

Henryk WOSIŃSKI

Instytut Podstawowych Problemów
Elektrotechniki i Energoelektroniki

STEROWANIE I WŁASNOŚCI OBWODÓW IMPULSOWEJ KOMUTACJI FAZOWEJ W FALOWNIKACH Z MODULACJĄ SZEROKOŚCI IMPULSÓW

Streszczenie. W artykule przedstawiono wyniki analizy pracy wybranych obwodów impulsowej komutacji fazowej pracujących w falownikach napięcia z modulacją szerokości impulsów. Określono optymalny ze względu na komutacyjne straty energii sposób sterowania tymi obwodami i porównano ich własności eksploatacyjne.

1. Wprowadzenie

Dobrymi własnościami dynamicznymi i szerokim zakresem uzyskiwanych częstotliwości wyjściowych charakteryzują się przemienniki częstotliwości z szerokościowo-impulsową regulacją napięcia wyjściowego. Ponieważ w energetycznych przemiennikach tego typu stosuje się tyrystory - zawory półprzewodnikowe nie w pełni sterowalne, układy te muszą zawierać dodatkowe elementy tworzące tzw. obwody komutacji sztucznej, których celem jest wyłączenie przewodzących tyrystorów.

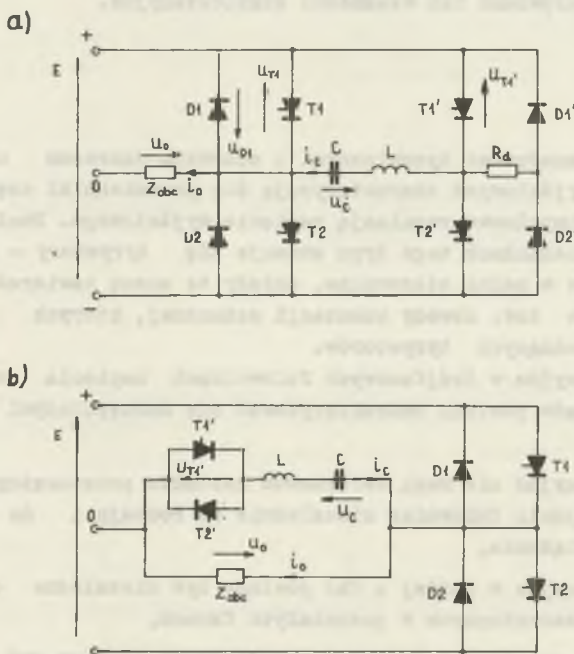
Obwody komutacyjne w trójfazowych falownikach napięcia z modulacją szerokości impulsów powinny charakteryzować się następującymi własnościami:

- procesy komutacyjne nie mogą deformować kształtu prostokątnych impulsów napięcia na wyjściu falownika niezależnie od rodzaju i do określonej wielkości obciążenia,
- procesy komutacyjne w każdej z faz powinny być niezależne od procesów komutacyjnych zachodzących w pozostałych fazach,
- straty energii związane z procesem komutacyjnym powinny być jak najmniejsze,
- czas trwania procesu komutacyjnego powinien być jak najkrótszy.

Wymagania te wiążą się ze stosunkowo wysoką częstotliwością pracy falowników z modulacją szerokości impulsów (częstotliwością nośną f_n) wynoszącą kilkaset Hz. Czas trwania procesu komutacyjnego staje się wtedy porównywalny z czasem trwania impulsu napięcia na wyjściu falownika i nie pożądanym byłoby, aby proces komutacyjny zniekształcał prostokątne impulsy napięcia wyjściowego falownika. Przy wysokich częstotliwościach pracy falownika, straty energii związane z komutacją decydują o sprawności całego przemiennika. Czas trwania komutacji jest zarazem minimalnym czasem trwania impulsu napięcia na wyjściu, który przy danej częstotliwości nośnej określa maksymalną głębokość modulacji, a tym samym stopień wykorzystania napięcia źródła.

2. Analiza obwodów komutacyjnych i sterowanie procesem komutacji

Z szeregu możliwych rozwiązań obwodów komutacyjnych pajwięcej zalet odnośnie wymienionych wyżej cech wykazują obwody impulsowej komutacji fa-



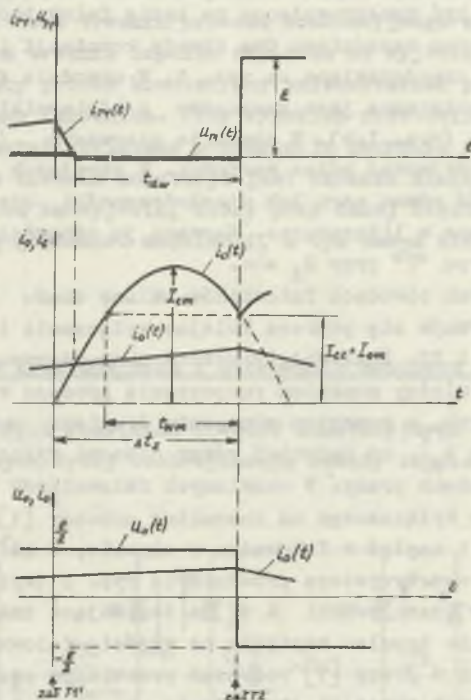
Rys. 1. Schematy ideowe jednofazowych falowników napięcia
 a) z obwodami komutacyjnymi typu "B" (przy $R_d = 0$ - obwód typu "A", przy $R_d = \infty$ - obwód typu "C", b) z obwodem komutacyjnym typu "R"

zowej (grupowej) z dławikami komutacyjnymi umieszczonymi poza obwodem głównym falownika [4, 6, 10]. Analiza procesów elektromagnetycznych w takich obwodach może być przeprowadzona na bazie falowników jednofazowych. W artykule rozpatrzono zasadniczo dwa obwody komutacji impulsowej z gałęzią rezonansową LC przedstawione na rys. 1. W obwodzie typu "B" (rys. 1.a) gałąź rezonansowa połączona jest szeregowo z odbiornikiem, a w obwodzie typu "R" równoległe (rys. 1.b). W obwodzie pierwszym ("B") rezystancja tłumiąca R_d może przyjmować różne wartości. W skrajnych wypadkach, gdy przyjmie ona wartość równą zero lub nieskończoności, otrzyma się obwody najczęściej spotykane w literaturze. Nazwano je odpowiednio: typu "A" przy $R_d = 0$ oraz typu "C" przy $R_d = \infty$.

W rozpatrywanych obwodach falowników zmianę znaku impulsu napięcia na obciążeniu utrzymuje się poprzez kolejne wyłączenie i włączenie tyrystorów głównych T1 i T2. Ponieważ tyrystory charakteryzują się określonym czasem wyłączenia, między momentem rozpoczęcia procesu wyłączenia jednego z tyrystorów głównych, a momentem włączenia drugiego musi upłynąć pewien czas (czas zwłoki Δt_z), co najmniej równy czasowi wyłączenia tyrystorów w określonych warunkach pracy. W omawianych falownikach proces wyłączenia tyrystora aktualnie wyłączanego ma charakter podobny [1].

Przebieg prądów i napięć w falowniku w okresie, w którym następuje wyłączenie przewodzącego tyrystora przedstawia rys. 2 (wyłączenie T1, załączenie T2). Wybór czasu zwłoki Δt_z ma decydujące znaczenie ze względu na zniekształcenie impulsu napięcia na wyjściu falownika. Na podstawie przeprowadzonych w pracy [1] rozważań przebiegów czasowych prądów i napięć w analizowanych obwodach stwierdzono, że napięcie wyjściowe falownika nie będzie zniekształcone niezależnie od rodzaju obciążenia, o ile w pierwszym przedziale komutacji (rys. 2) prąd obciążenia $i_o \leq I_{Cz}$, gdzie $I_{Cz} = i_c (\Delta t_z)$. Taki sposób sterowania jest punktem wyjściowym dla dalszych rozważań. Warunkiem prawidłowej pracy falownika jest, aby obwód komutacyjny posiadał wymaganą zdolność komutacyjną. Zdolność komutacyjna omawianych obwodów scharakteryzowana jest dwoma parametrami: czasem dysponowanym na wyłączenie tyrystora głównego t_{dw} oraz odpowiadającym mu przy założonym sposobie sterowania prądem obciążenia i_o (przez okres czasu dysponowanego $i_c \geq i_o$, $u_m < 0$).

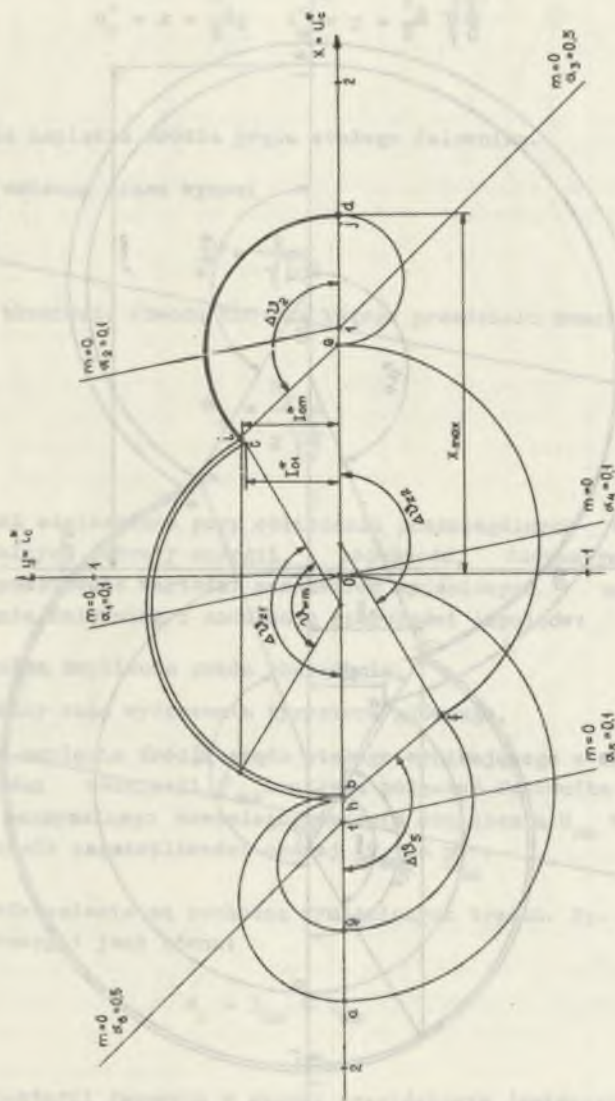
Wymagana zdolność komutacyjna określona jest danymi wyjściowymi przy projektowaniu falownika: maksymalnym prądem obciążenia I_{om} oraz maksymalnym czasem wyłączenia tyrystora głównego t_{wm} . Celem analizy procesów elektromagnetycznych zachodzących w omawianych obwodach komutacyjnych jest taki dobór parametrów tego obwodu (pojemność kondensatora C, indukcyjność dławika L i czas zwłoki Δt_z), aby miał on wymaganą zdolność komutacyjną ($I_{Cz} = I_{om}$ przy $t_{dw} = t_{wm}$), a straty energii były w nim minimalne. Aby analiza była pełna, należy uwzględnić rezystancję obwodu komutacyjnego R i rozpatrywać nie tylko pierwszy przedział komutacyjny (rys. 2), ale także i następne, w których następuje przygotowanie obwodu do wyłączenia dru-



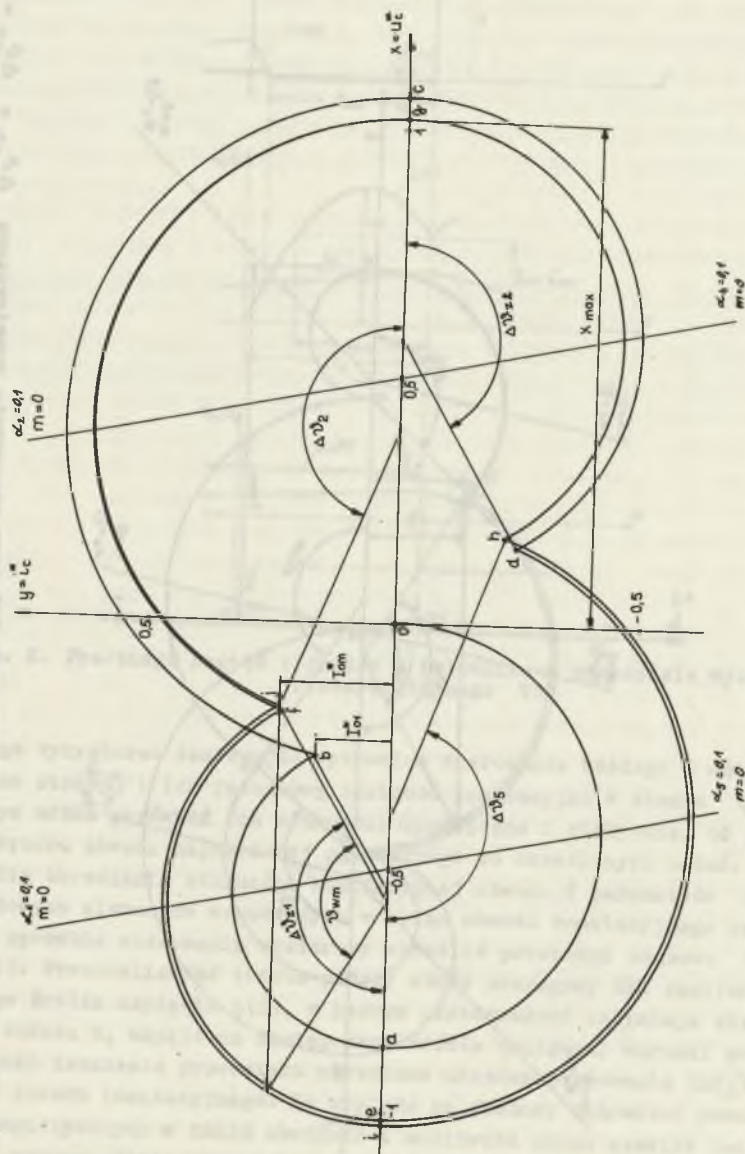
Rys. 2. Przebiegi napięć i prądów w falowniku w przedziale wyłączenia tyrystora głównego T1

giego tyrystora. Zakładając optymalne sterowanie każdego z obwodów (minimalne straty) i ich jednakową zdolność komutacyjną w stanie quasi ustalonym można porównać ich własności dynamiczne i statyczne, co jest podstawą wyboru obwodu najbardziej przydatnego do określonych zadań.

Dla określenia zdolności komutacyjnej obwodu i parametrów napięciowo-prądowych elementów wchodzących w skład obwodu komutacyjnego przy założonym sposobie sterowania wystarczy określić przebiegi czasowe $i_c(t)$ oraz $u_c(t)$. Przeanalizować trzeba prosty obwód szeregowy RLC zasilany z zastępczego źródła napięcia $u(t)$, w którym przedziałami zmieniają się: rezystancja obwodu R , amplituda zastępczego źródła napięcia, warunki początkowe i warunki istnienia przedziału narzucone układem sterowania (Δt_z) i połączeń obwodu komutacyjnego. Ze względu na złożony charakter procesów elektromagnetycznych w takim obwodzie i możliwość opisu zjawisk jedynie za pomocą równań różniczkowych liniowych drugiego rzędu w określonych przedziałach czasowych, przy analizie posłużono się metodą płaszczyzny fazowej. W pracy [1] przedstawiono sposób konstrukcji portretów fazowych obwodów ko-



Rys. 3. Portret fazowy obwodu komutacyjnego typu "B" przy sterowaniu symetrycznym $\Delta\psi_{z2} = \Delta\psi_{z2}^* = \frac{2}{\theta}\pi$, $\alpha_1 = \alpha_2 = 0,1$ $\alpha_3 = 0,5$



Rys. 4. Portret fazowy obwodu komutacyjnego typu "R" przy sterowaniu symetrycznym $\Delta \psi_{z1} = \Delta \psi_{z2} = \frac{5}{6}\pi$, $\alpha_1 = \alpha_2 = 0,1$

mutacyjnych charakteryzujący się dużą dokładnością i prostotą. Przykładowy przebieg portretów fazowych obwodów komutacyjnych "B" i "R" przedstawiają rys. 3 i 4.

Współrzędnymi płaszczyzny fazowej są: napięcie i prąd kondensatora komutacyjnego wyrażone w zmiennych znormalizowanych:

$$u_c^* = x = \frac{u}{E}; \quad i_c^* = y = \frac{i}{E} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (1)$$

gdzie:

E - amplituda napięcia źródła prądu stałego falownika.

Znormalizowana zmienna czasu wynosi

$$\psi = \frac{t}{\sqrt{LC}} \quad (2)$$

a współczynnik tłumienia obwodu RLC dla k -tego przedziału komutacji:

$$\alpha_k = \frac{R_k}{2\sqrt{L/C}} \quad (3)$$

Jako jednostki odniesienia przy obliczaniu poszczególnych względnych wielkości fizycznych (straty energii, pojemność, indukcyjność, czas itd.) przyjęto podstawowe wartości parametrów wyjściowych narzuconych przy projektowaniu falownika z modulacją szerokości impulsów:

I_{om} - maksymalna amplituda prądu obciążenia,

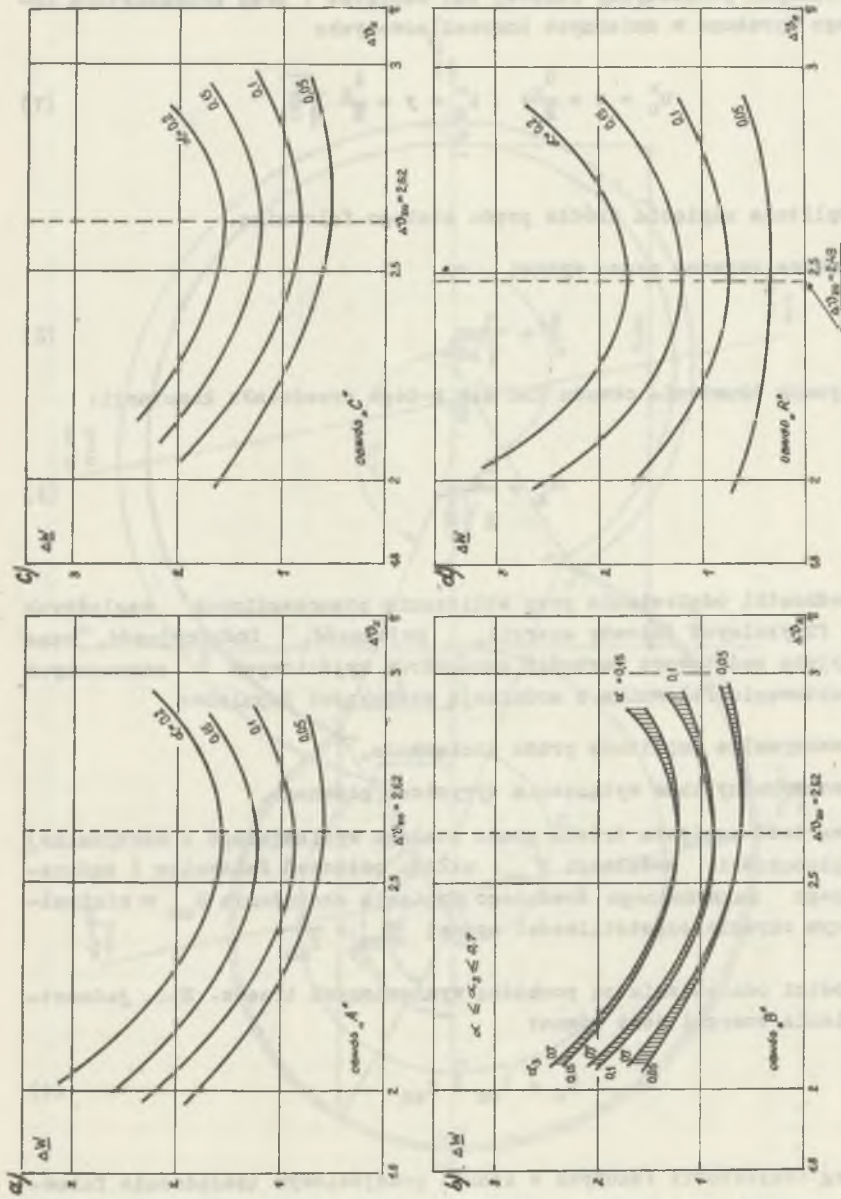
t_{wm} - maksymalny czas wyłączenia tyrystora głównego,

E - wartość napięcia źródła prądu stałego wynikającego z maksymalnej głębokości modulacji β_{mx} , układu połączeń falownika i żądane-
nego maksymalnego średniego napięcia obciążenia U_{om} w minimalnym okresie częstotliwości nośnej $T_{nm} = \frac{1}{f_{nm}}$.

Inne jednostki odniesienia są pochodną wymienionych trzech. Np. jednostka odniesienia energii jest równa:

$$W_0 = I_{om} E t_{wm} \quad (4)$$

Przebieg trajektorii fazowych w stanie przejściowym (załączenie falownika przy zerowych warunkach początkowych) i quasi ustalonym zależy od



Rys. 5. Zależności względnych strat energii ΔW w funkcji czasu zwłoki ΔU_g i różnych współczynników tłumienia α 1 = α_2 = α
 a) dla obwodu typu "A", b) dla obwodu typu "B", c) dla obwodu typu "C", d) dla obwodu typu "D"

współczynników tłumienia obwodu w poszczególnych przedziałach komutacji i założonym czasie zwłoki Δv_z^0 . Od tych samych parametrów ($\alpha_k, \Delta v_z^0$) zależą także straty energii w obwodzie. Konstruując dla każdego z obwodów portrety fazowe dla różnych współczynników tłumienia i różnych względnych czasów zwłoki obliczyć można [1] względne straty energii w obwodzie komutacji ΔW otrzymując rodziny krzywych:

$$\Delta W = f(\Delta v_z^0, \alpha_k) \quad (5)$$

przedstawione na rysunku 5. Na podstawie tych wykresów można znaleźć optymalny czas zwłoki Δv_{zo}^0 dla każdego z obwodów, przy którym straty energii są minimalne. Jak to wynika z przebiegu oznaczonych krzywych, optymalny czas zwłoki nie zależy od współczynników tłumienia i wynosi:

$$\text{dla obwodów "A", "B" i "C" - } \Delta v_{zo}^0 = 2,62 \cdot (\Delta t_{zo} = 1,25 t_{wm})$$

$$\text{dla obwodu "R" - } \Delta v_{zo}^0 = 2,48 \quad (\Delta t_{zo} = 1,36 t_{wm})$$

Warunek optymalnego sterowania wyrazić można także poprzez tzw. współczynnik amplitudy prądu komutacji k_0 , równy stosunkowi maksymalnego prądu w pierwszym przedziale komutacji I_{c1m} (rys. 2) do maksymalnego prądu obciążenia I_{om} . Współczynniki te wynoszą:

$$\text{dla obwodów "A", "B" i "C" - } k_0 = 2,$$

$$\text{dla obwodu "R" - } k_0 = 1,64.$$

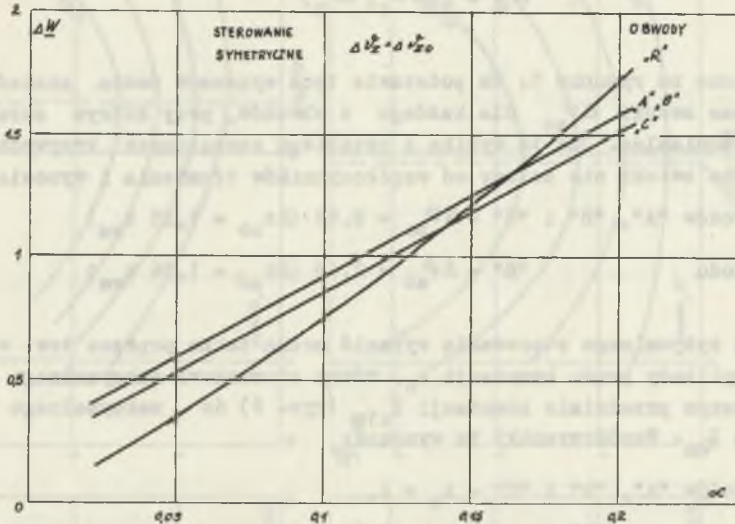
3. Własności obwodów przy sterowaniu optymalnym

Wybór konkretnego obwodu komutacyjnego dokonany jest przez porównanie ich własności dynamicznych, energetycznych, stopnia wykorzystania źródła napięcia (\mathcal{E}_{mx}^0) oraz mocy zainstalowanych elementów komutacyjnych będących podstawą do obliczenia ceny, gabarytu czy ciężaru falownika.

Założeniem analizy porównawczej obwodów są następujące wspólne ich cechy:

- jednakowa zdolność komutacyjna (I_{om}, t_{wm}) w stanie quasi ustalonym,
- sterowanie optymalne ($\Delta t_z = \Delta t_{zo}$), tzn. takie, przy którym straty energii w tych obwodach są minimalne, a procesy komutacyjne nie zniekształcają prostokątnych impulsów napięcia na wyjściu falownika,
- jednakowa częstotliwość nośna (f_n).

Parametrem, od którego zależą własności obwodów jest rezystancja gałęzi LC obwodu komutacyjnego wyrażona przez współczynnik tłumienia w pierwszym i drugim przedziale komutacyjnym $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$. Pod względem własności energetycznych omawiane obwody komutacyjne można porównać przedstawiając na wspólnym wykresie ich charakterystyki minimalnych strat energii w funkcji współczynnika tłumienia obwodu: $\Delta W = f(\alpha)$ (rys. 6).



Rys. 6. Zależność względnych strat energii ΔW w funkcji współczynnika tłumienia α przy sterowaniu optymalnym dla różnych obwodów komutacyjnych

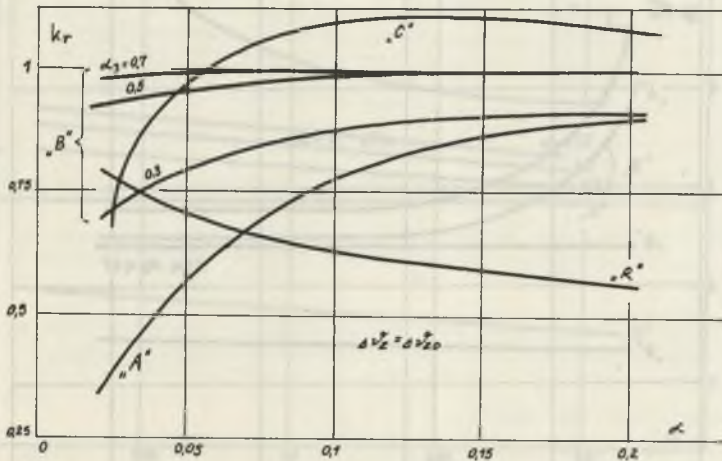
Oczywiste jest, że straty energii w każdym z obwodów wzrastają ze wzrostem współczynnika tłumienia α . Z przebiegu charakterystyk na rys. 6 widać, że przy sterowaniu optymalnym straty w obwodzie typu "B" nie zależą od rezystancji tłumiącej R_d (współczynnika tłumienia w przedziale trzecim α_3) i są równe stratom energii w obwodzie typu "A". Widać także, że w zakresie małych współczynników tłumienia α najbardziej korzystnymi własnościami energetycznymi charakteryzuje się obwód komutacyjny typu "R". Trzeba jednak zaznaczyć, że uzyskanie małych współczynników tłumienia dla tego obwodu jest znacznie trudniejsze niż w wypadku pozostałych obwodów, ponieważ rezystancja obwodów komutacji "R" zawiera rezystancję źródła napięcia i przewodów łączących źródło z obwodem komutacyjnym.

Własności dynamiczne obwodów komutacyjnych charakteryzowane są ich zdolnością komutacyjną w pierwszym procesie komutacji po załączeniu falownika. Przy założeniu, że czas wyłączenia tyrystora głównego t_{wd} nie zależy od wartości prądu obciążenia, początkowa zdolność komutacyjna będzie

charakteryzowana wartością prądu płynącego przez kondensator w pierwszym przedziale komutacji po czasie zwłoki $I_{o1} = i_c (\Delta \psi_z)$ - rys. 3 i 4. Miarą zdolności komutacyjnej obwodu w stanie przejściowym jest stosunek:

$$k_r = \frac{I_{o1}}{I_{om}} \quad (6)$$

zależny od współczynnika tłumienia α . Krzywe $k_r = f(\alpha)$ dla poszczególnych obwodów przedstawiono na rys. 7. Najlepszymi własnościami dynamicznymi przy małych współczynnikach tłumienia α charakteryzuje się obwód typu "B", przy rezystancji R_d dobranej tak, aby współczynnik tłumienia α_3 wynosił około 0,7.



Rys. 7. Zależność współczynnika rozruchowego k_r dla różnych obwodów komutacyjnych w funkcji współczynnika tłumienia α .

Przy porównaniu wymaganej mocy zainstalowanej najważniejszych elementów w obwodzie komutacyjnym obliczono moc tych elementów przy pomocy następujących zależności:

$$\text{dla tyrystorów pomocniczych } T1', T2': S_{T'} = I_{T'} s_k U_{T'm}$$

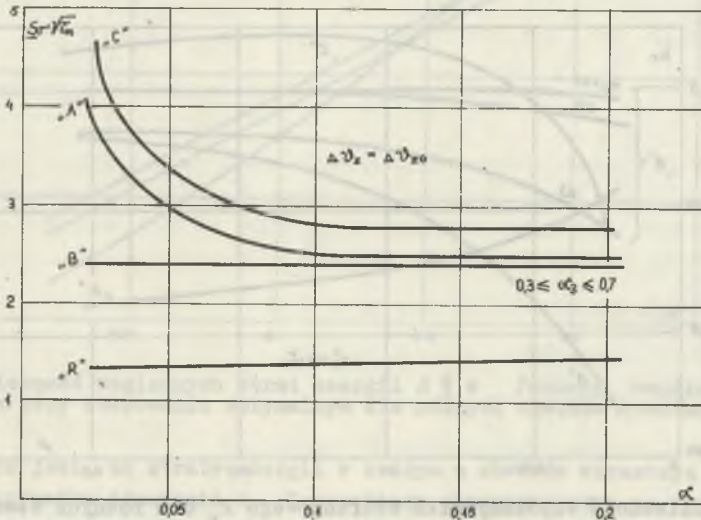
$$\text{dla kondensatora komutacyjnego } C: S_C = I_C s_k U_C s_k \quad (7)$$

$$\text{dla dławika komutacyjnego } L: S_L = I_C s_k U_L s_k$$

gdzie:

- $U_{T'm}$ - maksymalne napięcie na tyrystorach pomocniczych,
 $U_{C sk}, U_{L sk}$ - wartości skuteczne napięć na kondensatorach i dławikach,
 $I_{T' sk}, I_{C sk}$ - wartości skuteczne prądów płynących przez tyrystory pomocnicze i kondensator.

Moce zainstalowane wyrażono w wartościach względnych i aby niezależnie otrzymane wyrażenia od częstotliwości nośnej f_n , wprowadzono względną wartość okresu częstotliwości nośnej $\tau_n = \frac{1}{f_n t_{wm}}$,



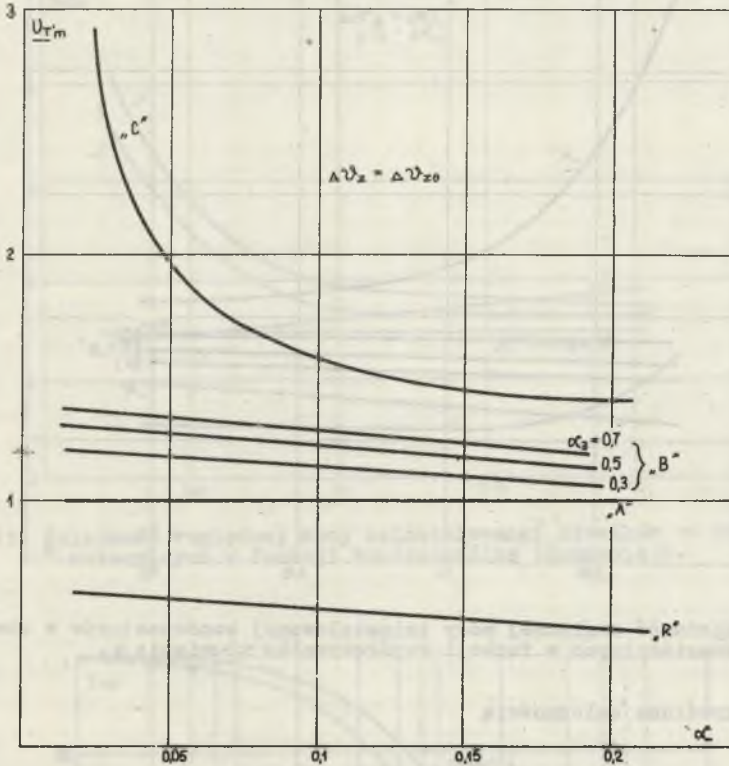
Rys. 8. Zależność względnej mocy zainstalowanej tyrystorów pomocniczych w obwodach komutacyjnych w funkcji współczynnika tłumienia α .

Zależności względnej mocy zainstalowanej tyrystorów pomocniczych $S_T \sqrt{\tau_n}$ oraz występującego na nich maksymalnego napięcia $U_{T'm}$ w funkcji współczynnika tłumienia dla poszczególnych obwodów przedstawione są na rys. 8 i 9.

Najlepszymi własnościami ze względu na zainstalowaną moc tyrystorów pomocniczych oraz ich wymaganą klasę napięciową charakteryzuje się obwód typu "R". Niekryształne własności posiadają obwody typu "A", a przede wszystkim typu "C" ze względu na szybko powiększającą się wymaganą moc tyrystorów przy zmniejszaniu się współczynnika tłumienia obwodu ($\alpha < 0,1$).

Z przebiegu krzywych mocy zainstalowanej kondensatora w obwodach komutacyjnych w funkcji współczynnika tłumienia przedstawionych na rys. 10

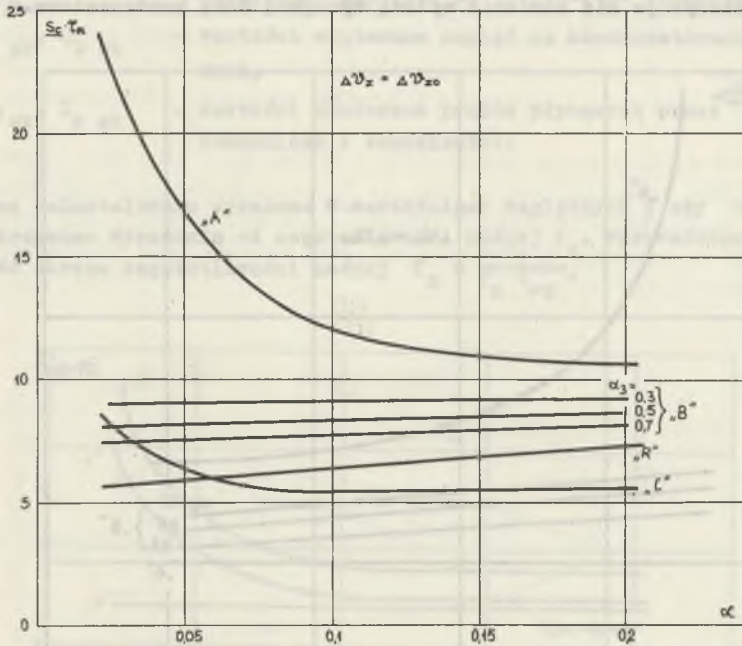
można stwierdzić, że w zakresie małych wartości współczynnika tłumienia α obwody typu "B", "C" i "R" są prawie równoważne, a jedynie obwód typu "A" charakteryzuje się znacznie wyższą wymaganą mocą kondensatora.



Rys. 9. Zależność maksymalnego napięcia na tyrystorach pomocniczych funkcji współczynnika tłumienia α dla różnych obwodów komutacyjnych

Na rys. 11 przedstawiono dla omawianych obwodów zależność względnej mocy zainstalowanej dławika komutacyjnego w funkcji współczynnika tłumienia. Niekorzystnymi właściwościami w tym wypadku charakteryzują się obwody typu "A" i "C". Przy małych współczynnikach tłumienia α moc dławików w tych obwodach szybko wzrasta. Uzyskanie w tych obwodach małych współczynników tłumienia staje się tym samym utrudnione, ponieważ głównym źródłem tłumienia obwodu LC jest rezystancja cewki komutacyjnej.

Miara stopnia wykorzystania źródła napięcia w falownikach z modulacją szerokości impulsów jest maksymalna głębokość modulacji, jaką można uzyskać przy określonym obwodzie komutacyjnym.



Rys. 10. Zależność względnej mocy zainstalowanej kondensatorów w obwodach komutacyjnych w funkcji współczynnika tłumienia α .

Jest ona określona zależnością

$$\delta_{mx}^a = 1 - 2 f_{nm} t_{min} \quad (8)$$

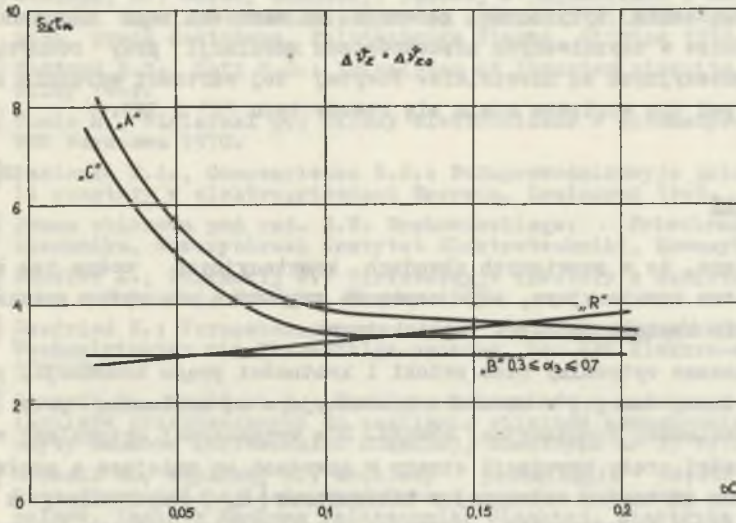
gdzie:

- f_{nm} - maksymalna częstotliwość nośna falownika,
- t_{min} - minimalny dopuszczalny czas trwania impulsu napięcia określonego znaku na wyjściu falownika.

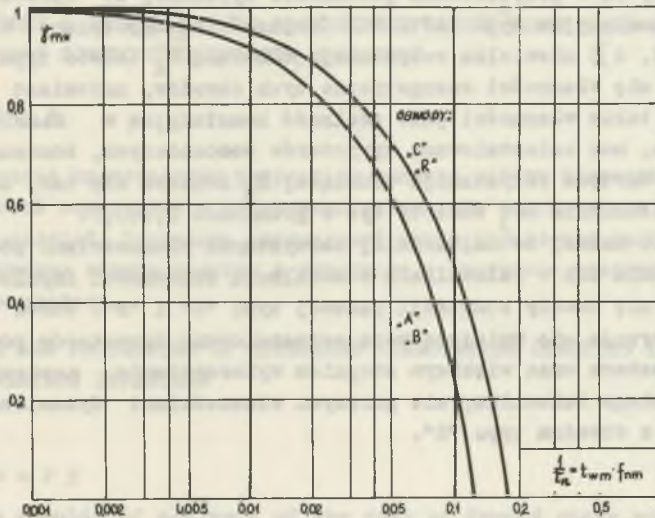
Dla określonego czasu zwłoki, współczynnika tłumienia i rodzaju obwodu komutacyjnego t_{min} można wyrazić przez czas wyłączenia tyrystora t_{wm} . Przy sterowaniu optymalnym i współczynnikach tłumienia $\alpha \leq 0,1$, $\alpha_3 \leq 0,7$ czasy t_{min} wynoszą:

dla obwodów "A" i "B": $t_{min} = 4 t_{wm}$

dla obwodów "C" i "R": $t_{min} = 2,8 t_{wm}$



Rys. 11. Zależność względnej mocy zainstalowanej diod w obwodach komutacyjnych w funkcji współczynnika tłumienia α .



Rys. 12. Maksymalne głębokości modulacji możliwe do uzyskania przy różnych obwodach komutacyjnych w funkcji względnego okresu częstotliwości nośnej falownika τ_n .

Podstawiając te wartości do równania (8) otrzymano zależności $f_{\text{max}} = f\left(\frac{1}{T_n}\right)$ przedstawione wykreślnie na rys. 12. Maksymalne głębokości modulacji uzyskiwane w falowniku maleją ze wzrostem iloczynu częstotliwości nośnej i czasu wyłączenia tyrystorów głównych. Do wartości tego iloczynu około 0,03 różnice w uzyskiwanych głębokościach modulacji przy różnych obwodach komutacyjnych są niewielkie. Powyżej tej wartości wyraźnie korzystniejsze pod tym względem stają się obwody typu "C" i "R".

4. Wnioski

- a) Wykazano, że w omawianych obwodach komutacyjnych można tak sterować procesem komutacyjnym, aby napięcie wyjściowe nie było zniekształcone i miało kształt impulsów prostokątnych.
- b) Wyznaczono optymalny czas zwłoki i krotności prądu komutacji, przy którym straty energii w obwodzie komutacyjnym są minimalne przy założonej zdolności komutacyjnej obwodu. Dla wyznaczonej optymalnej wartości krotności prądu komutacji straty w obwodach są mniejsze o około 10-40% niż dla krotności zalecanej w literaturze [2, 3] wynoszącej $k = 1,54$. Wyznaczone teoretycznie zależności potwierdziły badania laboratoryjne omawianych obwodów komutacyjnych [1].
- c) Analiza porównawcza czterech rozpatrywanych obwodów komutacyjnych przy sterowaniu optymalnym wykazała, że pod względem energetycznym wszystkie obwody są w przybliżeniu jednakowe. Wykazano, że wprowadzając w obwody komutacyjne typu "A" i "C" (najczęściej spotykane w literaturze [2, 3, 4]) niewielką rezystancję tłumiącą R_d (obwód typu "B") nie pogarsza się własności energetyczne tych obwodów, natomiast znacznie poprawia takie własności jak: zdolność komutacyjną w czasie rozruchu falownika; moc zainstalowaną tyrystorów pomocniczych, kondensatora i dławika. Wartość rezystancji tłumiącej R_d dobiera się tak, aby współczynnik tłumienia α_3 zawarty był w granicach $0,5 \div 0,7$. Stwierdzić można, że najbardziej korzystnymi własnościami pod względem zastosowania ich w falownikach z modulacją szerokości impulsów charakteryzują się obwody komutacji fazowej typu "R" i "B". Obwód typu "R" charakteryzuje się mniejszą mocą zainstalowaną tyrystorów pomocniczych i kondensatora oraz większym stopniem wykorzystania napięcia źródła prądu stałego falownika, ale gorszymi własnościami dynamicznymi w porównaniu z obwodem typu "B".

LITERATURA

- [1] Wosiński H.: Obwody komutacji fazowej w falownikach z modulacją szerokości impulsów przeznaczonych do zasilania silników asynchronicznych, praca doktorska, Politechnika Śląska, Gliwice 1972.
- [2] Bedford B.D., Hoft R.G.: Principles of inverter circuits, New York I Wiley 1964.
- [3] Tunia H., Winiarski B.: Układy elektroniczne w automatyce napędowej, WNT Warszawa 1970.
- [4] Głazienko T.A., Gonczarienko R.B.: Połuprowodnikowyje priobrazowatieli czastoty w elektropriwodach Energia, Leningrad 1969.
- [5] Praca zbiorowa pod red. G.W. Grabowieckiego: Priobrazowatielnaja tiechnika, Nowosybirski Instytut Elektrotechniki, Nowosybirsk 1968.
- [6] Sandler A., Gusiackij J.: Tiristornyje inwerty s szirotno - impulsnoj modulaczej, Energia, Moskwa 1969.
- [7] Seefried E.: Vorausberechnung der komutierungseinrichtung für Wechselrichter mit Phasenfolgeschaltung, Der VEM Elektro-anlagenbau 3/1967/1.
- [8] Grzesik B., Wosiński H.: Problemy falowników z modulacją szerokości impulsów przeznaczonych do zasilania silników asynchronicznych - Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, Elektryka nr 35 1972.
- [9] Grzesik B., Wosiński H.: Modelowy przemiennik częstotliwości z kształtowaniem napięcia wyjściowego poprzez modulację szerokości impulsów, Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, Elektryka nr 36 1973.
- [10] Popow W.: Wentylne priobrazowatieli czastoty s nieposriedswiennoj komutaczej - praca doktorska NETI Nowosybirsk 1970.

Przyjęto do druku w listopadzie 1973 r.

УПРАВЛЕНИЕ И СВОЙСТВА УЗЛОВ ФАЗНОЙ, ИМПУЛЬСНОЙ КОММУТАЦИИ В АВТОНОМНЫХ ИНВЕРТОРАХ С ШИРОТНОИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Р е з ю м е

В статье представлено результаты анализа работы некоторых узлов фазной, импульсной коммутаций в автономных инверторах напряжения с широтно-импульсной модуляцией. Определен оптимальный режим управления узлов с точки зрения минимума потерь энергии в инверторе и проведено сравнение их эксплуатационных свойств.

CONTROL AND PROPERTIES OF DIFFERENT COMMUTATING CIRCUITS IN MULTIPLE PULSE MODULATION INVERTERS

S u m m a r y

Some results of analysis of the work of forced phase commutating circuits in multiple pulse modulation inverters are given in the paper. The optimal form of control of those circuits is also determined. The optimum criterion is based on minimizing of energy losses.