

Krzysztof KRYKOWSKI

ZASTOSOWANIE REGULATORA O ZMIENNYM CZASIE CAŁKOWANIA  
W OBWODZIE UJEMNEGO NAPIĘCIOWEGO SPRZĘŻENIA ZWROTNEGO  
UKŁADU STEROWANIA FAZOWEGO CYKLOKONWERTORA

**Streszczenie.** Cyklokonwertor stanowi specyficzny wzmacniacz mocy, którego linearyzację można osiągnąć poprzez zastosowanie sprzężeń zwrotnych. Ze względu na nieliniowości należałoby przy tym zalecić stosowanie regulatora o parametrach zmiennych, w zależności od aktualnych warunków pracy. W artykule opracowano metodę doboru nastaw takiego regulatora, dla układu sterowania fazowego z ujemnym napięciowym sprzężeniem zwrotnym.

### 1. Wprowadzenie

Do problemów analizy i syntezy układów sterowania fazowego cyklokonwerterów można podejść w sposób dwójaki [7].

- A. Wychodząc z założenia, że cyklokonwertor i obciążenie wzajemnie na siebie oddziałują, optymalizować w oparciu o założone wskaźniki pracę całego zespołu cyklokonwertor-obciążenie.
- B. Potraktować cyklokonwertor jako wzmacniacz mocy o parametrach stałych, niezależnych od warunków pracy. Optymalizacja pracy zespołu cyklokonwertor-obciążenie polega wtedy na doborze odpowiednich sygnałów sterujących cyklokonwerterem i odbywa się bez ingerencji w sam układ sterowania fazowego, który powinien zapewnić liniowe odwzorowanie sygnału wzorcowego, przy równoczesnej stabilnej pracy.

Sterowanie cyklokonwerterów o płynnej regulacji częstotliwości napięcia wyjściowego można uzyskać poprzez:

- a) sterowanie synchronizowane w układzie otwartym,
- b) sterowanie synchronizowane w układzie ze sprzężeniem zwrotnym,
- c) sterowanie śledzące.

Pierwszy z podanych sposobów sterowania jest bardzo wrażliwy na zakłócenia, co poważnie ogranicza możliwości jego wykorzystania [2, 4, 5, 6, 7]. Zastosowanie ujemnego napięciowego sprzężenia zwrotnego pozwala ograniczyć wpływ zakłóceń na sygnał wyjściowy. Aproxymując cyklokonwertor jako człon liniowy z czasem martwym [4, 5, 6], określono strukturę i nastawy regulatora. Tak dobrany regulator znacznie polepsza własności cyklokonwertera. Przybliżony sposób doboru regulatora nie pozwala jednak [4, 5, 6] uznać tej metody za optymalną.

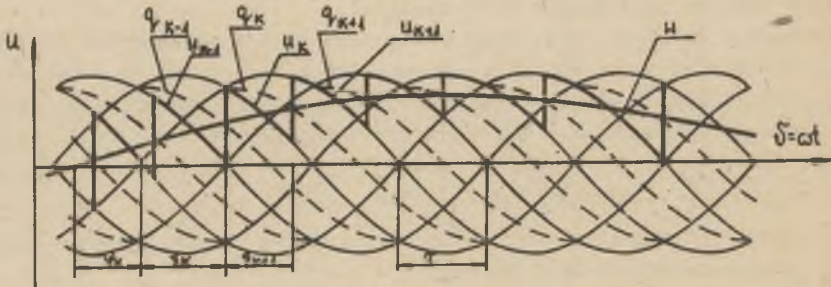
Pozornie najkorzystniejsze jest sterowanie śledzące z elementem całkującą różnicę pomiędzy sygnałami żadanym i wyjściowym. Zapewnia on dla pojedynczego pulsu równość średnich wartości napięcia wyjściowego i żadanego. Układ taki nie pracuje jednak stabilnie [1, 7].

## 2. Zasada sterowania synchronizowanego w układzie z ujemnym napięciowym sprzężeniem zwrotnym

Na rysunku 1 przedstawiono arcussinusoidalny sposób formowania napięcia wyjściowego cyklokonwertora uzyskany w synchronizowanym układzie sterowania [7, 8]. Załączenie  $k$ -tego pulsu napięcia wyjściowego  $u_k$  następuje w chwili, gdy napięcie wzorcowe w zrównuje się z odpowiednim napięciem synchronizującym  $q_k$ . W układzie z ujemnym napięciowym sprzężeniem zwrotnym, zamiast napięcia wzorcowego, porównywana jest z napięciem synchronizującym  $q_k$  całka z różnicy między napięciem wzorcowym a wyjściowym sprowadzonym do poziomu napięć sterujących. Zakładając jednostkową amplitudę napięcia zasilającego, sprowadzonego do poziomu napięć sterujących, można napisać:

$$u_k = \sin(\omega t - k\tau) = \sin(\vartheta - k\tau),$$

$$q_k = A \sin\left(\vartheta + \frac{\pi}{2} - k\tau\right).$$



Rys. 1. Arcussinusoidalny sposób formowania napięcia wyjściowego cyklokonwertora w synchronizowanym układzie sterowania

Warunek formowania napięcia przyjmuje wtedy postać

$$\frac{1}{T} \int_{t_k}^{t_{k+1}} (u - u) dt = q_{k+1}(t_{k+1}) \quad (1)$$

lub

$$\int_{\psi_k}^{\psi_{k+1}} [\sin(\psi - k\tau) - w] d\psi = a \sin(\psi_{k+1} - \frac{\tau}{2} - k\tau), \quad (2)$$

gdzie

$$a = A\omega T. \quad (3)$$

Dla sterowania bez zaburzeń zachodzi

$$\int_{\psi_{0k}}^{\psi_{0k+1}} [\sin(\psi - k\tau) - w] d\tau = a \sin(\psi_{0k+1} - k\tau - \frac{\tau}{2}). \quad (4)$$

Porównując (3) i (4), uzyskuje się

$$\int_{\psi_k}^{\psi_{k+1}} [\sin(\psi - k\tau) - w] d\psi - \int_{\psi_{0k}}^{\psi_{0k+1}} [\sin(\psi - k\tau) - w] d\psi = a \sin(\psi_{k+1} - k\tau - \frac{\tau}{2}) - a \sin(\psi_{0k+1} - k\tau - \frac{\tau}{2}). \quad (5)$$

Aproksymując równanie (6) dla małych przyrostów, uzyskuje się

$$x_k = \frac{w_{0k} - \sin(\psi_{0k} - k\tau)}{w_{0k+1} - \sin(\psi_{0k+1} - k\tau) - a \cos(\psi_{0k+1} - k\tau - \frac{\tau}{2})}. \quad (6)$$

W wyrażeniu tym występuje współczynnik przeregulowania

$$x_k = \frac{\delta_{k+1}}{\delta_k},$$

gdzie

$$\delta_k = \psi_k - \psi_{0k}.$$

Jeżeli

$$w_{0k+1} \neq \sin(\psi_{0k+1} - k\tau),$$

to

$$x_k = z_k \frac{1}{1 - ab_k}, \quad (8)$$

gdzie

$$b_k = \frac{\cos(\psi_{o_{k+1}} - k\tau - \frac{\pi}{2})}{w_{o_{k+1}} - \sin(\psi_{o_{k+1}} - k\tau)} \quad (9)$$

$z_k$  oznacza współczynnik przeregulowania w układzie śledzącym (napięcie synchronizujące jest równe zero) i wynosi

$$z_k = \frac{w_{o_k} - \sin(\psi_{o_k} - k\tau)}{w_{o_k} - \sin(\psi_{o_{k+1}} - k\tau)} \quad (10)$$

### 3. Śledzenie jako szczególny przypadek ujemnego sprzężenia zwrotnego

W chwili gdy napięcie synchronizujące zaczyna być równe zero, znika synchronizacja napięciem sieci zasilającej, a układ sterowania z ujemnym napięciowym sprzężeniem zwrotnym staje się układem śledzącym napięcie. O stabilności pracy tego układu decyduje wielkość przeregulowań występujących po pojawieniu się zakłócenia. Jeśli wartość bezwzględna współczynnika przeregulowania  $z_k$  jest większa od jedności, układ jest niestabilny, jeśli mniejsza - układ jest stabilny. Przyjmując dodatkowo, że sygnał wzorcowy jest sygnałem wolnozmiennym można napisać:

$$w_{o_k} \approx \frac{N}{c} \sin \frac{\pi}{2} \sin(\psi_{o_k} - k\tau + \frac{\pi}{2}), \quad (11)$$

$$w_{o_{k+1}} \approx \frac{N}{c} \sin \frac{\pi}{2} \sin(\psi_{o_{k+1}} - k\tau - \frac{\pi}{2}). \quad (12)$$

Podstawiając (11) i (12) do (10), uzyskuje się

$$z_k = \frac{\frac{N}{c} \sin \frac{\pi}{2} \sin(\psi_{o_k} - k\tau + \frac{\pi}{2}) - \sin(\psi_{o_k} - k\tau)}{\frac{N}{c} \sin \frac{\pi}{2} \sin(\psi_{o_{k+1}} - k\tau - \frac{\pi}{2}) - \sin(\psi_{o_{k+1}} - k\tau)} \quad (13)$$

lub

$$z_k = \frac{\sin(\psi_{o_k} - k\tau - \vartheta)}{\sin(\psi_{o_{k+1}} - k\tau + \vartheta)}, \quad (14)$$

gdzie

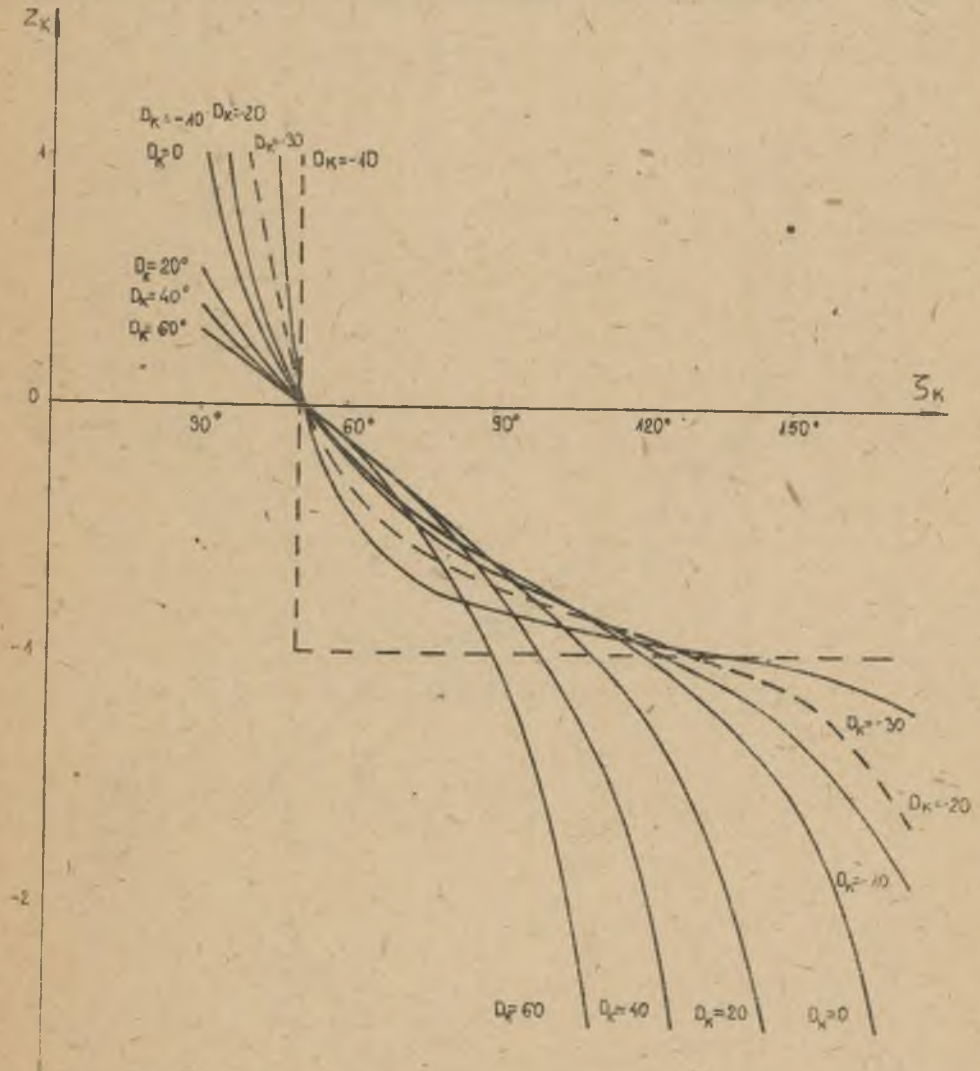
$$\vartheta = \arccotg \frac{1 - \frac{N}{c} \sin \frac{\pi}{2}}{\frac{N}{c} \sin \frac{\pi}{2}} \quad (15)$$

Wprowadzając kąt załączenia

$$\zeta_k = \psi_{0k}^{\beta} - k\tau \quad (16)$$

oraz przyrost kąta załączenia

$$D_k = \zeta_{k+1} - \zeta_k \quad (17)$$

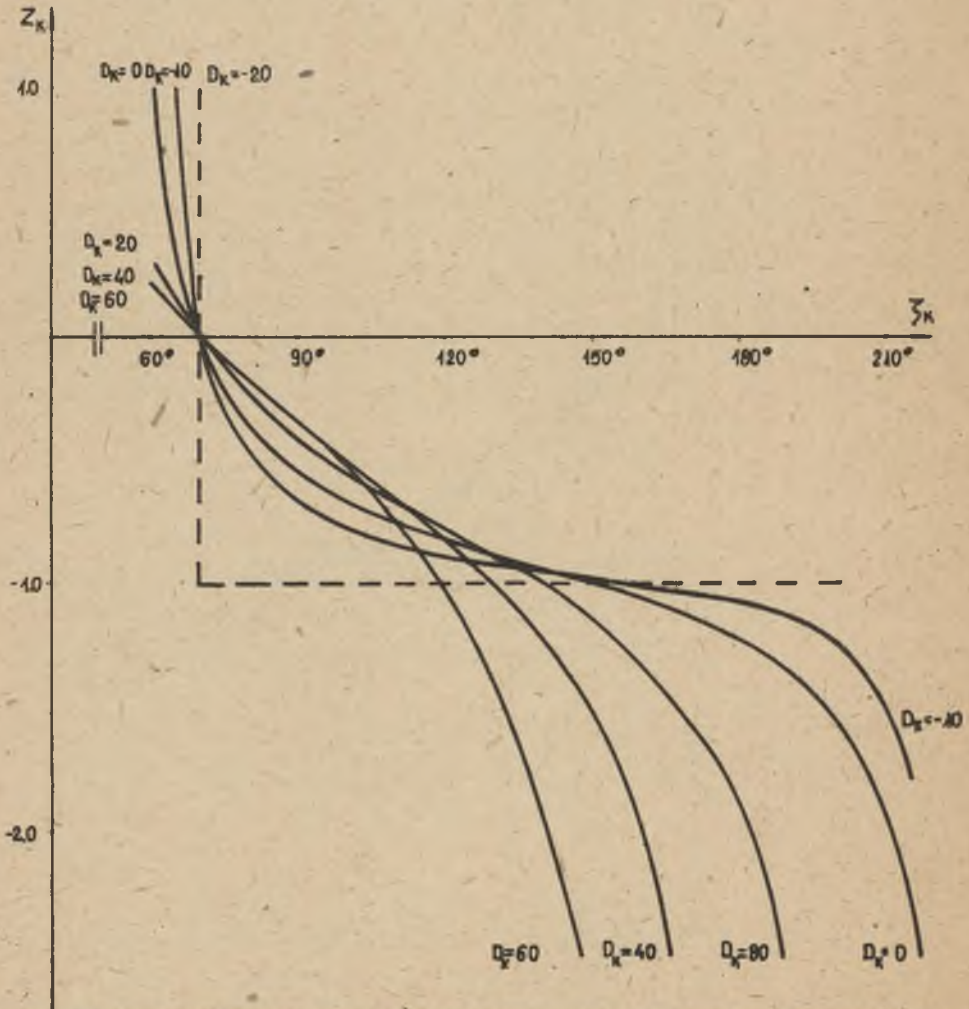


Rys. 2. Zależność współczynnika przeregulowania  $z_k$  układu śledzącego od kąta załączenia tyrystorów  $\zeta_k$  dla układu trójpulsowego

uzykuje się po przekształceniach

$$z_k = \frac{\sin(\xi_k - \varrho)}{\sin(\xi_k + \varepsilon + \varrho + D_k)}. \quad (18)$$

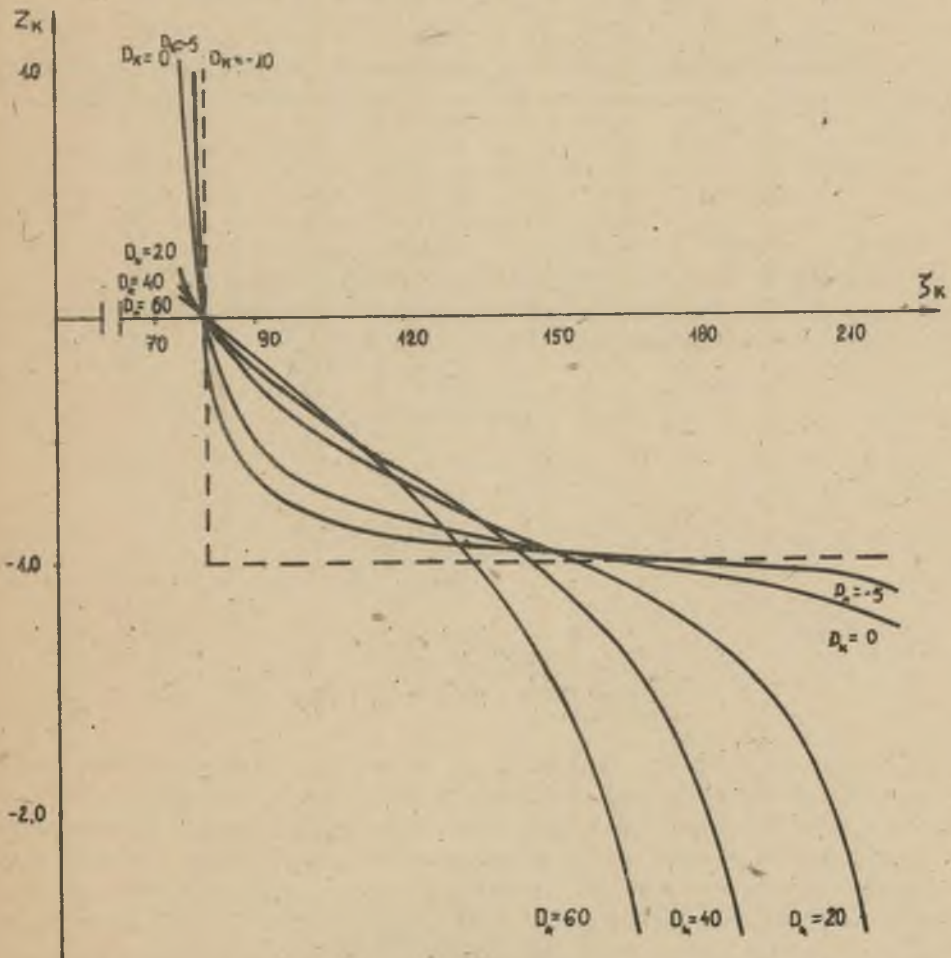
Graficzną ilustrację zależności współczynnika przeregulowania  $z_k$  w funkcji kąta załączenia  $\xi_k$  przedstawiono na rysunkach 2, 3 i 4 dla układów 3-, 6- i 12-pulsowych, przy różnych wartościach przyrostu kąta załączenia  $D_k$ .



Rys. 3. Zależność współczynnika przeregulowania  $z_k$  układu śledzącego od kąta załączenia tyrystorów  $\xi_k$  dla układu 6-pulsowego

Z dyskusji wzoru wynika, że przy całkowitym śledzeniu napięcia wyjściowego:

- nawet przy stałym sygnale wzorcowym układ ten jest przy pracy falowniczej niestabilny,
- przy napięciu wzorcowym malejącym zakres pracy stabilnej zmniejsza się a przy napięciu wzorcowym narastającym wzrasta,
- przy szybkich zmianach napięcia wzorcowego następuje dodatkowe pogorszenie stabilności układu,
- układ sterowania nie może pracować bez dodatkowych układów stabilizujących.



Rys. 4. Zależność współczynnika przeregulowania  $z_k$  układu śledzącego od kąta załączenia tyrystorów  $\zeta_k$  dla układu 12-pulsowego

#### 4. Poprawa stabilności przez zastosowanie synchronizacji

Wprowadzając synchronizację siecią zasilającą do układu śledzącego napięcie uzyskuje się możliwość dodatkowych oddziaływań na przeregulowania występujące przy pojawieniu się zakłóceń. Na współczynnik przeregulowania  $x_k$  w takim układzie mają również wpływ napięcia synchronizujące oraz współczynnik korekcyjny  $b_k$  określony wzorem (9). Wprowadzając oznaczenie (16) do wzoru (9) uzyskuje się

$$b_k = \frac{1}{\operatorname{tg}(\zeta_{k+1} + \frac{\pi}{2}) (\frac{\pi}{2} \sin \frac{\tau}{2} - \cos \frac{\tau}{2}) - \sin \frac{\tau}{2}} \quad (19)$$

Graficzną ilustrację zależności współczynnika korekcyjnego  $b_k$  od kąta załączenia  $\zeta_{k+1}$  przedstawiono na rys. 5 dla układów 3-, 6- i 12-pulsowych.

W przypadku

$$w_{\theta_{k+1}} = \sin(\psi_{\theta_{k+1}} - k\tau) \quad (20)$$

przy określaniu przeregulowań należy korzystać bezpośrednio ze wzoru (5). Po przekształceniach uzyskuje się

$$x_k = \frac{B}{a} \sin(2\eta + \tau + D_k), \quad (21)$$

gdzie

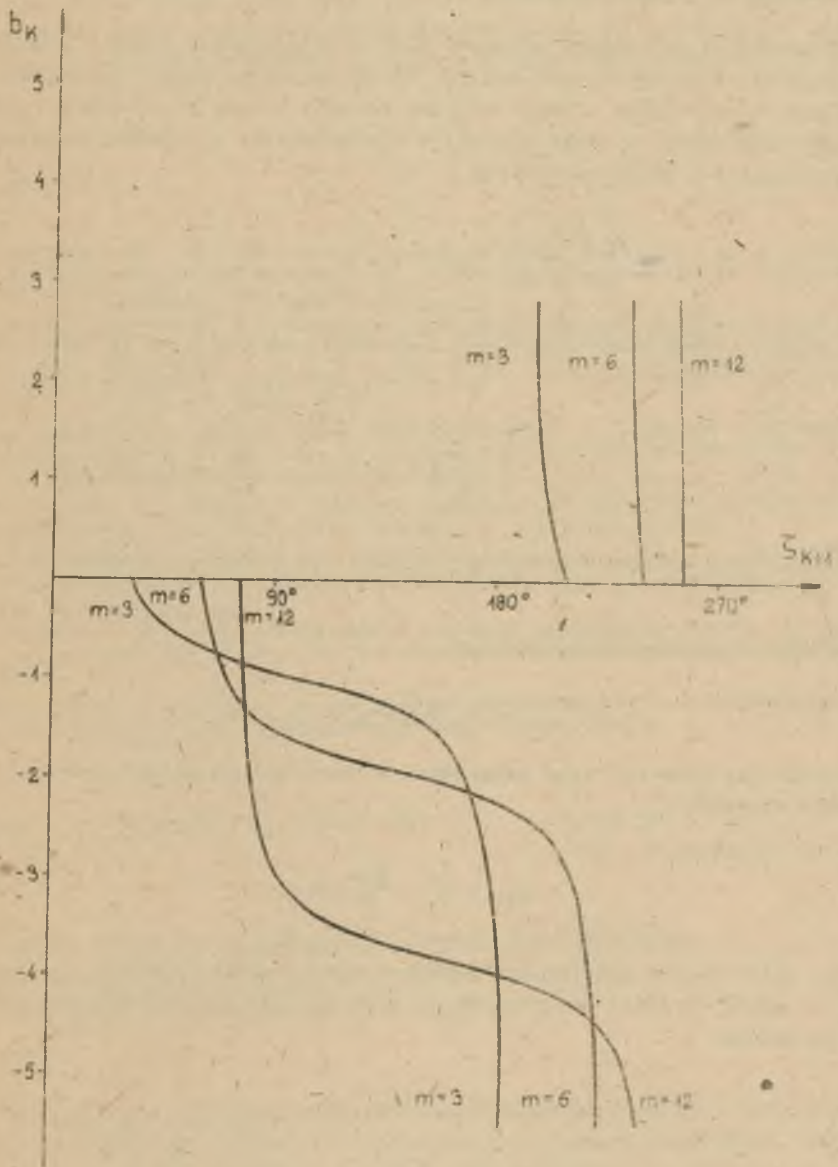
$$B = \frac{-\frac{2}{\pi} \sin^2 \frac{\tau}{2}}{\sin \eta \cos(\eta + \frac{\tau}{2})} \quad (22)$$

Dla małych  $\tau$

$$B \approx 3.$$

Ze względu na komutację maksymalny kąt opóźnienia załączenia nie może przekroczyć wartości  $140^\circ$ - $160^\circ$ . Układ sterowania, spełniający warunek  $a \geq 3$ , jest więc zawsze stabilny. Taki układ posiada jednak małe wzmocnienie w pętli sprzężenia zwrotnego. Z kolei dla małych kątów załączenia układ jest stabilny nawet przy  $a = 0$ . W tej sytuacji należy zalecić stosowanie regulatora adaptacyjnego o wartości współczynnika  $a$  dążącej do zera, przy małych kątach opóźnienia włączenia oraz do 3 przy dużych kątach opóźnienia włączenia. Szczegółowy dobór współczynnika  $a$  należy przy tym dokonać w oparciu o charakterystyki  $a = f(\zeta_k)$  lub  $a = f(\zeta_k, D_k)$  przy założeniu, że  $|x_k| < 1$ .

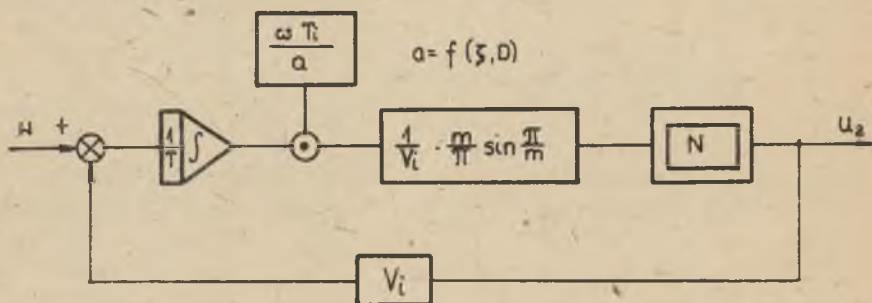




Rys. 5. Przebieg współczynnika korygującego  $b_k$  w funkcji kąta załączenia następnego pulsu  $S_{k+1}$ .

### 5. Praktyczny dobór regulatora

Wprowadzając do znanego schematu blokowego cyklokonwertora, z ujemnym napięciowym sprzężeniem zwrotnym [4, 5, 6] węzeł mnożący, uzyskuje się regulator adaptacyjny. Schemat blokowy takiego układu przedstawia rysunek 6. Blok nieliniowy N charakteryzuje nieliniowości statyczne i dynamiczne występujące w cyklokonwerterze.



Rys. 6. Schemat układu sterowania fazowego z ujemnym napięciowym sprzężeniem zwrotnym przy zastosowaniu regulatora adaptacyjnego.

Jeśli napięcie wzorcowe ma przebieg

$$w = M \sin \omega_2 t, \quad (23)$$

to maksymalny przyrost kąta załączenia w idealnych warunkach określa przybliżona zależność:

$$D_{\max} = \frac{f_2}{f_1} \cdot \frac{2T}{m} \cdot M. \quad (24)$$

Znając ilość pulsów napięcia, przypadających na okres napięcia zasilającego  $m$ , można określić kąty  $\tau$ ,  $D_{\max}$  oraz  $\varphi$ , co z kolei pozwala określić zależności

$$z_k = f(\xi_k)$$

oraz

$$b_k = f(\xi_k),$$

a następnie określić minimalną wartość współczynnika  $a$ , przy której układ sterowania jest jeszcze stabilny

$$a_{\min}(\xi_k) = \frac{z_k + 1}{b_k}. \quad (25)$$

Znając zależność współczynnika  $a_{\min}$  w funkcji kąta załączenia  $\delta_k$ , należy skonstruować układ nieliniowy, który kontrolując przewidywany dla idealnych warunków pracy cyklokonwertora kąt załączenia tyrystorów, zapewni dostrojenie obwodu głównego, zgodnie z algorytmem uzyskanym ze wzoru (25).

## LITERATURA

- [1] ABRAMOW A.M., STAŠIŠIN B.A.: Ob ustojčiwosti sieżenia za vychodnym napriazheniem presbrazowatela s jestwestwennoj kommutacej. Preobrazowatel'naja tehnika Nowosibirsk 1975.
- [2] BUCZEK A.: Układy kompensujące zaburzenia w przebiegach napięcia wyjściowego w cyklokonwertorach. Praca dyplomowa Politechnika Śląska, 1980.
- [3] FIGARO B.I., Gotowski B.S., LISS Z.A.: Tiristornye ciklokonwertory. Nauka i Technika, Minsk 1973.
- [4] KRYKOWSKI K.: Analiza pracy cyklokonwertora z ujemnym napięciowym sprzężeniem zwrotnym przy obciążeniu rezytancyjno-indukcyjnym. Politechnika Śląska 1974. Praca doktorska.
- [5] KRYKOWSKI K.: Własności ruchowe zespołu cyklokonwertor asynchroniczny silnik klatkowy. Gospodarka Paliwami i Energią 8/9 1975.
- [6] KRYKOWSKI K.: Zastosowanie w cyklokonwertorze ujemnego napięciowego sprzężenia zwrotnego. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, Elektryka z. 54, 1976.
- [7] KRYKOWSKI K.: Układy sterowania fazowego cyklokonwertorów. II Ogólnopolska Konferencja Naukowo-Techniczna "Energoelektronika" Kazimierz 1980.
- [8] PELLY B.R.: Thyristor phase controlled converters and cycloconverters John Willey, New York / London/Sydney/Toronto 1971.

Wpłynęło do Redakcji we wrześniu 1980

Recenzent:

Prof. dr Zygmunt Kuczewski

ПРИМЕНЕНИЕ РЕГУЛЯТОРА С ПЕРЕМЕННЫМ ВРЕМЕНЕМ ИНТЕГРИРОВАНИЯ  
В ЦЕПИ ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ ПО НАПРЯЖЕНИЮ  
ДЛЯ СИСТЕМЫ ФАЗНОГО УПРАВЛЕНИЯ ЦИКЛОКОНВЕРТОРА

## Р е з ю м е

Циклоконвертор является специфическим усилителем мощности, линеаризации которого можно достигнуть путем применения обратных связей. Ввиду нелинейности следовало бы рекомендовать применение регулятора с изменяющимися в зависимости от актуального режима работы параметрами. В статье разработан метод подбора наладки такого регулятора для системы фазного управления с отрицательной обратной связью по напряжению.

THE USE OF A VARIABLE INTEGRATION TIME REGULATOR IN THE CIRCUIT  
OF NEGATIVE VOLTAGE FEEDBACK OF PHASE CYCLOCONVERTOR CONTROL SYSTEM

S u m m a r y

The cycloconverter is a specific power amplifier the linearization of which can be obtained by using feedback. Due to nonlinearity it would be advisable to utilize the regulator of variable parameters depending on the actual operational conditions. The paper presents the method of choice settings of the regulator for the phase control system with a negative voltage feedback.

