

Władysław Paszek

Zakład Maszyn Elektrycznych

Waldemar Kempki

Instytut Elektryfikacji
i Automatykacji Górnictwa

ANALIZA PRZEBIEGÓW KOMUTACYJNYCH TYRYSTOROWEGO FALOWNIKA NAPIĘCIOWEGO Z TRANSFORMATOREM KOMUTACYJNYM

Streszczenie. W artykule przeprowadzono analizę pracy falownika napięciowego z transformatorem komutacyjnym. Przedstawiono schemat zastępczy falownika dla procesów komutacyjnych i obliczono przebiegi komutacyjne. Wyznaczone analitycznie przebiegi porównano z przebiegami komutacyjnymi falownika modelowego.

1. Wstęp

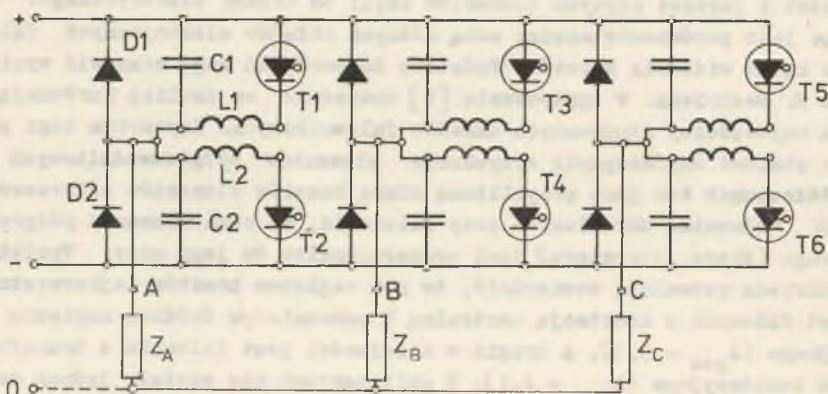
W napędzie elektrycznym wymagającym nastawiania prędkości obrotowej znajduje coraz szersze zastosowanie silnik indukcyjny klatkowy zasilany z falownika tyrystorowego. Takie zalety silnika indukcyjnego jak prostota konstrukcji i łatwość obsługi, wsparte możliwością praktycznie bezstratnego nastawiania prędkości obrotowej w szerokim zakresie, dają w sumie maszynę napędową o bardzo dobrych właściwościach użytkowych.

Wadą zestawu złożonego z silnika indukcyjnego i falownika zasilającego silnik jest wysoki koszt falownika. Koszt ten zależy głównie od mocy wyjściowej. Jednakże dla takiej samej mocy koszt falownika zależy będzie od ilości i jakości użytych elementów czyli od układu elektrycznego. Celowe więc jest porównanie między sobą różnych układów elektrycznych falownika pod kątem widzenia kosztów. Podstawę do porównań mogą stanowić wyniki badań E. Seefrieda. W opracowaniu [1] zamieścił on tablicę porównującą siedem najczęściej stosowanych układów falownikowych. Kryterium tego porównania stanowi współczynnik wyzyskania elementów półprzewodnikowych A_{ges} . Współczynnik ten jest przybliżoną miarą kosztów elementów półprzewodnikowych falownika określonych przy założeniu, że cena elementu półprzewodnikowego (diody, tyrystora) jest proporcjonalna do jego mocy. Wyniki badań Seefrieda pozwalają stwierdzić, że pod względem kosztów najkorzystniejszy jest falownik z komutacją centralną i pomocniczym źródłem napięcia komutacyjnego ($A_{ges} = 3,1$), a drugim w kolejności jest falownik z transformatorem komutacyjnym ($A_{ges} = 4,1$). W obliczeniach nie zostały jednak uwzględnione koszty elementów półprzewodnikowych koniecznych do wytworzenia po-

mocniczego napięcia komutacyjnego dla pierwszego falownika. Dodatkowo, pomocnicze elementy półprzewodnikowe tego falownika muszą posiadać wysoką klasę napięciową, co podnosi koszt, a sterowanie tym falownikiem jest bardziej skomplikowane niż falownikiem drugim. W sumie można stwierdzić, że falownik z transformatorem komutacyjnym odznacza się korzystnymi właściwościami z punktu widzenia kosztów. Ta zaleta układu w połączeniu z takimi właściwościami jak prostota układu i sterowania oraz spodziewana w związku z tym duża niezawodność była jedną z przyczyn zainteresowania takim układem falownika.

2. Falownik napięciowy z transformatorem komutacyjnym

Schemat trójfazowego falownika napięciowego z transformatorem komutacyjnym przedstawia rys. 1. Falownik składa się z trzech identycznych pod względem budowy falowników jednofazowych. Cechą charakterystyczną falownika jest możliwość pracy w układzie tak z amplitudowym jak i z impulsowym sterowaniem napięcia wyjściowego. Typowym zastosowaniem jest użycie falownika do pracy ze sterowaniem napięcia metodą amplitudową przy kącie przewodzenia tyrystorów równym π . Tyrystory są wyzwalane w odpowiedniej kolejności (np. T1-T6-T3-T2-T5-T4-T1...) z częstotliwością odpowiadającą częstotliwości wyjściowej. Napięcie fazowe silnika zasilanego z tak sterowanego falownika ma wtedy kształt krzywej schodkowej o sześciu schodkach w okresie. Zaletą takiego reżimu pracy falownika są stosunkowo niskie straty komutacyjne oraz prostota sterownika. Wadą jest znaczny udział harmonicznych w napięciu wyjściowym oraz trudność w uzyskaniu prawidłowej komutacji przy obniżonym napięciu zasilającym falownik.



* Rys. 1. Trójfazowy falownik napięciowy z transformatorami komutacyjnymi

Proces komutacji tyrystorów w falowniku z rys. 1 ma tę właściwość, że przebiegi komutacyjne jednej fazy nie zależą od przebiegów komutacyjnych pozostałych faz. Wyłączenie tyrystora jednej fazy (np. T1) realizowane jest poprzez załączenie drugiego tyrystora tej samej fazy (T2) i odwrotnie. Z tego względu analiza procesów elektromagnetycznych zachodzących w falowniku zostanie przeprowadzona dla fazy A falownika z rys. 1.

Zakłada się, że przed rozpoczęciem procesu komutacyjnego potencjał punktu A jest dodatni, tyrystor T1 przewodzi prąd obciążenia, a tyrystor T2 jest w stanie blokowania. W momencie wyzwolenia tyrystora T2 naładowany kondensator C2 zostaje dołączony do dolnego uzwojenia transformatora komutacyjnego L2. W wyniku tego napięcie kondensatora C2 zostaje z odpowiednią polaryzacją przetransformowane do obwodu L1-T1-C1. Prąd tyrystora T1 maleje, przez tyrystor T2 zaczyna płynąć prąd rozładowującego się kondensatora C2, napięcie kondensatora C1 rośnie. Procesy te zachodzą do momentu, w którym malejący prąd tyrystora T1 osiąga zero. W tym momencie czasowym tyrystor T1 przestaje przewodzić i zostaje spolaryzowany w kierunku zaporowym przez sumę napięć kondensatora C1 i uzwojenia L1 transformatora. Napięcie kondensatora C1 w dalszym ciągu rośnie, napięcie kondensatora C2 maleje a wraz z nim napięcie na uzwojeniu L1. W wyniku tego zaporowe napięcie tyrystora T1 zmierza do zera, przechodzi przez zero i rośnie dalej w kierunku napięć blokowania. Tyrystor T1 przechodzi w stan blokowania. Prąd tyrystora T2, składający się już teraz z przejętego od T1 prądu obciążenia oraz prądu kondensatora C2, nadal rośnie. Jednocześnie napięcie kondensatora C2 maleje w kierunku zera. Energia pola elektrycznego kondensatora C2 maleje, energia pola magnetycznego transformatora komutacyjnego rośnie. Dioda zwrotna D2 jest w dalszym ciągu spolaryzowana zaporowo przez napięcie kondensatora C2. W momencie osiągnięcia przez to napięcie zera dioda D2 zaczyna przewodzić prąd będący sumą prądu obciążenia i prądu tyrystora T2. Rozpoczyna się proces rozładowywania energii pola magnetycznego transformatora komutacyjnego w obwodzie L2-T2-D2. Proces ten trwa do momentu całkowitego rozładowania energii transformatora, czyli do momentu, w którym prąd tyrystora T2 osiągnie zero. Proces komutacyjny jest w tym momencie zakończony.

Ogólnie procesy zachodzące w procesie komutacji podzielić można na trzy etapy.

Pierwszy etap komutacji rozpoczyna się w momencie wprowadzenia impulsu wyzwalającego na bramkę tyrystora załączanego, a kończy się w momencie osiągnięcia przez prąd tyrystora wyłączanego wartości zero.

Drugi etap komutacji rozpoczyna się w momencie wejścia tyrystora wyłączanego w stan zaporowy - co pokrywa się z końcem etapu pierwszego - a kończy się w momencie osiągnięcia przez napięcie kondensatora komutującego zera.

Trzeci etap komutacji rozpoczyna się w momencie wejścia diody zwrotnej w stan przewodzenia - co pokrywa się z końcem etapu drugiego - a kończy się

Zakładając, że elementy półprzewodnikowe układu są zaworami idealnymi oraz że pozostałe elementy układu są bezstratne, można obwód z rys. 2b opisać układem pięciu równań operatorowych Laplace'a. Po wyeliminowaniu dwóch zbędnych otrzymuje się:

$$\begin{pmatrix} I_1(p) \\ I_2(p) \\ I_{c1}(p) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} pL & pkL & -\frac{1}{pC} \\ pkL & pL & \frac{1}{pC} \\ 1 & -1 & 2 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} LI_0 \\ \frac{1}{p} E + kLI_0 \\ \frac{1}{p} I_0 \end{pmatrix}$$

Po rozwiązaniu układu i po zastosowaniu odwrotnego przekształcenia Laplace'a otrzymuje się

$$i_1(t) = I_0 - \frac{1}{2\sqrt{1-k}} \frac{E}{X_L} \sin\omega_1 t + \frac{1}{1+k} \frac{E}{2L} t \quad (1)$$

$$i_2(t) = \frac{1}{2\sqrt{1-k}} \frac{E}{X_L} \sin\omega_1 t + \frac{1}{1+k} \frac{E}{2L} t \quad (2)$$

$$i_{c1}(t) = \frac{1}{2\sqrt{1-k}} \frac{E}{X_L} \sin\omega_1 t \quad (3)$$

a po przekształceniach

$$i_{c2}(t) = -\frac{1}{2\sqrt{1-k}} \frac{E}{X_L} \sin\omega_1 t \quad (4)$$

$$i(t) = I_0 - \frac{1}{\sqrt{1-k}} \frac{E}{X_L} \sin\omega_1 t \quad (5)$$

$$u_{c1}(t) = \frac{E}{2} - \frac{E}{2} \cos\omega_1 t \quad (6)$$

$$u_{c2}(t) = \frac{E}{2} + \frac{E}{2} \cos\omega_1 t \quad (7)$$

gdzie

$$\omega_1 = \frac{\omega}{\sqrt{1-k}} \quad - \text{ pulsacja obwodu w pierwszym etapie komutacji} \quad (8)$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (9)$$

$$X_L = \omega L \quad - \text{ reaktancja indukcyjna rezonansowa obwodu} \quad (10)$$

Funkcje (1) do (7) są prawdziwe tylko w pierwszym etapie komutacji. Lewą granicę przedziału ważności tych funkcji stanowi czas $t = 0$. Prawą granicę wyznacza czas, w którym funkcja (1) osiąga zero.

Oznaczając

$$i_1(t=t_p) = I_1(t_p) = 0$$

po przekształceniach otrzymuje się

$$t_p = \frac{1-k^2}{k} \frac{I_0}{E} L \quad (11)$$

W czasie t_p prąd tyrystora T1 osiąga zero i tyrystor przechodzi w stan blokowania. Odpowiada temu zmiana konfiguracji układu. W momencie zmiany układu, czyli w czasie t_p , rozpoczyna się drugi etap komutacji.

Schemat zastępczy układu dla drugiego etapu komutacji przedstawia rysunek 3. Dla uproszczenia obliczeń wprowadza się dla drugiego etapu nową zmienną czasu τ spełniającą zależność

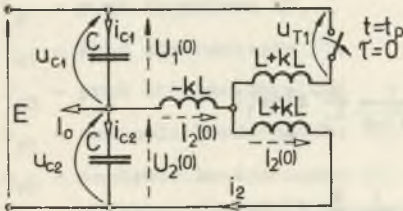
$$\tau = t - t_p$$

Zgodnie z tym, warunki początkowe układu można przedstawić następująco

$$U_1(0) = u_{c1}(\tau=0) = u_{c1}(t=t_p)$$

$$U_2(0) = u_{c2}(\tau=0) = u_{c2}(t=t_p)$$

$$I_2(0) = i_2(\tau=0) = i_2(t=t_p)$$



Rys. 3. Schemat zastępczy falownika dla drugiego etapu komutacji

Uwzględniając warunki początkowe, obwód daje się opisać układem trzech równań operatorowych Laplace'a

$$\begin{vmatrix} I_{c1}(p) \\ I_{c2}(p) \\ I_2(p) \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -1 & -1 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{pC} & pL \\ 1 & -1 & -1 \end{vmatrix}^{-1} \times \begin{vmatrix} 0 \\ \frac{1}{p} U_2(0) + L I_2(0) \\ \frac{1}{p} I_0 \end{vmatrix}$$

Uwzględniając, że napięcie na tyrystorze T1

$$U_{T1}(p) = \frac{1}{p} E - (1+k) L [p I_2(p) - I_2(0)]$$

oraz

$$U_{c2}(p) = \frac{1}{p} U_2(0) + \frac{1}{pC} I_{c2}(p)$$

po rozwiązaniu układu trzech równań i po zastosowaniu odwrotnego przekształcenia Laplace'a otrzymuje się

$$i_2(t) = -I_0 + [I_0 + I_2(0)] \cos \omega_2 t + \frac{\sqrt{2} U_2(0)}{X_L} \sin \omega_2 t \quad (12)$$

$$u_{T1}(t) = E - (1+k) U_2(0) \cos \omega_2 t + \frac{1+k}{\sqrt{2}} [I_0 + I_2(0)] X_L \sin \omega_2 t \quad (13)$$

$$u_{c2}(t) = U_2(0) \cos \omega_2 t - \frac{\sqrt{2}}{2} [I_0 + I_2(0)] X_L \sin \omega_2 t \quad (14)$$

gdzie:

$$\omega_2 = \frac{\omega}{\sqrt{2}} - \text{pulsacja obwodu w drugim etapie komutacji.} \quad (15)$$

Funkcje (12) do (14) są ważne tylko w drugim etapie komutacji. Przedział ważności tych funkcji ograniczony jest z lewej strony czasem $t = 0$, a z prawej czasem t_p . Czas t_p jest to moment czasowy, w którym funkcja napięcia na kondensatorze C2 osiąga zero. Dla warunku

$$u_{c2}(t=t_p) = U_{c2}(t_p) = 0$$

z zależności (14) otrzymuje się

$$t_p = \frac{1}{\omega_2} \arctg \frac{\sqrt{2} U_2(0)}{[I_0 + I_2(0)] X_L} \quad (16)$$

W czasie t_p napięcie kondensatora C2 i napięcie diody D2 osiąga zero. Dioda D2 zostaje wprowadzona w stan przewodzenia. Oznacza to zmianę konfiguracji obwodu i rozpoczęcie trzeciego etapu komutacji.

Dwa poprzednie etapy rozpatrywane były przy założeniu, że obwód komutacji jest bezstratny. Dało to w efekcie przebiegi oscylacyjne nietłumione i pozwoliło na stosunkowo proste wyznaczenie warunków początkowych trzeciego etapu z wystarczającą dla praktyki dokładnością (tabl. 1, pkt. 1 do 4).

Trzeci etap decyduje o sprawności procesu komutacji. Czas trwania tego etapu jest o cały rząd większy od łącznego czasu trwania etapu pierwszego i drugiego (tab. 1, pkt. 6 i 9).

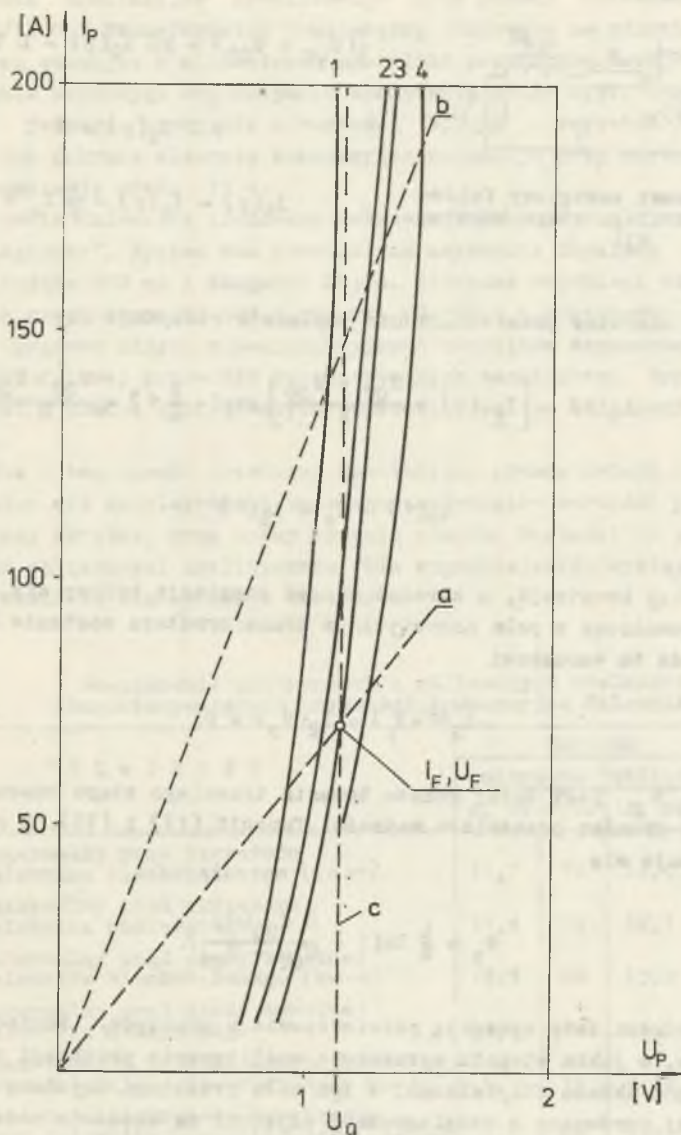
W trzecim etapie komutacji jest rozładowywana energia nagromadzona w polu magnetycznym transformatora komutacyjnego. Energia ta jest rozpraszana w elementach układu, a przebiegi elektryczne mają charakter aperiodyczny. Z tego względu nie można nadal przyjmować, że elementy obwodu są bezstratne. Konieczne jest przyjęcie dla elementów obwodu takich układów zastępczych, które umożliwiłyby matematyczną realizację rozpraszania energii. Dla transformatora takim układem zastępczym jest dwójnik szeregowy RL. W dwójniku tym L reprezentuje samoindukcję uzwojenia transformatora, a R rezystancję tego uzwojenia. Dla elementów półprzewodnikowych konieczna jest linearyzacja charakterystyki elementu. Ilość odcinków linearyzujących przebieg zależy od wymaganej dokładności. Przy wyznaczaniu przebiegów w stanach nieustalonych stosuje się często linearyzację jednoodcinkową. Daje to możliwość traktowania obwodu jako liniowego, a zatem umożliwia stosowanie liniowych metod rozwiązywania obwodów. W opracowaniu [2] przyjęto, że diodzie i tyrystorowi w stanie przewodzenia odpowiada liniowy rezystor. Lepszym przybliżeniem jest jednak przyjęcie charakterystyki przewodzenia w postaci prostej równoległej do osi prądu układu odniesienia. Ilustruje to rys. 4. Zestawiono na nim katalogowe [3], [4] charakterystyki diod i tyrystorów mocy o porównywalnych prądach oraz zlinearyzowane według [2] i według autorów. Wielkość U_Q jest tutaj zastępczym napięciem przewodzenia. Można przyjąć, że odpowiada ono w przybliżeniu napięciu przewodzenia przy prądzie znamionowym.

Schemat układu dla trzeciego etapu komutacji, uwzględniający powyższe założenia przedstawia rys. 5. Dla uproszczenia obliczeń wprowadza się dla trzeciego etapu nową zmienną czasu ν spełniającą warunek

$$\nu = l - l_p = t - (t_p + l_p)$$

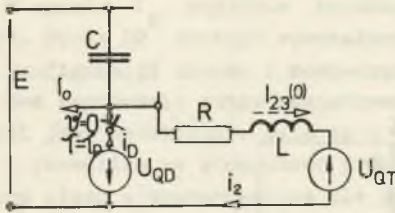
Warunek początkowy układu opisywanego dla tej zmiennej

$$i_2(\nu=0) = i_2(l=l_p) = I_{23}(0).$$



Rys. 4. Rzeczywiste i przybliżone charakterystyki przewodzenia diod i tyrystorów

1 - dioda D220-220A (ČKD), 2 - dioda D63-63A (ČKD), 3 - tyrystor BSt HO4-70A (Siemens), 4 - tyrystor BSt L10-200A (Siemens), a, b - przybliżenie charakterystyki przewodzenia wg [2] c - przybliżenie charakterystyki przewodzenia wg autorów



Rys. 5. Schemat zastępczy falownika dla trzeciego etapu komutacji

Układ można opisać dwoma równaniami operatorowymi

$$\frac{1}{p}(U_{QT} + U_{QD}) + pL I_2(p) - L I_{23}(0) + R I_2(p) = 0$$

$$I_D(p) - I_2(p) - \frac{1}{p} I_0 = 0.$$

Stosując odwrotne przekształcenie Laplace'a otrzymuje się

$$i_2(\nu) = \left[I_{23}(0) + \frac{U_{QT} + U_{QD}}{R} \right] \exp\left(-\frac{R}{L}\nu\right) - \frac{U_{QT} + U_{QD}}{R} \quad (17)$$

$$i_D(\nu) = I_0 + i_2(\nu) \quad (18)$$

Trzeci etap komutacji, a zarazem proces komutacji kończy się, gdy cała energia zgromadzona w polu magnetycznym transformatora zostanie rozproszona. Odpowiada to warunkowi

$$i_2(\nu = \nu_p) = I_2(\nu_p) = 0.$$

Wielkość ν_p jest tutaj czasem trwania trzeciego etapu komutacji, a zarazem prawą granicą przedziału ważności funkcji (17) i (18). Z zależności (17) otrzymuje się

$$\nu_p = \frac{L}{R} \ln\left(1 + \frac{R I_{23}(0)}{U_{QT} + U_{QD}}\right). \quad (19)$$

Uzyskane rezultaty wymagają potwierdzenia w praktyce. Konieczne jest sprawdzenie, w jakim stopniu wyznaczone analitycznie przebiegi odpowiadają przebiegom układu fizycznego. W tym celu przebiegi uzyskane na drodze analitycznej porównano z oscylogramami zdjętymi na układzie modelowym.

Schemat falownika modelowego odpowiada schematowi fazy B układu z rysunku 1. Układ modelowy zasilono z baterii akumulatorów z wyprowadzonym zaciskiem zerowym. Jako odbiornika użyto dławika regulacyjnego włączonego między zacisk B falownika a zacisk zerowy baterii akumulatorów.

Do budowy falownika użyto tyrystorów T2-10-6-A oraz diod B-10-6. Pojemności komutacyjne zrealizowano przy pomocy kondensatorów MPHP-2 $2 \times 4 \mu F/1500 V$. Transformator komutacyjny zbudowano na rdzeniu z blach zimno walcowych stosując 8 milimetrową szczelinę powietrzną. Uzwojenie nawinięto bifilarnie uzyskując współczynnik sprzężenia równy 0,92. Otrzymano indukcyjność jednego uzwojenia o wartości 1,2 mH a rezystancję o wartości 15 m Ω . Tak dobrane elementy komutacyjne pozwalają przy napięciu 120 V na pewną komutację prądu 10 A.

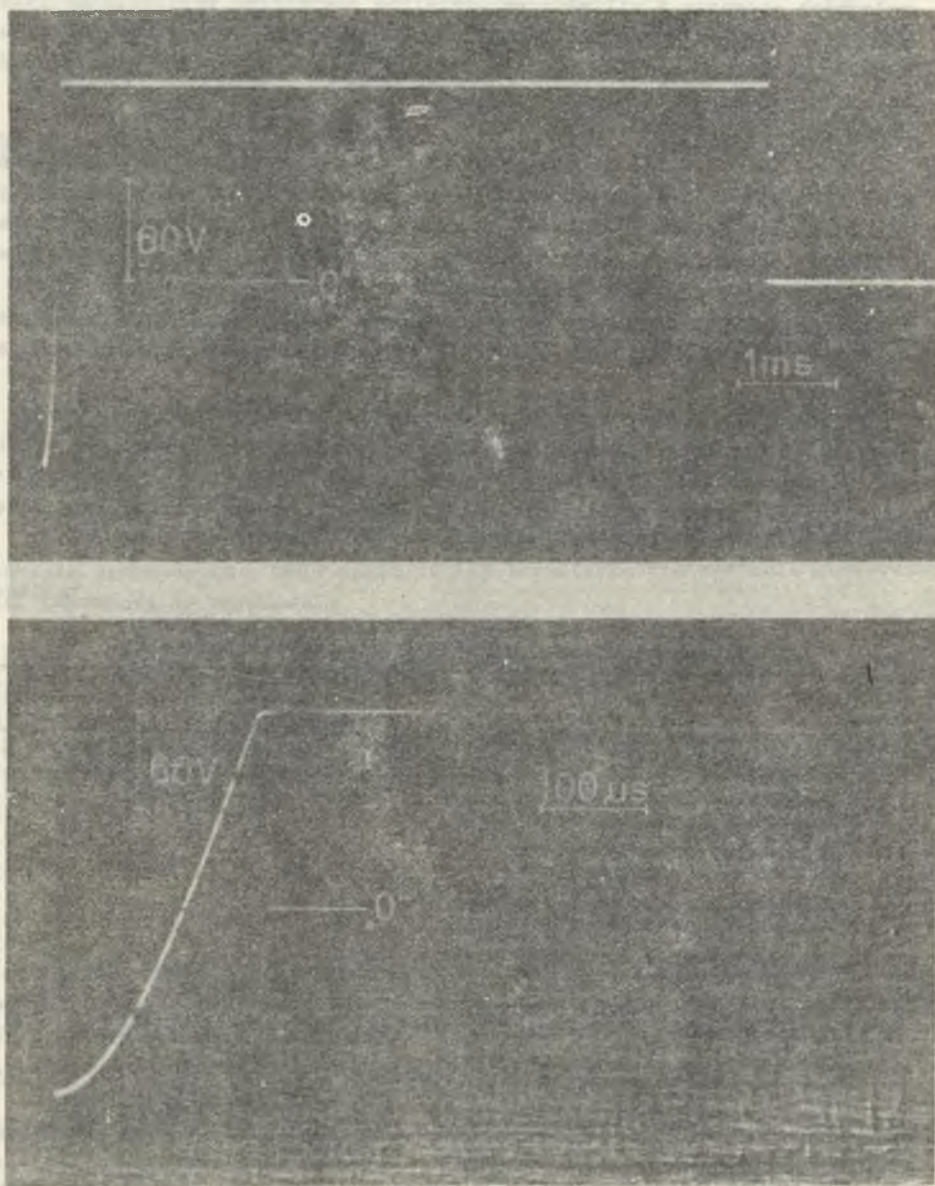
Sterownik falownika zbudowano całkowicie przy użyciu elementów logicznych "Logister". System ten pozwolił na uzyskanie impulsów wyzwających o amplitudzie 200 mA i długości $20 \mu s$. Mierzone przebiegi zdjęto z układu z pomocą oscyloskopu OS-102 z wkładką OS-102-1 i przystawką fotograficzną. Sygnały prądowe zdjęto z bezindukcyjnych boczników dopasowanych falowo do oporności falowej przewodów koncentrycznych oscyloskopu. Sygnały napięciowe zdjęto z pomocą skorygowanych częstotliwościowo sond napięciowych oscyloskopu.

Zdjęte w ten sposób przebiegi komutacyjne przedstawiają rys. 6 do 9. Posługując się oscylogramami zmierzono maksymalne wartości prądów tyrystora i diody zwrotnej oraz czasy trwania etapów. Wartości te porównano z wartościami obliczonymi analitycznie. Dla wygodniejszego wyciągnięcia wniosków wartości te zestawiono w tabelicy 1.

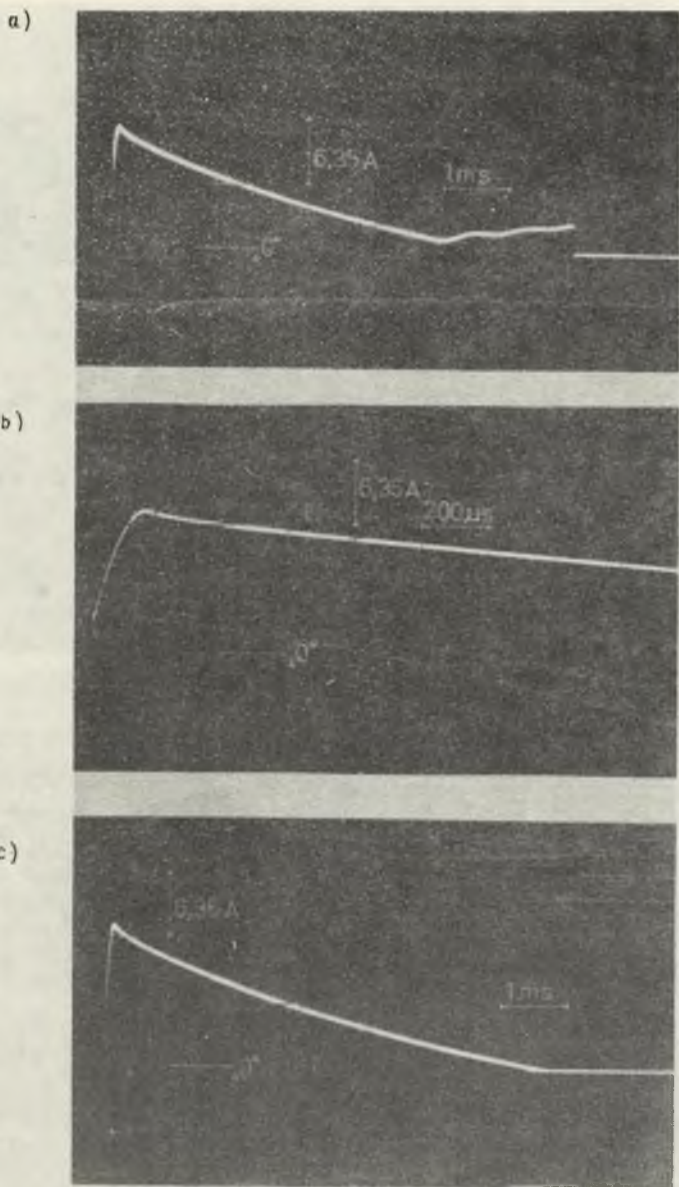
Tabela 1

Zestawienie zmierzonych i obliczonych wielkości charakteryzujących przebiegi komutacyjne falownika

Lp.	W i e l k o ś ć	Wartość				Różnica
		zmierzona		obliczona		
		A, ms	rys.	A, ms	wzór	%
1	Maksymalny prąd tyrystora falownika nieobciążonego ($z = \infty$)	13,7	7b	14,0	12	+ 2,2
2	Maksymalny prąd tyrystora falownika obciążonego	11,4	7a	12,1	12	+ 6,1
3	Maksymalny prąd diody zwrotnej falownika nieobciążonego ($z = \infty$)	14,1	8b	13,9	18	- 1,4
4	Maksymalny prąd diody zwrotnej falownika obciążonego	14,8	8a	14,9	18	+ 0,7
5	Czas trwania procesu komutacyjnego falownika nieobciążonego ($z = \infty$)	6,6	7c	6,16	19	- 6,6
6	Czas trwania procesu komutacyjnego falownika nieobciążonego ($z = \infty$)	6,5	8b	5,9	19	- 9,2
7	Czas trwania procesu komutacyjnego falownika obciążonego	5,0	7a	5,42	19	+ 7,5
8	Czas trwania procesu komutacyjnego falownika obciążonego	5,0	8a	5,42	19	+ 7,5
9	Czas rozładowania kondensatora falownika nieobciążonego ($z = \infty$)	0,20	9	0,218	14	+ 9,0
10	Czas dysponowany na wyłączenie falownika nieobciążonego ($z = \infty$)	0,128	6	0,140	13	+ 9,4



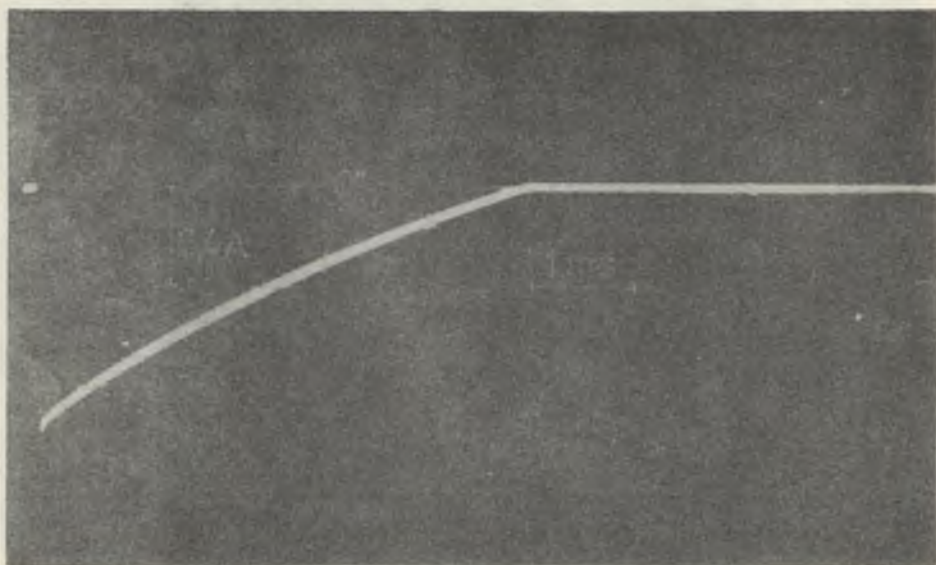
Rys. 6. Napięcie tyrystora wyłączanego T1 falownika biegnącego jałowo



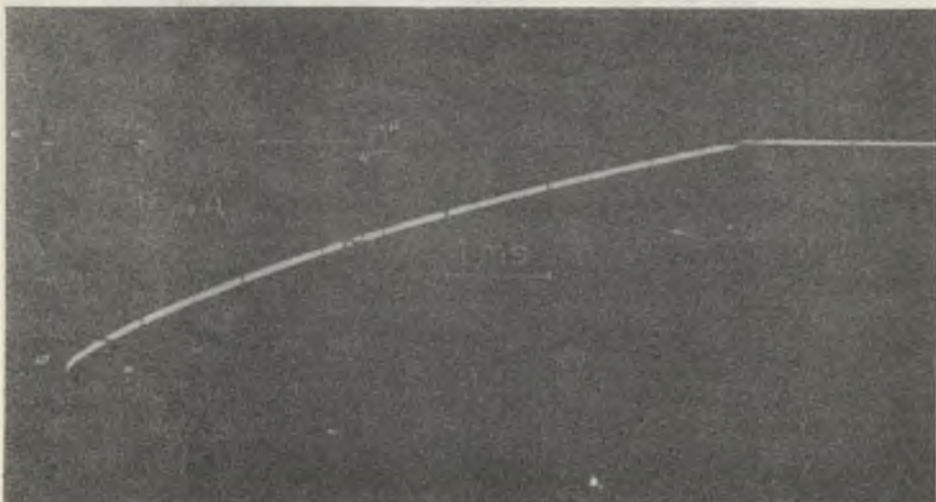
Rys. 7. Prąd tyrystora załączanego T2

a) falownik obciążony, b), c) falownik nieobciążony ($z=\infty$)

a)

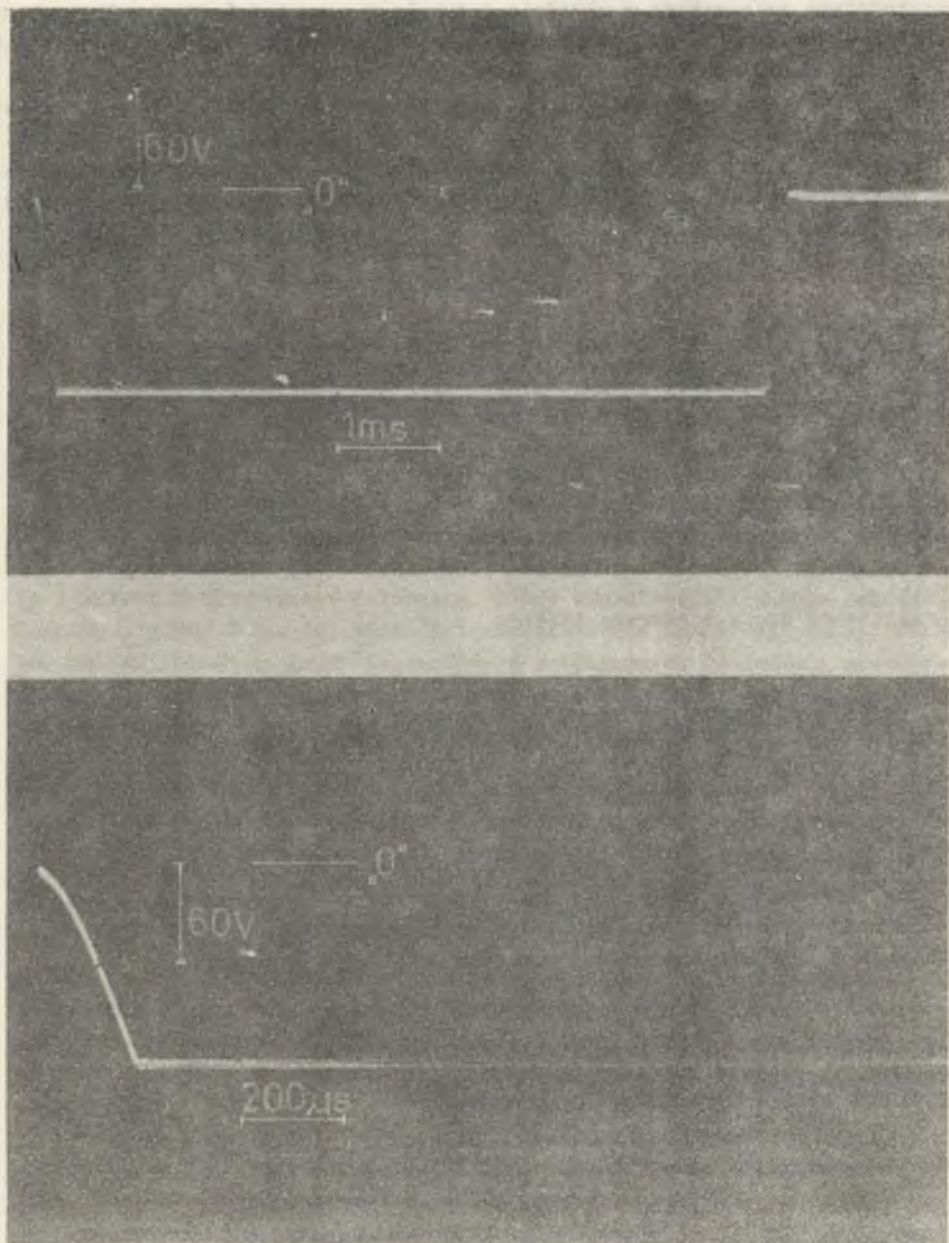


b)



Rys. 8. Prąd diody zwrotnej

a) falownik obciążony, b) falownik nieobciążony ($z = \infty$)



Rys. 9. Napięcie kondensatora komutacyjnego

Z tablicy 1 wynika, że przy określaniu wartości prądów różnice między wartościami zmierzonymi w układzie fizycznym a wartościami określonymi na modelu matematycznym układu mieszczą się w granicach błędu metody pomiarowej (dokładność pomiarów oscyloskopem OS-102 dla osi Y wynosi 3 do 5%). Różnice wartości w przypadku określania czasów są większe. Wynika to z założonych uproszczeń.

Mając na uwadze cel porównań można stwierdzić, że przyjęty model matematyczny jest dobrym przybliżeniem układu fizycznego i może być używany do celów obliczeniowych.

LITERATURA

- [1] Sefried E.: Frequenzumformer mit Gleichstromzwischenkreis zur Speisung von Drehstrommaschinen. *Elektrie*, 1969, nr 1.
- [2] Nopirakowski J., Zinner J.: Thyristorwechselrichter mit Gegentaktlöschung. *Elektrie*, 1968, nr 10.
- [3] Katalog: Polovodiče. Praha 1973.
- [4] Katalog: Siemens Leistungshalbleiter Datenbuch 1972/73.

Przyjęto do druku w czerwcu 1974 r.

АНАЛИЗ КОММУТАЦИОННЫХ ПРОЦЕССОВ ТИРИСТОРНОГО ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ С КОММУТАЦИОННЫМ ТРАНСФОРМАТОРОМ

Р е з ю м е

Проведен анализ работы инвертора напряжения с коммутационным трансформатором. Представлена замещающая схема инвертора для коммутационных процессов, и вычислены коммутационные процессы. Аналитически определенные процессы сопоставлены с коммутационными процессами модельного инвертора.

COMMUTATION PROCESS OF THYRISTOR VOLTAGE INVERTER WITH A COMMUTATION TRANSFORMER

S u m m a r y

The performance of the voltage inverter with a commutation transformer was discussed. The equivalent circuit of the inverter for commutation processes is presented and suitable transients are calculated. The calculated results were compared with commutation curves recorded on model inverter.