 \cdot 10^{-6} \text{ s},$$

$$I_{obc_{max}} = 25 \text{ A}.$$

Otrzymamy: indukcyjność dławika komutacyjnego:  $L = 3 \text{ mH}$   
 pojemność kondensatora komutacyjnego:  $C_k = 37 \mu\text{F}$ ,  
 napięcie początkowe kondensatora  $C_k$ :  $U_x = 172,5 \text{ V}$ .

#### LITERATURA

1. Gentry P.E., Tyristory półprzewodnikowe prostowniki sterowane. Wydanie 1. Warszawa 1969. Wydawnictwa Naukowo-Techniczne.
2. Glazenko T.A., Połuprowodnikowyje priobrazowatieli czastoty w elektropriwodach. Leningradskoje Otdielenie Izdatielstwa "Energia" 1969.
3. Manitius J., Hutnicze napędy elektryczne. Wydanie 2. Tom I. Teoretyczne podstawy napędu. Wydawnictwo "Śląsk" Katowice 1969.
4. Wrona W., Matematyka. Część II. Warszawa 1964. PWN.
5. Zagajewski T., Układy elektroniki przemysłowej. Wydanie 2. Warszawa 1971. Wydawnictwa Naukowo-Techniczne.



ПОДБОР ПАРАМЕТРОВ УЗЛА КОММУТАЦИИ  
ТРЕХФАЗНОГО ИНВЕРТОРА НА ТЫРИСТОРАХ

## Р е з ю м е

В работе обсуждается действие узла коммутации трехфазного инвертора на тиристорах с общей коммутацией. Проводится анализ неустойчивого режима возникающего в коммутационном узле во время коммутации. Приводятся формулы, способствующие подробу элементов этого узла.

SELECTION OF RECTIFYING COMMUTATION NODE'S PARAMETERS  
IN A THREE-PHASE INVERTER

## S u m m a r y

In the paper working of a rectifying commutation node in a three-phase inverter with group commutation has been discussed.

The unsteady states in a commutation node during commutation have been analysed and formulae enabling the node's elements selection have been derived.