

## SPIS TREŚCI

	Str.
1. Bogusław GRZESIK: Modelowanie analogowe przekształtników energoelektronicznych - stan aktualny zagadnienia .....	5
2. Bogusław GRZESIK: Bezpośredni pełny model analogowy przekształtnika energoelektrycznego o niezmiennej topologii .....	13
3. Tadeusz RODACKI: Tyrystorowo-magnetyczne regulatory napięcia ....	29
4. Krzysztof KRYKOWSKI, Tadeusz RODACKI, Jacek TOPORKIEWICZ: Układ zasilania bezwładnościowych napędów wibracyjnych .....	47
5. Andrzej WOLSKI: Analiza możliwości zastosowania mikrokomputera do sterowania klatkową maszyną wyciągową .....	57
6. Czesław MYRCIK: Nowa metoda sterowania falownikiem prądu przeznaczonego do zasilania klatkowych silników asynchronicznych .....	69
7. Czesław MYRCIK: Symulacyjna analiza właściwości dynamicznych układu napędowego z silnikiem asynchronicznym i falownikiem prądu ...	87
8. Zbigniew MANTORSKI: Cyfrowy model 3-fazowego, mostkowego przekształtnika tyrystorowego .....	105
9. Kazimierz GIERLOTKA: Analiza układu regulacji napędu z połączeniem sprężystym z dodatkowym sprzężeniem zwrotnym od prędkości $\omega_2$ za elementem sprężystym .....	117
10. Jacek T. TOPORKIEWICZ: Analiza porównawcza własności układów: (R) i (RL) przy różnych wariantach sterowania impulsowego .....	127
11. Henryk KOŁODZIEJ: Zmodyfikowana struktura sterowania silnika asynchronicznego .....	153
12. Edward DOBAJ: Badanie zjawisk w przestrzeni międzyelektrodowej przy spawaniu łukiem zwracowym .....	167
13. Leszek LISOWSKI: Procedura projektowania układów napędowych zawierających częstotliwościowo sterowany silnik liniowy .....	177

Bogusław GRZESIK

Instytut Podstawowych Problemów  
Elektrotechniki i Energoelektroniki  
Politechnika Śląska Gliwice

### MODELOWANIE ANALOGOWE PRZEKSZTAŁTNIKÓW ENERGOELEKTRONICZNYCH - STAN AKTUALNY ZAGADNIENIA<sup>x)</sup>

**Streszczenie.** Omówiono wyczerpująco wszystkie znane i jedną nową metodę analogowego modelowania przekształtników. Podano jednolite ujęcie modelowania w oparciu o teorię obwodów i topologię, nakreślając zależności pomiędzy poszczególnymi metodami modelowania. Zamieszczono pełny przekrój reprezentatywnych publikacji tematu.

#### 1. WSTĘP

Maszyna analogowa pozostaje nadal wiele użytecznym narzędziem do symulacji przekształtników energoelektronicznych. Wynika to ze względnie dużej dostępności do tych maszyn, z dużej ich szybkości działania i dialogowego sposobu prowadzenia obliczeń.

Wielka liczba publikacji z zakresu modelowania i symulacji przekształtników wymaga omówienia ze względu na bardzo zróżnicowane ujęcie prezentowanego materiału. Jednolite ujęcie umożliwia łatwiejszą ocenę przydatności danej metody modelowania do konkretnej klasy zadań.

Praca jest próbą uporządkowania bardzo obszernego i rozproszonego materiału publikowanego; ujmuje w dużej mierze nieznanne lub bardzo mało znane w kraju publikacje [2,3,5,9,12]. Ponadto omówiono materiał oryginalny (dotychczas niepublikowany) ujmujący modelowanie o zmiennej topologii [17].

<sup>x)</sup> Praca była prezentowana na IV Krajowej konferencji napędu elektrycznego, energoelektroniki i trakcji elektrycznej, Warszawa 9-11.04.1984.

Zadania analizy przekształtników energoelektrycznych można ze względu na stopień określenia tych zadań podzielić na dwie klasy:

- zadania w pełni określone,
- zadania nie w pełni określone.

Pierwsze z nich mają ściśle opisaną sekwencję schematów zastępczych, a tym samym pewien ograniczony obszar w dyskretnej przestrzeni stanu zaworów. Ściśle można tu określić przekroczenie granic tego obszaru. Mieszczą się tu analizy znanych przekształtników, takich jak: prostowniki, regulatory napięcia przemiennego itp.

W drugim typie zadań, funkcjonowanie przekształtnika nie jest zwykle dostatecznie znane. Nieznana jest sekwencja schematów zastępczych. Do tej klasy zadań należą zadania z analizy nowych przekształtników o zwykle mało znanym sposobie działania.

Praca niniejsza jest próbą odpowiedzi na następujące pytania:

- czy możliwe jest jednolite ujęcie wszystkich znanych sposobów modelowania przekształtników, jeżeli tak, to jakie ono jest?
- czy każdy ze znanych sposobów modelowania analogowego przekształtników energoelektrycznych w równym stopniu jest przydatny do rozwiązywania obydwu wymienionych rodzajów zadań, jeżeli nie, to jakie rodzaje modelowania wykazują najlepszą (ze względu na szybkość programowania zadania, szybkość uzyskania rozwiązania, stabilność rozwiązania oraz uniwersalność) przydatność do konkretnych klas zadań?

## 2. OMÓWIENIE METOD MODELOWANIA

Znakomitą większość analogowego modelowania przekształtników energoelektrycznych można zestawić w następujące cztery grupy:

- A) modelowanie przy niezmienniej topologii,
- B) modelowanie przy zmiennej topologii,
- C) modelowanie funkcjonalne,
- D) modelowanie analogowo-fizyczne.

(A). Modelowanie przekształtników oparte o model z niezmienną topologią [1 - 6], [10] jest najprostszym i najbardziej przejrzystym typem modelowania analogowego. Zadania do analizy metodą symulacji analogowej ze względu na konfigurację elementów przekształtnika można podzielić na trzy klasy.

Najprostsza klasa może być rozwiązana metodą bezpośrednią, jeżeli każdy zawór może być przedstawiony równaniem o postaci  $i = f(u)$  lub  $u = f(i)$ , w drzewo grafu wchodzi wszystkie gałęzie  $u = f(i)$  oraz żadna gałąź  $i = f(u)$ , a w dopełnieniu drzewa znajdują się wszystkie gałęzie  $i = f(u)$  i żadna gałąź

$u = f(i)$  z tym, że parametry zaworów daje się zamodelować w obszarze skończonych wzmocnień wzmacniaczy maszyny analogowej.

Równania tego modelu mają postać

$$Q i = \begin{bmatrix} I & Q_1 \end{bmatrix} i = \begin{bmatrix} I & Q_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_t \\ i_1 \end{bmatrix} = 0; \quad u_t = Z_t i_t$$

$$B u = \begin{bmatrix} Q_1' & I \end{bmatrix} u = \begin{bmatrix} -Q' & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_t \\ u_1 \end{bmatrix} = 0; \quad i_1 = Y_1 u_1$$
(1)

gdzie:

$Q$  - macierz przekrojów głównych,

$B$  - macierz obwodów głównych,

$i_t, u_t$  - wektory prądów i napięć gałęzi drzewa,

$i_1, u_1$  - wektory prądów i napięć gałęzi dopełnienia drzewa,

$Z_t$  - macierz impedancji gałęzi drzewa,

$Y_1$  - macierz admitancji gałęzi dopełnienia drzewa.

Macierze  $Z_t, Y_1$  zmieniają się wraz ze zmianą stanu zaworów. Jeżeli parametrów zaworów nie można odwzorować za pomocą skończonych wzmocnień, wzmacniaczy maszyny analogowej, to zadanie należy do drugiej klasy.

.. Druga klasa zadań może być zamodelowana tak, że nie wystąpi tu problem skończonych wzmocnień wzmacniaczy maszyny analogowej. Dzieje się to poprzez wprowadzenie do równań przekształtnika przekształcenia liniowego. W wyniku takiego przekształcenia współczynniki wzmocnienia wzmacniaczy odwzorowujących zawory ograniczone zostają do jedności.

Jeżeli charakterystykę napięciowo-prądową zaworu zapisać w postaci

$$i = (s Y_{sc} + \bar{s} y_{sn}) u.$$

to wielkości maszynowe mają postać

$$I = \frac{s_1}{s_u} (s Y_{sc} + s y_{sn}) U = \frac{s_1}{s_u} y_s U$$

a współczynnik wzmocnienia wzmacniacza  $\frac{s_1}{s_u} y_{sc}$  może wynosić do kilkuset, co stwarza trudności w osiągnięciu stabilnego rozwiązania maszynowego. Prze-

kształcenie liniowe równania maszynowego zaworu daje wzmocnienie bloku odwzorowującego zawór

$$K^L = (1_{12} + \frac{s_1}{s_u} 1_{22}) (1_{11} - \frac{s_1}{s_u} y_s 1_{21}) = i^L U^L,$$

które jest ograniczone do jedności przy właściwym doborze współczynników przekształcenia liniowego.

Równania modelu przekształtnika uzyskuje się z równań (1) przez wprowadzenie do nich przekształcenia liniowego.

... Jeżeli przekształtnik posiada taką konfigurację, że istnieją w nim obwody o zerowej impedancji lub przekroje o nieskończenie wielkiej impedancji, z tym że w każdym z wymienionych obwodów istnieje przynajmniej jedna pojemność, a w każdym z wymienionych przekrojów występuje jedna indukcyjność, to zadanie analizy takiego przekształtnika zalicza się do trzeciej klasy zadań. Aby możliwe było zestawienie modelu analogowego w tego typu zadaniu równania przekształtnika wyraża się przy pomocy pochodnych napięć w pierwszym przypadku i pochodnych prądów w drugim przypadku. Taki zabieg sprowadza zadania omawianej klasy do zadania klas wymienionych wyżej.

Z powyższego wynika, że wymienione modele przekształtników umożliwiają wykonanie analizy wszystkich zadań spotykanych w teorii i praktyce energoelektroniki przy dużej prostocie modelowania i "automatycznym" uwzględnieniu wszystkich możliwych stanów zaworów. Tak więc, modelowanie typu A jest w najwyższym stopniu przydatne do rozwiązywania zadań drugiej klasy złożoności.

(B). Choćby modele A ujmują wszystkie możliwe poprawne przypadki, to równolegle do modeli A poczynając od modeli z funkcjami przełączającymi [7] powstawały modele o zmiennej topologii [8]. Modele o zmiennej topologii znalazły uznanie ze względu na niezwykłą ich prostotę i stabilność, uzyskiwanych za ich pomocą rozwiązań. W początkach ich rozwoju modele o zmiennej topologii budowane były intuicyjnie. Praca [8] jest pierwszą próbą sformalizowania procesu modelowania (model o zmiennej topologii) w oparciu o teorię obwodów. Ograniczono się tam jednak tylko do niezmiennego drzewa części ciągłej przekształtnika. W ogólnym przypadku drzewo części ciągłej jest zmienne, co istotnie zmienia równania modelu. Poniżej przedstawiono zarys konstrukcji modelu przekształtnika przy zmiennej topologii, gdy drzewo części ciągłej jest zmienne, w oryginalnym dotychczas niepublikowanym ujęciu [17]. Podobnie jak w modelu A zadania do analizy podzielić można, ze względu na konfigurację elementów przekształtnika, na dwie klasy.

Do pierwszej klasy zadań, które mogą być analizowane przy pomocy modelu o zmiennej topologii zalicza się takie, w których przekształtnik może być przedstawiony tak, że każdy zawór przewodzący jest reprezentowany równaniem  $u = f(i)$ , a zawór nieprzewodzący równaniem  $i = f(u)$ , przy czym dla każdego stanu zaworów do drzewa wchodzi wszystkie zawory przewodzące oraz

pozostałe gałęzie typu  $u = f(i)$  i żaden zawór nieprzewodzący oraz żadna gałąź typu  $i = f(u)$ , natomiast w dopełnieniu drzewa znajdują się wszystkie zawory nieprzewodzące oraz pozostałe gałęzie typu  $i = f(u)$  i żaden zawór przewodzący oraz żadna gałąź typu  $u = f(i)$ . Model opiera się na przekonstruowaniu drzewa grafu zgodnie z sekwencją schematów zastępczych, przy czym na ogół żąda się minimalizacji liczby gałęzi wymienianych pomiędzy drzewem a jego dopełnieniem. Model opisywany jest równaniami podobnymi do równań (1), z tym, że zamiast macierzy przekrojów głównych  $Q$  jest tu macierz sumaryczna przekrojów głównych  $Q_{\Sigma}$  a zamiast macierzy obwodów głównych  $B$  sumaryczna macierz obwodów głównych  $B_{\Sigma}$ . Te same gałęzie mogą wyznaczać wiersze i kolumny macierzy sumarycznych jako, że ta sama gałąź w zależności od stanu zaworów może przynależać do drzewa lub do jego dopełnienia. Z tego wynika, że napięcie /prądy pozostałych gałęzi, poza pojemnościami i indukcyjnymi wyliczane są bądź to z macierzy  $Q_{\Sigma}$ ,  $B_{\Sigma}$ , bądź to z równań gałęziowych w zależności od stanu zaworów. Macierze sumaryczne  $Q_{\Sigma}$ ,  $B_{\Sigma}$  wyznacza się na podstawie znanej sekwencji schematów zastępczych. Macierze te następnie wpisuje się do pamięci maszyny. Wyczytywanie elementów obydwóch macierzy z pamięci odbywa się pod nadzorem sygnałów przejść bezwarunkowych, odwzorowujących sterowanie zaworów oraz warunkowych odwzorowujących stan zaworów.

Modele zaworów w omawianym przypadku mogą być np. typu  $R = 0, \infty$  lub o skończonych rezystencjach w stanie przewodzenia i nieprzewodzenia.

.. Druga klasa zadań, szersza w stosunku do pierwszej, umożliwi analizę przekształtników w sytuacji, gdy zarówno przewodzące jak i nieprzewodzące zawory mogą znaleźć się w drzewie grafu bądź w jego dopełnieniu. Warunek taki dopuszcza do pojawienia się przekrojów typu ILS oraz obwodów typu ECS. Z tego wynika, że zawory muszą w takim przypadku mieć skończoną impedancję. Daje to szersze możliwości obliczeniowe w tym sensie, że

- możliwe jest wierniejsze odwzorowanie procesów fizycznych modelowanego obiektu w porównaniu do pierwszego wariantu B,
- możliwe jest wprowadzenie maszynowego konstruowania macierzy  $Q_{\Sigma}$ ,  $B_{\Sigma}$  w systemie on-line. Z tego wynikają takie same możliwości obliczeniowe omawianego modelu ( $2^Z$  stanów) jak możliwości obliczeniowe A, z tym że rozwiązanie jest tu z definicji bardziej stabilne.

Mimo bardzo korzystnych własności modelu B ze względu na jego złożoność techniczną nie wydaje się on godny polecenia do rozwiązywania zadań drugiego stopnia złożoności.

(C). Modele funkcjonalne [9,10,13] różnią się od modeli A,B ponieważ zadaniem ich jest odzwierciedlać niektóre, wybrane cechy zewnętrzne przekształtników; zwykle jest to praca regularna przekształtnika. Konstrukcja tego rodzaju modeli jest ściśle oparta o poprzednie dwa typy modeli, A i B. Równania opisujące omawiany typ modeli wynikają z równań modeli A i B; Najczęściej spotyka się modele funkcjonalne prostowników [9,10,13], falowników [14], regulatorów napięcia stałego i przemiennego itp. Modele funkcjonalne

nadają się szczególnie do konstrukcji typu hardware. Pozwalają na szybkie i sprawne zestawienie modeli nawet bardzo złożonych obiektów.

(D). Ostatnim rodzajem modelowania jest modelowanie analogowo-fizyczne [11,12]. Atrakcyjność jego wynika z możliwego tu do zastosowania izomorfizmu modelowany obiekt-model, co pozwala pominąć pracochłonny etap układania równań modelu. Modelowanie w tym przypadku przypomina czynności laboratoryjne. W modelu wykorzystuje się dwutranzystorowe modele tyrystorów oraz bloki odwzorowujące kondensatory, dławiki i transformatory zbudowane w oparciu o konwertery napięcie-prąd.

Niektóre kondensatory i wszystkie oporniki modeluje się czysto fizycznie. Autorzy przytoczonych publikacji wykazują wielką przydatność tego rodzaju modelowania do prac projektowo-badawczych wykonywanych często, w których model nie musi odwzorowywać obiektu ze zbyt dużą dokładnością. Istotnym mankamentem rozwiązania technicznego modelu analogowo-fizycznego jest konieczność galwanicznej separacji poszczególnych analogowych bloków funkcjonalnych, co w przypadku stosowania systemu modulacja-demodulacja powodować może pewne niestabilności i niedokładności.

::::: Cennymi publikacjami, które leżą na pograniczu grup B i C są pozycje [14] i [15]. Pierwsza z nich pokazuje możliwości zformalizowania modelowania grupy C.

### 3. WNIOSKI

Z analizy przeprowadzonej przez autora wynikają następujące wnioski:

I. Ścisłe jednolite podejście do wszystkich wymienionych grup modelowania nie jest możliwe. Ścisła jednolitość może zostać zachowana jedynie w stosunku do grup A i B, a po zastosowaniu metod użytych w pracy [14] również w stosunku do grup A,B,C.

Żądanie jednolitości podejścia w stosunku do wszystkich czterech grup A, B,C,D jest niecelowe ze względu na specyfikę modelowania typu D.

II. Jednolite ujęcie modeli przekształtników opiera się na teorii obwodów elektrycznych w tym i na ich topologii.

III. Przydatność poszczególnych omówionych metod modelowania do konkretnych typów zadań jest funkcją złożoności schematowej przekształtnika, stopnia określoności jego działania, rodzaju systemu obliczeniowego, w którym ma pracować itp. Przydatność tę można wyrazić następująco:

grupa A nadaje się szczególnie dobrze do zadań drugiej klasy złożoności, a ponadto do zadań pierwszej klasy złożoności w przypadkach, gdy model A jest prostszy od modeli pozostałych grup,

grupa B jest wygodna do konstrukcji modeli typu hardware przy ograniczonym zasięgu obliczeniowym,

grupa C może być stosowana do modelowania w większych systemach obliczeniowych najczęściej spotykanych przekształtników,

grupa D może być zalecana w przypadkach, gdy niezbędne jest prowadzenie często przeprogramowywanych analiz symulacyjnych przy niewielkiej dokładności.

IV. Systematyzacja i jednolitość ujęcia modelowania analogowego przekształtników jest niezwykle przydatna w konstrukcji modeli cyfrowych przekształtników [4,16].

#### LITERATURA

- [1] Navratil S.: Nachbildung einiger Gleichrichter schaltungen im stationären und nicht stationären Betrieb auf dem elektronischen -Analogrechner. Acta Techn. CSAV, No. 1, s. 152-160, 1966,
- [2] Mustafa G.M.: Prjamoj metod analiza ventil'nych schem na AVM. Elektro-techničeskaja promyšlennost. Ser. Preobrazovatel'naja tehnika 1971 vyp. 23-24, s.24-25.
- [3] Mustafa G.M.: Modelirovanie schem preobrazovatel'noj tehniki na analogovych vyčislitel'nych mašinach (avtoreferant dissertacij na soiskanie učenoj stepni kandidata techničeskich nauk), M. 1973.
- [4] Foch H., Trannoy B., Faucher J.: Complete simulation of static converter by digital and analogue methods. IFAC symposium on Control in Power Electronics and Electrical Drives, Düsseldorf, October 7-9, 1974, Vol. 1, pp. 363-373.
- [5] Mustafa G.M., Baregamjann G.V.: Analogovaja model' neupravljajemogo vprjamitelja, učitivajuščaja parazitnyje emkosti. Elektrotech.prom.-st'. Ser. Preobrazovatel'naja tehnika 1979, Vyp. 2(109) s.10-13.
- [6] Rodacki T., Gierlotka K., Grzesik B.: Model analogowy i badania trystorowego układu zasilania odbiornika łukowego, Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, Elektryka, z.84, 1983, s.79-94.
- [7] Bogryj V.S., Russkich A.A.: Matematičeskoje modelirovanie tiristornych preobrazovatelej. Moskva, "Energija" 1972.
- [8] Russkich A.A., Ščerbakov B.F.: Primenenie grafov dlja postrojenija strukturnoj schemy električeskoj cepi, Električestvo, 1979, No 6.
- [9] Nikitin V.M., Donskoj N.V., Eliseev V.N.: Princip modelirovanija upravljaemych ventil'nych preobrazovatelej, Elektrotechničeskaja prom.-st'. Ser. Preobrazovatel'naja tehnika 1971. Vyp. 14, s. 19-32.
- [10] Myrcik C.: Modelowanie i symulacja przekształtnikowych układów napędowych, Skrypt Nr 1119 Politechniki Śląskiej, Gliwice 1984.
- [11] Primenenija analogovych vyčislitel'nych mašin v energetičeskich sistemach. Pod red. Sokolova N.I., Moskva, Energija, 1970,
- [12] Bogryj V.S., Vitkovskij O.P., Rusakov A.E.: Vyčislitel'nyj kompleks dlja rešenija zadač preobrazovatel'noj tehniki metodom prjamoj analogii. Tezisy dokładow Vsesojuznoj naučno-techničeskoj konferencii, Kiev, sentjabr, 1975, čast 4, s. 114-118.



- [13] Rodacki T., Nowak J.: Zastosowanie techniki analogowej do badania statyki i dynamiki silnika prądu stałego zasilanego z przekształtnika tyrystorowego, Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, Elektryka, z.38. Gliwice 1972.
- [14] Deskur J.: Modele matematyczne tyrystorowych układów przekształtnikowych, PWN, Warszawa-Poznań 1981.
- [15] Lipo T.A.: Simulation of a Current Source Inverter Drive, IEEE Trans. On Ind. Appl. and Cont. Instrumentation, Vol. IECI, No 2, 1979.
- [16] Szczęsny R.: Wybrane problemy modelowania cyfrowego układów energoelektrycznych, Praca doktorska, Politechnika Gdańska, Gdańsk 1976.
- [17] Grzesik B.: Teoria przekształtników statycznych, Skrypt uczelniany Politechniki Śląskiej, Gliwice 1984.

Recenzent: doc. dr inż. Zygmunt Bendyk

Wpłynęło do redakcji dn. 10 maja 1984 r.

#### АНАЛОГОВОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ТИРИСТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ, СОСТОЯНИЕ ВОПРОСА

##### Р е з ю м е

В статье обсуждены все известные и один новый метод аналогового моделирования тиристорных преобразователей. Упомянутые методы моделирования рассматриваются на основе теории электрических цепей. Этот единый подход дал возможность сравнить показанные методы. В статье дан полный перечень работ посвященных этой теме.

#### ANALOGUE MODELLING OF ELECTRONIC POWER CONVERTORS—STATE OF ART

##### S u m m a r y

All known and one new method of modelling of power electronic converters are presented in the paper. Different methods of modelling are described basing on electrical network theory. On the base of such uniform description the comparison of these methods is given. The paper contains entire survey of representative references of the subject.

Bogusław GRZESIK

Instytut Podstawowych Problemów  
Elektroniki i Energoelektroniki  
Politechnika Śląska

## BEZPOŚREDNI PEŁNY MODEL ANALOGOWY PRZEKSZTAŁNIKA ENERGOELEKTRONICZNEGO O NIEZMIENNEJ TOPOLOGII

**Streszczenie.** Podano definicję modelu oraz jego równania. Przedyskutowano możliwości minimalizacji teoretycznego schematu operacyjnego. Omówiono wpływ ograniczeń maszynowych na konstrukcję stabilnego i wnoszącego minimalne zniekształcenia maszynowego schematu operacyjnego. Podano algorytm konstrukcji maszynowego schematu operacyjnego.

### 1. WSTĘP

Chociaż problematyce modelowania analogowego przekształtników energoelektrycznych poświęcono dużą liczbę prac [1] ÷ [12], to nadal istnieją niewyjaśnione zagadnienia. Przykładami mogą być minimalizacja schematu operacyjnego i wpływ ograniczeń maszynowych na konstrukcję schematu operacyjnego modelu przekształtnika.

Technika analogowa, mimo coraz częstszego wykorzystywania techniki cyfrowej, jest nadal chętnie stosowana do symulacji przekształtników energoelektrycznych [9], [11], [12].

Stan zagadnienia - analogowe modelowanie przekształtników energoelektrycznych został nakreślony w pracy [7]. Model został pierwszy raz użyty przez Navratila w 1966 roku do analizy prostowników 3 i 6-pulsowych [2]. Pomysł Navratila rozwinięty został teoretycznie przez Mustafę w pracy [3] w latach 1971 - 1973. Niezależnie, model badany i stosowany był przez Focha [4] w 1974 r. Foch wykorzystał model do symulacji zarówno analogowej, jak i cyfrowej. Pierwszą w kraju publikacją, pokazującą niektóre aplikacyjne aspekty modelu bezpośredniego o niezmiennej topologii jest praca Myrcika [9] (1984).

Niniejsza praca nawiązuje do prac Navratila, Mustafy i Focha.

Celem pracy jest częściowe uporządkowanie zagadnienia w zakresie modelu bezpośredniego, pełnego i omówienie możliwości optymalizacji maszynowego schematu operacyjnego.

Przekształtnik energoelektroniczny jest przedstawiony w niniejszej pracy w kategoriach teorii obwodów elektrycznych. Pojęcie przekształtnik stosuje się w dalszej części pracy tylko do jego obwodów głównych.

Przekształtnik energoelektroniczny jest obwodem elektrycznym zawierającym:

- I. elementy o działaniu ciągłym R, L, M, E, J (liniowe i nieliniowe),
- II. elementy o działaniu dyskretnym, zawory ( tranzystory, tyrystory, łączniki).

Zawory są również elementami nieliniowymi z tym, że ich impedancja nie musi być ciągłą funkcją czasu.

Przekształtnik opisuje się dwoma liczbami:

- n, wymiar części ciągłej (liczba niezależnych magazynów energii),
- z, wymiar części zaworowej (liczba zaworów).

Na przekształtnik oddziałują:

- u, wymuszenie (napięcia i prądy źródłowe),
- G, sterowanie zaworów (np. sygnały sterujące tranzystorami, tyrystorami, sygnały uruchamiające łączniki).

Stan dyskretny (części zaworowej) przekształtnika opisany jest jednoznacznie poprzez funkcję - stan struktury  $s_g$ , która jest jednoznaczną funkcją stanu wszystkich zaworów  $s_{vk}$ ,  $k = 0, 1, \dots, z - 1$ . Stan zaworu,  $s_{vk}$  przyjmuje dwie wartości:  $s_{vk} = 1$ , gdy zawór ma małą impedancję;  $s_{vk} = 0$ , gdy zawór ma dużą impedancję. Stan struktury  $s_g$  przyjmuje wartości dyskretne z zakresu  $0 \div 2^z - 1$ . Przy zmianach stanu struktury współrzędne ciągłe, np. napięcia kondensatorów i prądy dławików, zachowują ciągłość.

Taka definicja przekształtnika umożliwia skonstruowanie szerokiej klasy jego modeli. Aby model był użyteczny musi on mieć reprezentację fizyczną w postaci maszynowego schematu operacyjnego. Różnorodność modeli, a i z konieczności ich maszynowych schematów operacyjnych, powodowana jest głównie dążeniem do obejścia wybranych ograniczeń wnoszonych przez maszynę analogową. Zwykle teoretyczny schemat operacyjny nie uwzględnia, z dostateczną do potrzeb modelowania przekształtników energoelektronicznych dokładnością, transmitancji bloków i elementów maszyny analogowej. W dalszej części pracy omawia się zagadnienie stabilności schematu maszynowego.

Omawiany model należy do grupy modeli o nieziennej topologii, gdzie równania topologiczne są niezienne względem stanu struktury -  $Q \neq f(s_g)$ ,  $B \neq f(s_g)$ . Główną zaletą modelu jest samoczynne określanie stanu struktury  $s_g$  przez model bez wstępnej informacji o niej. Wadą jego jest podatność na niestabilność maszynowego schematu operacyjnego przy względnie niewielkiej liczbie sprzętu lub duża liczba sprzętu przy absolutnej stabilności.

## 2. RÓWNANIA

Definicja. Model pełny o niezmiennej topologii jest to model, w którym występują, będąc jego integralną częścią napięcia i prądy wszystkich gałęzi i wszystkich par biegunów wieloparbiegunników przy czym macierze topologiczne  $Q$ ,  $B$  [14] są niezmiennie względem stanu struktury  $s_g$ .

Model o niezmiennej topologii można skonstruować, jeżeli spełniony jest poniższy warunek konieczny i wystarczający istnienia modelu. WKWI: Model przekształtnika o niezmiennej topologii istnieje, jeżeli każdy zawór może być przedstawiony równaniem o postaci  $i = f(u)$  lub  $u = f(i)$ , w drzewo wchodzi wszystkie gałęzie  $u = f(i)$  oraz żadna gałąź  $i = f(u)$  a w przeciwnym kierunku znajdują się wszystkie gałęzie  $i = f(u)$  i żadna gałąź  $u = f(i)$ , przy czym operacje  $f(u)$  oraz  $f(i)$  nie są operacjami różniczkowania. Wymóg dotyczący różniczkowania w WKWI wynika z ukierunkowania modelu na symulację analogową. Nie oznacza on, że nie mogą istnieć stabilne modele analogowe przekształtników zawierające różniczkowanie, np [9].

Istnienie modelu nie jest jednoznaczne z istnieniem jego realizacji fizycznej w postaci maszynowego schematu operacyjnego.

Wymogiem ułatwiającym konstruowanie drzewa normalnego określającym w jakiej kolejności należy dołączać do drzewa normalnego poszczególne typy gałęzi jest warunek zachowania hierarchii WZH. WZH: Drzewo normalne należy konstruować tak, aby włączać do niego gałęzie zgodnie z hierarchią: 1:E, 2:C, 3:R, 4:u=f(i), 5:i=f(u), 6:G, 7:L, 8:J, przy czym liczba gałęzi każdego kolejnego typu powinna być możliwie jak największa.

Jeżeli nie jest spełniony WKWI to pierwotnie przyjęty schemat zastępczy przekształtnika należy uzupełnić o elementy dodatkowe, aby zapewnić istnienie modelu, z tym że elementy dodatkowe powinny w możliwie minimalnym stopniu zniekształcać procesy zachodzące w przekształtniku.

Trzeba dodać, że w modelu według WKWI mogą występować obwody typu EC lub C oraz przekroje LJ lub J przy liniowych pojemnościach i indukcyjnościach oraz istnieniu pierwszych pochodnych tych napięć i prądów źródłowych.

Uporządkowane drzewo spełniające WKWI umożliwia zapisanie równań topologicznych (1a), (1b). Pełny model zawiera ponadto równania gałęziowe (1c), (1d).

$$Q i = [I \quad Q_t] \begin{bmatrix} i_t \\ i_l \end{bmatrix} = 0 \quad (1a)$$

$$B v = [B_l \quad I] \begin{bmatrix} v_t \\ v_l \end{bmatrix} = 0 \quad (1b)$$

$$v_t = Z_t i_t \quad (1c)$$

$$i_1 = Y_1 v_1 \quad (1d)$$

gdzie:

$Q$  - macierz przekrojów głównych wymiaru  $(g-w+1, g)$ ,

$B$  - macierz obwodów głównych wymiaru  $(w-1, g)$ ,

$g$  - liczba gałęzi,  $w$  - liczba węzłów,

$$Q_t = -B_1' ; B_1 = -Q_t'$$

$$i_t = [i_E \ i_{Ct} \ i_{St} \ i_{Rt} \ i_{Lt}]', \quad i_1 = [i_{C1} \ i_{S1} \ i_{R1} \ i_{L1} \ i_J]'$$

$$v_t = [v_E \ v_{Ct} \ v_{St} \ v_{Rt} \ v_{Lt}]', \quad v_1 = [v_{C1} \ v_{S1} \ v_{R1} \ v_{L1} \ v_J]'$$

$Z_t$  - macierz operacji gałęzi drzewa  $u \rightarrow i$ ,

$Y_1$  - macierz operacji gałęzi przeciwdrzewa  $i \rightarrow u$ ,

$t, l$  - (indeksy dolne) oznaczają przynależność do odpowiedniego drzewa i przeciwdrzewa.

### 3. TEORETYCZNY SCHEMAT OPERACYJNY

Równania (1) są podstawą do konstrukcji analogowego teoretycznego schematu operacyjnego. Bardzo wygodną reprezentacją schematu operacyjnego jest wyrażenie (2) złożone z macierzy  $Q, B$ .

$$g \left\{ \begin{array}{c} \overbrace{I(Q) \quad Q_t}^{g} \\ \underbrace{B_1 \quad I(B)}_{g-w+1} \end{array} \right\} \begin{array}{l} w-1 \\ g-w+1 \end{array} = \begin{array}{c} Q \\ B \end{array} \quad (2)$$

gdzie:

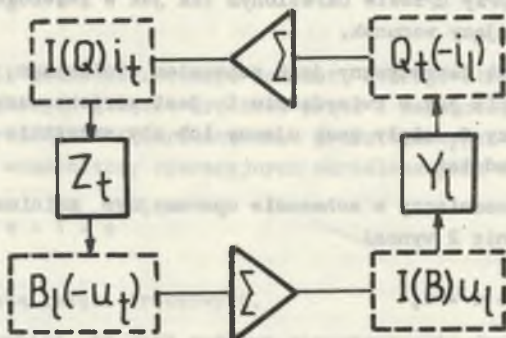
$$Q_t \rightarrow I(Q) \quad \left| \begin{array}{l} \text{odzwierciedlają operacje topologiczne} \\ \text{według równań} \end{array} \right. \quad (1a)$$

$$B_1 \rightarrow I(B) \quad \left| \begin{array}{l} \text{odzwierciedlają operacje gałęziowe} \\ \text{według równań} \end{array} \right. \quad (1b)$$

$$I(Q) \rightarrow B_1 \quad \left| \begin{array}{l} \text{odzwierciedlają operacje topologiczne} \\ \text{według równań} \end{array} \right. \quad (1c)$$

$$I(B) \rightarrow Q_t \quad \left| \begin{array}{l} \text{odzwierciedlają operacje gałęziowe} \\ \text{według równań} \end{array} \right. \quad (1d)$$

Daje ono wgląd w strukturę schematu operacyjnego. Pierwszą część wyrażenia (2) przedstawiono w postaci blokowej na rys. 1. W schemacie na rys. 1 uwzględniono zmianę znaku sygnałów wprowadzaną przez wzmacniacze operacyjne. Wyrażenie (2) umożliwia przejrzyste prowadzenie analizy możliwości minimalizacji schematu operacyjnego.



Rys. 1. Blokowa postać teoretycznego schematu operacyjnego modelu przekształtnika

### Minimalizacja teoretycznego schematu operacyjnego

Minimalizacja schematu operacyjnego oznacza tu minimalizację liczby wzmacniaczy operacyjnych.

1.1. Drzewo spełniające WKWI nie jest jedynym możliwym drzewem. Drzewo takie nie musi prowadzić do minimalnej liczby wzmacniaczy w schemacie operacyjnym. Aby udowodnić ostatnie twierdzenie wystarczy porównać schemat operacyjny przy drzewie, którego stopień wierzchołka każdego z wierzchołków drzewa jest co najwyżej 2 ze schematem operacyjnym sporządzonym dla drzewa, w którym stopień wierzchołków drzewa może być większy od 2.

2. Zakłada się, że schemat przekształtnika nie zawiera gałęzi równoległych i gałęzi szeregowych.

3. Przy założeniu 2, najobszerniejszym schematem jest schemat taki, który jest odwzorowany grafem pełnym.

4. Bez uwzględniania typu gałęzi nie istnieje żadne ograniczenie nałożone na konstrukcję drzewa; drzewo można wybrać dowolnie.

5. Jeżeli przyjmując, że graf pełny jest grafem odniesienia i nie uwzględnia się typu gałęzi, to konstrukcja drzewa grafu pełnego minimalizującego liczbę wzmacniaczy teoretycznego schematu operacyjnego wynika z następującego twierdzenia.

Tw. 1. Minimalny teoretyczny schemat operacyjny może być skonstruowany w oparciu o takie drzewo  $D = \{d_1, d_2, \dots, d_{w-1}\}$ , którego wierzchołki są stopnia nie większego od 2.

Twierdzenie 1 stanowi warunek konieczny minimalnego teoretycznego schematu operacyjnego. Aby można było skonstruować minimalny teoretyczny schemat operacyjny przy drzewie określonym tak jak w twierdzeniu 1, to należy narzucić następujący warunek.

Tw. 2. Schemat teoretyczny jest schematem minimalnym, jeżeli graf pełny przy drzewie takim jak w twierdzeniu 1 jest zorientowany tak, aby wszystkie elementy macierzy  $Q_1$  miały znak ujemny lub aby wszystkie elementy macierzy  $B_2$  miały znak dodatni.

6. Liczba wzmacniaczy w schemacie operacyjnym zminimalizowanym stosownie do twierdzenia 2 wynosi

$$N_{wo} = 2g + w - 1, \quad (3)$$

gdzie:  $g$  - liczba gałęzi,  $w$  - liczba węzłów.

II,7. Rozważa się schemat przekształtnika o mniejszej liczbie gałęzi niż przyjęto w I. Oznacza to, że schemat nie będzie mógł być przedstawiony grafem pełnym. Aby w takim przypadku nie wystąpiły gałęzie szeregowe, to liczba gałęzi grafu musi spełniać warunek

$$g = \text{ent} \left( \frac{3}{2} w \right) \quad (4)$$

przy czym dla każdego węzła grafu stopień węzła spełnia warunek

$$3 \leq \vartheta(w) \leq 4$$

8. Schemat operacyjny teoretyczny zbudowany zgodnie z twierdzeniem 2 będzie minimalny o ile liczba gałęzi grafu spełni warunek

$$g \geq 2(w-1) \quad (5)$$

9. Jeżeli schemat przekształtnika jest taki jak w punkcie 7 i liczba gałęzi spełnia warunek:

$$g < 2(w-1) \quad (6)$$

to minimalny teoretyczny schemat operacyjny konstruuje się zgodnie z twierdzeniem 3.

Tw. 3. Schemat operacyjny teoretyczny jest schematem minimalnym dla grafu, w którym  $g < 2(w-1)$  przy drzewie takim jak w twierdzeniu 1, jeżeli graf

jest tak zorientowany aby wszystkie elementy macierzy  $B_t$  były ujemne lub wszystkie elementy macierzy  $Q_1$  były dodatnie.

10. Liczba wzmacniaczy teoretycznego schematu operacyjnego skonstruowanego stosownie do twierdzenia 3 wynosi

$$N_{wo} = 2g + g - w + 1 \quad (7)$$

III. 11. Jeżeli ponownie rozważyć schemat, którego strukturę odwzorowuje graf pełny, wyróżniając gałęzie źródłowe prądu i napięcia, to przy drzewie takim jak w twierdzeniu 1 i zorientowaniu grafu takim jak w twierdzeniu 2, minimalna liczba wzmacniaczy operacyjnych określona jest wzorem:

$$N_{wo} = 2g + w - 1 - s \quad (8)$$

gdzie  $s$  jest liczbą gałęzi źródłowych.

Z powyższego wynika, że jest możliwe skonstruowanie drzewa zgodnie z twierdzeniem 1, jeżeli stopień gałęzi źródłowych napięciowych w dowolnym węźle nie przekracza 2.

IV. 12. W najogólniejszym przypadku, tzn. gdy

- istnieją gałęzie szeregowe i równoległe oraz
- o konstrukcji drzewa decydują typy gałęzi, minimalny schemat operacyjny jest określony twierdzeniem 4.

Tw. 4. Minimalny teoretyczny schemat operacyjny obwodu zawierającego gałęzie szeregowe i gałęzie równoległe, przy zachowaniu hierarchii WZH, jest to schemat, w którym drzewo zawiera minimalną liczbę wierzchołków o maksymalnym stopniu. Przy czym, jeżeli  $g \geq 2(w-1)$ , to graf należy zorientować tak, aby w macierzy  $Q_1$  była minimalna liczba elementów dodatnich lub macierzy  $B_t$  była minimalna liczba elementów ujemnych oraz jeżeli  $g < 2(w-1)$ , to należy graf schematu tak zorientować, aby w macierzy  $B_t$  była minimalna liczba elementów dodatnich lub w macierzy  $Q_1$  była minimalna liczba elementów ujemnych.

#### 4. MASZYNOWY SCHEMAT OPERACYJNY

O g r a n i c z e n i a m a s z y n o w e. Parametry techniczne maszyny analogowej narzucają ograniczenia na konstrukcję modelu przekształtnika. Parametrami tymi są skończone wzmocnienie i ograniczone pasmo częstotliwości wzmacniacza operacyjnego, upływność kondensatorów, pojemności i indukcyjności oporników. Parametry te wyznaczają - zakres dopuszczalnych



wzmocnień oraz - wartości i rozpiętość stałych całkowania. Wartości i zakresy wymienionych ograniczeń są zależne od rodzaju maszyny analogowej i dla maszyn typu EMU-10, Ma-48, Meda nie powinny przekraczać określonych ograniczeń [3]:

- zakres dopuszczalnych wzmocnień wzmacniacza operacyjnego nie powinien przekraczać 20 do 30,
- stała całkowania powinna się zawierać w granicach  $0,5 \cdot 10^{-3}$  s do 5 s,
- zakres stałych całkowania nie powinien być większy od  $10^4$ .

Z ograniczeń maszynowych wynika, że chociaż model przekształtnika zgodnie z WKWI może istnieć, to schemat operacyjny zrealizowany na elementach fizycznych maszyny analogowej będzie generował rozwiązania pasożytnicze. Rozwiązania te mogą powstawać w przypadku, gdy zawory odwzorowywane są zmienną rezystancją. Źródła generacji wiązań pasożytniczych można wykryć na drodze wyodrębnienia w schemacie pierwotnym tzw. obwodów "szybkich". W obrębie nich, w celu wyeliminowania niepożądanych rozwiązań, wprowadza się elementy dodatkowe. Elementy te nieco zniekształcają procesy zachodzące w schemacie pierwotnym przekształtnika.

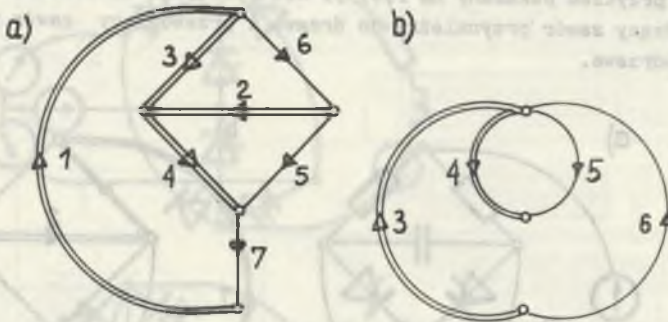
O b w o d y "s z y b k i e" w schemacie pierwotnym przekształtnika ustala się na drodze zwarcia gałęzi o dużych pojemnościach i gałęzi źródłowych napięciowych oraz przerwania gałęzi o dużych indukcyjnościach i gałęzi źródłowych prądowych. Pozostała część schematu, po wymienionym zabiegu, składa się tylko z elementów "małych". Schemat operacyjny tej wyodrębnionej części jest źródłem generacji rozwiązań pasożytniczych. Najniekorzystniejszy przypadek zachodzi wtedy, gdy schemat obwodów szybkich złożony jest tylko z rezystancji.

E l e m e n t y d o d a t k o w e s t a b i l i z u j ą c e s c h e m a t o p e r a c y j n y. Wyodrębniona część "szybka" modelu przekształtnika zawiera zwykle modele zaworów. Jeżeli zawory są odwzorowane w modelu poprzez rezystancje, to przy nieprzewodzącym zaworze typu  $i \rightarrow u$  oraz przy przewodzącym zaworze typu  $u \rightarrow i$  bloki maszyny analogowej reprezentujące te zawory powinny mieć wzmocnienie znacznie przekraczające ograniczenia maszynowe.

Wzmacniacz operacyjny w obszarze dużych częstotliwości użytecznych w modelowaniu, jest obiektem inercyjnym pierwszego rzędu. Jeżeli wymienione dwa zawory, nieprzewodzący i przewodzący, znajdują się w jednym z obwodów z wyodrębnionej części szybkiej, to w schemacie operacyjnym tego obwodu generują się drgania wysokiej częstotliwości; dopuszczalne wzmocnienie w pętli złożonej, np. z 3 wzmacniaczy, wynosi około 8, natomiast w pętli złożonej z 7 wzmacniaczy wynosi ono 2,1 [15].

Przykład 1. W przekształtniku z rys. 2 należy wyodrębnić obwód "szybki". Wyodrębniony obwód pokazano w części b rys. 2. Analiza wyodrębnionego obwodu "szybkiego" należy do klasy zadań rozwiązywania równań algebraicznych na maszynie analogowej. Aby uzyskać rozwiązanie stabilne problem można pokonać

stosując metodę integratorów [17], [18], [3] lub też syntezując systematycznie stabilny schemat rozwiązujący [16]. Metoda integratorów oznacza przekształcenia równań algebraicznych w równania różniczkowe, co w przykładzie 1 jest równoznaczne z wprowadzeniem równolegle do zaworu gałęzi 5 pojemności oraz szeregowo z zaworem gałęzi 6 indukcyjności.



Rys. 2. Przykład wyodrębnienia części "szybkiej" b schematu przekształtnika a danym schemacie a

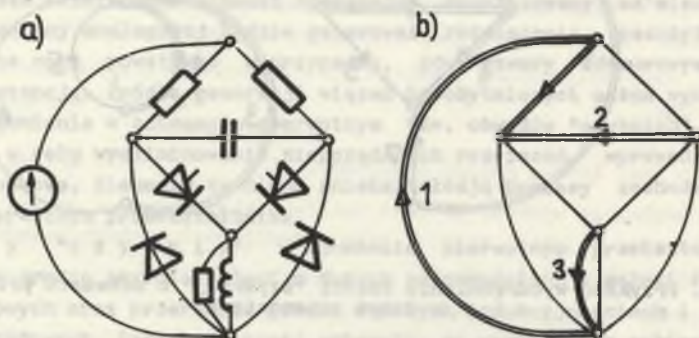
Tak więc, w rezultacie zawory przedstawia się w modelu nie jako rezy-stancje, lecz jako elementy inercyjne pierwszego rzędu. Metoda intergratorów nie zawsze daje zadowalające rezultaty.

Podejście drugie [16] - synteza stabilnego schematu operacyjnego przy znanej transmitancji konkretnego wzmacniacza operacyjnego daje korzystniejsze rezultaty. Jest metodą bardziej pracochłonną w porównaniu do metody integratorów i przy złożonych przekształtnikach, wymaga stosowania cyfrowej techniki obliczeniowej. Drugi sposób wyznaczania stabilnego schematu operacyjnego powinno się wykorzystać w konstrukcji uniwersalnych modeli przekształtników określonego typu i określonego obszaru zadań symulacyjnych. Oczywiście jest, że elementy stabilizujące temat operacyjny są elementami niejako nadmiarowymi w stosunku do pierwotnie przyjętego schematu zastępczego przekształtnika. Należy wartość ich utrzymać na takim poziomie, aby badane procesy zachodzące w przekształtniku nie ulegały zbyt wielkiemu zniekształceniu. Np. jeżeli posługiwać się metodą integratorów i uzupełniać schemat przekształtnika pojemnościami i indukcyjnościami, to największe z nich (dodatkowe) w stosunku do najmniejszych z elementów schematu przekształtnika przyjętego pierwotnie nie powinny być mniejsze od 0,01.

Elementy dodatkowe - możliwość uzyskania dokładniejszego schematu operacyjnego. Elementy dodatkowe wprowadzone do pierwotnego schematu operacyjnego służyć mogą nie tylko stabilizacji tego schematu. Umożliwiają

one zbudowanie dokładniejszego schematu operacyjnego w następujących sytuacjach.

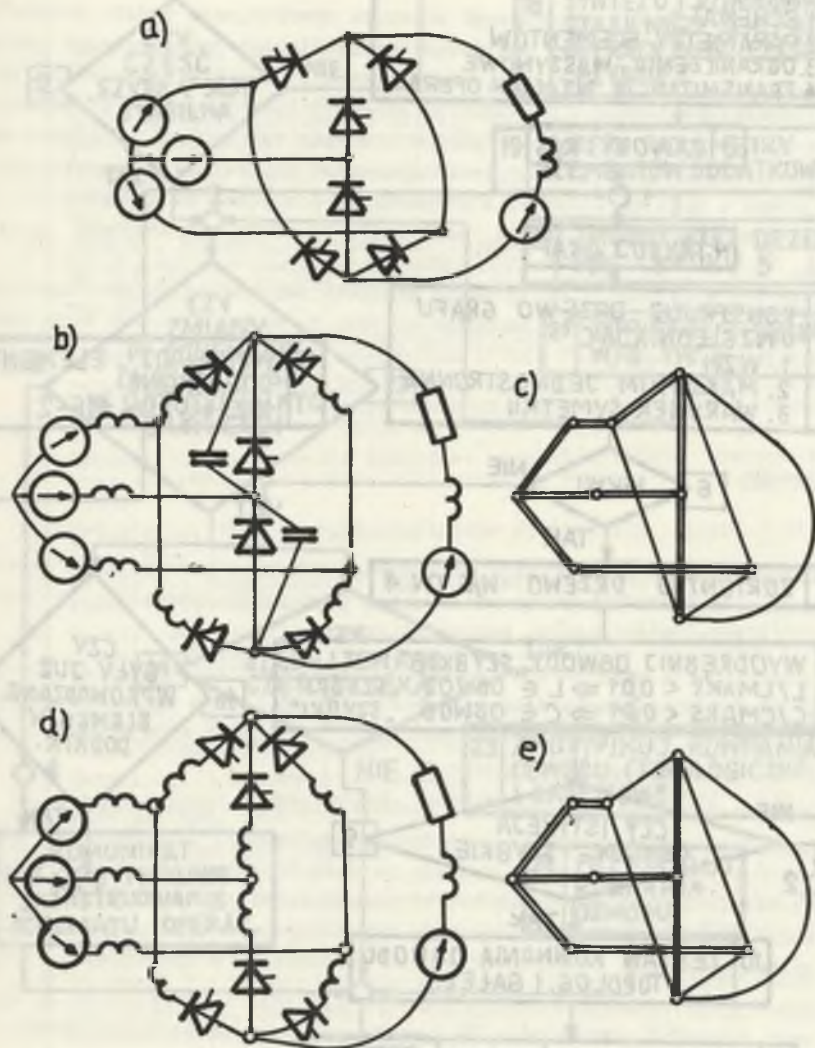
I. Wprowadzony dodatkowy element umożliwia umieszczenie wszystkich lub znacznej ilości zaworów w drzewie lub w przeciwdrzewie. Takie rozmieszczenie zaworów zmniejsza współczynniki wzmocnienia w schemacie operacyjnym. Ilustruje to przykład pokazany na rys. 3. Nie występuje tu obwód zawierający nieprzewodzący zawór przynależny do drzewa i przewodzący zawór przynależny do przeciwdrzewia.



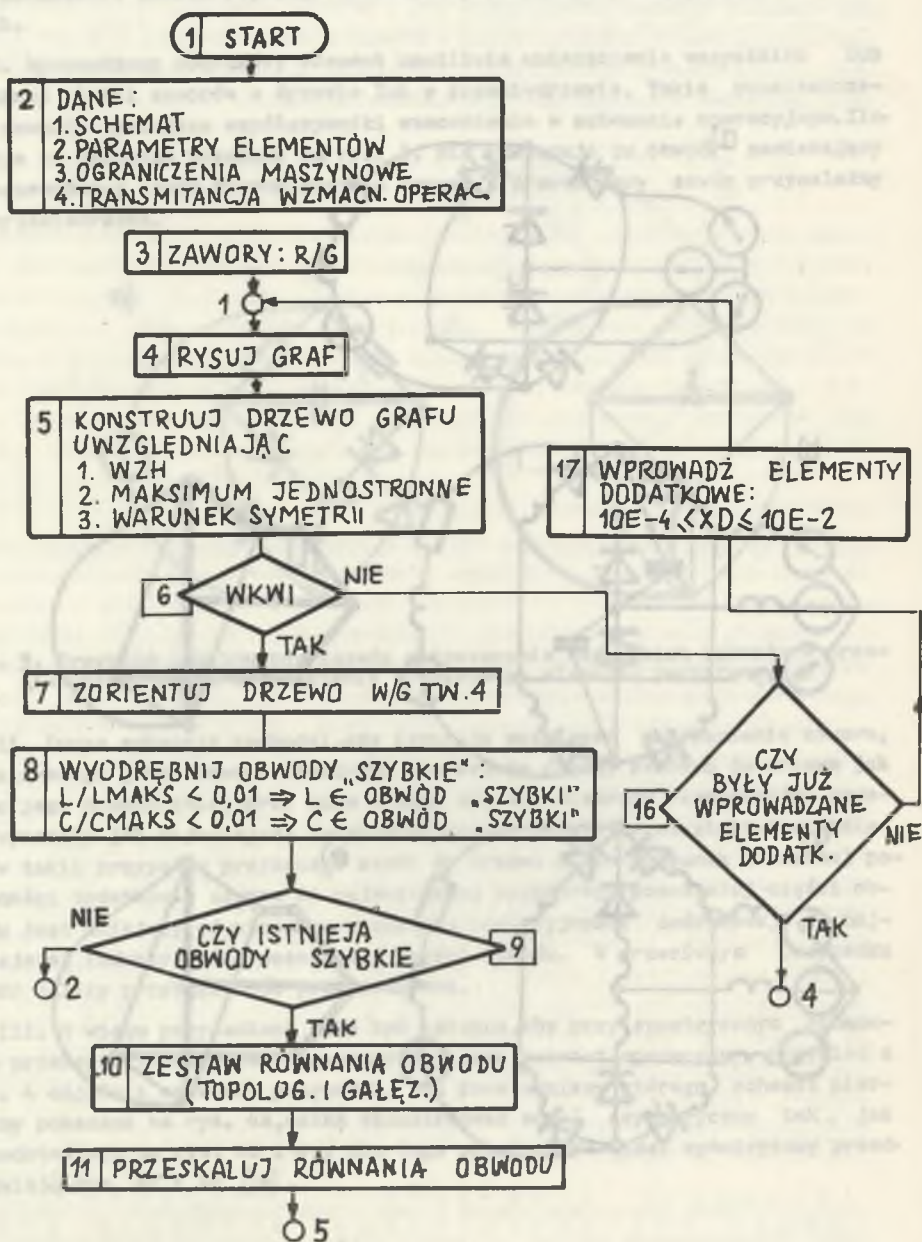
Rys. 3. Przykład ilustrujący zasadę umieszczania wszystkich zaworów w przeciwdrzewie poprzez dołączenie dodatkowego elementu rezystancji 3

II. Druga sytuacja zachodzi, gdy istnieje możliwość przyłączenia zaworu, modelowanego jako element inercyjny pierwszego rzędu, zarówno do drzewa jak i do jego dopełnienia, przy czym wymaga się aby elementy reaktancyjne zaworu wynosiły jak najmniejsze zniekształcenia w modelu przekształtnika. Należy w takim przypadku przyłączyć zawór do drzewa o ile stosunek wnoszonej pojemności dodatkowej zaworu do najmniejszej pojemności pozostałej części obwodu jest mniejszy od stosunku wnoszonej indukcyjności dodatkowej do najmniejszej indukcyjności pozostałej części obwodu. W przeciwnym przypadku zawór należy przyłączyć do przeciwdrzewia.

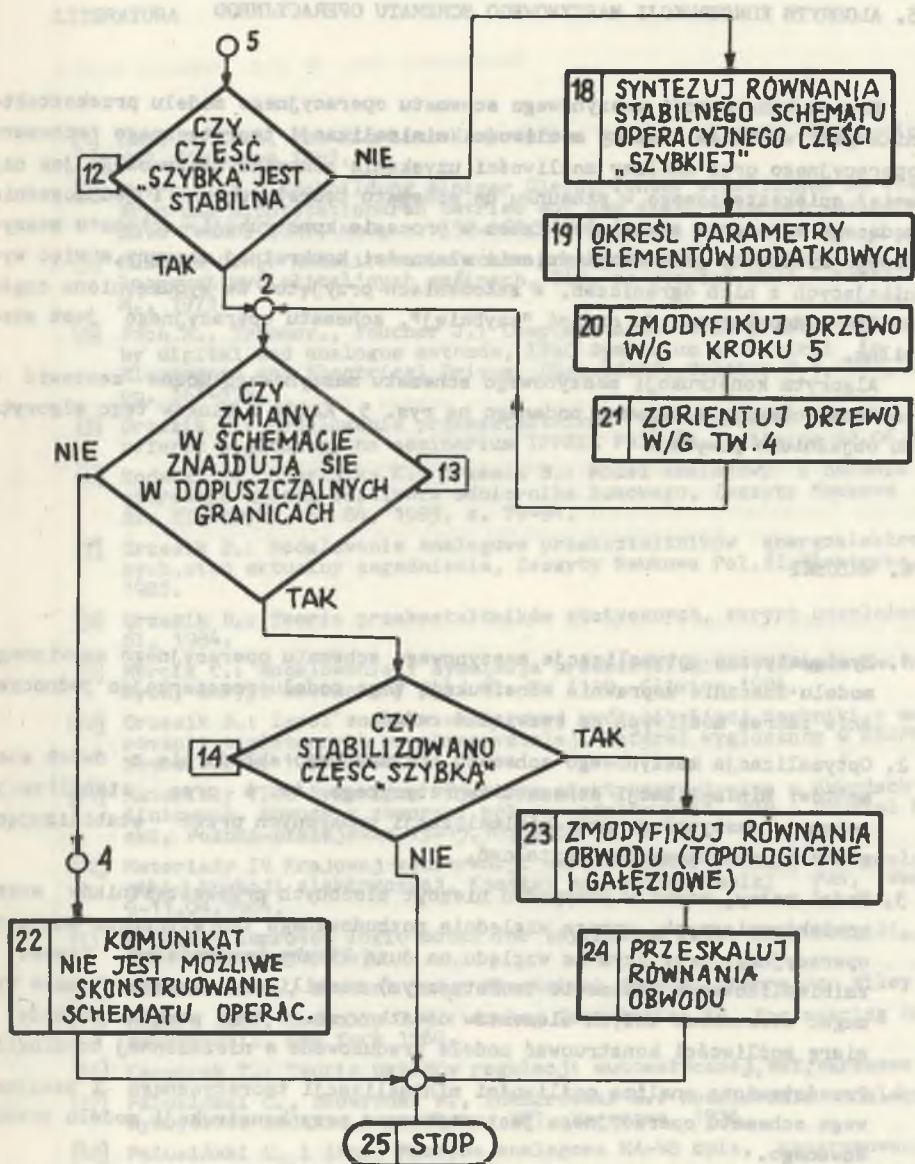
III. W wielu przypadkach może być istotne, aby przy symetrycznym schemacie przekształtnika uzyskać symetryczny jego schemat operacyjny. Przykład z rys. 4 objaśnia omawiany przypadek. Dla prostownika, którego schemat pierwotny pokazano na rys. 4a, można skonstruować model asymetryczny tak, jak przedstawiają to rys. 4b i 4c. Dla tego prostownika model symetryczny przedstawiają rys. 4d i 4c [19].



Rys. 4. Ilustracja symetryzacji schematu operacyjnego za pomocą odpowiedniego doboru i rozmieszczenia elementów dodatkowych



Rys. 5. Algorytm konstrukcji maszynowego schematu operacyjnego modelu; dalsza część znajduje się na rysunku 6



Rys. 6. Algorytm konstrukcji maszynowego schematu operacyjnego modelu; ciąg dalszy na rysunku 5

## 5. ALGORYTM KONSTRUKCJI MASZYNOWEGO SCHEMATU OPERACYJNEGO

Proces konstrukcji maszynowego schematu operacyjnego modelu przekształtnika jest wynikiem analizy możliwości minimalizacji teoretycznego schematu operacyjnego oraz analizy możliwości uzyskania schematu maszynowego jak najmniej zniekształconego w stosunku do schematu teoretycznego i jednocześnie będącego schematem stabilnym. Zatem w procesie konstrukcji schematu maszynowego niezbędne jest uwzględnienie własności konkretnej maszyny, a więc wynikających z nich ograniczeń. W założeniach przyjęto, że wyodrębniona część "wolna", dopełnienie do części "szybkiej", schematu operacyjnego jest stabilna.

Algorytm konstrukcji maszynowego schematu maszynowego można zestawzić w postaci schematu blokowego podanego na rys. 5. Każdy z bloków tego algorytmu objaśniono powyżej.

## 6. WNIOSKI

1. Systematyczna optymalizacja maszynowego schematu operacyjnego omawianego modelu znacznie usprawnia konstrukcję tego modelu rozszerzając jednocześnie zakres możliwych do rozwiązań zadań.
2. Optymalizacja maszynowego schematu operacyjnego składa się z dwóch elementów: minimalizacji schematu teoretycznego tw. 4 oraz stabilizacji schematu maszynowego przy minimalizacji wnoszonych przez stabilizujące elementy dodatkowe zniekształceń.
3. Model pełny, nawet w przypadku niezbyt złożonych przekształtników energoelektronicznych, wymaga względnie rozbudowanego teoretycznego schematu operacyjnego, przy czym ze względu na dużą liczbę wzmacniaczy (nawet w zminimalizowanym schemacie teoretycznym) stabilizacja schematu może wymagać stosunkowo dużych elementów dodatkowych. Z tego powodu należy w miarę możliwości konstruować modele zredukowane o niezmiennej topologii.
4. Przedstawiona analiza możliwości minimalizacji teoretycznego i maszynowego schematu operacyjnego jest użyteczna przy konstrukcji modelu zredukowanego.
5. Główną zaletą modelu o niezmiennej topologii jest to, że generuje on samoczynnie stan struktury; nie jest więc konieczna informacja przed konstruowaniem modelu.

## LITERATURA

- [1] Leon O. Chua, Pen-Min Lin: Komputerowa analiza układów elektronicznych, WNT, Warszawa 1981.
- [2] Navratil S.: Nachbildung einiger Gleichrichter schaltungen in stationären und nichtstationären Betrieb auf dem elektronischen Analogrechner, Acta Techn. CSAV. No1, s. 152-160, 1966.
- [3] Mustafa G.M.: Modelirovanie schem proeobrazovatel'noj techniki na analogowych vyčislitel'nyh mašinach, Dis. na stepen' kand. techn. nauk. M., 1973.
- [4] Foch H., Trannoy., Faucher J.: Complete simulation of static converter by digital and analogue methods, IFAC Symposium - Control in Power Electronic and Electrical Drives, Düsseldorf, October 7-9, 1974, Vol.1, pp. 363-375.
- [5] Grzesik B.: Modelowanie przekształtników tyrystorowych metodą Focha referat wygłoszony na seminarium IPPEiE Pol. Sl., Gliwice 12.06.1980.
- [6] Rodacki T., Gierlotka K., Grzesik B.: Model analogowy i badania tyrystorowego układu zasilania odbiornika łukowego, Zeszyty Naukowe Pol. Sl. Elektryka, z. 84, 1983, s. 79-94.
- [7] Grzesik B.: Modelowanie analogowe przekształtników energoelektronicznych, stan aktualny zagadnienia, Zeszyty Naukowe Pol. Sl. Elektryka, z. 94, 1985.
- [8] Grzesik B.: Teoria przekształtników statycznych, skrypt uczelniany Pol. Sl. 1984.
- [9] Myrcik C.: Modelowanie i symulacja przekształtnikowych układów napędowych, skrypt uczelniany Pol. Sl. Nr 1119, Gliwice 1984.
- [10] Grzesik B.: Ispol'zowanie analogowej vyčislitel'noj techniki v modelirovanii tiristornych proeobrazovatelej. Referat wygłoszony w KEAPU, NETI, Novosibirsk, 1.03.1982.
- [11] Materiały VIII Sympozjum "Zjawiska elektromagnetyczne w obwodach nieliniowych. Obwody z zaworami półprzewodnikowymi", PAN - Oddział Poznański, Poznań-Błażejewko 13-15.10.1983.
- [12] Materiały IV Krajowej konferencji napędu elektrycznego, energoelektroniki i trakcji elektrycznej, Komitet energoelektroniki PAN, Warszawa 9-11.04.1984.
- [13] Ho H.H.: Improved logic model for thyristor, Proc. IEE, Vol.121, No.5, MAY 1974, p. 345-347.
- [14] Balabanian N., Bickart T.A.: Electrical Network Theory, Jon Wiley 1969.
- [15] Rogers A.E., Connolly T.W.: Analog Computation in Engineering Design, McGraw-Hill, New York 1960.
- [16] Kaczorek T.: Teoria układów regulacji automatycznej, WNT, Warszawa 1974,
- [17] Palusiński C., Skowronek M., Znamirowski L.: Modelowanie analogowe i hybrydowe. Zadania i problemy, WNT, Warszawa, 1976.
- [18] Palusiński C. i inni: Maszyna analogowa MA-48 opis, programowanie zastosowania, Gliwice 1972.
- [19] Kail H.-J.: Ein Beitrag zur Systematisierung der Simulation bekannter Strichschaltungen verriegelnd mittels Analogrechners, Dissertation zur Erlangung des Grades Doctor-Ingenieur, Ruhr Universität, Bochum 1974.



[20] Levine L.: Metody stosowania maszyn analogowych do rozwiązywania problemów w technice, WNT, Warszawa 1969.

Recenzent: doc. dr inż. Zygmunt Bendyk

Wpłynęło do redakcji dn. 10 maja 1984 r.

ПРЯМАЯ ПОЛНАЯ АНАЛОГОВАЯ МОДЕЛЬ ТИРИСТОРНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ  
ОСНОВАННАЯ НА ПОСТОЯННОЙ ТОПОЛОГИИ

#### Резюме

В статье даны определение и уравнения модели. Обсуждены возможности минимизации теоретической структурной схемы модели. Рассмотрено влияние машинных ограничений на конструкцию стабильной структурной схемы модели. Разработан алгоритм формирования машинной структурной схемы модели.

DIRECT COMPLETE ANALOGUE MODEL OF POWER ELECTRONIC CONVERTER BASED  
ON INVARIANT TOPOLOGY

#### Summary

A definition and equations of model are given in the paper. Possibility of minimization of theoretical computer block diagram is presented. The effect of analogue computer limitations on construction of stable and giving minimum distortion computer block diagram are discussed. The paper contains also the algorithm of construction of computer block diagram.

Tadeusz RODACKI

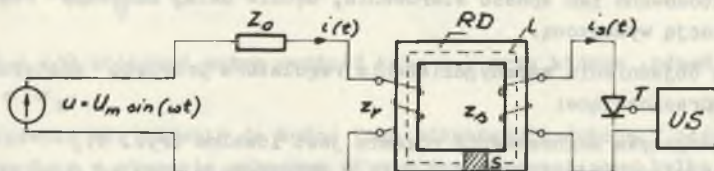
Instytut Podstawowych Problemów  
Elektrotechniki i Energoelektroniki  
Politechniki Śląskiej

## TYRYSTOROWO-MAGNETYCZNE REGULATORY NAPIĘCIA

**Streszczenie.** W artykule omówiono zasady działania i sposoby obliczania tyrystorowo-magnetycznego regulatora napięcia w układzie transformatorowym. Wyprowadzono równania opisujące podstawowe zależności i charakterystyki regulatora tyrystorowo-magnetycznego.

## 1. BUDOWA I DZIAŁANIE REGULATORA TYRYSTOROWO-MAGNETYCZNEGO

Uproszczony schemat regulatora tyrystorowo-magnetycznego [1] przedstawiono na rys. 1.

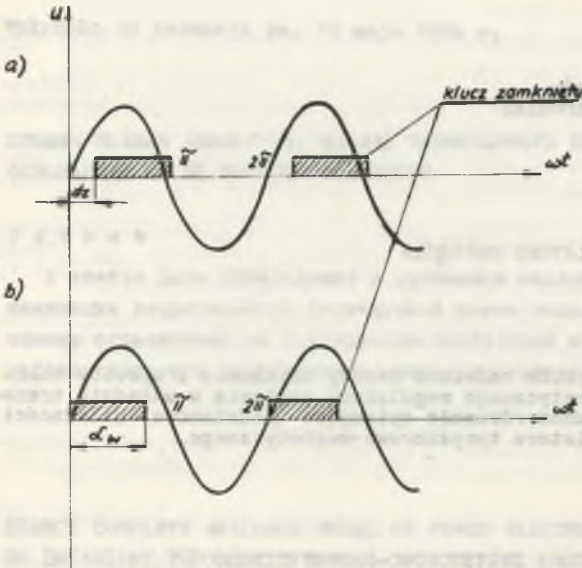


Rys. 1. Uproszczony schemat regulatora tyrystorowo-magnetycznego

Zbudowany jest on z rdzenia ferromagnetycznego RD, o przekroju  $S$ , na którym nawinięte są dwa uzwojenia: robocze o liczbie zwojów  $Z_r$  i sterujące o liczbie zwojów  $Z_s$ . Szeregowo z uzwojeniem roboczym włączona jest impedancja obciążenia  $Z_0$ , natomiast uzwojenie sterujące zbocznikowane jest półprzewodnikowym kluczem, którym może być tyrystor lub tranzystor mocy. Element ten pozwala na regulację wartości prądu w obwodzie roboczym w zależności od je-

go kąta wysterowania lub kąta wyłączenia. Sygnał sterujący pracą półprzewodnikowego klucza wytwarzany jest w układzie sterowania US.

W opisanym układzie możliwe są dwa zasadnicze sposoby sterowania pracą klucza (rys. 2):



Rys. 2. Sterowanie kluczy półprzewodnikowych w regulatorze

a) z komutacją naturalną, b) z komutacją wymuszoną

łączenia  $\alpha_w$  nie większym od  $\pi$ . Regulator tyrystorowo-magnetyczny, w którym zastosowano ten sposób sterowania, będzie dalej nazywany regulatorem z komutacją wymuszoną.

W celu objaśnienia zasady działania regulatora przyjęto następujące założenia upraszczające:

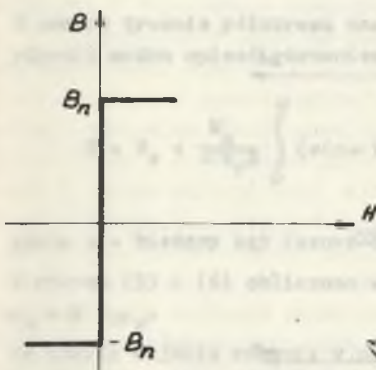
- charakterystyka magnesowania rdzenia jest idealna (rys. 3),
- pominięto indukcyjność rozproszenia i rezystancję uzwojeń roboczego i sterującego,
- w układzie zastosowano idealny klucz półprzewodnikowy,
- obciążenie ma charakter rezystancyjny,
- maksymalne napięcie zasilania jest mniejsze lub równe napięciu krytycznemu.

a) półokres sterowania, w którym poziom indukcji  $B_s$  w rdzeniu jest ustalony przez włączenie tyrystora impulsem bramkowym. Prąd płynie wtedy w uzwojeniu roboczym i sterującym.

- półprzewodnikowy klucz zwiiera uzwojenie sterujące tylko raz w czasie jednego okresu napięcia zasilającego przy kącie wysterowania  $\alpha_z$  liczonym od chwili przejścia napięcia przez zero ( $0 < \alpha_z < \pi$ ) i rozwiiera je po przejściu prądu obciążenia przez zero. Regulator tyrystorowo-magnetyczny, w którym zastosowano ten sposób sterowania będzie dalej nazywany regulatorem z komutacją naturalną,

- półprzewodnikowy klucz zwiiera uzwojenie sterujące raz w czasie jednego okresu napięcia zasilającego z chwilą przejścia napięcia przez zero, a rozwiiera je przy kącie wy-

- b) Półokres nasycenia, w którym rdzeń przemagnesowywany jest od indukcji  $B_s$  do indukcji nasycenia  $B_n$ . Od chwili nasycenia się rdzenia prąd płynie tylko w uzwojeniu roboczym.



Rys. 3. Idealna charakterystyka magnesowania rdzenia

W tym czasie indukcja w rdzeniu ma wartość stałą i równą:

$$B_s = B_n \cos \alpha_z \quad (2)$$

W czasie półokresu nasycenia w przedziale  $0 < \omega t < \alpha_n$  indukcja w rdzeniu opisana jest zależnością:

$$B = B_s + \frac{U_m}{\omega z_r S} \int_0^{\alpha} (\sin \omega t) d\omega t = B_s + B_n (1 - \cos \alpha) \quad (3)$$

Z równań (2) i (3) obliczyć można wartość kąta  $\alpha_n$ , przy którym rdzeń nasyci się:  $\alpha_n = \alpha_z$ .

Z chwilą nasycenia się rdzenia do końca tego półokresu indukcja pozostaje stała i równa  $B_n$ , a w obwodzie roboczym płynie prąd ograniczony tylko rezystancją obciążenia.

Przebiegi ilustrujące powyższe rozważania dla obciążenia rezystancyjnego przedstawiono na rys. 4.

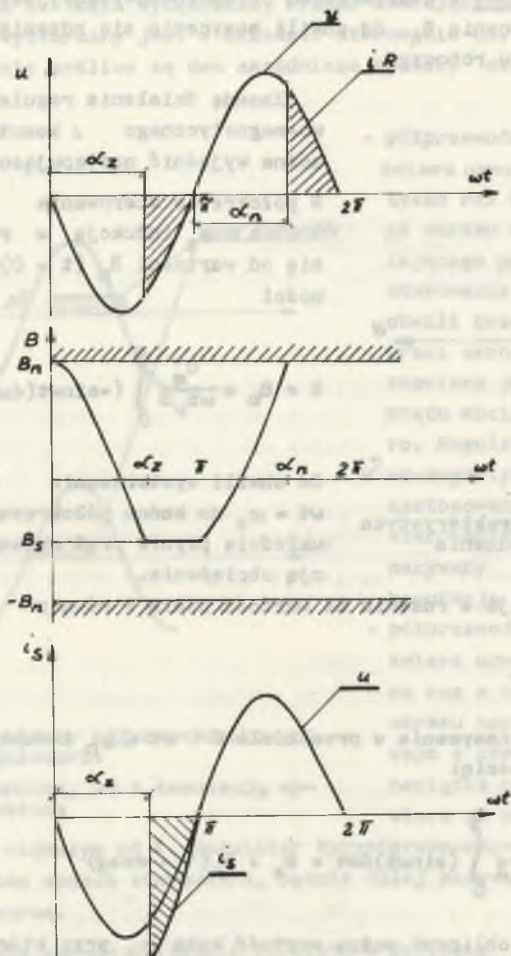
W regulatorze tyrystorowo-magnetycznym z komutacją wymuszoną kąt wysterowania klucza półprzewodnikowego jest zawsze równy zero, dlatego indukcja w rdzeniu w półokresie sterowania w przedziale  $0 < \omega t < \alpha_w$  ma wartość stałą

Zasadę działania regulatora tyrystorowo-magnetycznego z komutacją naturalną można wyjaśnić następująco:

W półokresie sterowania w przedziale  $0 < \omega t < \alpha_z$  indukcja w rdzeniu zmienia się od wartości  $B_n$  ( $t = 0$ ) według zależności

$$B = B_n + \frac{U_m}{\omega z_r S} \int_0^{\alpha} (-\sin \omega t) d\omega t = B_n \cos \alpha \quad (1)$$

Od chwili wysterowania tyrystora dla  $\omega t = \alpha_z$  do końca półokresu sterowania w układzie płynie prąd ograniczony rezystancją obciążenia.



Rys. 4. Przebiegi napięć, prądów i indukcji w regulatorze z komutacją naturalną przy  $\alpha_z > \frac{\pi}{2}$

równą  $B_n$ . Przebieg indukcji w przedziale  $\alpha_w \leq \omega t \leq \pi$  można określić z zależności:

$$B = B_n + \frac{U_m}{\omega Z_T S} \int_{\alpha_w}^{\alpha} (-\sin \omega t) d\omega t = B_n (1 - \cos \alpha_w + \cos \alpha) \quad (4)$$

Przy końcu półokresu sterowania dla  $\omega t = \pi$  indukcja ma wartość

$$B_s = -B_n \cos \alpha_w \quad (5)$$

W czasie trwania półokresu nasycenia w przedziale  $0 \leq \omega t \leq \alpha_n$  indukcję w rdzeniu można opisać równaniem:

$$B = B_s + \frac{U_m}{\omega Z_r S} \int_0^{\alpha} (\sin \omega t) d\omega t = B_s + B_n (1 - \cos \alpha) \quad (6)$$

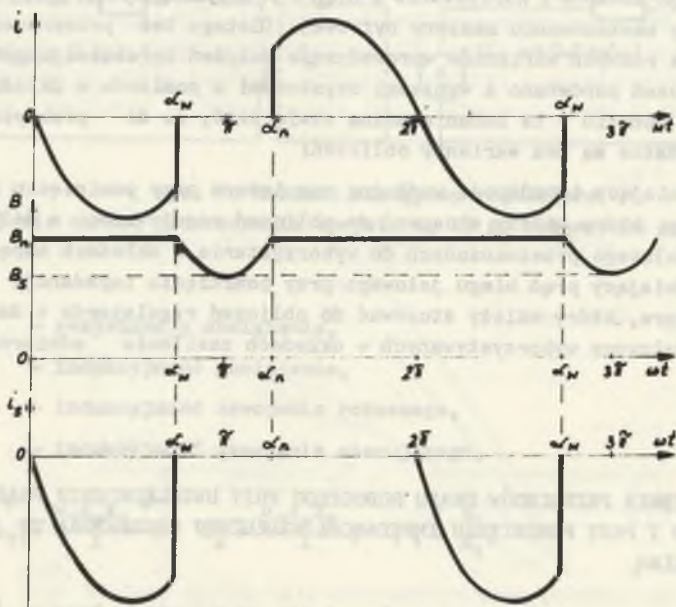
gdzie  $\alpha$  - bieżący kąt fazowy liczony od początku półokresu nasycenia.

Z równań (5) i (6) obliczono wartość kąta, przy którym rdzeń nasycy się:

$$\alpha_n = \pi - \alpha_w$$

Od chwili wejścia rdzenia w nasycenie do końca półokresu nasycenia indukcja pozostaje stała i równa  $B_n$ .

Przebiegi prądów i indukcji dla obciążenia rezystancyjnego przedstawiono na rys. 5.



Rys. 5. Przebiegi prądów i indukcji w regulatorze z komutacją wymuszoną przy  $\alpha_w > \frac{\pi}{2}$

Przedstawiona powyżej zasada działania regulatora TM oraz otrzymane przebiegi czasowe prądu obciążenia wykazują, że przy poczynionych założeniach upraszczających pracę regulatora TM można porównać z pracą tyrystorowego regulatora napięcia przemiennego. Dlatego też do wstępnej oceny właściwości i możliwości zastosowania regulatora TM można stosować zależności i charakterystyki wyznaczone dla tyrystorowego regulatora napięcia przemiennego.

Istotną cechą rzeczywistych regulatorów TM jest istnienie prądu biegu jałowego, którego wartość zależy od konstrukcji zastosowanego transformatora. Istnienie tego prądu należy uznać za wadę przy stosowaniu tych regulatorów w układach napędowych, ale może to stanowić cenną zaletę tych regulatorów przy zastosowaniu ich np. w układach zasilania łuku elektrycznego. W rzeczywistych regulatorach TM charakterystyka magnesowania nie jest idealnie prostokątna, przenikalność magnetyczna rdzenia ma wartość skończoną, występuje zjawisko histerezy oraz należy uszłędnić impedancję wzdłużną w schemacie zastępczym zastosowanego transformatora. Chcąc określić właściwości i charakterystyki regulatora TM oraz możliwości jego zastosowania, należy przeprowadzić analizę pracy regulatora TM w oparciu o model jak najbardziej zbliżony do układu rzeczywistego.

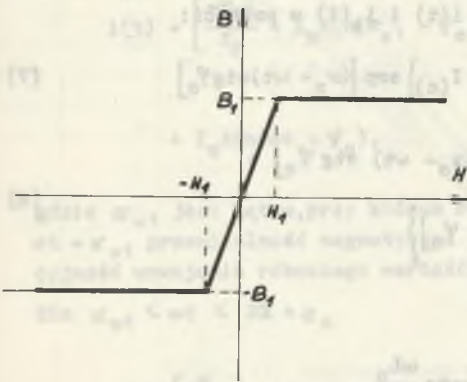
W pracy [2] przedstawiono dość dokładny model matematyczny regulatora TM z komutacją naturalną. Jednak uzyskane wtedy zależności opisujące jego pracę są bardzo złożone i korzystanie z nich w praktyce inżynierskiej jest trudne nawet przy zastosowaniu maszyny cyfrowej. Dlatego też przeprowadzono obliczenia dla różnych wariantów wprowadzania założeń upraszczających [3] i wyniki obliczeń porównano z wynikami uzyskanymi z pomiarów w układzie rzeczywistym. W oparciu o te badania można stwierdzić, że do praktycznych obliczeń przydatne są dwa warianty obliczeń:

- uwzględniający impedancję wzdłużną regulatora przy pominięciu prądu biegu jałowego, który należy stosować do obliczeń regulatorów o małym prądzie biegu jałowego przeznaczonych do wykorzystania w układach napędowych,
- uwzględniający prąd biegu jałowego przy pominięciu impedancji wzdłużnej regulatora, który należy stosować do obliczeń regulatorów o dużym prądzie biegu jałowego wykorzystywanych w układach zasilania odbiorników łukowych.

## 2. OBLICZENIA PRZEBIEGÓW PRĄDU ROBOCZEGO PRZY UWZGLĘDNIENIU PRĄDU BIEGU JAŁOWEGO I PRZY POMIŃCIU IMPEDANCJI WZDŁUŻNEJ REGULATORA TM Z KOMUTACJĄ NATURALNĄ

Przyjęto założenia:

- charakterystyka magnesowania rdzenia aproksymowana jest dwuodcinkowo (rys. 6),



Rys. 6. Aproxymowana charakterystyka rdzenia

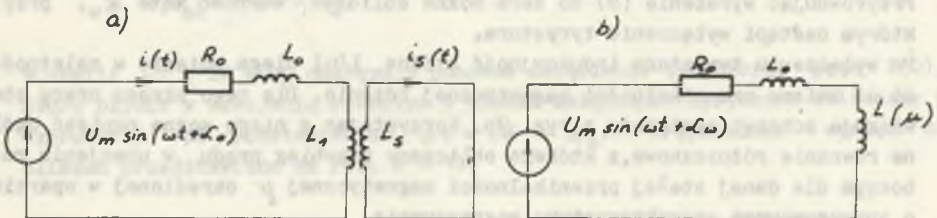
- pominięto impedancję wzdłużną regulatora w schemacie zastępczym,

- regulator zasilany jest napięciem

$$u(t) = U_m \sin \omega t, \text{ przy czym } \frac{U_m}{\omega 2_r S} \leq B_1$$

- załączenie tyrystora następuje w chwili  $\omega t = 2k\pi + \alpha_0 = \alpha_z$ , wyłączenie tyrystora w chwili  $\omega t = \alpha_0 + \lambda = \alpha_w$ .

Przy tych założeniach schemat zastępczy regulatora dla okresu przewodzenia tyrystora i po jego wyłączeniu przedstawia rys. 7.



Rys. 7. Schemat zastępczy regulatora

a) dla okresu przewodzenia tyrystora, b) po wyłączeniu tyrystora

gdzie:

- $R_o$  - rezystancja obciążenia,  
 $L_o$  - indukcyjność obciążenia,  
 $L_1$  - indukcyjność uzwojenia roboczego,  
 $L_2$  - indukcyjność uzwojenia sterującego,

$$L_{11} = \frac{\mu_1 z_r^2 S}{l}, \quad L_2 = \frac{\mu_1 z_s^2 S}{l}, \quad \mu_1 = \frac{B_1}{H_1}$$

$i_1(t)$  - prąd płynący w uzwojeniu roboczym,

$i_2(t)$  - prąd płynący w uzwojeniu sterującym,

$M$  - współczynnik sprzężenia magnetycznego między uzwojeniami,

$I(0)$  - prąd płynący przez uzwojenie robocze w chwili załączenia tyrystora.



Dla okresu przewodzenia tyrystora  $\alpha_0 \leq \omega t \leq \alpha_w$  można w oparciu o schemat zastępczy z rys. 7a napisać układ równań a po jego rozwiązaniu [2] otrzymamy wzory określające przebiegi prądów  $i(t)$  i  $i_s(t)$  w postaci:

$$i(t) = I_m \sin(\omega t - \varphi_0) + [I_m \sin(\varphi_0 - \alpha_0) + I_{(0)}] \exp[(\alpha_0 - \omega t) \operatorname{ctg} \varphi_0] \quad (7)$$

$$i_s(t) = \frac{M}{L_s} \left\{ I_m \sin(\omega t - \varphi_0) - I_{(0)} [1 - \exp(\alpha_0 - \omega t) \operatorname{ctg} \varphi_0] + I_m \sin(\varphi_0 - \alpha_0) \exp[(\alpha_0 - \omega t) \operatorname{ctg} \varphi_0] \right\} \quad (8)$$

gdzie:

$$I_m = \frac{U_m}{\sqrt{R_0^2 + (\omega L_0)^2}}, \quad \varphi_0 = \arctg \frac{\omega L_0}{R_0}.$$

Przyrównując wyrażenie (8) do zera można obliczyć wartość kąta  $\alpha_w$ , przy którym nastąpi wyłączenie tyrystora.

Po wyłączeniu tyrystora indukcyjność główna  $L(\mu)$  ulega zmianie w zależności od zmiany przenikalności magnetycznej rdzenia. Dla tego okresu pracy obowiązuje schemat zastępczy z rys. 7b. Korzystając z niego można napisać ogólne równanie różniczkowe, z którego obliczamy przebieg prądu w uzwojeniu roboczym dla danej stałej przenikalności magnetycznej  $\mu$  określonej w oparciu o aproksymowaną charakterystykę magnesowania.

Dla  $\alpha_w \leq \omega t \leq \alpha_{z1}$

$$i(t) = I_{m1} \sin(\omega t - \varphi_1) + [I(\alpha_w) + I_{m1} \sin(\varphi_1 - \alpha_w)] \exp[(\alpha_w - \omega t) \operatorname{ctg} \varphi_1] \quad (9)$$

gdzie:

$$I_{m1} = \frac{U_m}{\sqrt{R_0^2 + \omega^2(L_0 + L_1)^2}}, \quad \varphi_1 = \arctg \frac{\omega(L_0 + L_1)}{R_0}$$

$\alpha_{z1}$  jest kątem fazowym, przy którym prąd  $i(t)$  osiąga wartość  $\frac{-H_1 l}{z_r}$  i rdzeń nasycy się, co powoduje skokową zmianę indukcyjności uzwojenia roboczego z wartości  $L_1$  do wartości 0. Wartość kąta  $\alpha_{z1}$  można obliczyć z zależności

$$(9) \text{ po podstawieniu } \omega t = \alpha_{z1} \text{ i } i(t) = \frac{-H_1 l}{z_r}.$$

Dla  $\alpha_{z1} \leq \omega t \leq \alpha_{w1}$

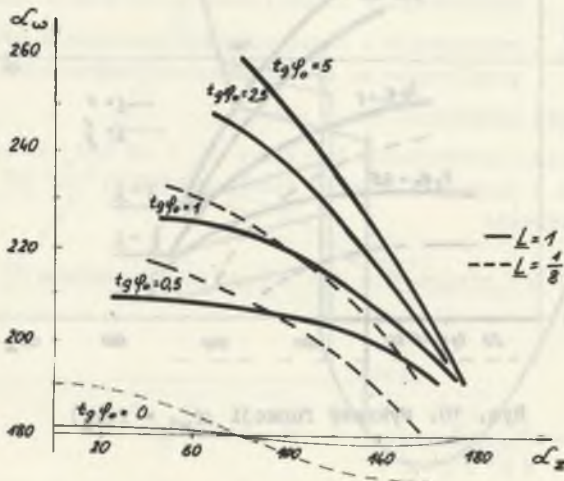
$$i(t) = \left[ \frac{-H_1 l}{z_r} - I_m \sin(\alpha_{z1} - \varphi_0) \right] \exp \left[ (\alpha_{z1} - \omega t) \operatorname{ctg} \varphi_0 \right] + I_m \sin(\omega t - \varphi_0), \quad (10)$$

gdzie  $\alpha_{w1}$  jest kątem, przy którym rdzeń wychodzi z nasycenia, począwszy od  $\omega t = \alpha_{w1}$  przenikalność magnetyczna rdzenia ma ponownie wartość  $\mu_1$  a indukcyjność uzwojenia roboczego wartość  $L_1$ .

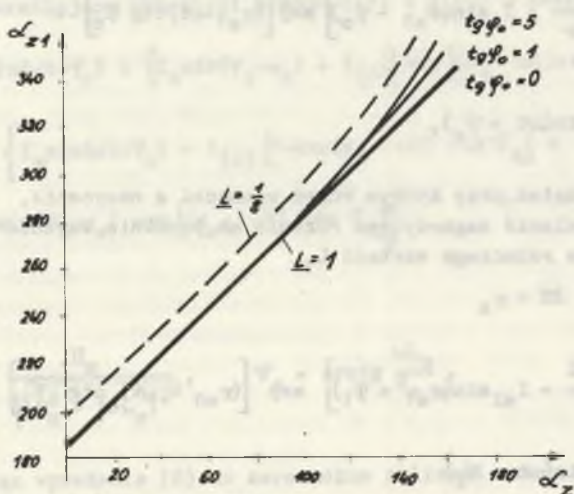
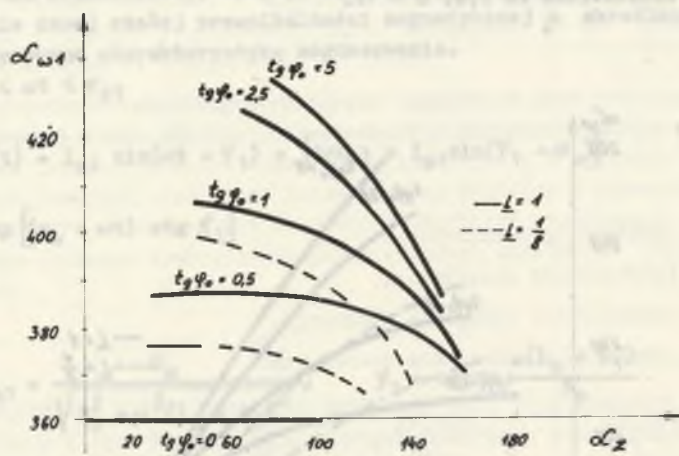
Dla  $\alpha_{w1} \leq \omega t \leq 2\pi + \alpha_0$

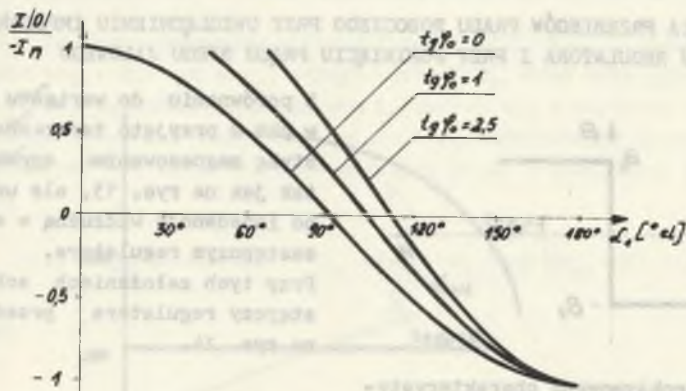
$$i(t) = \left[ \frac{-H_1 l}{z_r} - I_{m1} \sin(\alpha_{w1} - \varphi_1) \right] \exp \left[ (\alpha_{w1} - \omega t) \operatorname{ctg} \varphi_1 \right] + I_{m1} \sin(\omega t - \varphi_1) \quad (11)$$

W chwili  $\omega t = 2\pi + \alpha_0$  następuje ponowne załączenie tyrystora, prąd  $i(0)$ , który płynie w uzwojeniu roboczym w chwili załączenia tyrystora obliczamy z wzoru (11) po podstawieniu  $\omega t = 2\pi + \alpha_0$ . Przykładowe wyniki obliczeń przedstawiono na rys. 8 - 12.

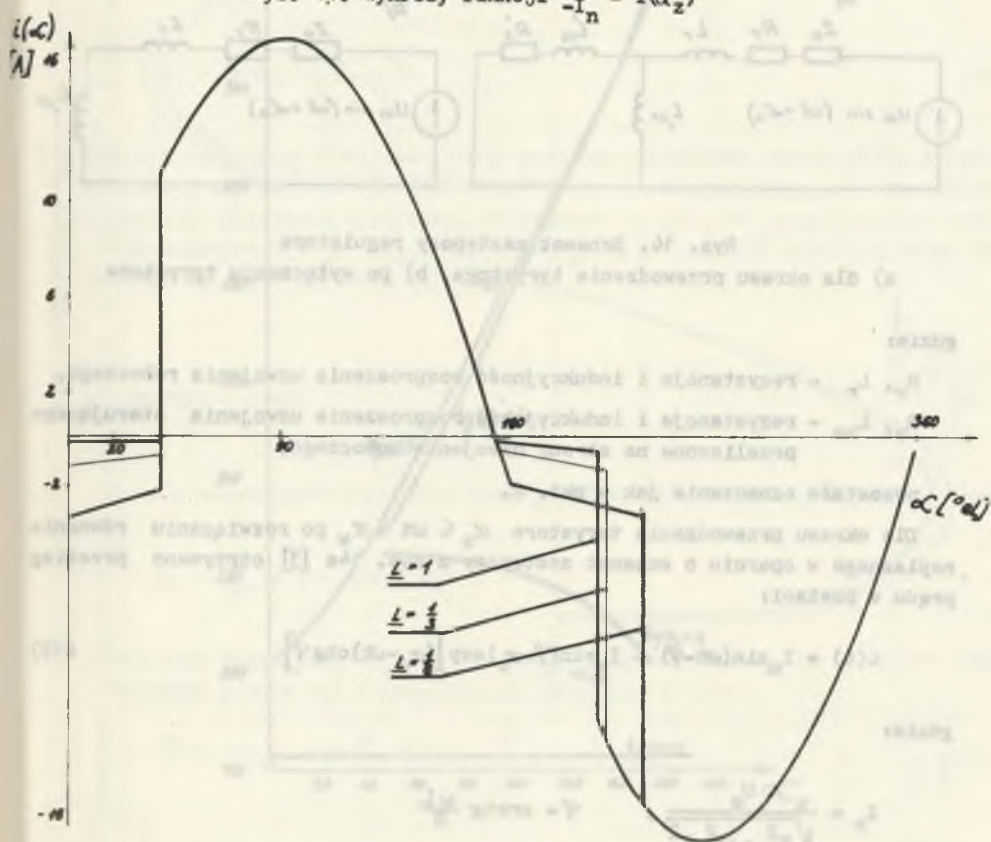


Rys. 8. Wykresy funkcji  $\alpha_w = f(\alpha_z)$

Rys. 9. Wykresy funkcji  $\alpha_{z1} = f(\alpha_z)$ Rys. 10. Wykresy funkcji  $\alpha_{w1} = f(\alpha_z)$

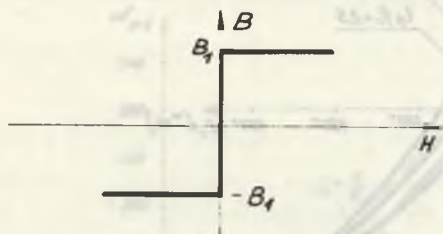


Rys. 11. Wykresy funkcji  $\frac{I_0}{I_n} = f(\alpha_2)$



Rys. 12. Obliczony przebieg prądu obciążenia dla  $\alpha_0 = 40^\circ$ ,  $\text{tg } \varphi_0 = 0$  dla trzech różnych wartości indukcyjności głównej  $L$

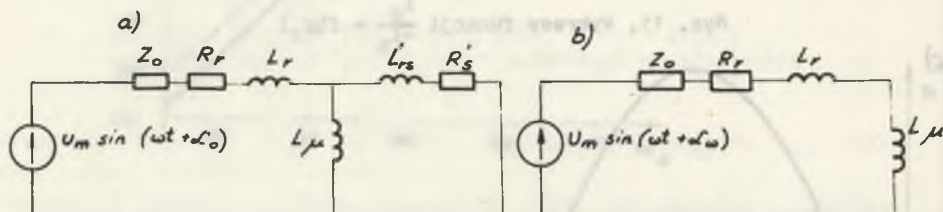
### 3. OBLICZENIA PRZEBIEGÓW PRĄDU ROBOCZEGO PRZY UWZGLĘDNIENIU IMPEDANCJI WZDŁUŻNEJ REGULATORA I PRZY POMIĘCIU PRĄDU BIEGU JAŁOWEGO



Rys. 13. Aproksymowana charakterystyka rdzenia

W porównaniu do wariantu obliczeń w pkt 2 przyjęto teraz charakterystykę magnesowania aproksymowaną tak jak na rys. 13, ale uwzględniono impedancję wzdłużną w schemacie zastępczym regulatora.

Przy tych założeniach schemat zastępczy regulatora przedstawiono na rys. 14.



Rys. 14. Schemat zastępczy regulatora

a) dla okresu przewodzenia tyrystora, b) po wyłączeniu tyrystora

gdzie:

$R_r, L_r$  - rezystancja i indukcyjność rozproszenia uzwojenia roboczego,

$R'_s, L'_{rs}$  - rezystancja i indukcyjność rozproszenia uzwojenia sterującego przeliczone na stronę uzwojenia roboczego,

pozostałe oznaczenia jak w pkt. 2.

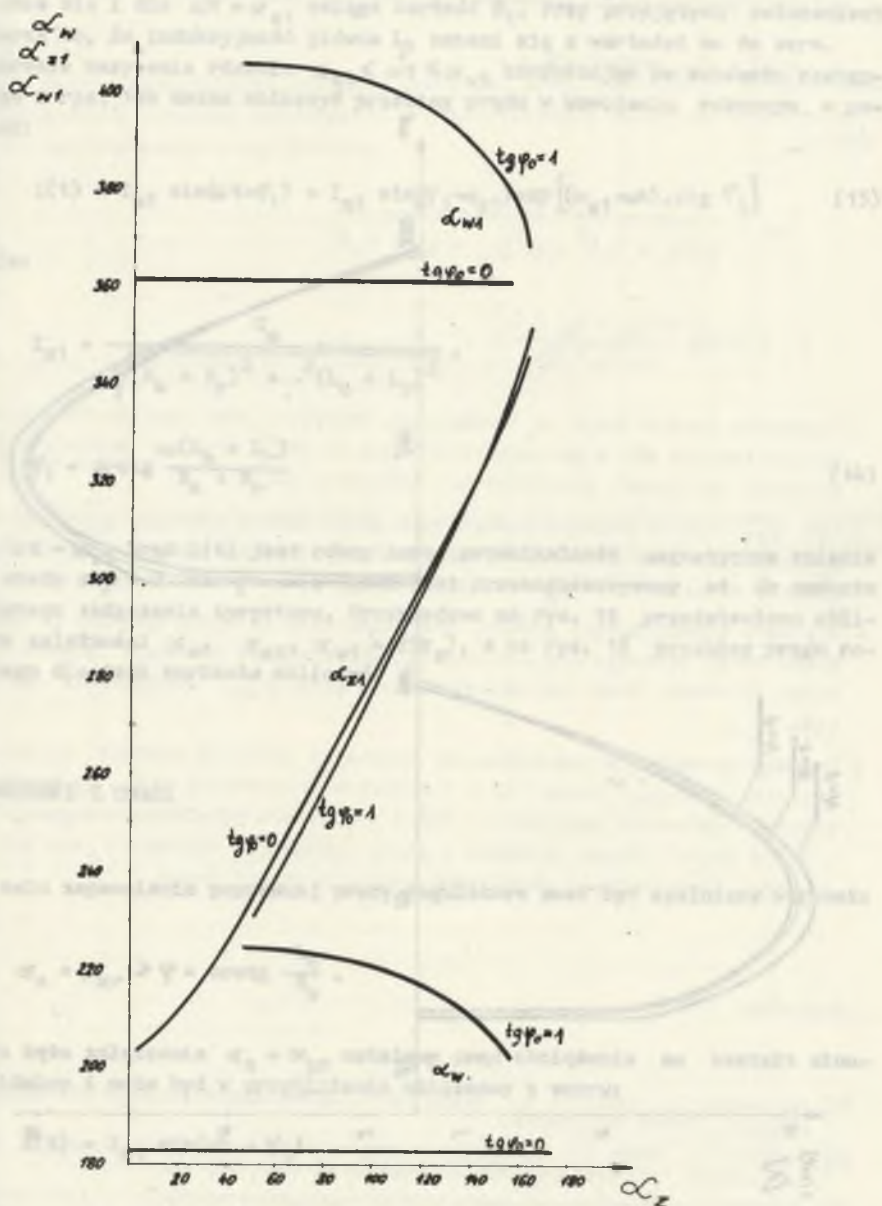
Dla okresu przewodzenia tyrystora  $\alpha_z \leq \omega t \leq \alpha_w$  po rozwiązaniu równania napisanego w oparciu o schemat zastępczy z rys. 14a [3] otrzymano przebieg prądu w postaci:

$$i(t) = I_m \sin(\omega t - \varphi) + I_m \sin(\varphi - \alpha_0) \exp[(\alpha_0 - \omega t) \operatorname{ctg} \varphi] \quad (12)$$

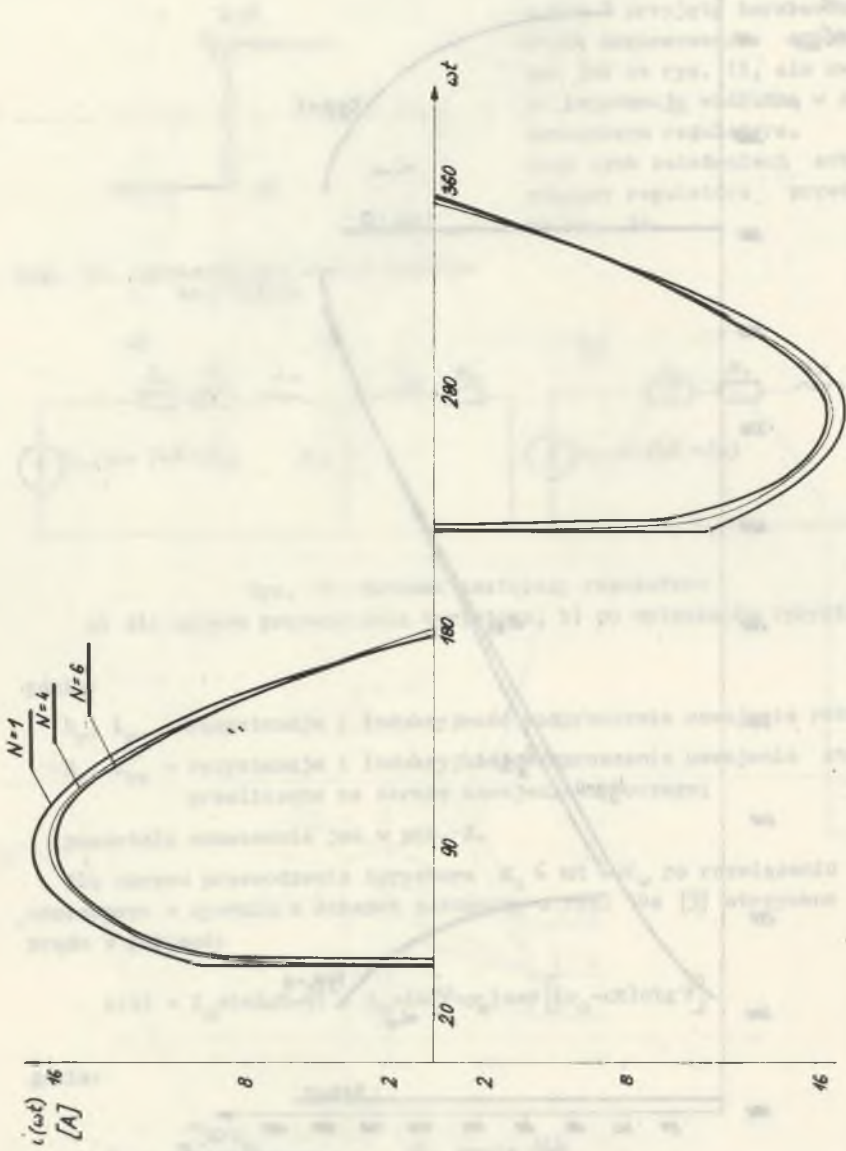
gdzie:

$$I_m = \frac{U_m}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}}, \quad \varphi = \operatorname{arctg} \frac{\omega L}{R}$$

$$R = R_0 + R_r + R'_s, \quad L = L_0 + L_r + L'_{sr}$$



Rys. 15. Wykresy funkcji  $\alpha_w, \alpha_{z1}, \alpha_{w1} = f(\alpha_z)$



Rys. 16. Obliczony przebieg prądu obciążenia dla  $\alpha_0 = 40^\circ$ ,  $\text{tg } \varphi_0 = 0$  dla trzech różnych wartości indukcyjności rozproszenia  $\frac{L_{rs}}{L_{-sN}} = N$

Po wyłączeniu tyrystora w przedziale  $\alpha_w \leq \omega t \leq \alpha_{z1}$  indukcja w rdzeniu zmienia się i dla  $\omega t = \alpha_{z1}$  osiąga wartość  $B_1$ . Przy przyjętych założeniach oznacza to, że indukcyjność główna  $L_\mu$  zmieni się z wartości  $\infty$  do zera. W okresie nasycenia rdzenia  $\alpha_{z1} \leq \omega t \leq \alpha_{w1}$  korzystając ze schematu zastępczego z rys. 14b można obliczyć przebieg prądu w uzwojeniu roboczym w postaci:

$$i(t) = I_{m1} \sin(\omega t - \varphi_1) + I_{m1} \frac{\sin(\varphi_1 - \alpha_{z1}) \exp[(\alpha_{z1} - \omega t) \cdot \text{ctg } \varphi_1]}{\sin \varphi_1} \quad (13)$$

gdzie:

$$I_{m1} = \frac{U_m}{\sqrt{(R_o + R_r)^2 + 2(L_o + L_r)^2}},$$

$$\varphi_1 = \arctg \frac{\omega(L_o + L_r)}{R_o + R_r} \quad (14)$$

Dla  $\omega t = \alpha_{w1}$  prąd  $i(t)$  jest równy zeru, przenikalność magnetyczna zmienia się wtedy z  $\mu = 0$  na  $\mu = \infty$ . Rdzeń jest przemagnesowywany aż do momentu ponownego załączenia tyrystora. Przykładowo na rys. 15 przedstawiono obliczone zależności  $\alpha_w$ ,  $\alpha_{z1}$ ,  $\alpha_{w1} = f(\alpha_z)$ , a na rys. 16 przebieg prądu roboczego dla tego wariantu obliczeń.

#### 4. WNIOSKI I UWAGI

- W celu zapewnienia poprawnej pracy regulatora musi być spełniony warunek:

$$\alpha_z = \alpha_{kr} > \varphi = \arctg \frac{L_o}{R_o}.$$

- dla kąta załączenia  $\alpha_z = \alpha_{kr}$  ustalony prąd obciążenia ma kształt sinusoidalny i może być w przybliżeniu obliczony z wzoru:

$$i(t) = I_{m1} \sin(\omega t - \varphi_1)$$

gdzie:

$$I_{m1}, \varphi_1 \text{ są określone zależnościami (14).}$$



- Dla kąta załączania tyrystora  $\alpha_2 = 180^\circ$  prąd obciążenia w stanie ustalonym jest prądem biegu jałowego regulatora i jest określony równaniem:

$$i(t) = I_{m2} \sin(\omega t - \varphi_2)$$

gdzie:

$$I_{m2} = \frac{U_m}{\sqrt{(R_o + R_r)^2 + \omega^2(L_o + L_r + L_1)^2}}$$

$$\varphi_2 = \arctg \frac{\omega(L_o + L_r + L_1)}{R_o + R_r}$$

- Użyteczna wartość kąta  $\alpha_2$  wyzwalaenia tyrystora przy obciążeniu rezystancyjnym zawiera się w przedziale od zera do  $180^\circ$ . Wraz ze wzrostem indukcyjności obciążenia przedział ten zmniejsza się.
- Kąt  $\alpha_{z1}$  wejścia rdzenia w nasycenie jest większy od kąta  $\alpha_2 + \beta$ . Z przeprowadzonych obliczeń wynika, że różnica ta nie przekracza  $13^\circ$  i zależy głównie od wielkości  $\alpha_2$  i rodzaju obciążenia.
- Wielkość indukcyjności głównej transformatora ma wpływ głównie na wartość prądu biegu jałowego regulatora. Jej zmniejszenie powoduje wzrost prądu biegu jałowego, poza tym zmniejszenie kąta  $\alpha_{w1}$ , zwiększenie wartości kąta  $\alpha_{z1}$ .
- Impedancja wzdłużna regulatora ma niewielki wpływ na kształt obliczanych przebiegów prądu, dlatego też w niektórych przypadkach można ją pominąć, co znacznie upraszcza obliczenia. Praca regulatora tyrystorowo-magnetycznego o małym prądzie biegu jałowego i małej impedancji wzdłużnej jest zbliżona do pracy tyrystorowego regulatora napięcia przemiennego.

#### LITERATURA

- [1] Kuczewski Z., Rodacki T.: Układ tyrystorowo-magnetycznego sterowania napięcia. Patent PRL 78019.
- [2] Rodecki T., Duda A.: Tyrystorowo-magnetyczny regulator napięcia. Zeszyty Naukowe Politechniki Śl. Elektryka z. 75, 1981 r.
- [3] Rodacki T.: Tyrystorowo-magnetyczne regulatory napięcia i ich zastosowanie. Gliwice, marzec 1983 r. (opracowanie niepublikowane).
- [4] Rozenblat M.A.: Magnitnyje elementy awtomatiki i wyczislitelnoj techniki. Nauka, Moskwa 1974 r.

Rencenzent: doc. dr inż. Józef Danczewicz

Wpłynęło do redakcji dn. 15 kwietnia 1984 r.

ТИРИСТОРНО-МАГНИТНЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Резюме

В работе представлены принципы действия, метод расчёта и аналитически определённые основные зависимости и характеристики тиристорно-магнитного регулятора переменного напряжения.

THE THYRISTOR-MAGNETIC REGULATORS OF ALTERNATING VOLTAGE

Summary

The paper presents theoretical discussion on thyristor-magnetic regulators of alternating voltage. The fundamental equations and characteristics have been presented.

Krzysztof KRYKOWSKI

Tadeusz RODACKI

Jacek TOPORKIEWICZ

Instytut Podstawowych Problemów  
Elektrotechniki i Energoelektroniki  
Politechniki Śląskiej

## UKŁAD ZASILANIA BEZWŁADNOŚCIOWYCH NAPIĘDÓW WIBRACYJNYCH

**Streszczenie.** W artykule przedstawiono nowe optymalne rozwiązania tyrystorowego zasilacza podajników wibracyjnych. Proponowany układ łączy w sobie zalety dwóch stosowanych w praktyce rozwiązań: układu z siłą prądomotoryczną i układu z tyrystorem impulsującym, nie posiada jednak ich wad.

### 1. WPROWADZENIE

Do napędu podajników przenoszących produkty sypkie często stosuje się bezwładnościowe napędy wibracyjne. Podstawową częścią takiego napędu jest silnik wibracyjny, zwany w skrócie wibratorem. Z elektrycznego punktu widzenia wibrator a właściwie jego uzwojenie stanowi dławik o znikomej rezystancji. Jeśli idzie o praktyczne układy formowania prądów wibratora to sprawdzają się one zazwyczaj do jednego z dwóch podstawowych rozwiązań:

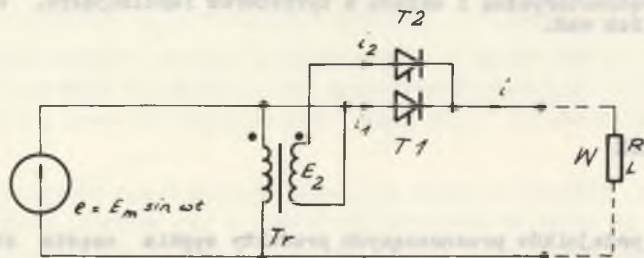
- układy z dodatkową siłą prądomotoryczną,
- układy z tyrystorem impulsującym.

Zasadę pracy napędu wibracyjnego, ogólną analizę pracy podstawowych typów zasilaczy wibratorów, ze zwróceniem uwagi na ich praktyczne rozwiązania oraz wnioski i zalecenia odnośnie doboru zasilaczy i wymagań, jakie powinien spełniać optymalny zasilacz do wibratorów przedstawiono w pracy [1]. Z zamieszczonych tam rozważań wynika, że optymalny zasilacz do wibratorów bezwładnościowych powinien charakteryzować się prostą konstrukcją, w zakresie wymaganych małych sił drgających powinien posiadać właściwości zbliżone do zasilacza z tyrystorem impulsującym, w zakresie wymaganych dużych sił drga-

jących korzystniejsze są natomiast układy o właściwościach z siłą prądomotoryczną pod warunkiem, że będą one pracowały bez dodatkowego rezystora zabezpieczającego współpracę zespołu prostowniczego z układem prądu przemiennego.

## 2. OPIS I ZASADA DZIAŁANIA UKŁADU OPTIMALNEGO

Ponieważ wymaga się, aby przy małych siłach drgający układ zasilania pracował jako układ z tyrystorem impulsującym, zaś przy wymaganych dużych siłach jak układ z dodatkową siłą prądomotoryczną należy zastosować sterowanie sekwencyjne takie, by po wyczerpaniu się możliwości sterowania w układzie z tyrystorem impulsującym można płynnie przejść na układ zasilacza z prostownikiem symulującym siłę prądomotoryczną. Równocześnie wymaga się, by występujące w układzie tyrystory były tak połączone, aby nie występowała konieczność wprowadzenia dodatkowego pomocniczego rezystora, jak to jest w klasycznych rozwiązaniach z siłą prądomotoryczną [1].



Rys. 1. Schemat ideowy obwodów głównych proponowanego układu

Wymagania te spełnia układ zasilacza o obwodach głównych przedstawionych na rys. 1. Układ składa się z dwóch tyrystorów: głównego  $T_1$  i pomocniczego  $T_2$  oraz transformatora  $Tr$ .

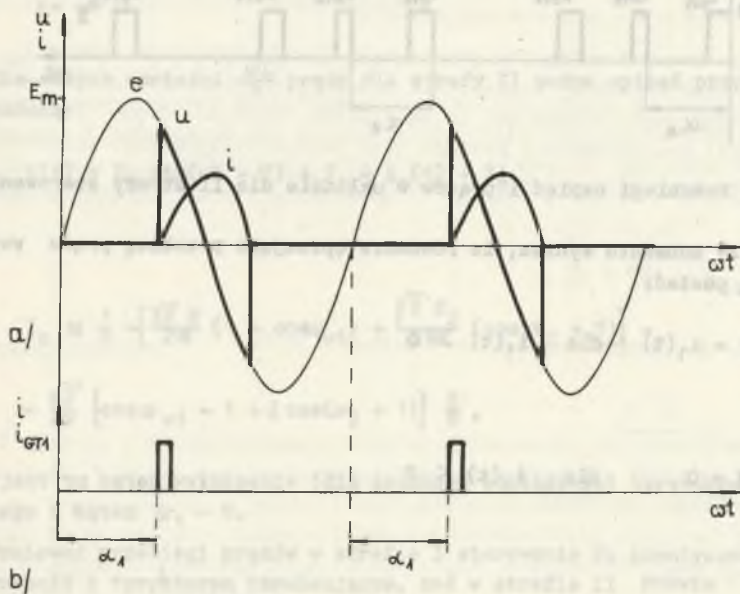
Tyrystor główny  $T_1$  zasila wibrator bezpośrednio napięciem sieci i przy małych wysterowaniach pracuje analogicznie jak tyrystor impulsujący. Przy dużych wysterowaniach zastępuje w pewnym stopniu rezystor pomocniczy zapewniając ciągłość przepływu prądu.

Tyrystor  $T_2$  włączony w obwód strony wtórnej transformatora  $Tr$  szeregowo z wibratorem pozwala zasilać wibrator dodatkowym napięciem stałym, co jest równoważne układowi z dodatkową siłą prądomotoryczną. Koniecznym warunkiem poprawnej pracy układu jest podłączenie transformatora  $Tr$  zgodnie z rys. 1. Układ sterowania tyrystorami powinien zapewnić obie strefy pracy.

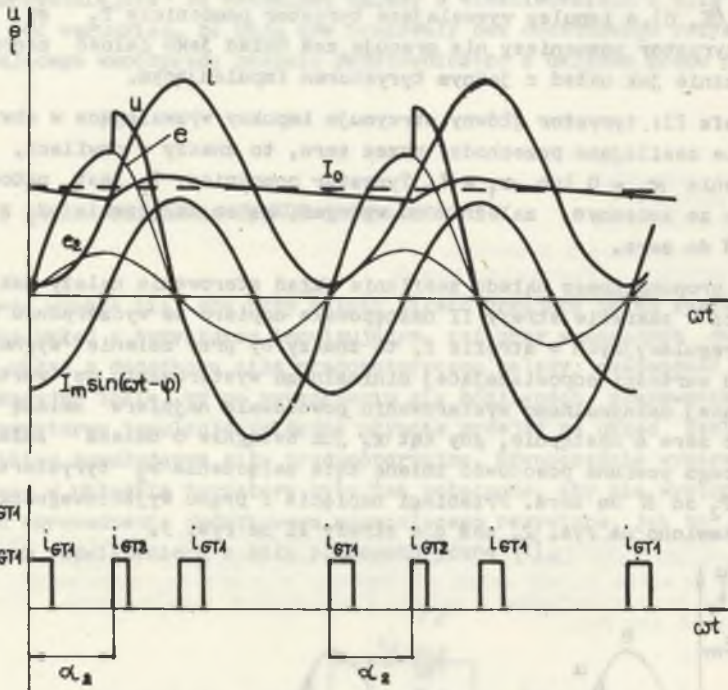
Strefa I: kąt załączenia  $\alpha_1$  tyrystora głównego  $T_1$  zmienia się w przedziale  $(\pi, 0)$ , a impulsy wyzwalające tyrystor pomocniczy  $T_2$  są blokowane, czyli tyrystor pomocniczy nie pracuje, zaś układ jako całość zachowuje się identycznie jak układ z jednym tyrystorem impulsującym.

Strefa II: tyrystor główny otrzymuje impulsy wyzwalające w chwilach, gdy napięcie zasilające przechodzi przez zero, to znaczy w chwilach, gdy kąt załączenia  $\alpha_1 = 0$  lub  $\alpha_1 = \pi$ . Tyrystor pomocniczy  $T_2$  jest natomiast wyzwalany ze zmiennym, zależnie od wymagań, kątem załączenia  $\alpha_2$  z przedziału od  $\pi$  do zera.

Dla proponowanego układu zasilania układ sterowania należy tak rozwiązać, by praca w zakresie strefy II następowała dopiero po wyczerpaniu się możliwości regulacyjnych w strefie I, to znaczy by przy zmianie sygnału zadającego od wartości odpowiadającej minimalnemu wysterowaniu do wartości odpowiadającej maksymalnemu wysterowaniu powodowała najpierw zmianę kąta  $\alpha_1$  od  $\pi$  do zera a następnie, gdy kąt  $\alpha_1$  już osiągnie 0 dalsza zmiana sygnału zadającego powinna powodować zmianę kąta załączenia  $\alpha_2$  tyrystora pomocniczego  $T_2$  od  $\pi$  do zera. Przebiegi napięcia i prądu wyjściowego dla strefy I przedstawiono na rys. 2, zaś dla strefy II na rys. 3.



Rys. 2. Przebiegi napięć i prądów w układzie dla I strefy sterowania



Rys. 3. Przebiegi napięć i prądów w układzie dla II strefy sterowania

Z analizy schematu wynika, że równania opisujące przebieg prądu w strefie I mają postać:

$$i(t) = i_1(t) \quad \text{dla} \quad i_1(t) \geq 0$$

oraz

$$i(t) = 0 \quad \text{dla} \quad i_1(t) < 0$$

gdzie:

$$i_1(t) = I_m \sin(\omega t - \varphi) + I_m \sin(\alpha_1 - \varphi) e^{-\frac{\omega t - \alpha_1}{\text{tg} \varphi}}$$

$$I_m = \frac{\sqrt{2} E}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}}, \quad \text{tg} \varphi = \frac{\omega L}{R}$$

W strefie II zachodzi:

$$i(t) = i_1(t) + i_2(t) \quad \text{dla} \quad i_1(t) + i_2(t) \geq 0$$

lub

$$i(t) = 0 \quad \text{dla} \quad i_1(t) + i_2(t) < 0$$

gdzie:

$$i_1(t) = I_m \sin(\omega t - \varphi) - I_m \sin \varphi e^{-\frac{\omega t}{\text{tg} \varphi}},$$

$$i_2(t) = I_m \sin(\omega t - \varphi) + I_m \sin(\alpha_2 - \varphi) e^{-\frac{\omega t - \alpha_2}{\text{tg} \varphi}},$$

$$\varepsilon = \frac{I_2}{I_1}.$$

Dla dużych wartości  $\frac{\omega L}{R}$  prądy dla strefy II można opisać przybliżoną zależnością:

$$i(t) = I_m \sin(\omega t - \varphi) + I_0 = i_2(t) + I_0$$

gdzie:

$$I_0 \approx \frac{1}{R} \left[ \frac{\sqrt{2} E}{2\text{tg} \varphi} (1 - \cos \alpha_{w1}) + \frac{\sqrt{2} E_2}{2\text{tg} \varphi} (\cos \alpha_2 + 1) \right] =$$

$$= \frac{\sqrt{2}}{2\text{tg} \varphi} \left[ \cos \alpha_{w1} - 1 + \varepsilon \cos(\alpha_2 + 1) \right] \frac{E}{R},$$

$\alpha_{w1}$  jest tu kątem wyłączenia (dla zadanego obciążenia) tyrystora  $T_1$  złączonego z kątem  $\alpha_1 = 0$ .

Ponieważ przebiegi prądów w strefie I sterowania są identyczne, jak przy sterowaniu z tyrystorem impulsującym, zaś w strefie II prawie identyczne jak przy zasilaniu z dodatkową siłą prądomotoryczną, więc przebiegi siły drgającej w strefie I będą identyczne jak przy sterowaniu z tyrystorem impulsującym, zaś w strefie II praktycznie takie same jak w układzie z dodatkową siłą prądomotoryczną. Zabezpiecza to płynną regulację składowej siły drgającej wibratora w szerokim zakresie wymaganych parametrów wyjściowych.

Przy konstrukcji układu należałoby jeszcze zwrócić uwagę na dwa szczególne techniczne:

- 1) sterowanie obu tyrystorów powinno odbywać się z jednego zadajnika,
- 2) katody obu tyrystorów: głównego i pomocniczego są na tym samym potencjale, można więc zrezygnować z separowania galwanicznego układów wyzwalania, czyli inaczej mówiąc można zastosować sterownik pracujący na potencjale katod tyrystorów, który by nie wymagał żadnych dodatkowych separacji galwanicznych za wyjątkiem separacji obwodów sterowania od napięć zasilających.

### 3. PRAKTYCZNA REALIZACJA UKŁADU

Przy praktycznej realizacji układu zasilania pojawiają się dodatkowo problemy: doboru transformatora, tyrystorów oraz sterownika elektrycznego.

#### D o b ó r t r a n s f o r m a t o r a

Oznaczając przez  $R$  całkowitą rezystancję obwodu wibratora, przez  $I_{om}$  maksymalną wartość składowej stałej, zaś przez  $I_m$  maksymalną wartość składowej przemiennej prądu wibratora, to maksymalna wartość prądu skutecznego strony wtórnej transformatora wystąpi przy pełnym wysterowaniu tyrystora  $T_2$  (gdy tyrystor  $T_2$  będzie przewodził przez pół okresu) i wynosi:

$$I_2 \max = \sqrt{\frac{I_{om}^2}{2} + \frac{I_m^2}{2}}.$$

Równocześnie maksymalne napięcie wyprostowane wynosi

$$U_d \max = \frac{\sqrt{2} E_2}{\delta}$$

i będzie spełniał zależność

$$U_d \max = I_{om} R.$$

Wprowadzając współczynnik  $k > 1$  uwzględniający wahania napięcia, zmiany rezystancji itp. można uzyskać wyrażenie na napięcie strony wtórnej transformatora

$$E_2 = \frac{\delta}{\sqrt{2}} k R I_{om}.$$



Powyższy wzór pozwala określić przekładnię transformatora  $\xi$ . Moc strony wtórnej transformatora określona jest wzorem:

$$S_2 \max = E_2 I_2 \max = \frac{k\pi}{2} R I_{om} \sqrt{I_{om}^2 + I_m^2}.$$

D o b ó r t y r y s t o r ó w

Maksymalna wartość średnia prądu płynącego przez tyrystor T1 w czasie półokresu napięcia zasilającego wynosi:

$$I_{T1(AV)} \approx I_{om} + \frac{2}{\pi} I_m.$$

Zatem prąd graniczny tyrystorów powinien spełniać warunek

$$I_T(AV) > I_{om} + \frac{2}{\pi} I_m.$$

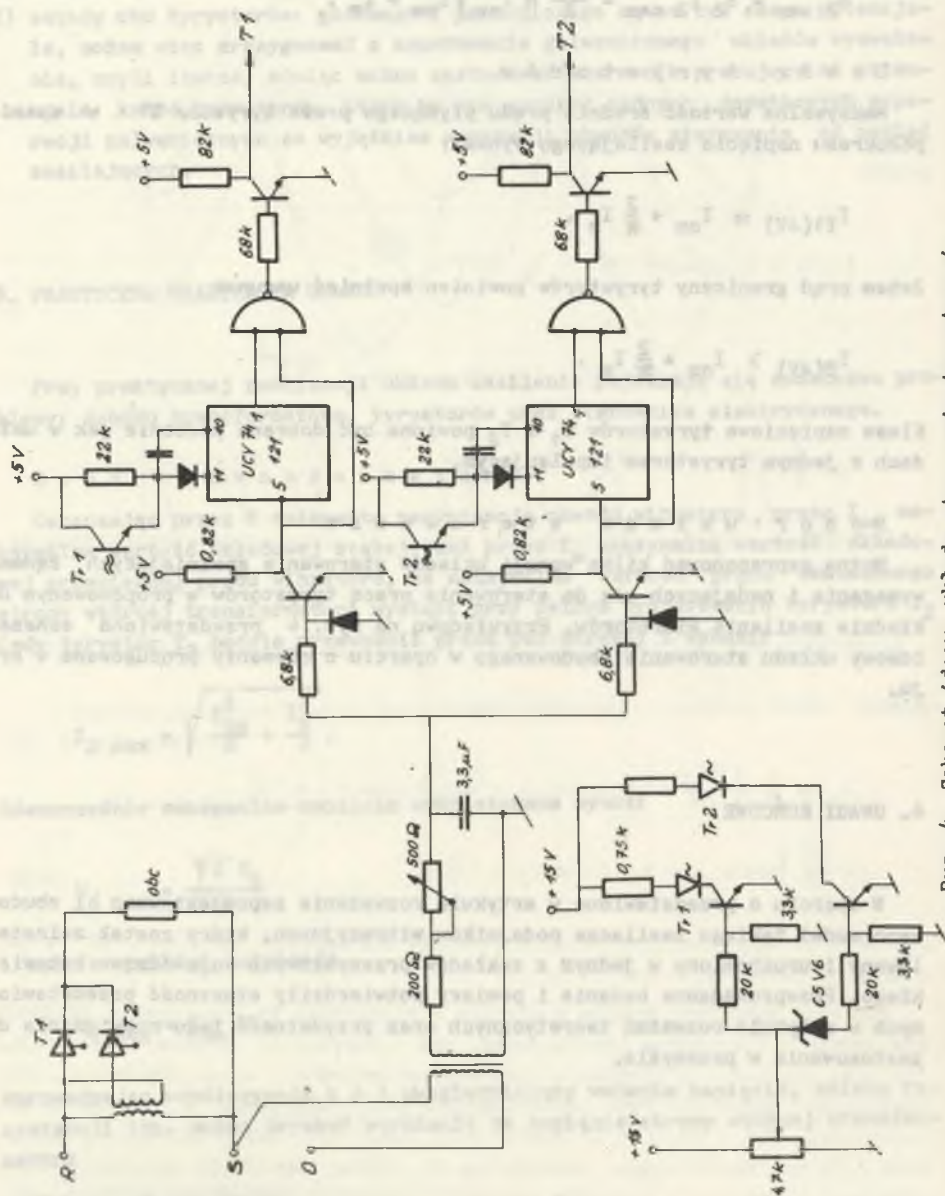
Klasa napięciowa tyrystorów T<sub>1</sub> i T<sub>2</sub> powinna być dobrana podobnie jak w układach z jednym tyrystorem impulsującym.

D o b ó r u k ł a d u s t e r o w a n i a

Można zaproponować kilka wersji układów sterowania spełniających żądane wymagania i nadających się do sterowania pracą tyrystorów w proponowanym układzie zasilania wibratorów. Przykładowo na rys. 4 przedstawiono schemat ideowy układu sterowania zbudowanego w oparciu o elementy produkowane w kraju.

#### 4. UWAGI KOŃCOWE

W oparciu o przedstawione w artykule rozważania zaprojektowano i zbudowano model takiego zasilacza podajników wibracyjnych, który został zainstalowany i uruchomiony w jednym z zakładów przemysłowych województwa katowickiego. Przeprowadzone badania i pomiary potwierdziły słuszność przedstawionych w artykule rozważań teoretycznych oraz przydatność tego rozwiązania do zastosowania w przemyśle.



Rys. 4. Schemat ideowy układu sterowania tyrystorami

LITERATURA

- [1] Krykowski K., Rodacki T., Toporkiewicz J.: Energoelektroniczne układy zasilania bezwładnościowych napędów wibracyjnych. Zesz. Nauk. Pol. Sl. Elektryka nr 88, Gliwice 1985.
- [2] Rodacki T., Krykowski K. i inni: Tyrystorowy układ zasilania podajników wibracyjnych. Zgłoszenie patentowe.
- [3] Lucziński J.: Układy tyrystorowe. WNT, Warszawa 1972.
- [4] Tunia H., Winiarski B.: Układy elektroniczne w automatyce napędowej. WNT, Warszawa 1975.

Recenzent: doc. dr inż. Józef Danczewicz

Wpłynęło do redakcji dn. 15 kwietnia 1984 r.

СИСТЕМА ПИТАНИЯ ИНЕРЦИОННЫХ ВИБРАЦИОННЫХ ПРИВОДОВ

Р е з ю м е

В статье представлено новое оптимальное решение тиристорного питателя для вибрационных питателей. Предлагаемая система сочетает в себе достоинства применяемых на практике решений: системы с токодвигущей силой и системы с пульсирующим тиристором, однако нет у неё их недостатков.

SUPPLY SYSTEM FOR INERTIAL VIBRATOR DRIVES

S u m m a r y

In the paper a new optimum thyristor supply for vibrating feeders is presented. The proposed supply system possesses advantages of two practical applied alternative solutions: system with Current source and system with pulse thyristor, without faults of these systems.

Andrzej WOLSKI

Instytut Podstawowych Problemów  
Elektrotechniki i Energoelektroniki  
Politechniki Śląskiej

#### ANALIZA MOŻLIWOŚCI ZASTOSOWANIA MIKROKOMPUTERA DO STEROWANIA KLATKOWĄ MASZYNĄ WYCIĄGOWĄ

**Streszczenie** W artykule rozważano możliwość wykorzystania mikrokomputera do sterowania klatkową maszyną wyciągową. Podano schemat blokowy realizujący proces sterowania, który zawiera obwody bezpieczeństwa i blokad oraz układy: zabezpieczeń hamulca, pomiaru sił w linie, zadawania prędkości, sterowania napędem i układem hamowania. Dla tak opracowanego schematu podano algorytm sterowania oraz program w języku Basic dla mikrokomputera umożliwiający sprawdzenie podanego rozwiązania. Na tej podstawie autor przeprowadza analizę możliwości zastosowania go w układzie przemysłowym biorąc pod uwagę niezawodność, funkcjonalność, koszty, obsługę itp.

#### 1. WPROWADZENIE

Obecnie w polskim przemyśle wydobywczym pracuje kilkaset maszyn wyciągowych z napędem elektrycznym. Znaczną ich część to maszyny wyciągowe automatyczne, które realizują cykl jazdy bez udziału maszynisty. Układy automatyczne są budowane zarówno przy napędzie w układzie Leonarda, jak i przekształtnikowym. Jednak prawie wszystkie układy automatyczne pracują w maszynach wyciągowych skipowych z kołem pędnym i linią wyrównawczą lub skipowych bębnowych. Były prowadzone próby realizowania układów automatycznych dla maszyn klatkowych, lecz z reguły po próbach eksploatacyjnych automatykę wyłączano i praca odbywa się przy sterowaniu ręcznym. Podstawową trudnością automatyzacji maszyn wyciągowych klatkowych jest zmiana wartości oraz kierunku momentu na wale silnika napędowego przy przestawianiu piętér klatki. Przy wydebyciu urobku silnik pracuje w reżimie pracy silnikowej, a przy przestawieniu piętér w reżimie hamowania odzyskowego. W czasie wymiany wozów na poszczególnych piętérach klatki na skutek zmiany obciążenia w klatkach ponownie zmienia

się reżim pracy silnika napędowego z hamowania odzyskowego na pracę silnikową. Układ regulacji napędu gubi się, co jest powodem przejazdu poziomów dla poszczególnych pięter klatki. Szczególnie dużo problemów stwarza tak częsta zmiana momentu obciążenia w maszynach z napędem przekształtnikowym i rewersją momentu w obwodzie wzbudzenia. Proces przestawiania pięter klatki wydłuża się i z reguły maszynista przy sterowaniu ręcznym wykonuje to szybciej i dokładniej. Zastosowanie układu sterowania z mikrokomputerem pozwoli na realizację układów automatycznych dla maszyn klatkowych, ponieważ będzie on wyposażony w układ wstępnego zadawania wartości i kierunku momentu, co pozwoli na precyzyjną regulację prędkości przy przestawieniu pięter klatki. Nie będzie zjawiska tzw. uciekania klatki. Zastosowanie mikrokomputera do sterowania maszyną klatkową pozwoli również na zmniejszenie gabarytów. Obecnie stosowane układy przekaźnikowe zajmujące 3-4 szafy z elementami będą zastąpione przez mikrokomputer a układy przekaźnikowe będzie można zmniejszyć do jednej szafy i jednej kasety. Zwiększy się również niezawodność pracy układu.

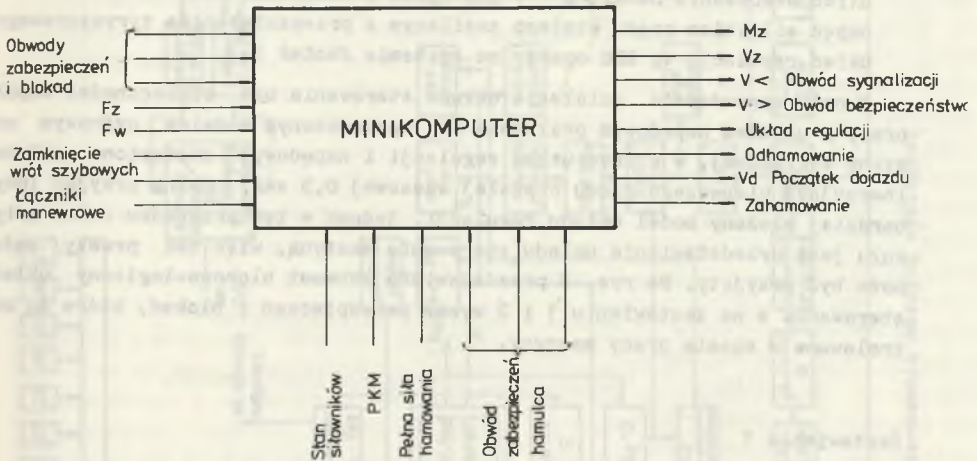
## 2. FUNKCJE MIKROKOMPUTERA W UKŁADZIE STEROWANIA MASZYNĄ WYCIĄGOWĄ

W początkowym rozwiązaniu przewiduje się, że mikrokomputer przejmie funkcje związane ze sterowaniem układem regulacji napędu i układem hamulców. Układy zabezpieczeń pozostaną niezmienione. W miarę zdobywania doświadczeń eksploatacyjnych będzie można rozszerzać zakres wykorzystania mikrokomputera do sygnalizacji szybowej i zabezpieczeń. Mikrokomputer będzie spełniał następujące funkcje w układzie:

- sprawdzenie zabezpieczeń z "obwodu bezpieczeństwa" (27 zabezpieczeń),
- sprawdzenie zabezpieczeń hamulca (15 zabezpieczeń),
- obliczenie na podstawie pomiarów, wartości obciążenia klatki na poziomie wyładowniczym i załadowniczym,
- określenie wartości i kierunku momentu wstępnego dla układu regulacji,
- sterowanie prędkością jazdy przy przestawieniu pięter klatki i wydobyciu urobku,
- blokowanie i odblokowywanie regulatorów w układzie regulacji napędu,
- ciągła kontrola prędkości jazdy w czasie cyklu i dojazdu. Wysyłanie sygnału do "obwodu bezpieczeństwa" lub sygnalizacja,
- sterowanie pracą układu hamulcowego.

Na rys. 1 przedstawiono poglądowo sygnały wysyłane przez mikrokomputer do układu regulacji i układu hamulcowego oraz sygnały jakie komputer pobiera z układu mechanicznego lub czujników. Układ mechaniczny należy wyposażyć w presduktorowe czujniki nacisku po szynami przy dojeździe i wyjeździe z klatki na poziomie załadowniczym i wyładowniczym. Przesyłanie rozkazów i pobie-

ranie informacji przez mikrokomputer odbywa się poprzez kanał przemysłowy, wyposażony w układy wejść - wyjść cyfrowych oraz układy wejść analogowych.



Rys. 1. Sygnały wysyłane i pobierane przez minikomputer z układu napędowego i układu hamulcowego

Większość sygnałów doprowadzonych do komputera to sygnały dwustanowe, jedynie pomiar ciężaru wozów z urobkiem podawany jest sygnałem analogowym. Ze względu na występujące na terenie kopalni silne zakłócenia przemysłowe, wszystkie informacje powinny być przesyłane jako sygnały prądowe a ze względu na bezpieczeństwo zapewniać izolację galwaniczną, np. przy użyciu optoizolatorów. Część sygnałów wysyłanych z komputera powinna załączać urządzenia wykonawcze, wymagany jest więc sygnał prądowy na poziomie ok. 1,5A w stanie logicznym 1. Zwiększy to również odporność sygnału na zakłócenia. Dla wszystkich sygnałów wystarczy informacja 8 - bitowa.

### 3. PRZYKŁADOWE ROZWIĄZANIE UKŁADU STEROWANIA MASZYNĄ KLATKOWĄ PRZY ZASTOSOWANIU MIKROKOMPUTERA

Poniżej przedstawiono rozwiązanie układu sterowania dla maszyny wyciągowej klatkowej o następujących parametrach:

- głębokość wydobycia - 525 m,
- ilość pięter w klatce - 4,
- wysokość piętra w klatce - 2,2 m,
- średnica koła pędnego - 3,4 m,

- prędkość jazdy ustalona - 15 m/s,  
 przyspieszenie i opóźnienie - 1 m/s<sup>2</sup>,  
 hamulce tarczowe - ZUT "Zgoda",  
 układ sterowania hamulcem - ZUT Zgoda i Bosch AG.  
 napęd silnikiem prądu stałego zasilanym z przekształtnika tyrystorowego  
 układ regulacji wg BPG oparty na systemie Jantar B.

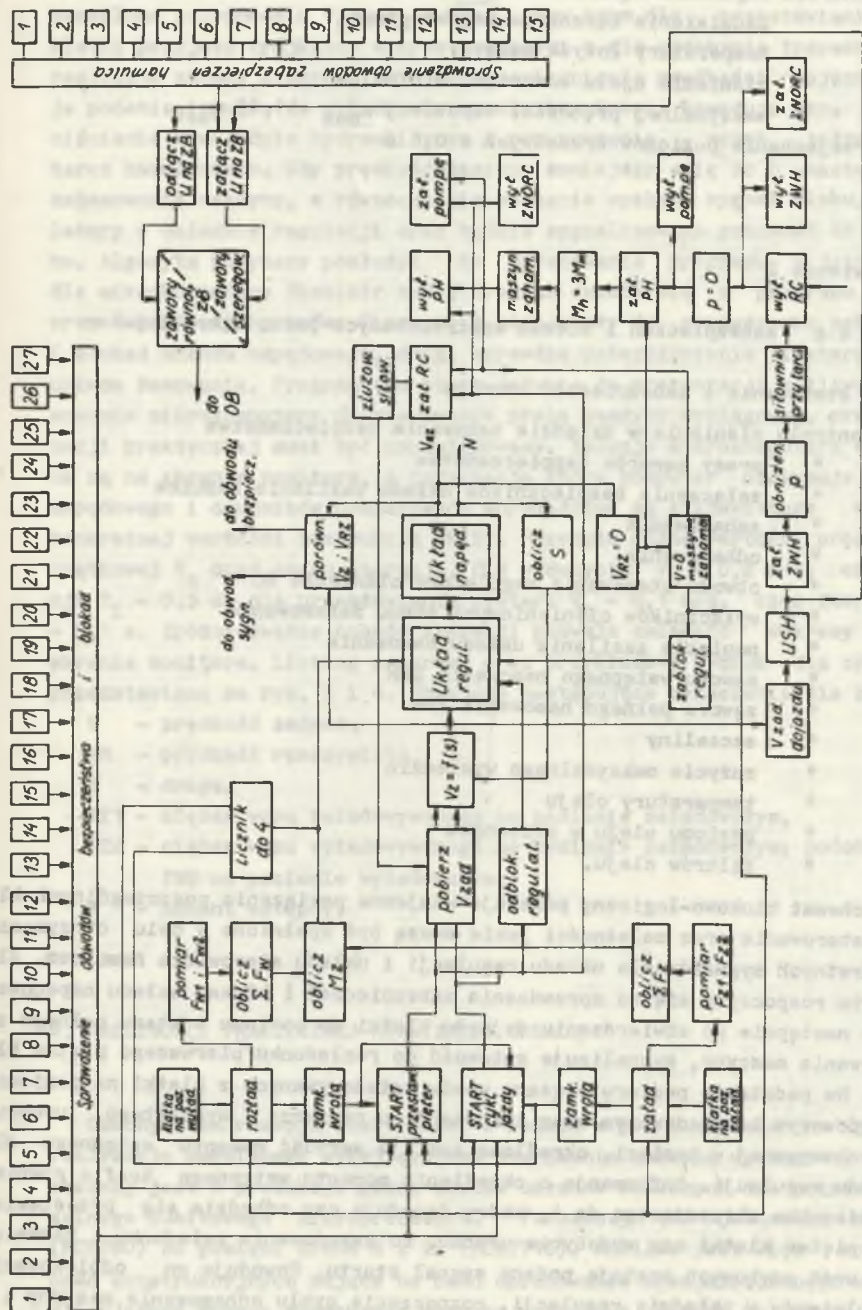
W celu sprawdzenia działania układu sterowania bez konieczności współpracy z układem napędowym posłużono się uproszczonym modelem cyfrowym maszyny wyciągowej, w którym układ regulacji i napędowy zastąpiono układem inercyjnym pierwszego rzędu o stałej czasowej 0,5 sek. Można przyjąć inny, bardziej złożony model układu regulacji, jednak w tym przypadku celem artykułu jest przedstawienie układu sterowania maszyną, więc tak prosty model może być przyjęty. Na rys. 2 przedstawiono schemat blokowo-logiczny układu sterowania a na zestawieniu 1 i 2 wykaz zabezpieczeń i blokad, które są kontrolowane w czasie pracy maszyny.

#### Zestawienie 1

W y k a z zabezpieczeń i blokad kontrolowanych przez mikrokomputer

#### Układ napędowy

1. Kontrola ruchu napędu
2. " wielkości momentu
3. " prawidłowości kierunku jazdy
4. " użytku napędu
5. " pracy przekształtników głównych
6. " " " wzbudzenia
7. " " transformatorów głównych
8. " " " wzbudzenia
9. " symetrii fazowej przekształtnika wzbudnicą
10. " " " przekształtników głównych
11. Zabezpieczenie od przepięć łączeniowych tyrystorów wzbudzenia
12. " od skutków zwarć wewnętrznych i zewnętrznych tyrystorów wzbudzenia
13. Kontrola nierównomierności rozplywu prądu przekształtników głównych
14. Kontrola wentylacji szafy przekształtników głównych
15. Zabezpieczenie od przepięć łączeniowych tyrystorów głównych
16. Zabezpieczenie od skutków zwarć wewnętrznych i zewnętrznych
17. Kontrola napięcia zasilania szafy regulatorów
18. " " " " sterowników
19. " " " 24 V pr. st.
20. " " " 12 V pr. st.



Rys. 2. Schemat blokowo-logiczny układu sterowania maszyną wyciągową



21. Kontrola odpadania łączników magnetycznych
22. "      zadziałania łączników magnetycznych
23. "      temperatury łożysk maszyny
24. "      ciśnienia ojełu - wartość minimalna
25. "      maksymalnej prędkości obrotowej  $n_{\max} = 1,15 n_{\text{ust}}$
26. Przejechanie poziomów krańcowych o 0,6 m
27. "      "      "      "      1 m.

## Zestawienie 2

W y k a z      zabezpieczeń i blokad kontrolowanych przez mikrokomputer

### Układ sterowania i zabezpieczeń hamulca

1. Kontrola ciśnienia w układzie hamowania bezpieczeństwa
2. "      pracy zaworów bezpieczeństwa
3. "      załączenia bezpieczników układu zasilania hamulca
4. "      zahamowania
5. "      odhamowania
6. "      obwodu sterowania regulatora ciśnienia RC
7. "      wyłączników ciśnieniowych stanu zahamowania
8. "      napięcia zasilania układu hamowania
9. "      zaworu wstępnego hamowania ZWH
10. "      zaworu pełnego hamowania ZPH
11. "      szczeliny
12. "      zużycia maksymalnego wykładzin
13. "      temperatury oleju
14. "      poziomu oleju w zbiorniku
15. "      filtrów oleju.

Schemat blokowo-logiczny pokazuje wzajemne powiązania poszczególnych bloków sterowania oraz zależności jakie muszą być spełnione w celu otrzymania konkretnych sygnałów dla układu regulacji i układu sterowania hamulcem. Algorytm rozpoczyna się od sprawdzania zabezpieczeń i blokad układu napędowego, a następnie po stwierdzeniu dojazdu klatki do poziomu i stanu pełnego zahamowania maszyny, sygnalizuje gotowość do rozładunku pierwszego piętra klatki. Na podstawie pomiaru ciężaru wozów załadowywanych z klatki na poziomie załadowniczym i wyładowniczym oraz informacji o ciężarze wydobytego urobku, przechowywanej w pamięci, określona zostaje wartość momentu wstępnego dla układu regulacji. Informacja o określeniu momentu wstępnego trafia również do licznika zliczającego do 4, który decyduje czy odbędzie się przestawianie pięter klatki czy wydobywanie urobku. Po zakończeniu załadunku i zamknięciu wrót szybowych zostaje podany sygnał startu. Powoduje on odblokowanie regulatorów w układzie regulacji, rozpoczęcie cyklu odhamowania maszyny i z chwilą złuzowania szcęk siłowników, podanie na układ regulacji zadanej war-

tości prędkości w funkcji drogi. Prędkość ta dla rozruchu i hamowania jest określona zależnością  $V_z = V_0 + \sqrt{2as}$ , przy czym dla przestawiania piętter klatki przyjęto trójkątny wykres prędkości a dla wydobycia trapezowy. Układ realizuje zadany diagram, a z chwilą osiągnięcia prędkości dojazdu następuje podanie impulsu do układu sterowania hamulcem. Powoduje to obniżenie ciśnienia w układzie hydraulicznym i przysunięcie zczek siłowników do tarcz hamulcowych. Gdy prędkość maszyny zmniejszy się do 0 nastąpi pełne zahamowanie maszyny, a równocześnie zostanie wysłany sygnał blokujący regulatory w układzie regulacji oraz będzie sygnalizowana gotowość do rozładunku. Algorytm powyższy posłużył do opracowania programu w języku Basic dla mikrokomputera Sinclair zx81. Program składa się z programu głównego oraz dwóch podprogramów. Pierwszy z nich służy do sprawdzania zabezpieczeń i blokad układu napędowego, drugi sprawdza zabezpieczenia i steruje pracą układu hamowania. Program ten służy jedynie do prezentacji możliwości zastosowania mikrokomputera do sterowania pracą maszyny wyciągowej, przy realizacji praktycznej musi być zmodyfikowany. Decyzje mikrokomputera wyświetlane są na ekranie monitora, a informacje które komputer otrzymuje z układu napędowego i czujników pomiarowych wprowadzane są z klawiatury w postaci konkretnej wartości instrukcją INKEY. Przyjęto różne wartości prędkości początkowej  $V_0$  oraz czasu iteracji. Dla wydobycia:  $V_0 = 0,2$  m/s, czas iteracji  $T_1 = 0,5$  s, dla przestawiania piętter:  $V_0 = 0,1$  m/s, czas iteracji  $T_1 = 0,1$  s. Zróżnicowanie czasów iteracji pozwala zmieścić wykresy jazdy na ekranie monitora. Listing programu oraz przykładowy wydruk dla cyklu pracy przedstawiono na rys. 3 i 4. Przyjęto następujące oznaczenia dla zmiennych:

- V - prędkość zadana,
- VR - prędkość rzeczywista,
- S - droga,
- FZ1 - ciężar wozu załadowywanego na poziomie załadoczym,
- FZ2 - ciężar wozu wyładowywanego na poziomie załadoczym; podobnie FW1 i FW2 na poziomie wyładoczym,
- M - moment wstępny.

#### 4. MOŻLIWOŚCI PRAKTYCZNEJ REALIZACJI UKŁADU

Obecny stan rozwoju elektroniki w Polsce w pełni pozwala na praktyczną realizację omówionego wyżej systemu sterowania maszyną wyciągową. W chwili obecnej jest w produkcji pełny zestaw układów scalonych dla potrzeb uniwersalnego 8-bitowego mikroprocesora. Począwszy od jednostki centralnej (MCY780) do pamięci EPROM 8 x 2k (MCY7716). Możliwe jest więc rozpoczęcie prac konstrukcyjnych mające na celu opracowanie specjalizowanego układu realizującego proces sterowania maszyną wyciągową. Wymaga to jednak znacznych nakładów na prace badawcze i konstrukcyjne itp. Inną możliwością realizacji

```

5 REM "MASZYNA"
10 LET A=10
20 LET B=0
25 GOSUB 1000
30 LET I=0
40 PRINT "KLATKA NA POZIOMIE"
50 PRINT "POMIAR FZ1,FZ2

60 INPUT Z1
70 INPUT Z2
80 LET B=B+Z1-Z2
90 PRINT "CIEZAR UROBKU W KLAT
CE NA POZIOMIE ZALADOWCZYM WYNS
I ";B;"T"
100 PRINT "POMIAR FW1,FW2

110 INPUT W1
120 INPUT W2
130 LET A=A+W1-W2
140 PRINT "CIEZAR UROBKU W KLAT
CE NA POZIOMIE WYLADOWCZYM WYNS
I ";A;"T"
150 LET M=(B-A)*1.7
160 IF M<0 THEN GOTO 190
170 PRINT "PODNIENIE CIEZARU
,MOMENT WSTEPNY M=";M;"TM"
180 GOTO 200
190 PRINT "OPUSZCZANIE CIEZARU
,MOMENT WSTEPNY M=";M;"TM"
200 LET I=I+1
210 IF I<4 THEN GOTO 230
220 IF I=4 THEN GOTO 550
230 PRINT "UROTA ZAMKNIETE ?

240 IF INKEY$<>"T" THEN GOTO 24
0
250 IF INKEY$="T" THEN GOTO 255
255 PRINT "TAK"
260 PRINT "START-PRZESTAWIANIE
PIETER
270 PRINT " -ODBLOKUJ REGULAT
ORY
280 PRINT " -ZWOLNIJ HAMULCE
290 PRINT "SILOWNIKI ZWOLNIONE
?
300 IF INKEY$<>"T" THEN GOTO 30
0
310 IF INKEY$="T" THEN GOTO 315
315 PRINT "TAK"
320 LET S=0
330 LET U0=.1
340 IF S>1.1 THEN GOTO 430
350 LET U=U0+S0R (2*5)
360 LET S=S+U*.1
370 PLOT 0,.3*U
380 PLOT 11*S,.0
390 PRINT AT 14,0;"0.1*(UR(M/S)
"
410 PLOT 10*S,.8*U
420 GOTO 340
430 IF 2.2-S<=0 THEN GOTO 455
440 LET U=S0R (2*(2.2-S))
445 IF U=0.5 THEN GOSUB 1200
450 GOTO 360
455 PRINT "S(M)
460 GOTO 40
465 PRINT "UROTA ZAMKNIETE ?

560 IF INKEY$<>"T" THEN GOTO 56
0
570 IF INKEY$="T" THEN GOTO 575
575 PRINT "TAK"
580 PRINT "START-WYDOBYCIE UROB
IU
590 PRINT " -ODBLOKUJ REG.,ZWO
LNIJ HAMULCE"
610 LET J=0
620 LET S=0
630 LET U0=.2
640 IF S>=412.5 THEN GOTO 760
650 LET U=U0+S0R (2*5)
660 IF U<15 THEN GOTO 690
670 LET J=J+1
680 LET U=U-15
690 LET UR=U*(1-EXP (-(1.5+J)/.
5))
700 LET S=S+(UR*.5)
710 PLOT 0,.1*.5*UR
720 PLOT J,.1*S,.0
730 PRINT AT 12,0;"UR(M/S)"
740 PLOT 1*.5,U
750 GOTO 640
760 IF 525-S<=0 THEN GOTO 800
770 LET V=S0R (2*(525-S))
775 IF V=0.5 THEN GOSUB 1200
780 LET J=0
790 GOTO 690
800 PRINT "S(M)"
810 GOTO 40
1000 PRINT "SPRAWDZANIE OBWODOV
ZABEZPIECZEN I BLOKAD"
1005 FOR J=1 TO 27
1010 PRINT "CZY ZADZIALALO ZABEZ
PIECZENIE ";J;"?";
1020 INPUT AS
1025 IF AS="T" THEN GOTO 1060
1030 IF AS="N" THEN GOTO 1040
1035 IF AS<>"N" THEN GOTO 1020
1040 PRINT "NIE"
1050 NEXT J
1055 RETURN
1060 PRINT "TAK"
1070 PRINT "

1080 STOP
1200 PRINT "STEROWANIE HAMULCEJ"
1210 PRINT "UPRANNIENIE STEROWAN
IA HAMULCEM - ODBLOKOWANE"
1220 PRINT " -ZALACZ ZUH"
1230 PRINT " -SPRWDZENIE ZAB
EZPIECZEN HAMULCA"
1235 GOSUB 1400
1240 PRINT "SILOWNIKI PRZY TARCZ
Y
1250 IF INKEY$<>"T" THEN GOTO 12
50
1260 IF INKEY$="T" THEN GOTO 127
0
1270 PRINT "TAK"
1280 PRINT " -WYLACZ RC"
1290 PRINT " -WYLACZ ZUH"
1300 PRINT " -ZALACZ ZNARC"
1310 PRINT "CISNIENIE P=0 ?
1320 IF JNKEY$<>"T" THEN GOTO 13
20
1330 IF INKEY$="T" THEN GOTO 134
0
1340 PRINT "TAK"
1350 PRINT " -WYLACZ POMPE"
1360 PRINT "PREDKOSC MASZYNY=0 ?

1360 IF INKEY$<>"T" THEN GOTO 13
60
1363 IF INKEY$="T" THEN GOTO 136
5
1366 PRINT "TAK"
1370 PRINT " -ZALACZ PH"
1380 PRINT "MASZYNA ZAHAMOWANA"
1390 GOTO 450
1400 FOR K=1 TO 15
1410 PRINT "CZY ZADZIALALO ZABEZ
PIECZENIE ";K;"?";
1420 INPUT BS
1430 IF BS="T" THEN GOTO 1480
1440 IF BS="N" THEN GOTO 1460
1450 IF BS<>"N" THEN GOTO 1420
1460 PRINT "NIE"
1470 NEXT K
1475 RETURN
1480 PRINT "TAK"
1490 PRINT "

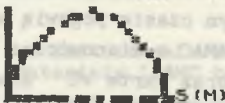
1500 STOP

```

Rys. 3. Program sterowania maszyną wyciągową dla mikrokomputera

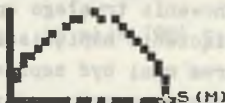
```

KLATKA NA POZIOMIE
POMIAR FZ1,FZ2
CIEZAR UROBKU W KLATCE NA POZIOM
IE ZALADUJCZYM WYNOSSI 2.5T
POMIAR FU1,FU2
CIEZAR UROBKU W KLATCE NA POZIOM
IE WYLADUJCZYM WYNOSSI 7.5T
OPUSZCZANIE CIEZARU ,MOMENT USTE
PNY M=-8.5TM
UROTA ZAMKNIETE ? TAK
START-PRZESTAWIANIE PIETER
      -ODBLOKUJ REGULATORY
      -ZUOLNIJ HAMULCE
SILOWNIKI ZWOLNIONE ? TAK
0.1*(UR(M,S))
    
```



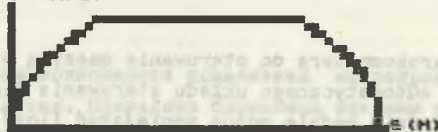
```

KLATKA NA POZIOMIE
POMIAR FZ1,FZ2
CIEZAR UROBKU W KLATCE NA POZIOM
IE ZALADUJCZYM WYNOSSI 7.5T
POMIAR FU1,FU2
CIEZAR UROBKU W KLATCE NA POZIOM
IE WYLADUJCZYM WYNOSSI 2.5T
PODNOZHENIE CIEZARU ,MOMENT USTE
PNY M=9.5TM
UROTA ZAMKNIETE ? TAK
START-PRZESTAWIANIE PIETER
      -ODBLOKUJ REGULATORY
      -ZUOLNIJ HAMULCE
SILOWNIKI ZWOLNIONE ? TAK
0.1*(UR(M,S))
    
```



```

KLATKA NA POZIOMIE
POMIAR FZ1,FZ2
CIEZAR UROBKU W KLATCE NA POZIOM
IE ZALADUJCZYM WYNOSSI 10T
POMIAR FU1,FU2
CIEZAR UROBKU W KLATCE NA POZIOM
IE WYLADUJCZYM WYNOSSI 0T
PODNOZHENIE CIEZARU ,MOMENT USTE
PNY M=17TM
UROTA ZAMKNIETE ? TAK
START-WYDOBYCIE UROBKU
      -ODBLOKUJ REG.,ZUOLNIJ HAMULCE
UR(M/S)
    
```



Rys. 4. Wydruk decyzji i sygnałów wysyłanych przez mikrokomputer

daje oparcie się o gotowy mikrokomputer produkowany seryjnie. W 1983 roku na rysunku krajowym pojawił się stosunkowo tani (160 000 zł) krajowy mikrokomputer osobisty MERITUM-1 produkowany przez Zakłady Urządzeń Komputerowych MERA - ELZAB.

Mikrokomputer umieszczony jest w obudowie typowej klawiatury (typ QUERTY) i ma konstrukcję jednopłytkową o wymiarach i złączu zgodnym ze standardem mechaniki CAMAC. Posiada on również zegar czasu rzeczywistego, dwustanowe linie we/wy, obwody komunikacji z klawiaturą, obwody sterowania monitorem ekranowym oraz interfejsy: szeregowy i równoległy umożliwiające podłączenie dowolnego typu drukarki. W najbliższym czasie pojawią się na rynku następne podzespoły w standardzie mechaniki CAMAC a mianowicie: uniwersalna karta WE/WY cyfrowych (16 sygnałów we/wy) oraz karta WE analogowych (8 wejść) współpracujące z kartą mikrokomputera za pośrednictwem magistrali systemu CAMAC poprzez tylne złącza bezpośrednio. Wykorzystanie tych podzespołów i typowej kasy CAMAC daje w pełni autonomiczny układ sterownika przemysłowego pozwalający na praktyczną realizację układu sterowania maszyną wyciągową bez długotrwałych prac konstrukcyjnych i dużych nakładów finansowych. Rozwiązanie to umożliwi, po zdobyciu doświadczeń eksploatacyjnych, na dalsze rozszerzenie funkcji mikrokomputera poprzez zwiększenie ilości kart WE/WY. Ze względu na konieczność zachowania trwałego oprogramowania (konieczność natychmiastowego startu po załączeniu napięcia zasilania lub przy ciśnień przycisku zerowania), program musi być zapisany w pamięci typu EPROM. Jest to możliwe jedynie przy programowaniu w języku wewnętrznym mikrokomputera.

## 5. WNIOSKI

Zastosowanie mikrokomputera do sterowania maszyną wyciągową pozwoli na realizację w pełni automatycznego układu sterowania dla maszyn wyciągowych klatkowych. Równocześnie będzie można zmniejszyć ilość przekaźników w układzie sterowania, co spowoduje zmniejszenie ilości połączeń oraz gabarytów. Układy scalone VLSI posiadają współczynnik niezawodności  $\lambda = 10^{-7} \div 10^{-8}$ , czym znacznie przewyższają układy przekaźnikowe. Wzrosnie więc niezawodność układów sterowania i zmniejszą się koszty konserwacji. Dodatkową zaletą mikrokomputerowego układu sterowania jest łatwość zmiany programu, a rozwiązanie sterowania w funkcji drogi umożliwi automatyzację przy prowadzeniu wydobywania z kilku poziomów. Wprowadzanie mikrokomputerowego układu sterowania powinno odbywać się etapami: początkowo zainstalowanie mikrokomputera i połączenie go z układem jedynie poprzez układy wejściowe, a dyspozycje powinny być wyświetlane na monitorze, następnie wykorzystanie sygnałów z komputera do sterowania prędkością, dopiero później do sterowania hamulcem.

Zwiększenie niezawodności, automatyzacja ruchu przy dużej dokładności, duża uniwersalność rozwiązania pozwoli na lepsze wykorzystanie maszyny wyciągowej.

## LITERATURA

- [1] Mikuła P., Wcisło A.: Zastosowanie mikrokomputera w procesie sterowania maszyną wyciągową. Materiały ICAMC tom II, Katowice 1980.
- [2] Korbus A.: Stan i kierunki rozwoju mikroprocesorów w Polsce. Materiały seminarium "Mikroelektronika a rozwój gospodarczy i społeczny" 29 - 30 09.1983.
- [3] Wisłowski J.: Niezawodność w produkcji podzespołów półprzewodnikowych i jej modelowanie. Elektronika 2, 1984.

Recenzent: doc. dr hab. inż. Ryszard Kozioł

Wpłynęło do redakcji dn. 15 maja 1984 r.

АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ МИКРОПРОЦЕССОРА В СИСТЕМЕ  
УПРАВЛЕНИЯ КЛЕТОЧНОЙ ПОДЪЕМНОЙ МАШИНОЙ

## Р е з ю м е

В статье представлены возможности применения микропроцессора в системе управления подъемной клетки. Приведены блоксхемы системы управления и безопасности а также программа на языке БЕИЗМК для микропроцессора.

POSSIBILITY OF MICROCOMPUTER APPLICATION TO A CONTROL  
OF A MINE HOIST LIFT

## S u m m a r y

Possibility of microcomputer application to a control of a mine hoist lift is presented. The block diagram of the control and emergency circuits are given. The control program for the microcomputer in BASIC - language is presented.

Czesław MYRCIK

Instytut Podstawowych problemów  
Elektrotechniki i Energoelektroniki  
Politechniki Śląskiej

NOWA METODA STEROWANIA FALOWNIKIEM PRĄDU  
PRZEZNACZONYM DO ZASILANIA KLATKOWYCH SILNIKÓW ASYNCHRONICZNYCH

**Streszczenie.** Przedstawia się sposób sterowania tyrystorami falownika prądu w układzie napędowym z silnikiem asynchronicznym. Zastosowanie metody zapewnia korzystne właściwości napędu, zwłaszcza w zakresie małych prędkości kątowych, a jednocześnie prostą realizację techniczną bloku sterowania falownika. W drodze symulacji hybrydowej wykazano, że współczynniki nierównomierności biegu silnika mogą być w tym przypadku mniejsze niż dla programowej modulacji prądów fazowych.

Zalety przemienników częstotliwości z falownikami prądu umożliwiają ich stosowanie w indywidualnych i grupowych napędach urządzeń przemysłowych. Układy napędowe z silnikami klatkowymi i falownikami prądu charakteryzuje prostota obwodów głównych, wysoka sprawność, szeroki zakres sterowania prędkością kątową i momentem silnika oraz możliwość uzyskania bardzo korzystnych właściwości statycznych i dynamicznych. Wymienione cechy zapewniają uniwersalność tego typu układów, oferowanych obecnie przez przodujących wytwórców. Również w kraju podjęto seryjną produkcję przemienników częstotliwości z trójfazowymi falownikami prądu; wytwarzane są one pod nazwą ASF przez zakłady APATOR w Toruniu.

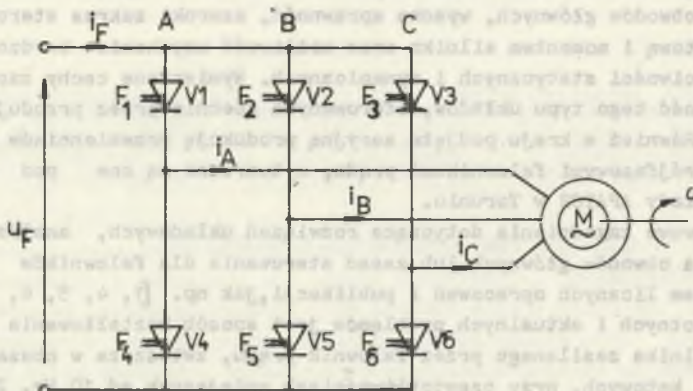
Podstawowe zagadnienia dotyczące rozwiązań układowych, analizy i projektowania obwodów głównych lub zasad sterowania dla falowników prądu były przedmiotem licznych opracowań i publikacji, jak np. [1, 4, 5, 6, 7, 8]. Jednym z istotnych i aktualnych problemów jest sposób kształtowania prądów fazowych silnika zasilanego przez falownik prądu, zwłaszcza w obszarze małych prędkości kątowych, przy częstotliwościach mniejszych od 10 Hz. Zasada pracy falownika powoduje, że prądy te są zawsze ciągami impulsów bliskich prostokątnym, a chwilowy moment silnika zawiera składowe o częstotliwości komutacji. Kształt i amplituda tych składowych zależy od sposobu sterowania zaworami falownika oraz od obciążenia silnika. Zjawisko to, którego mechanizm

szczególono opisano w pracy [2], jest przyczyną powstawania składowych zmiennych w przebiegu czasowym prędkości silnika. Wynika stąd potrzeba opracowania metod sterowania falownikiem prądu, umożliwiających redukcję chwilowych zmian prędkości. Szczególnie ostre wymagania dotyczące równomierności biegu silnika przy małych prędkościach kątowych stawiane są napędem obrabiarkowym.

W celu zmniejszenia drgań prędkości zależnych od szybkozmiennych składowych momentu, w napędach z falownikami prądu wprowadza się modulację prądów fazowych [2, 3, 5, 6, 7, 9]. Modulację wykonuje się w układach programowego sterowania zaworami falownika 2, 5, 10; spotyka się również rozwiązania [3, 7, 9], dla których impulsy sterujące zaworami powstają w blokach analogowych, przekształcających sygnały ciągłe. W Instytucie Podstawowych Problemów Elektrotechniki i Energoelektroniki Politechniki Śląskiej opracowano odmienną metodę sterowania falownikiem prądu. Charakteryzuje się ona prostą realizacją techniczną i zapewnia dobre właściwości napędu przy małych prędkościach, a szczególnie równomierność biegu silnika większą niż dla wielopulsowej modulacji programowej.

## 2. METODA STEROWANIA FALOWNIKIEM PRĄDU

Na rys. 1 przedstawiono uproszczony schemat falownika zasilającego uzwojenia stojana silnika klatkowego (z pominięciem obwodów komutacyjnych, posiadających różnorodne rozwiązania). Tyrystory V1 - V6 falownika sterowane są tak, że stan ich przewodzenia jest określony funkcjami logicznymi  $F_1 - F_6$ .



Rys. 1. Uproszczony schemat obwodów głównych napędu



Chwilowe prądy silnika można opisać przy założeniu natychmiastowej komutacji w grupach zaworów, jak następuje:

$$i_A(t) = (F_1 - F_4) i_F(t)$$

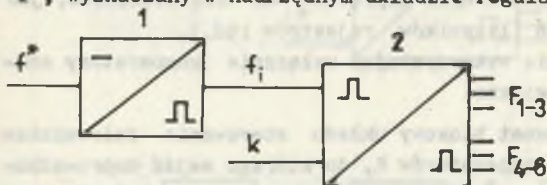
$$i_B(t) = (F_2 - F_5) i_F(t) \quad (1)$$

$$i_C(t) = (F_3 - F_6) i_F(t)$$

z warunkiem  $F_1 + F_2 + F_3 = F_4 + F_5 + F_6 = 1$

gdzie  $F_1 \div F_6$  są to funkcje przełączające, odwzorowujące stan tyristorów, zaś  $i_F(t)$  oznacza przebieg prądu zasilającego falownik.

Realizacja klasycznych metod sterowania falownikiem prądu następuje najczęściej w układzie przedstawionym na rys. 2. Sygnał zadanej częstotliwości  $f^*$ , wyznaczany w nadrzędnym układzie regulacji napędu, podlega przetworzeniu w elemencie 1 w ciąg impulsów  $f_1$  podawany na wejście układu logicznego 2, w którym zachodzi formowanie sygnałów  $F_1 \div F_6$ . Człon 1 jest zatem przetwornikiem ciągłego przebiegu  $f^*$  na częstotliwość sygnału logicznego  $f_1$ .



Rys. 2. Schemat blokowy klasycznego układu sterowania falownika

Blok 2 tworzy ciągi sterujące zaworami, o zaprogramowanych chwilach przełączeń, uzależnione od wartości częstotliwości  $f_1$  oraz od sygnału kolejności faz  $k$  doprowadzonego na drugie wejście bloku 2. przy takim rozwiązaniu występuje kilka stref częstotliwości  $f$ , w których modulacja zachodzi według różnych algorytmów. W każdej strefie prądy fazowe zawierają stałą liczbę pulsów w jednym półokresie.

Dla przedstawionej w artykule metody sterowania falownikiem, schemat funkcjonalny ma postać pokazaną na rys. 3. Ciągi impulsów sterujących  $F_1 \div F_6$  tworzone są na podstawie przebiegów  $i_A^*$ ,  $i_B^*$ ,  $i_C^*$ , które mogą być interpretowane jako zadanie wartości prądów obciążenia - rys. 3a. Przewiduje się przy tym dwie strefy częstotliwości pracy falownika (lub prędkości kątowej silnika  $\omega$ ), takie że:

- przy częstotliwościach małych, gdy  $|\omega| < \omega_g$ , modulacja szerokości impulsów prądowych zachodzi w zakresie kątów  $0 - 60^\circ$  oraz  $120^\circ - 180^\circ$  dla każdego półokresu prądu fazowego,
- przy częstotliwościach większych, gdy  $|\omega| > \omega_g$ , prądy fazowe mają postać prostokątnych impulsów niemodulowanych, o szerokości  $120^\circ$  w każdym półokresie.

Modulację w obszarze małych częstotliwości osiąga się przez porównywanie sinusoid  $i_A^*$ ,  $i_B^*$ ,  $i_C^*$  z sygnałem piłowym przebiegu i częstotliwości  $f_M$  wybranej dowolnie, lecz ograniczonej przez czas trwania komutacji falownika, tak że  $f_M < 200$  Hz. Wartość prędkości kątowej silnika  $\omega_g$  określa przy tym granicę obu stref sterowania. Taki sposób sterowania falownika prądu różni się znacznie od klasycznego (patrz schemat na rys. 2), a w szczególności:

- częstotliwość modulacji  $f_M$  (częstotliwość sygnału wzorcowego) nie zależy od parametrów przebiegów modulujących  $i_A^*$ ,  $i_B^*$ ,  $i_C^*$  - może ona być stała lub nastawiana z zewnątrz,
- liczba pulsów prądu fazowego w jednym półokresie może przyjmować znaczne wartości i zmienia się przy modulacji w funkcji częstotliwości pracy falownika,
- w przypadku ogólnym nie są ściśle zachowane warunki symetrii prądów fazowych,
- w układzie sterowania falownika nie występuje sygnał zadanej częstotliwości  $f^*$ ,
- blok sterujący nie zawiera przetwornika napięcia na częstotliwość, jak również elementów pamięciowych (liczników, rejestrów itd.),
- metodę sterowania realizuje się wykorzystując wyłącznie komparatory analogowe i podstawowe bramki logiczne.

Na rys. 3b przedstawiono schemat blokowy układu sterowania falownikiem według opisywanej zasady. Blok komparatorów K, do którego wejść doprowadzone są sygnały  $i_A^*$ ,  $i_B^*$ ,  $i_C^*$  oraz przebieg wzorcowy  $w$ , generuje funkcje logiczne  $(a, b, c)$ ,  $(A, B, C)$ ,  $(X, Y)$ . Funkcje te określają znaki zadanych prądów  $i_A$ ,  $i_B$ ,  $i_C$  oraz wyniki porównywania ich wartości między sobą i z sygnałem wzorcowym  $w$ .

Układ logiczny L wytwarza:

- modulowane ciągi  $(A_{1,2}^*, B_{1,2}^*, C_{1,2}^*)$  dla sterowania zaworami faz falownika przy częstotliwościach  $f < f_g$  (dla prędkości kątowej silnika  $|\omega| < \omega_g$ ),
- prostokątne sygnały sterujące  $(A_{1,2}, B_{1,2}, C_{1,2})$  w strefie częstotliwości większych, gdy  $|\omega| > \omega_g$ .

W bloku przełącznika (multipleksera) P wybiera się jedną z serii impulsów  $(A_{1,2}^*, B_{1,2}^*, C_{1,2}^*)$  lub  $(A_{1,2}, B_{1,2}, C_{1,2})$  w funkcji poziomu sygnału  $m$ , otrzymując sterowanie  $F_1 - F_6$ . Element W jest generatorem przebiegu wzorcowego  $w$ , o częstotliwości stałej bądź nastawianej sygnałem  $f_M$ . Człon M spełnia rolę okienkowego komparatora prędkości kątowej silnika i steruje przełącznikiem P. Sygnały występujące w schemacie na rys. 3 można opisać zależnościami:

$$\begin{aligned}
 A &= 1 [i_A^*(t)] & , & \quad a = 1 [i_A^*(t) - i_C^*(t)] \\
 B &= 1 [i_B^*(t)] & , & \quad b = 1 [i_B^*(t) - i_A^*(t)] \\
 C &= 1 [i_C^*(t)] & , & \quad c = 1 [i_C^*(t) - i_B^*(t)]
 \end{aligned}
 \tag{2}$$

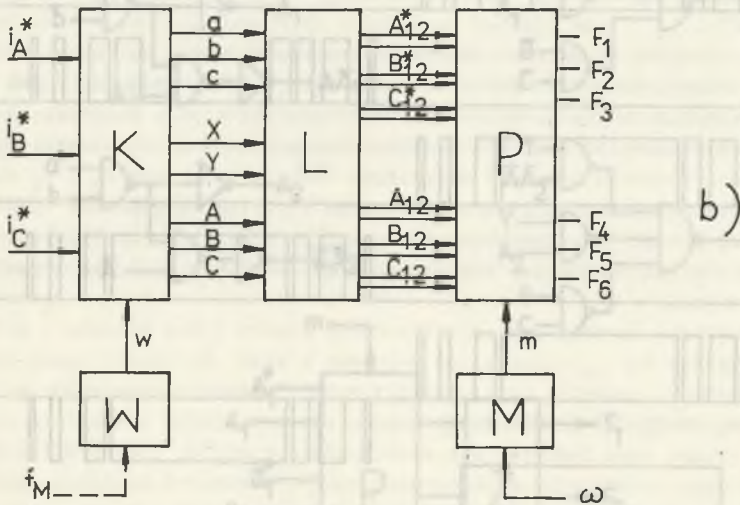
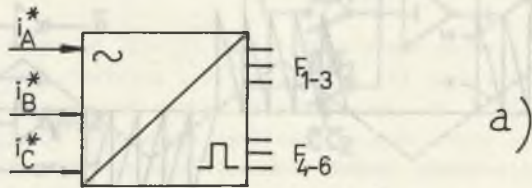
$$A_1 = a\bar{b} \quad , \quad A_2 = \bar{a}b$$

$$B_1 = b\bar{c} \quad , \quad B_2 = \bar{b}c \quad (3)$$

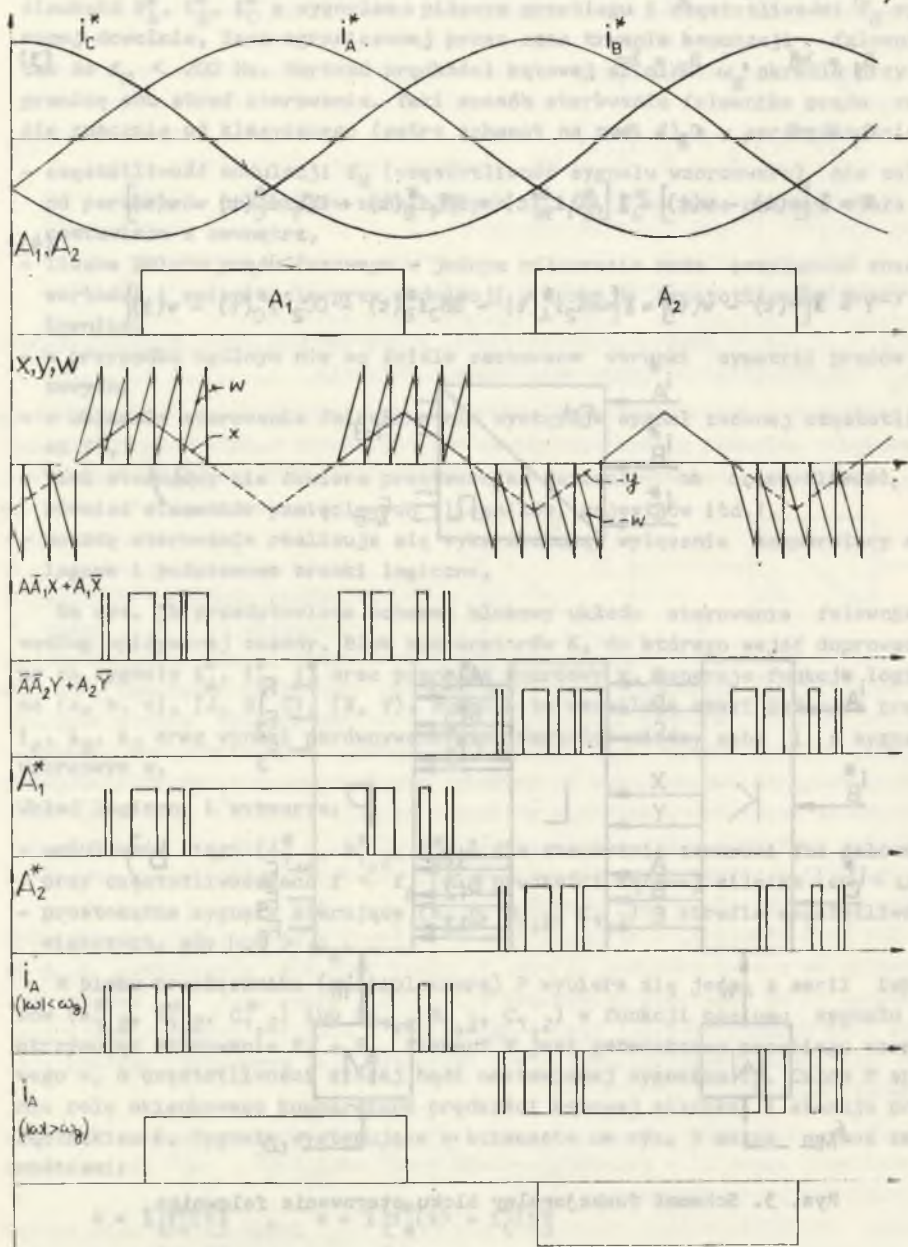
$$C_1 = c\bar{a} \quad , \quad C_2 = \bar{c}a$$

$$X = 1 [x(t) - w(t)] = 1 [AA_1 i_A^*(t) + BB_1 i_B^*(t) + CC_1 i_C^*(t) - w(t)] \quad (4)$$

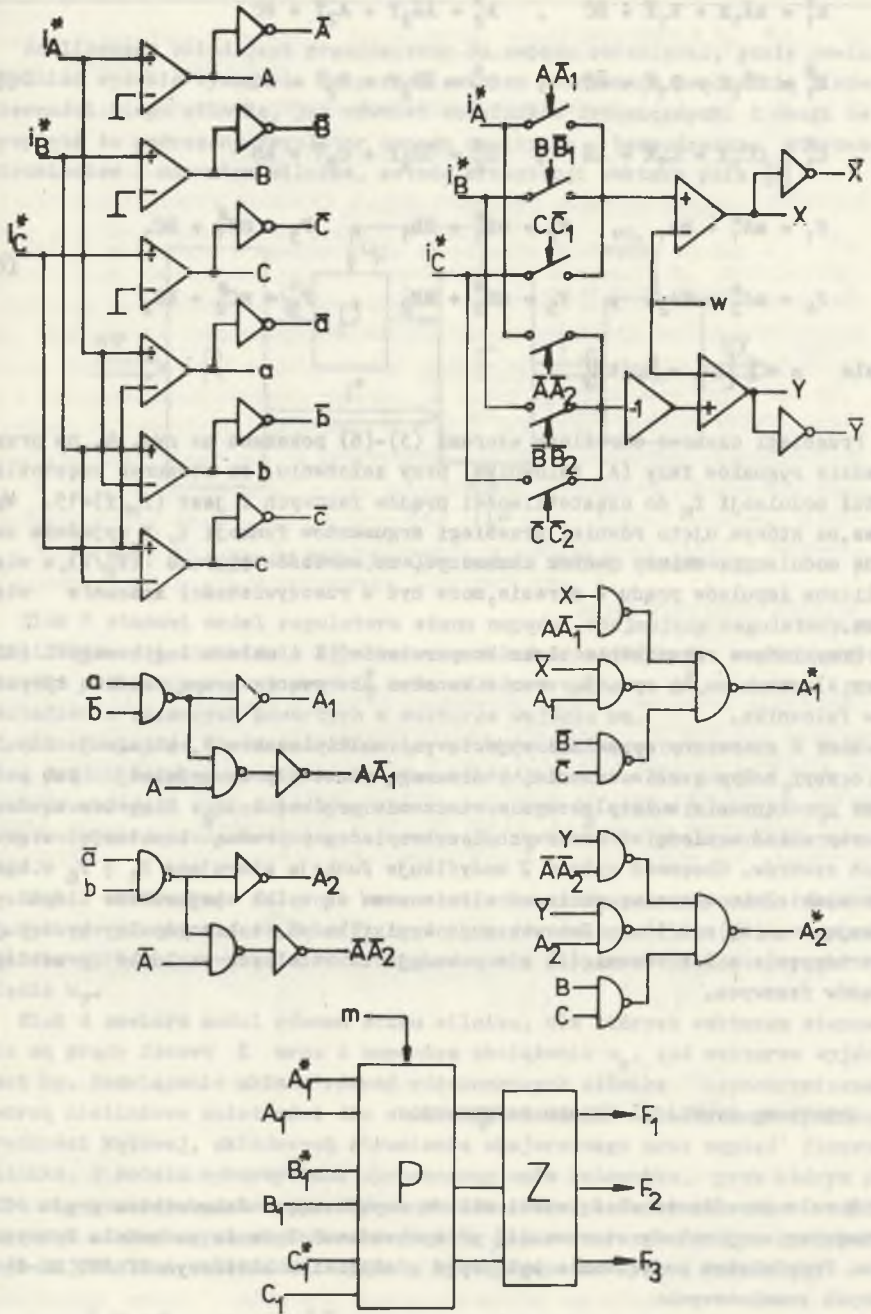
$$Y = 1 [y(t) - w(t)] = 1 [-AA_2 i_A^*(t) - BB_2 i_B^*(t) - CC_2 i_C^*(t) - w(t)]$$



Rys. 3. Schemat funkcjonalny bloku sterowania falownika



Rys. 4. Przebiegi czasowe sygnałów w układzie sterującym



Rys. 5. Przykład technicznej realizacji metody sterowania

$$\begin{aligned}
 A_1^* &= A\bar{A}_1X + A_1\bar{X} + \bar{B}\bar{C} \quad , \quad A_2^* = \bar{A}\bar{A}_2Y + A_2\bar{Y} + BC \\
 B_1^* &= B\bar{B}_1X + B_1\bar{X} + \bar{A}\bar{C} \quad , \quad B_2^* = \bar{B}\bar{B}_2Y + B_2\bar{Y} + AC \\
 C_1^* &= C\bar{C}_1X + C_1\bar{X} + \bar{A}\bar{B} \quad , \quad C_2^* = \bar{C}\bar{C}_2Y + C_2\bar{Y} + AB
 \end{aligned} \tag{5}$$

$$\begin{aligned}
 F_1 &= mA_1^* + \bar{m}A_1 \quad , \quad F_2 = mB_1^* + \bar{m}B_1 \quad , \quad F_3 = mC_1^* + \bar{m}C_1 \\
 F_4 &= mA_2^* + \bar{m}A_2 \quad , \quad F_5 = mB_2^* + \bar{m}B_2 \quad , \quad F_6 = mC_2^* + \bar{m}C_2
 \end{aligned} \tag{6}$$

gdzie  $m = 1 [\omega_g - |\omega(t)|]$

Przebiegi czasowe określone wzorami (3)-(6) pokazano na rys. 4, na przykładzie sygnałów fazy (A) falownika, przy założeniu, że stosunek częstotliwości modulacji  $f_M$  do częstotliwości prądów fazowych  $f$  jest  $(f_M/f)=15$ . Wykres, na którym ujęto również przebiegi argumentów funkcji  $X, Y$  wyjaśnia zasadę modulacji; należy jednak zaznaczyć, że wartość ilorazu  $(f_M/f)$ , a więc i liczba impulsów prądu w okresie, może być w rzeczywistości znacznie większa.

Przykładowe rozwiązanie bloku komparatorów  $K$  i układu logicznego  $L$  (dla fazy A) pokazano na rys. 5, wraz z kanałem sterowania grupą anodową tyrystorów falownika.

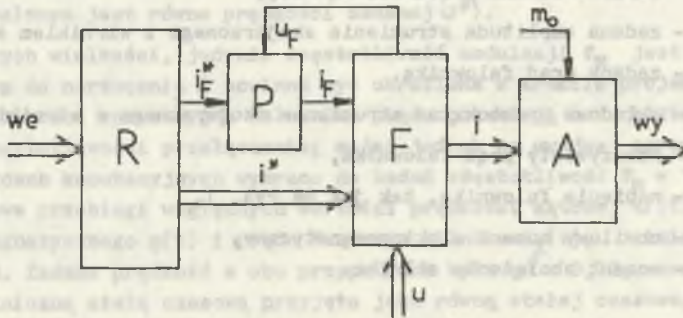
Blok  $Z$  sterowany sygnałami wyjściowymi multipleksera  $P$ , eliminuje impulsy o zbyt małym czasie trwania, które mogą powstać przy modulacji lub podczas przełączania multipleksera w otoczeniu prędkości  $\omega_g$ . Blok ten zawiera prosty układ uzależnień czasowych i zabezpiecza poprawną komutację w grupach zaworów. Obecność członu  $Z$  modyfikuje funkcje sterujące  $F_1 \div F_6$  w bardzo niewielkim stopniu, ponieważ eliminowane są tylko najkrótsze impulsy, trwające mniej niż 1 ms. Jak wskazują wyniki badań, takie impulsy występują sporadycznie a ich usunięcie nie powoduje zauważalnych zakłóceń przebiegu prądów fazowych.

### 3. HYBRYDOWA SYMULACJA UKŁADU NAPĘDOWEGO

W celu określenia właściwości układu napędowego z falownikiem prądu dla przedstawionej metody sterowania, przeprowadzono badania na modelu hybrydowym. Przedmiotem modelowania był napęd z silnikiem klatkowym Sf 280 M2-Z4 o danych znamionowych:

$$P_N = 110 \text{ kW} \quad , \quad \omega_N = 155 \text{ rad/s} \quad (n_N = 1480 \text{ obr/min}) \quad , \quad U_N = 380 \text{ V}.$$

Analizowany układ jest przeznaczony do napędu obrabiarki, gdzie powinien spełniać wysokie wymagania dotyczące zakresu sterowania prędkością i równomierności biegu silnika, jak również wskaźników dynamicznych. Z uwagi na to, przyjęto że nadrzędny regulator napędu realizuje bezpośrednie sterowanie strumieniem i momentem silnika, metodą orientacji wektora pola [6].



Rys. 6. Schemat funkcjonalny modelu układu napędowego

Blok R stanowi model regulatora stanu napędu, obejmujący regulatory prędkości kątowej i strumienia silnika oraz układ transformacji współrzędnych. Określa się w nim zadany prąd  $i_F^*$  oraz składowe wektora  $i^*$ , w drodze przekształcenia zmiennych zawartych w wektorze wejścia  $w_e$ .

Blok P opisuje obwód pośredniczący przemiennika częstotliwości z falownikiem prądu. Rozwiązuje się w nim równanie różniczkowe dla prądu  $i_F$ , przy znanych przebiegach napięć prostownika sterowanego  $u_p$  oraz falownika  $u_F$ . Blok ten zawiera również obwód regulatora prądu  $i_F$  i model prostownika sterowanego.

Blok F odwzorowuje falownik wraz z układem sterowania zaworów. Generuje on funkcje przełączające  $F_1 + F_6$  zgodnie z równaniami (2) - (6), a ponadto oblicza prądy fazowe silnika według równania (1) oraz wyznacza sygnał napięcia  $u_F$ .

Blok A zawiera model równań stanu silnika, dla których wektorem sterowania są prądy fazowe  $i$  wraz z momentem obciążenia  $m_0$ , zaś wektorem wyjścia jest  $w_y$ . Rozwiązanie układu równań różniczkowych silnika asynchronicznego tworzą nieliniowe zależności dla chwilowego momentu elektromagnetycznego, prędkości kątowej, składowych strumienia skojarzonego oraz napięć fazowych silnika. W modelu wykorzystano uproszczony opis falownika, przy którym pomija się procesy komutacyjne. Równania silnika zapisano w układzie współrzędnych nieruchomych względem stojana ( $\alpha \beta$ ), co w rozpatrywanym przypadku daje najprostsze zależności. Sygnały występujące na rys. 6 oznaczają:

$$w_e = [\omega^*, \psi^*, \omega, \psi_{2\alpha}, \psi_{2\beta}]^T - \text{wektor wejścia układu regulacji,}$$

$$w_y = [\omega, m, \psi_{2\alpha}, \psi_{2\beta}, u]^T - \text{wektor wyjścia modelu silnika,}$$

$i^* = [i_A^*, i_B^*, i_C^*]^T$  - wektor zadanych prądów fazowych,

$i = [i_A, i_B, i_C]^T$  - wektor rzeczywistych prądów fazowych,

$u = [u_A, u_B, u_C]^T$  - wektor napięć fazowych silnika,

$\omega^*$  - wartość zadana prędkości kątowej,

$\psi^*$  - zadana amplituda strumienia skojarzonego z wirnikiem silnika,

$i_F^*$  - zadany prąd falownika,

$\psi_{2\alpha, \beta}$  - składowe prostokątne strumienia skojarzonego z wirnikiem,

$i_F$  - rzeczywisty prąd falownika,

$u_F$  - napięcie falownika, tak jak na rys. 1,

$m$  - chwilowy moment elektromagnetyczny,

$m_o$  - moment obciążenia silnika.

#### 4. WYBRANE REZULTATY BADAN

Symulacja hybrydowa według pokazanego schematu umożliwia badania różnych zagadnień sterowania i regulacji układu napędowego. Przedstawione niżej wyniki obliczeń dotyczą wyłącznie stanów ustalonych, a przede wszystkim właściwości omawianego sposobu modulacji prądów fazowych przy małych prędkościach. Podstawową wielkością, którą przyjęto jako kryterium oceny układu sterowania, był współczynnik nierównomierności biegu silnika, definiowany jako:

$$K_{n1} = \frac{\omega_{mx} - \omega_{min}}{\omega_N} \quad - \quad \text{względny współczynnik nierównomierności biegu}$$

$$K_{n2} = 2 \frac{\omega_{mx} - \omega_{min}}{\omega_{mx} + \omega_{min}} \quad - \quad \text{bezwzględny współczynnik nierównomierności biegu.}$$

Celem obliczeń było wyznaczenie tej składowej nierównomierności biegu, która zależy od kształtu prądów zasilających silnik asynchroniczny. Należy zastrzec, że zjawisko nierównomiernego biegu silnika w układzie napędowym, jest nader złożone i wynika z wielu czynników. Dla napędu z falownikiem prądu, największe znaczenie ma jednak dyskretny charakter ruchu wypadkowego wektora przepływu, co uzasadnia celowość prowadzenia modulacji prądów. Przy

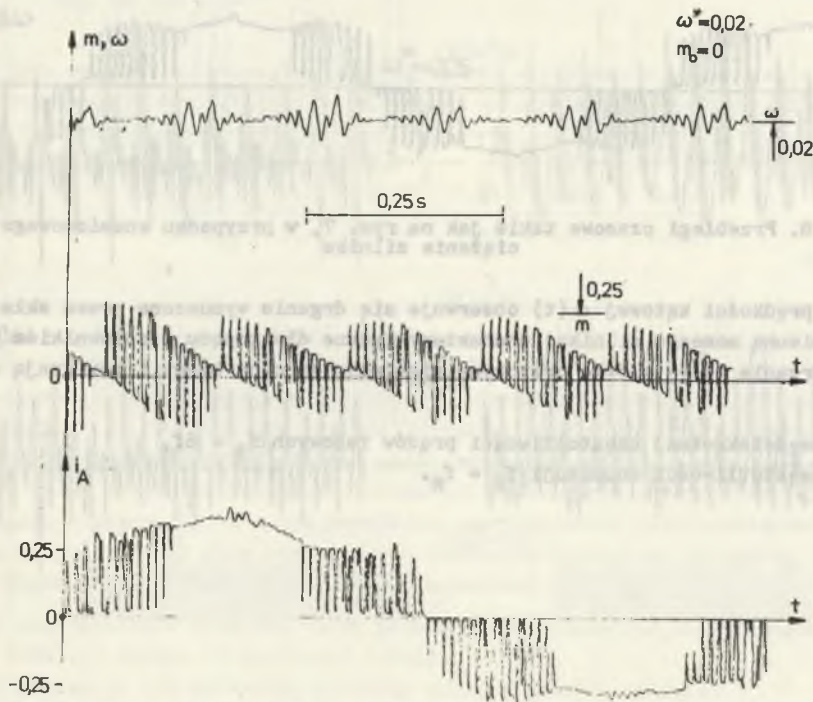


określonym algorytmie sterowania falownikiem, współczynniki  $K_{n1}$ ,  $K_{n2}$  są funkcjami czterech zmiennych:

- wartości elektromechanicznej stałej czasowej napędu  $T_M$ ,
- momentu obciążenia silnika  $m_0$ ,
- częstotliwości modulacji  $f_M$ ,
- częstotliwości prądów fazowych  $f$  (lub prędkości średniej  $\omega_{sr}$ , która w stanie ustalonym jest równa prędkości zadanej  $\omega^*$ ).

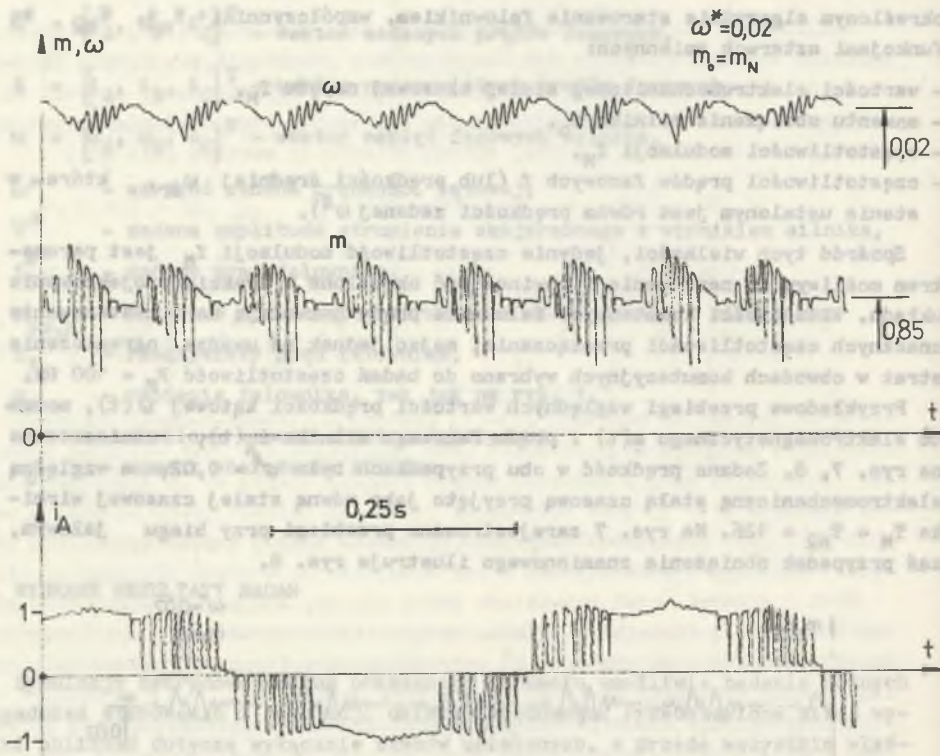
Spośród tych wielkości, jedynie częstotliwość modulacji  $f_M$  jest parametrem możliwym do narzucenia i powinna być określona w trakcie projektowania układu. Właściwości komutacyjne falownika prądu pozwalają na zastosowanie znacznych częstotliwości przełączania; mając jednak na uwadze ograniczenie strat w obwodach komutacyjnych wybrano do badań częstotliwość  $f_M = 100$  Hz.

Przykładowe przebiegi względnych wartości prędkości kątowej  $\omega(t)$ , momentu elektromagnetycznego  $m(t)$  i prądu fazowego silnika  $i_A(t)$ , zamieszczono na rys. 7, 8. Zadana prędkość w obu przypadkach była  $\omega^* = 0,02$ , a względną elektromechaniczną stałą czasową przyjęto jako równą stałej czasowej wirnika  $T_M = T_{M2} = 126$ . Na rys. 7 zarejestrowano przebiegi przy biegu jałowym, zaś przypadek obciążenia znamionowego ilustruje rys. 8.



Rys. 7. Przebiegi czasowe prędkości, momentu i prądu (wyrażone w wartościach względnych), dla zerowego obciążenia silnika i prędkości zadanej

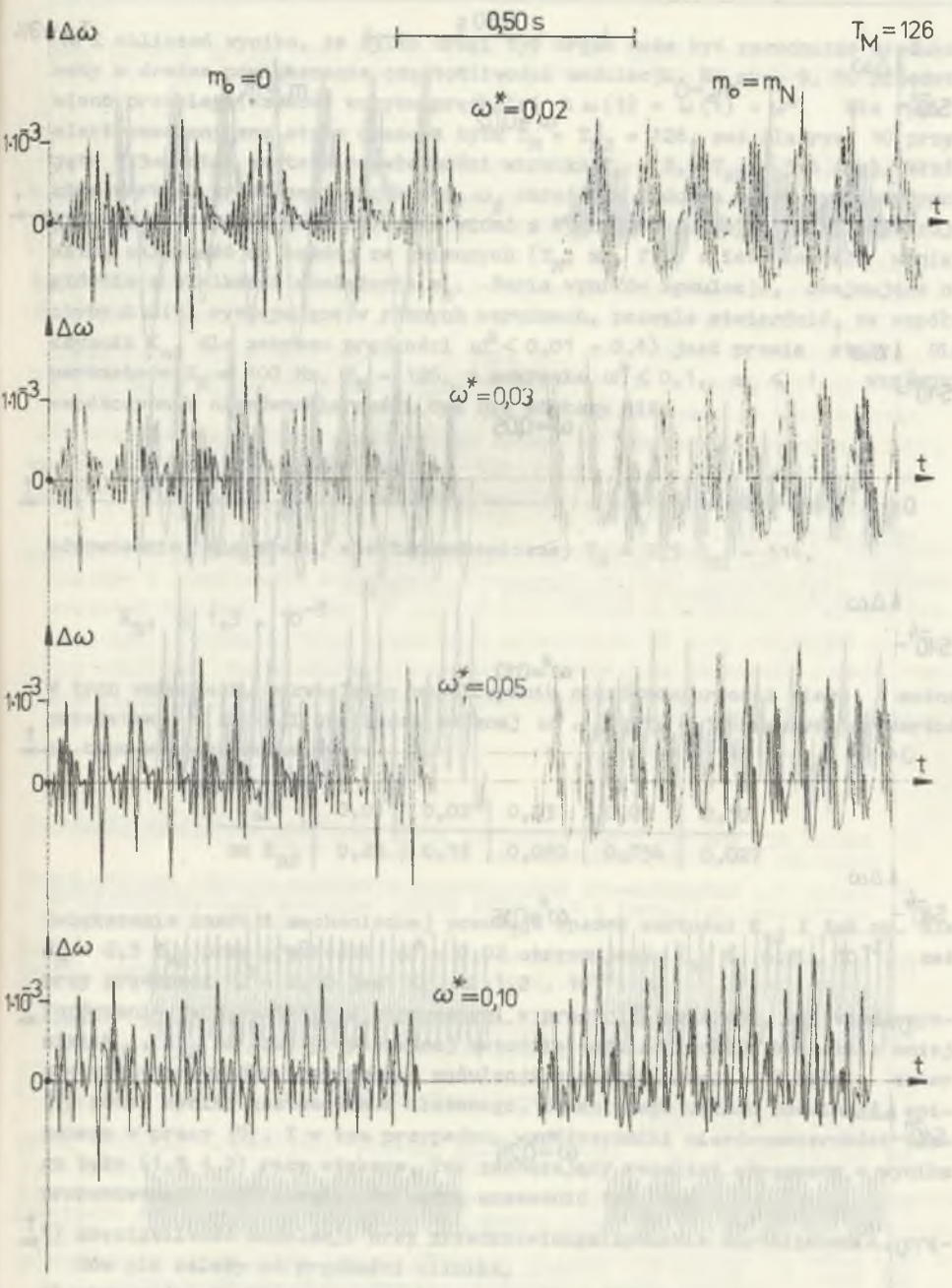
$$\omega^* = 0,02$$



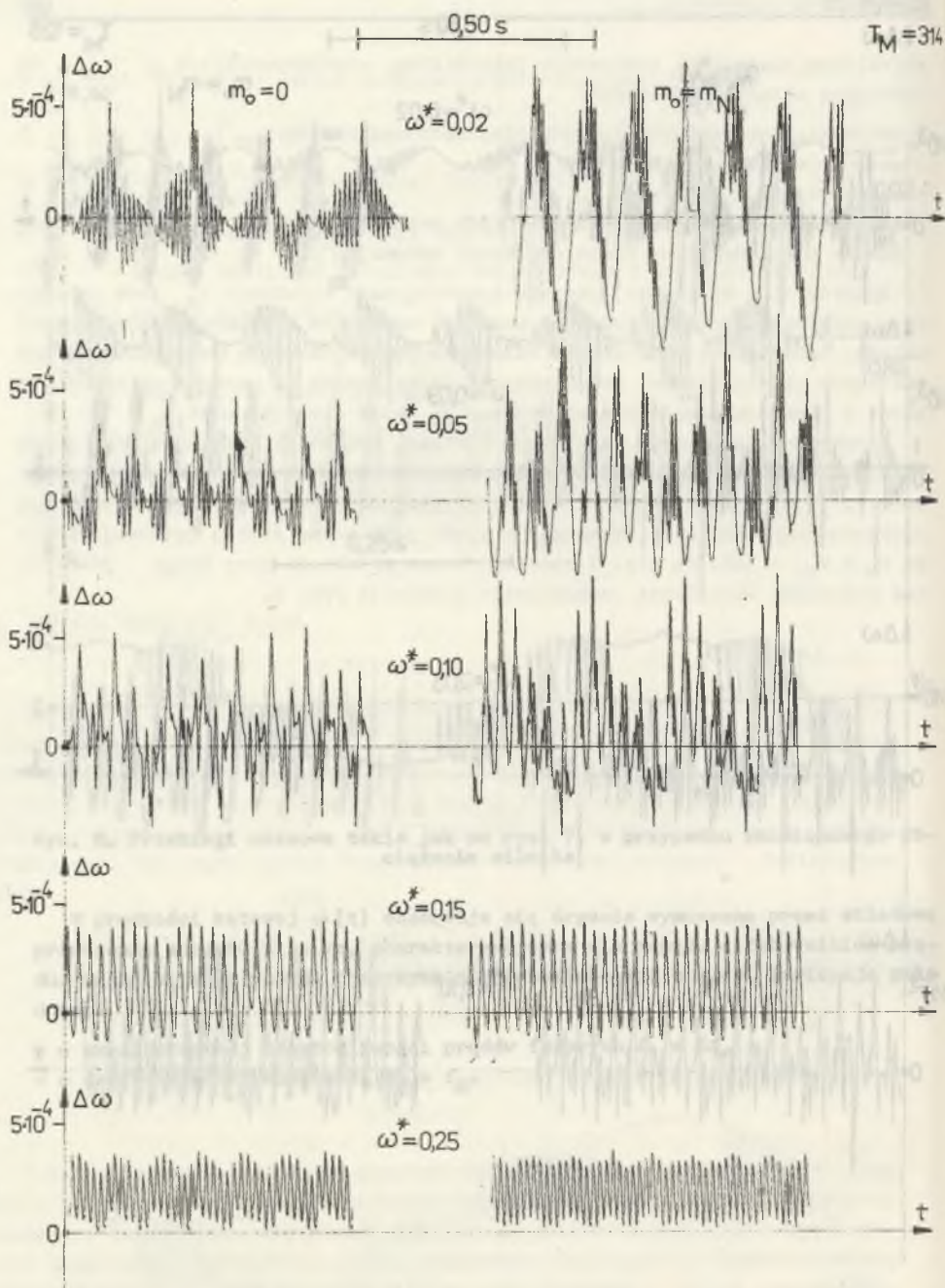
Rys. 8. Przebiegi czasowe takie jak na rys. 7, w przypadku znamionowego obciążenia silnika

W prędkości kątowej  $\omega(t)$  obserwuje się drgania wymuszone przez składową przemienną momentu silnika, charakterystyczne dla napędu z falownikiem prądu. Drgania te są główną przyczyną nierównomierności biegu i zawierają składowe:

- o sześciokrotnej częstotliwości prądów fazowych  $f_1 = 6f$ ,
- o częstotliwości modulacji  $f_2 = f_N$ .



Rys. 9. Przebiegi czasowe uchybu prędkości  $\Delta\omega(t)$  przy różnych prędkościach, dla stałej czasowej  $T_M = 126$



Rys. 10. Przebiegi czasowe takie jak na rys. 9, dla stałej czasowej  $T_M = 314$

Z obliczeń wynika, że tylko drugi typ drgań może być zasadniczo zredukowany w drodze powiększenia częstotliwości modulacji. Na rys. 9, 10 przedstawiono przebiegi czasowe uchybu prędkości  $\Delta \omega(t) = \omega(t) - \omega^*$ . Dla rys. 9 elektromechaniczna stała czasowa była  $T_M = T_{M2} = 126$ , zaś dla rys. 10 przyjęto 2,5-krotną wartość bezwładności wirnika  $T_M = 2,5 T_{M2} = 314$  (1s). Właściwą wartość granicznej prędkości  $\omega_g$  określono podczas badań symulacyjnych jako  $\omega_g = 0,14$  ( $f_g = 7$  Hz). Jak widać z wykresów, funkcje  $\Delta \omega(t)$  wykazują silną zależność od każdej ze zmiennych ( $T_M, m_0, f$ ) a ich kształt wynika głównie z wielkości obciążenia  $m_0$ . Seria wyników symulacji, obejmująca uchyby  $\Delta \omega(t)$  występujące w różnych warunkach, pozwala stwierdzić, że współczynnik  $K_{n1}$  dla zakresu prędkości  $\omega^* < 0,01 - 0,1$ ) jest prawie stały. Dla parametrów  $f_M = 100$  Hz,  $T_M = 126$ , w zakresie  $\omega^* < 0,1$ ,  $m_0 < 1$ , względny współczynnik nierównomierności był nie większy niż:

$$K_{n1} \leq 2,7 \cdot 10^{-3}.$$

odpowiednio, dla stałej elektromechanicznej  $T_M = 2,5 T_{M2} = 314$ ,

$$K_{n1} \leq 1,3 \cdot 10^{-3}$$

W tych warunkach, bezwzględny współczynnik nierównomierności biegu można przedstawić w funkcji prędkości zadanej  $\omega^*$ . Dla  $T_M = 126$  maksymalne wartości ci tego współczynnika były:

$\omega^*$	0,01	0,02	0,03	0,05	0,10
mx $K_{n2}$	0,25	0,13	0,089	0,054	0,027

Zwiększenie inercji mechanicznej powoduje spadek wartości  $K_{n2}$  i tak np. dla  $T_M = 2,5 T_{M2}$  przy prędkości  $\omega^* = 0,02$  otrzymujemy  $K_{n2} \leq 6,5 \cdot 10^{-2}$ , zaś przy prędkości  $\omega^* = 0,10$  jest  $K_{n2} < 1,2 \cdot 10^{-2}$ .

Porównanie tych wartości z otrzymanymi w pracy [7] wskazuje, że współczynniki  $K_{n1}$ ,  $K_{n2}$  są przy proponowanej metodzie modulacji około 4-krotnie mniejsze niż w przypadku programowej modulacji pięciopulsowej. Z kolei, autor [7] podał wyniki zastosowania złożonego, zamkniętego układu modulacji, opisanego w pracy [9]. I w tym przypadku, współczynniki nierównomierności biegu były  $(1,5 \div 2)$  razy większe. Tak zachęcający rezultat otrzymano w wyniku proponowanego rozwiązania, co można uzasadnić tym, że:

- 1) częstotliwość modulacji przy przedstawionym sposobie kształtowania prądów nie zależy od prędkości silnika,
- 2) otrzymuje się korzystny przebieg czasowy momentu silnika.

## 5. WNIOSKI

- W napędach z silnikiem asynchronicznym i falownikiem prądu można stosować sposoby kształtowania prądów fazowych, zbliżone do wykorzystywanych w falownikach napięcia, a szczególnie modulację szerokości impulsów prądowych.
- Opisana metoda sterowania falownikiem prądu zapewnia równomierność biegu silnika w obszarze małych prędkości kątowych, większą niż powszechnie stosowana modulacja programowa.
- Względny współczynnik nierównomierności biegu silnika wykazuje praktyczną niezależność od momentu obciążenia i od poziomu prędkości.
- Układ sterowania zaworami falownika wykorzystuje przebiegi zadanych prądów fazowych, wyznaczone w nadrzędnym układzie regulacji, co czyni go szczególnie przydatnym dla realizacji bezpośrednich metod regulacji typu transwektorowego.
- Techniczna realizacja metody sterowania odznacza się prostotą i wymaga najprostszych elementów analogowych i logicznych.

## LITERATURA

- [1] Barlik R.: Analiza pracy falownika prądu zasilającego silnik klatkowy. Rozprawa doktorska, Politechnika Warszawska, 1977.
- [2] Barlik R., Kaźmierkowski M.P.: Analiza przebiegu momentu maszyny asynchronicznej zasilanej z falownika prądu. Archiwum Elektrotechniki Nr 4, 1980.
- [3] Blumenthal M.K.: Current source inverter drive system with low speed pulse operation. 2-nd Int. Conf. on Power Electronics. London, Sept. 1977.
- [4] Grzesik B., Kołodziej H.: Current fed inverter with improved commutation. 3-rd Conf. on Electronics Circuit, Praha, Sept. 1979.
- [5] Grzesik B., Myrcik C., Kołodziej H.: Napęd z silnikiem indukcyjnym i falownikiem prądu. II Ogólnopolska Konferencja Energoelektroniki, Kazimierz n/Wisłą 1980.
- [6] Kaźmierkowski M.P.: Zasady syntezy układów sterowania napędów przekształtnikowych. Wyd. Politechniki Warszawskiej 1980.
- [7] Kołodziej H.: Analiza układu napędowego z falownikiem prądu sterującym silnik asynchroniczny dla szerokiego zakresu zmian prędkości obrotowej. Rozprawa doktorska Gliwice, 1981.
- [8] Tunia H., Barlik R.: Wybrane zagadnienia projektowania falownika prądu z diodami odcinającymi. Przegląd Elektrotechniczny, Nr 2 1979.
- [9] Walker L.H.: A high performance controlled - current inverter drive. IEEE Trans. on Ind. Appl. Nr 2 1980.

[10] Zastrz. Urzędu Pat. PRL Nr 188-492, 1976: Sposób kształtowania prądu fazowego zwłaszcza przemiennika prądowego o komutacji międzyfazowej.

Recenzent: doc. dr inż. Andrzej Czajkowski

Wpłynęło do redakcji dn. 15 maja 1984 r.

НОВЫЙ МЕТОД УПРАВЛЕНИЯ ИНВЕРТОРОМ ТОКА  
ДЛЯ ПИТАНИЯ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Р е з ю м е

Предлагается метод управления тиристорами инвертора тока с приводной системы с асинхронным двигателем. Применение метода обеспечивает хорошие свойства привода, особенно в зоне низких скоростей вращения, и прямую техническую реализацию блока управления инвертором. На пути гибридной симмуляции доказано, что коэффициенты неравномерности хода двигателя в этом случае меньше, чем при программной модуляции фазных токов.

A NEW METHOD OF CONTROL OF CURRENT INVERTER FOR FEEDING  
A SQUIRRELCAGE MOTORS

S u m m a r y

A method of control of current inverter thyristors for electrical drive is presented.

Application of this method gives good properties, especially in low speed range, and a quite simple structure of inverter control circuit. The hybrid simulation shows, that the coefficient of speed deviations is lower than in the case of programmed modulation of inverter phase currents.

Czesław MYRCIK

Instytut Podstawowych Problemów  
Elektrotechniki i Energoelektroniki  
Politechniki Śląskiej

## SYMULACYJNA ANALIZA WŁAŚCIWOŚCI DYNAMICZNYCH UKŁADU NAPĘDOWEGO Z SILNIKIEM ASYNCHRONICZNYM I FALOWNIKIEM PRĄDU

**Streszczenie.** Przedstawiono model matematyczny oraz hybrydową symulację tyrystorowego napędu z silnikiem klatkowym i falownikiem prądu. Przeprowadzono badania symulacyjne układu o bezpośrednim sterowaniu momentem i strumieniem silnika. Wyniki obliczeń podano w postaci przebiegów czasowych wybranych wielkości fizycznych, dla typowych stanów dynamicznych napędu.

Sformułowano wnioski dotyczące oceny analizowanej struktury sterowania.

### 1. WPROWADZENIE

Układy z trójfazowymi falownikami prądu i klatkowymi silnikami asynchronicznymi znajdują zastosowanie w napędach dużej grupy urządzeń przemysłowych. Możliwości zastosowania różnych metod regulacji takich układów omawiano między innymi w pracach [1, 2, 4, 5, 6, 9, 11]. Dla indywidualnych napędów z falownikami prądu, którym stawiane są wysokie wymagania dynamiczne, formowanie chwilowego momentu i strumienia silnika asynchronicznego prowadzi się metodą orientacji wektora pola [1, 2, 3, 6].

W artykule opisano symulację hybrydową i wyniki badań modelu układu napędowego wrzeciona ciężkiej obrabiarki. Regulacja stanu napędu zachodzi w stosunkowo prostej strukturze, podobnej do wykorzystywanych w układach z falownikami napięcia. Dla falownika prądu przyjęto metodę i rozwiązanie bloku sterującego, przedstawione przez autora w pracy [10]. W tym przypadku, sygnały wyjściowe regulatora stanu układu napędowego stanowią zadane wartości chwilowe prądów fazowych silnika; są one bezpośrednio wykorzystywane do formowania impulsów wyzwających zawory falownika.



## 2. SCHEMAT FUNKCJONALNY I MODEL MATEMATYCZNY UKŁADU NAPIĘDOWEGO

Rozpatrywany napęd posiada strukturę przedstawioną na rys. 1. Uzwojenia faz stojana silnika klatkowego M zasilane są prądami wyjściowymi  $i_A$ ,  $i_B$ ,  $i_C$ , falownika prądu 14. Nienawrotny prostownik sterowany 13 generuje napięcie  $u_p$  tak, aby utrzymywać zadaną wartość  $i_F$  prądu w obwodzie pośredniczącym, niezależnie od napięcia  $u_F$  na zaciskach wejściowych falownika. Impulsy wyzwajające dla przekształtników 13, 14 wytwarza się w blokach sterowania 5, 9. Sterownik 5 tyrystorów prostownika posiada rozwiązania konwencjonalne, natomiast blok 9 sterujący falownikiem pracuje według zasady przedstawionej w pracy [10]. Przy małych częstotliwościach ( $f < 7\text{Hz}$ ) pracy falownika zachodzi przy tym modulacja prądów fazowych silnika.

W układzie regulacji napędu obejmującym bloki 1 - 4 oraz 6 - 8 realizuje się metodę bezpośredniego sterowania wartościami chwilowymi momentu i strumienia silnika przez wyznaczenie sygnałów:

- zadanego napięcia  $u_p^*$  dla sterownika 5,
- zadaných prądów  $i_A^*$ ,  $i_B^*$ ,  $i_C^*$ , dla sterownika 9,

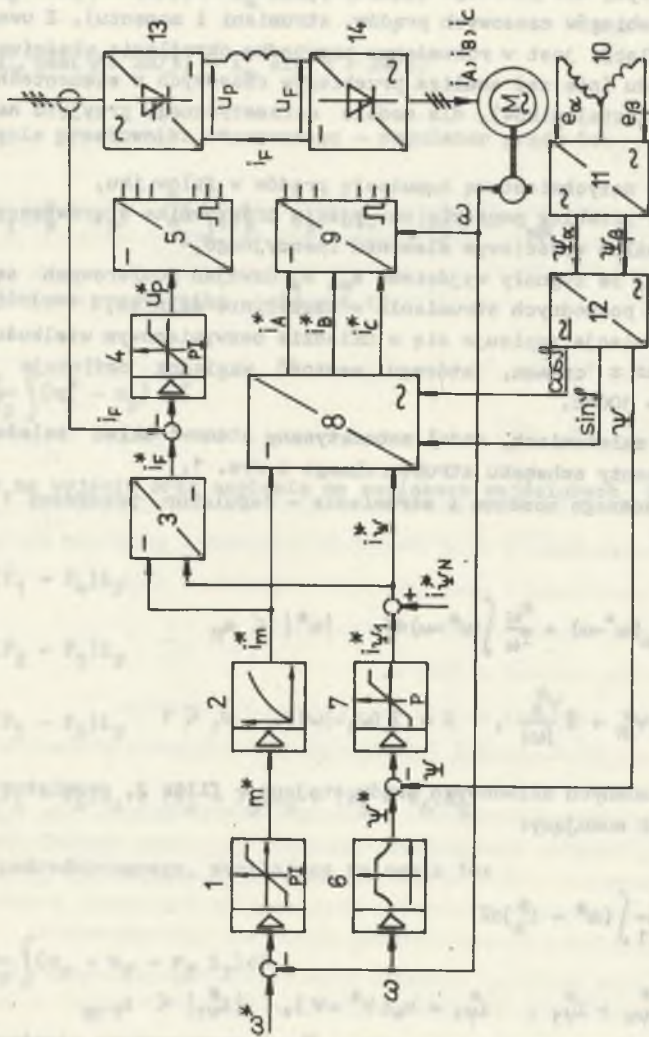
Niezbędna informacja o stanie silnika, umożliwiająca orientację prądów stojana względem strumienia skojarzonego, zawarta jest w pomierzonych sygnałach:

- prądu  $i_F$  obwodu pośredniczącego przemiennika,
- prędkości kątowej  $\omega$  wału silnika,
- sił elektromotorycznych  $e_\alpha$ ,  $e_\beta$ , indukowanych w pomocniczych uzwojeniach 10 umieszczonych w żłobkach stojana silnika.

W bloku przekształcającym 11 wyznaczane są składowe  $\psi_\alpha$ ,  $\psi_\beta$ , strumienia skojarzonego z wirnikiem silnika. Na podstawie ich przebiegów, blok 12 wyznacza amplitudę  $\psi$  oraz funkcje  $\cos\psi$ ,  $\sin\psi$  położenia strumienia wirnika względem osi fazy A stojana. Składowa zadana prądu stojana  $i_\psi$ , równoległa do strumienia skojarzonego i sterująca jego wartością, powstaje w torze obejmującym blok zadawania 6, regulator strumienia 7 i węzeł sumujący. Człon 6 formujący zadaną amplitudę strumienia  $\psi^*$  występuje tylko w układach dwustrefowej regulacji prędkości: jeżeli przewiduje się wyłącznie pracę w strefie pierwszej, sygnał  $\psi^*$  może być stały.

Sygnał zadanego momentu silnika  $m^*$ , wyznaczany w regulatorze prędkości kątowej 1 po przekształceniu w filtrze 2, tworzy składową zadaną prądu stojana  $i_m$  prostopadłą do strumienia skojarzonego a określającą chwilowy moment silnika. Obecność filtra 2 w torze sterowania momentem wynika z ograniczeń stawianych przez właściwości komutacyjne falownika prądu.

Model matematyczny dla badań symulacyjnych napędu z rys. 1 może mieć bardzo zróżnicowaną postać. Dotyczy to głównie odwzorowania przekształtników 13, 14 oraz silnika asynchronicznego M. W pracach [7, 9] podano wyniki



Rys. 1. Schemat funkcjonalny przekształtnikowego układu napędowego

symulacji i analizę stanów dynamicznych podobnych układów, z uwzględnieniem przebiegów prądów i napięć wszystkich gałęzi przekształtników. Przedstawione tam rezultaty pozwalają wnioskować, że pominięcie procesów komutacyjnych w falowniku i zastąpienie prostownika sterowanego elementem o ciągłym sygnale wyjściowym, nie powoduje znacznych błędów wyznaczania stanu silnika (w sensie przebiegów czasowych prądów, strumieni i momentu). Z uwagi na to, że celem symulacji jest w rozważanym przypadku określenie właściwości dynamicznych napędu (nie zaś analiza przebiegów czasowych w elementach obwodów głównych przekształtników), dla modelu matematycznego przyjęto następujące uproszczenia:

- zakłada się natychmiastową komutację prądów w falowniku,
- rzeczywisty przebieg napięcia na wyjściu prostownika sterowanego zastępuje się sygnałem wyjściowym elementu inercyjnego,
- zakłada się, że sygnały wyjściowe  $e_\alpha$ ,  $e_\beta$  uzwojeń pomiarowych są proporcjonalne do pochodnych strumienia w szczelinie silnika,
- wszystkie relacje zapisuje się w układzie bezwymiarowym wielkości względnych, wraz z czasem, którego wartość względną definiuje się jako  $\tilde{t} = \omega_{ON} t = 100\%t$ .

Przy tych założeniach, model matematyczny stanowi układ zależności opisujących elementy schematu strukturalnego z rys. 1.

Sygnały zadanego momentu i strumienia - regulator prędkości 1 i człon formujący 6:

$$m^* = k_\omega(\omega^* - \omega) + \frac{k_\omega}{T_\omega} \int (\omega^* - \omega) d\tilde{t}, \quad |m^*| \leq m_M \quad (1)$$

$$\psi^* = S\psi_N^* + \tilde{S} \frac{\psi_N^*}{|\omega|}, \quad S = 1(\omega_1 - |\omega|), \quad \omega_1 \leq 1$$

Sygnały zadanego prądu stojana - filtr 2, regulator strumienia 7 i węzeł sumujący:

$$i_m^* = \frac{1}{T_1} \int (m^* - i_m^*) d\tilde{t} \quad (2)$$

$$i_\psi^* = i_{\psi_N}^* + i_{\psi_1}^*, \quad i_{\psi_1}^* = k_\psi(\psi^* - \psi), \quad |i_{\psi_1}^*| \leq i_{\psi_1M}$$

Zadany prąd falownika - przetwornik 3:

$$i_F^* = \sqrt{i_{\psi_1}^{*2} + i_m^{*2}} \quad (3)$$

Zadane prądy fazowe - przetwornik 8:

$$i_A^* = i_\psi^* \cos \varphi - i_m^* \sin \varphi$$

$$i_B^* = i_\psi^* \cos(\varphi - 2\pi/3) - i_m^* \sin(\varphi - 2\pi/3) \quad (4)$$

$$i_C^* = i_\psi^* \cos(\varphi + 2\pi/3) - i_m^* \sin(\varphi + 2\pi/3)$$

Zadane napięcie prostownika sterowanego - regulator prądu 4:

$$u_p^* = k_1(i_F^* - i_F) + \frac{k_1}{T_1} \int (i_F^* - i_F) d\tau, \quad |u_p^*| < u_{pM} \quad (5)$$

Napięcie wyjściowe prostownika - element 13:

$$u_p = \frac{1}{T_2} \int (u_p^* - u_p) d\tau \quad (6)$$

Prądy fazowe na wyjściu oraz napięcie na zaciskach wejściowych falownika - element 14:

$$i_A = (F_1 - F_4) i_F$$

$$i_B = (F_2 - F_5) i_F \quad (7)$$

$$i_C = (F_3 - F_6) i_F$$

$$u_F = (F_1 - F_4) u_A + (F_2 - F_5) u_B + (F_3 - F_6) u_C$$

Prąd obwodu pośredniczącego, zasilaający falownik 14:

$$i_F = \frac{1}{T_F} \int (u_p - u_F - r_F i_F) d\tau \quad (8)$$

Składowe strumienia skojarzonego  $\psi_\alpha$ ,  $\psi_\beta$  wyznaczane w przetworniku 11:

$$\psi_\alpha \approx \int (e_\alpha - k_1 \psi_\alpha) d\tau - k_2 i_\alpha \quad k_1 \ll 1 \quad (9)$$

$$\psi_\beta \approx \int (e_\beta - k_1 \psi_\beta) d\tau - k_2 i_\beta$$

Amplituda strumienia oraz funkcje położenia  $\cos \varphi$ ,  $\sin \varphi$  - przetwornik 12:

$$\psi = \sqrt{\psi_{\alpha}^2 + \psi_{\beta}^2}$$

$$\cos \varphi = \frac{\psi_{\alpha}}{\psi}$$

(10)

$$\sin \varphi = \frac{\psi_{\beta}}{\psi}$$

Występujące we wzorach (7) funkcje przełączające  $F_1 - F_6$ , odwzorowujące stan przewodzenia faz falownika, generowane są w bloku 9 jako:

$$F = F(i, \omega)$$

$$F = [F_1, F_2, F_3, F_4, F_5, F_6]^T$$

(11)

$$i^* = [i_A^*, i_B^*, i_C^*]^T$$

Współczynniki stałe w zależnościach (1) - (8) mają znaczenie:

- $k_{\omega}$ ,  $T_{\omega}$  - wzmacnienie i czas zdwojenia regulatora prędkości,
- $k_i$ ,  $T_i$  - wzmacnienie i czas zdwojenia regulatora prądu,
- $k_{\psi}$  - wzmacnienie regulatora strumienia,
- $T_1$  - stała czasowa filtru 2,
- $T_2$  - stała czasowa modelu prostownika sterowanego,
- $L_F$ ,  $r_F$  - względne wartości indukcyjności i rezystancji diawika obwodu pośredniczącego,
- $k_1$  - współczynnik tłumienia o bardzo małej wartości ( $k_1 \approx 3 \cdot 10^{-3}$ ), wprowadzany do integratorów sygnałów  $\psi_{\alpha\beta}$  celem wytłumienia błędów całkowania,
- $k_2$  - współczynnik o wartości zbliżonej do względnej indukcyjności rozproszenia obwodu wirnika, dobierany doświadczalnie.

Ekstremalne wartości sygnałów wyjściowych regulatorów prędkości, prądu i strumienia określone są odpowiednio liczbami:

$$m_M, u_{PM}, i_{\psi M}$$

Równania opisujące stan silnika asynchronicznego, przy znanych przebiegach składowych prądów stojana  $i_\alpha$ ,  $i_\beta$ , można zapisać w układzie współrzędnych nieruchomych  $(\alpha, \beta)$ , jak następuje:

$$\dot{x} = f(x) + Bv$$

$$x = [\psi_{2\alpha}, \psi_{2\beta}, \omega]^T \quad (12)$$

$$v = [i_\alpha, i_\beta, m_0]^T.$$

Zmiennymi stanu w równaniu (12) są więc składowe strumienia skojarzonego z uzwojeniami wirnika  $\psi_{2\alpha, \beta}$  oraz przebieg prędkości kątowej wału  $\omega$ , zaś wektor sterowań tworzą składowe prądu stojana  $i_\alpha, i_\beta$  i moment obciążenia silnika  $m_0$ . Składowe napięcie stojana wyraża się równościami:

$$u_\alpha = r \dot{\psi}_{2\alpha} + L_{1\delta} \dot{i}_\alpha + r_1 i_\alpha \quad (13)$$

$$u_\beta = r \dot{\psi}_{2\beta} + L_{1\delta} \dot{i}_\beta + r_1 i_\beta$$

gdzie  $r$  oraz  $L_{1\delta}$  oznacza współczynnik i indukcyjność rozproszenia obwodu stojana. Osłowe prądy  $i_\alpha, i_\beta$  oraz fazowe napięcia stojana  $u_{A, B, C}$  określone są jako:

$$i_\alpha = i_A, \quad i_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_B - i_C) \quad (14)$$

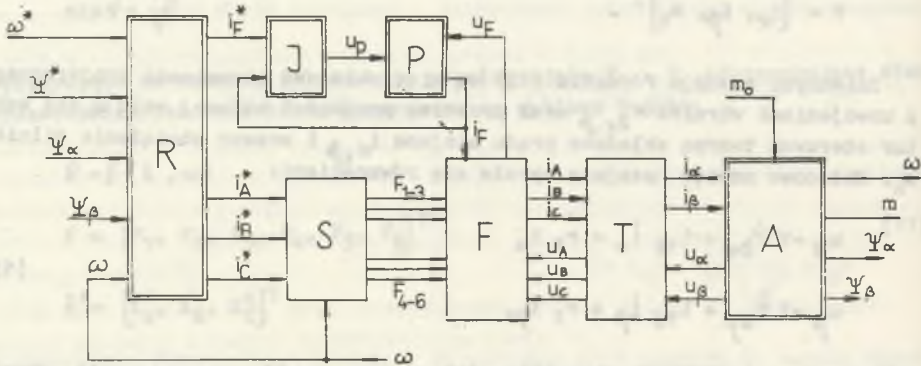
$$u_A = u_\alpha, \quad u_B = -\frac{1}{2} u_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} u_\beta, \quad u_C = -\frac{1}{2} u_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} u_\beta.$$

Zależności dla silnika (12) - (14) wraz z równaniami bloków sterowania i regulacji (1) - (5), (9) - (11) i opisem przemiennika częstotliwości (6) - (8), stanowią model matematyczny układu napędowego.

### 3. KONSTRUKCJA MODELU HYBRYDOWEGO I ANALIZA DYNAMIKI NAPĘDU

Opis układu regulacji prędkości kątowej silnika sterowanego przez przemiennik częstotliwości, dany przez relacje (1) - (14), wykazuje znaczną złożoność, zawierając 10 zmiennych stanu i liczne nieliniowości. Formalna analiza przebiegów czasowych, zwłaszcza dla stanów dynamicznych rozważanego na-

napędu, jest wskutek tego bardzo utrudniona. Z uwagi na to, efektywne i celowe wydaje się prowadzenie badań na modelu hybrydowym. W tym przypadku, istnieje możliwość odwzorowania przebiegów fizycznych układu z dostateczną dokładnością, tak aby wyniki symulacji mogły być bezpośrednio wykorzystane dla projektowania bloków regulacyjnych i sterujących oraz do oceny właściwości napędu w dowolnych stanach jego pracy.



Rys. 2. Schemat strukturalny modelu układu napędowego

Na rys. 2 przedstawiono schemat strukturalny modelu hybrydowego, w którym realizuje się zależności określone przez model matematyczny. Bloki przekształcające dynamicznie (zawierające zmienne stanu) oznaczono tu podwójną linią. Połączenia między poszczególnymi członami odpowiadają w znacznym stopniu obiegowi sygnałów rzeczywistego obiektu.

Blok regulacji R generuje sygnały zadane prądu obwodu pośredniczącego przemiennika  $i_F^*$  oraz prądów fazowych  $i_{A,B,C}^*$ , na podstawie zadanych przebiegów prędkości kątowej  $\omega^*$  i strumienia  $\psi_{\alpha, \beta}^*$  oraz wykorzystując informację o stanie silnika zawartą w wektorze  $X = [\psi_{\alpha}, \psi_{\beta}, \omega]^T$ . Wykonuje on operacje określone związkami (1) - (4) oraz (10). Zatem, blok R modelu pełni funkcje odpowiadające działaniu członów 1 - 3, 6 - 8 oraz 12 w schemacie funkcjonalnym napędu przedstawionym na rys. 1.

Blok sterowania S tworzy funkcje logiczne  $F_1 - F_6$  określające stan przewodzenia faz falownika, zgodnie z relacją (11), której szczegółową postać podano w pracy [10]. Stanowi on analogię sterownika tyrystorów 9 na rys. 1, a jego sygnały wyjściowe mogą być interpretowane jako przebiegi impulsów wyzwalających zawory falownika.

Wyznaczenie napięcia wyjściowego prostownika sterowanego następuje w bloku J, modelującym równania (5), (6); przebieg czasowy prądu falownika  $i_p$

otrzymuje się w członie P rozwiązującym równanie (8). Przy znanych przebiegach funkcji  $F_{1-6}$ ,  $i_F$ ,  $u_{A,B,C}$ , blok przełączający F generuje sygnały prądów silnika  $i_{A,B,C}$  oraz napięcia na zaciskach falownika  $u_F$  według relacji (7). Przekształcenie prądów fazowych w składowe prostokątne  $i_{\alpha,\beta}$  oraz napięć osiowych silnika  $u_{\alpha,\beta}$  w napięcia fazowe realizuje się w bloku T. Model silnika asynchronicznego o wymuszonych prądach stojana występuje w schemacie strukturalnym w postaci bloku A obejmującego równania (12), (13). Otrzymane w tym członie sygnały napięć osiowych, momentu i prędkości kątowej oraz składowych strumienia skojarzonego, stanowią wielkości wyjściowe modelu i są podstawą analizy jego pracy.

Tak zorganizowany model pozwala analizować większość zagadnień związanych z projektowaniem struktury regulacyjnej napędu oraz wyznaczaniem właściwych parametrów elementów tej struktury. W szczególności, przeprowadzono symulację napędu o konkretnych danych liczbowych (dla mocy silnika 110 kW) stawiając jako cel analizy:

- wyznaczenie właściwych wartości współczynników wzmocnienia i stałych całkowania regulatorów prędkości, prądu i strumienia silnika,
- zbadanie właściwości układu napędowego w zakresie małych prędkości kątowych, szczególnie pod kątem otrzymania możliwie dużej równomierności biegu silnika przy danym momencie bezwładności napędu,
- określenie zachowania się napędu w drugiej strefie regulacji, przy stabilizacji sem stojana silnika, oraz wyznaczenie niezbędnego zapasu napięcia w obwodzie pośredniczącym przemiennika,
- określenie niezbędnej dokładności członów pomiaru strumienia oraz przekształcania współrzędnych, dla poprawnej realizacji bezpośredniego sterowania składowymi prądu zorientowanymi względem strumienia silnika,
- zbadanie i wyznaczenie relacji ilościowych, dotyczących możliwej do osiągnięcia szybkości sterowania momentem, granicznych wartości wzmocnienia regulatora prędkości, przebiegu uchybów śledzenia zadanej prędkości oraz ekstremalnych wartości i czasów tłumienia uchybów prędkości przy udarowych zmianach obciążenia.

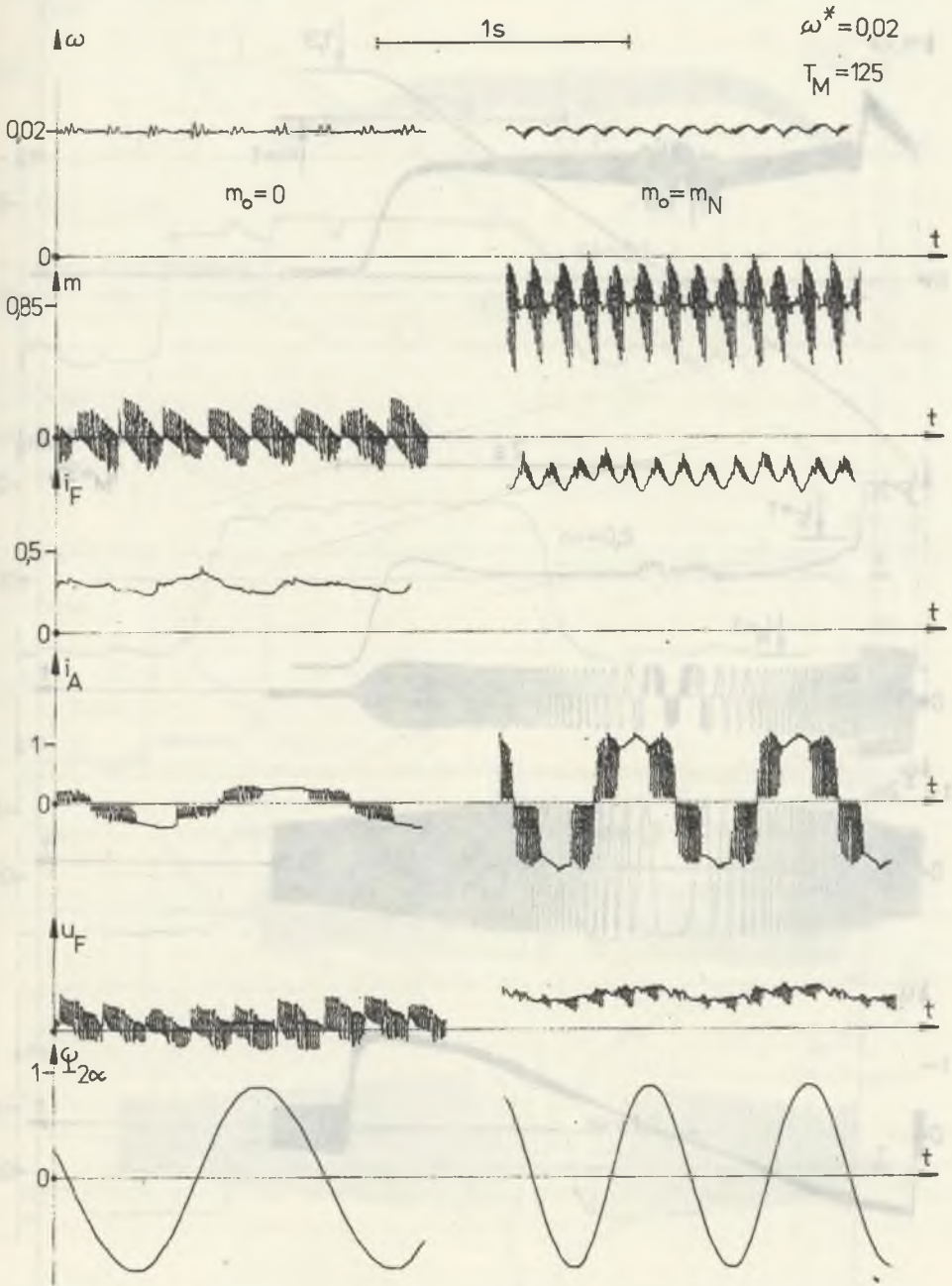
Analizę prowadzono z uwzględnieniem ograniczeń nakładanych na przebiegi prądów i napięć w obwodach głównych napędu, przy czym jednym z zadań było wyznaczenie minimalnej krotności znamionowego prądu przemiennika niezbędnej dla spełnienia podstawowych wymogów dynamicznych. Badania dotyczyły napędu obrabiarkowego, dla którego przewiduje się zakres sterowania prędkością 1:50 oraz bardzo małe dopuszczalne uchyby prędkości i wysoką równomierność biegu silnika.

Wyniki symulacji pozwoliły zweryfikować przyjętą koncepcję i potwierdziły możliwość osiągnięcia zadanych parametrów falownikowego napędu z silnikiem asynchronicznym (wymagany zakres regulacji prędkości  $0,02 \leq \omega \leq 1,3$ , dopuszczalny czas tłumienia uchybu prędkości po skoku momentu mniejszy niż 100 ms). Przykładowe przebiegi czasowe podstawowych wielkości obwodów głównych napędu przedstawiono na rys. 3-7. Rys. 3 dotyczy stanu ustalonego przy

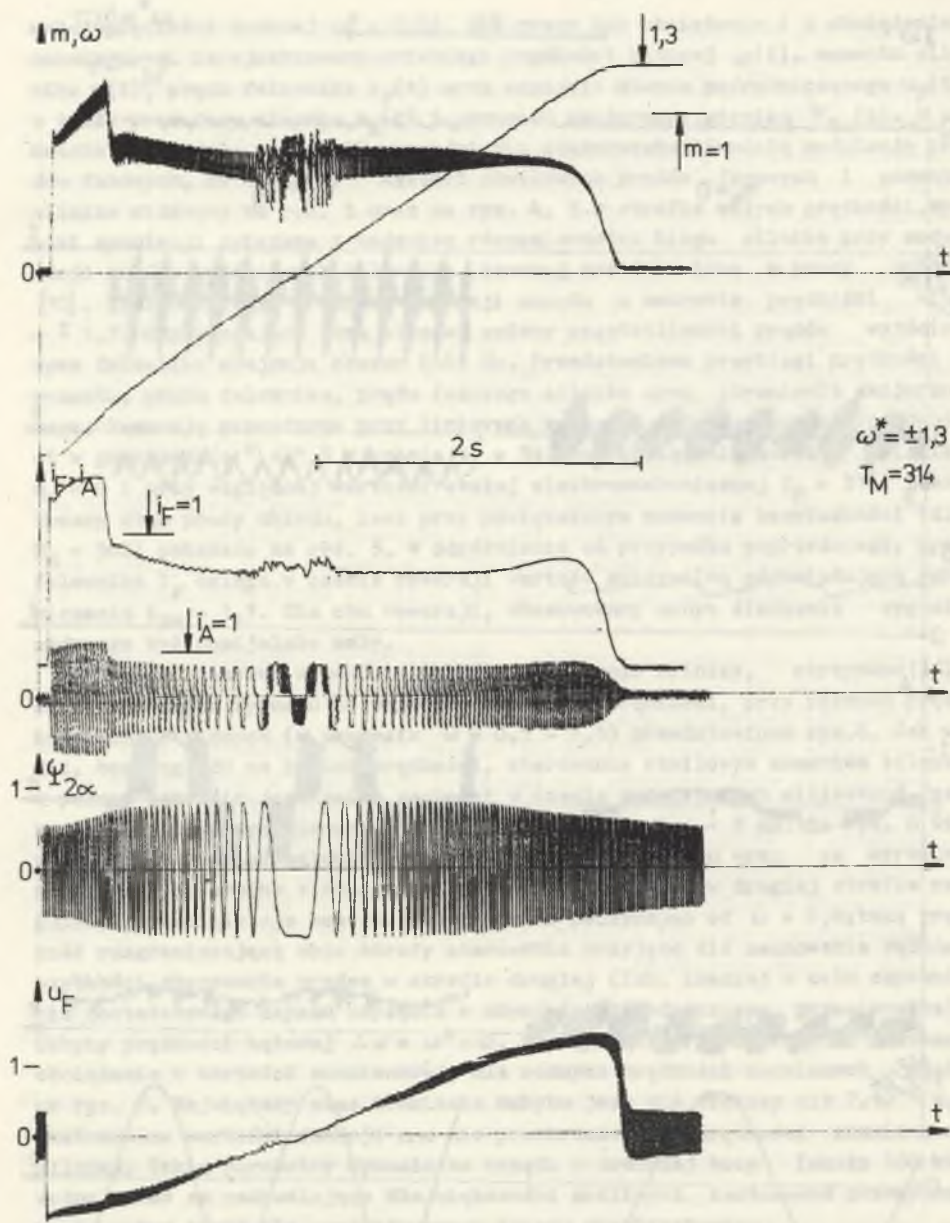


małej prędkości zadanej  $\omega^* = 0,02$ , dla pracy bez obciążenia i z obciążeniem znamionowym. Zarejestrowano przebiegi prędkości kątowej  $\omega(t)$ , momentu silnika  $m(t)$ , prądu falownika  $i_F(t)$  oraz napięcia obwodu pośredniczącego  $u_F(t)$  a także prąd fazy silnika  $i_A(t)$  i strumień skojarzony wirnika  $\Psi_{2\alpha}(t)$ . W zakresie prędkości  $\omega < 0,15$  prowadzi się stałoczęstotliwością modulację prądów fazowych, co tłumaczy kształt chwilowych prądów fazowych i momentu silnika widoczny na rys. 3 oraz na rys. 4, 5 w strefie małych prędkości. Wyniki symulacji związane z badaniem równomierności biegu silnika przy modulacji prądów wyjściowych falownika, szerzej przedstawiono w pracy autora [10]. Rys. 4 opisuje przebieg rewersji napędu w zakresie prędkości  $\omega^* = \pm 1,3$ . Odpowiadające temu stanowi zmiany częstotliwości prądów wyjściowych falownika obejmują obszar 0-65 Hz. Przedstawiono przebiegi prędkości i momentu, prądu falownika, prądu fazowego silnika oraz strumienia skojarzonego. Rewersję prowadzono przy liniowych zmianach zadanej prędkości w granicach  $|\omega^*| \leq 1,3$  w czasie  $t_r = 3s$ , bez obciążenia na wale silnika  $m_0 = 0$  i przy względnej wartości stałej elektromechanicznej  $T_M = 314$ . Identyczny stan pracy układu, lecz przy powiększonym momencie bezwładności (dla  $T_M = 500$ ) pokazano na rys. 5. W odróżnieniu od przypadku poprzedniego, prąd falownika  $i_F$  osiąga w czasie rewersji wartość maksymalną odpowiadającą ograniczeniu  $i_{FM} = 1,3$ . Dla obu rewersji, obserwowany uchyb śledzenia sygnału zadanej był pomijalnie mały.

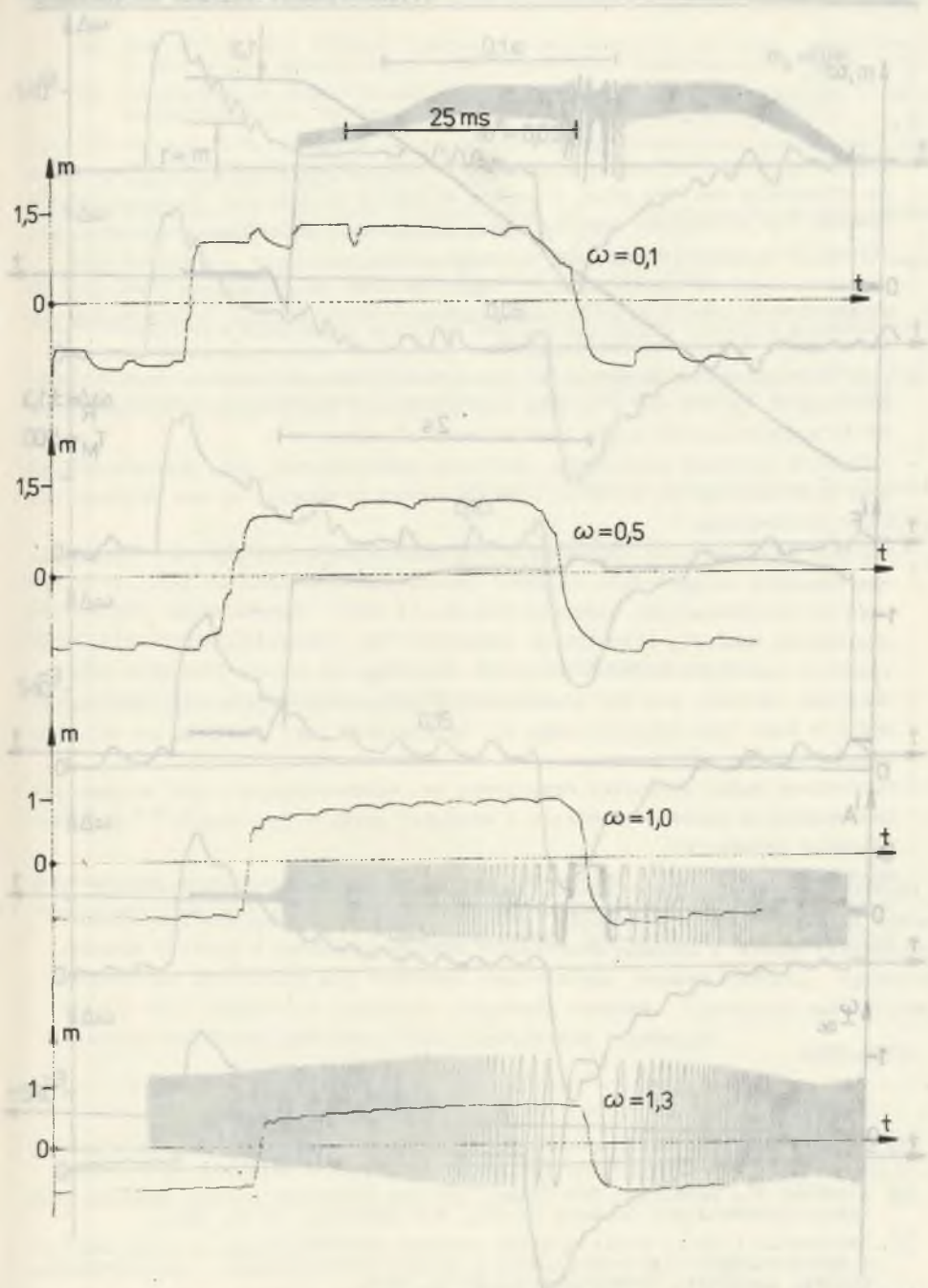
Przebiegi czasowe momentu elektromagnetycznego silnika, otrzymane dla skokowych zmian sygnału na wejściu regulatora prędkości, przy różnych prędkościach ustalonych (w zakresie  $\omega = 0,1 - 1,3$ ) przedstawiono rys.6. Jak widać, bez względu na poziom prędkości, sterowanie chwilowym momentem silnika w pełnym zakresie jego zmian zachodzi w czasie pojedynczych milisekund. Czas rewersji w dowolnym kierunku jest nie większy niż  $t_{rM} = 5$  ms. Na rys. 6 widoczne jest również malenie ustalonych wartości momentu wraz ze wzrostem prędkości, co wynika z obniżania amplitudy strumienia w drugiej strefie regulacji. Stabilizacja sem stojana zachodzi poczynając od  $\omega = 0,8$ ; taką prędkość rozgraniczającą obie strefy sterowania przyjęto dla zachowania żądanej szybkości sterowania prądem w strefie drugiej (lub, inaczej w celu zapewnienia dostatecznego zapasu napięcia w obwodzie pośredniczącym przemiennika). Uchyby prędkości kątowej  $\Delta\omega = \omega^* - \omega$ , występujące przy udarowych zmianach obciążenia o wartości znamionowej, dla różnych prędkości ustalonych ujęto na rys. 7. Największy czas tłumienia uchybu jest nie większy niż  $7 \cdot 10^{-2}$  s, a ekstremalne wartości funkcji  $\Delta\omega$  nie przekraczają 1% prędkości znamionowej silnika. Takie parametry dynamiczne napędu o średniej mocy (około 100 kW) można uznać za zadowalające dla większości możliwych zastosowań przemysłowych, w tym także dla projektowanego napędu obrabiarkowego.



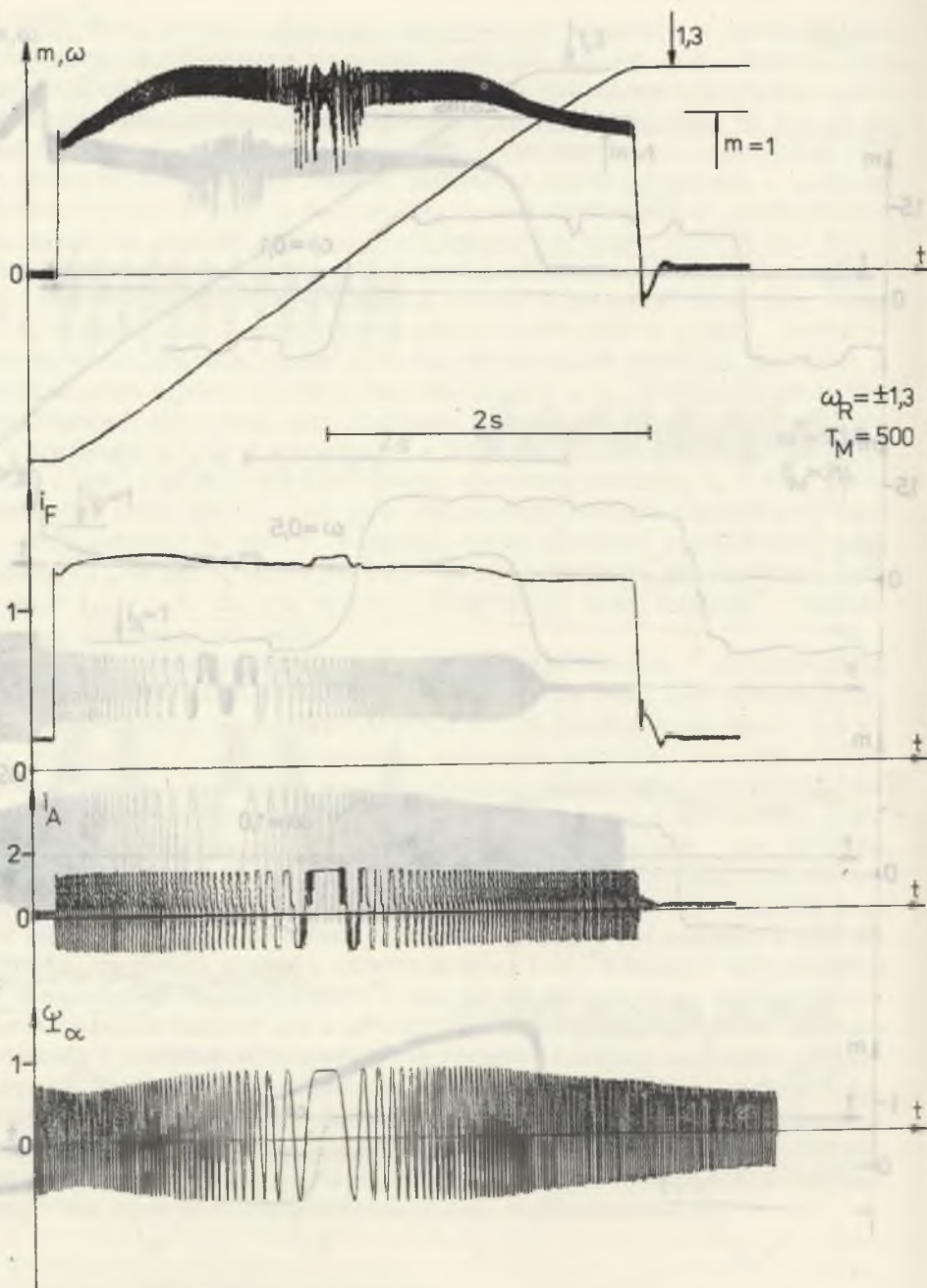
Rys. 3. Przebiegi czasowe w obwodach głównych napędu, w stanie ustalonym, przy  $\omega^* = 0,2$



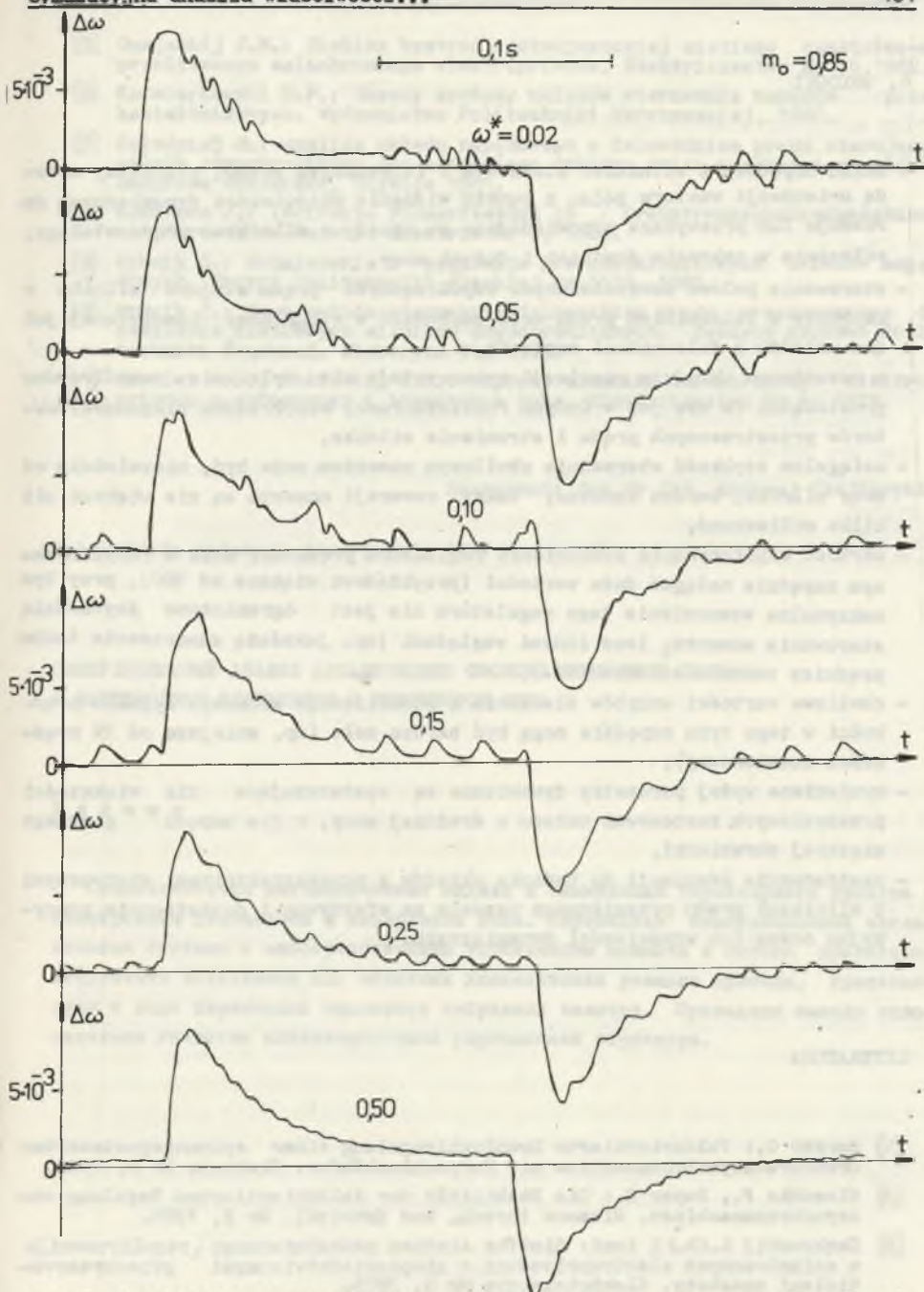
Rys. 4. Stan dynamiczny przy rewersji prędkości kątowej w zakresie  $\omega = \pm 1,3$ , dla elektromechanicznej stałej czasowej  $T_M = 314$



Rys. 5. Proces przejściowy jak na rys. 4, lecz dla zwiększonego momentu bezwładności napędu, przy  $T_M = 500$



Rys. 6. Chwilowy moment elektromagnetyczny silnika w przypadku skokowych zmian sygnału zadanego prędkości.



Rys. 7. Przebiegi czasowe uchybów prędkości kątowej, otrzymane dla różnych prędkości ustalonych, przy skokowych zmianach obciążenia o wartości znamionowej

## 4. WNIOSKI

- Układ napędowy z silnikiem klatkowym i falownikiem prądu, sterowany metodą orientacji wektora pola, z punktu widzenia właściwości dynamicznych dorównuje lub przewyższa odpowiadające mu napędy z silnikiem prądu stałego, zwłaszcza w zakresie średnich i dużych mocy,
- sterowanie polowo zorientowanymi współrzędnymi prądu stojana silnika w napędzie z falownikiem prądu może zachodzić w strukturze identycznej jak dla układów z falownikami napięcia,
- w rozważanym układzie regulacji wykorzystuje się wyłącznie współrzędne prostokątne (a nie jak w innych rozwiązaniach, współrzędne biegunowe) wektorów przestrzennych prądu i strumienia silnika,
- osiągalna szybkość sterowania chwilowym momentem może być, niezależnie od mocy silnika, bardzo znaczna; czasy rewersji momentu są nie większe niż kilka milisekund,
- wartość współczynnika wzmocnienia regulatora prędkości może w rozpatrywanym napędzie osiągać duże wartości (przykładowo większe od 100), przy tym maksymalne wzmocnienie tego regulatora nie jest ograniczone szybkością sterowania momentu, lecz innymi względami (np. jakością zamocowania tachoprądnicy na wale silnika itd.),
- chwilowe wartości uchybów śledzenia i stabilizacji zadanego sygnału prędkości w tego typu napędzie mogą być bardzo małe (np. mniejsze od 1% prędkości znamionowej),
- wymienione wyżej parametry dynamiczne są wystarczające dla większości przemysłowych zastosowań układu o średniej mocy, w tym napędu głównego ciężkiej obrabiarki,
- zastosowanie symulacji do badania układów z przekształtnikami statycznymi i silnikami prądu przemiennego pozwala na efektywną i dostatecznie precyzyjną ocenę ich właściwości dynamicznych.

## LITERATURA

- [1] Berger G.: Feldorientierte Drehzahlregelung einer spannungsgesteuerten Drehstromasynchronmaschine mit Kurzschlussläufer. *Elektrie* Nr 9, 1982.
- [2] Blaschke F., Bayer R.: Die Stabilität der feldorientierten Regelung von Asynchronmaschinen. *Siemens Forsch. und Entwickl.* Nr 2, 1978.
- [3] Deckowski L.Ch. i inni: Sintiez sistiem podcziniennogo regulirovanija v asinchronnych elektroprivodach s nieposriedstviennymi priebrazovateliami czastoty. *Elektriczestvo* Nr 9, 1975.
- [4] Flöter W., Ripperger H.: Die Transvektor-Regelung für den feldorientierung Betrieb einer Asynchronmaschine. *Siemens -Z.* Nr 10, 1971.

- [5] Gusjackij J.M.: Sintiez bystrodjejtwujuuszcziej sistemy czastotno-uprawliaemogo asinchronnogo elektropriwoda. Elektriczesstwo Nr 10, 1982.
- [6] Kaźmierkowski M.P.: Zasady syntezy układow sterowania napędów przekształtnikowych. Wydawnictwo Politechniki Warszawskiej, 1980.
- [7] Kołodziej H.: Analiza układu napędowego z falownikiem prądu sterującym silnik asynchroniczny dla szerokiego zakresu zmian prędkości obrotowej. Rozprawa doktorska, Gliwice 1981.
- [8] Kornhaas J.: Indirekte Fluserfassung in Drehstromasynchronmaschinen mit Kurtschlusläufer. Elektrie Nr 9, 1982.
- [9] Myrcik S.: Modelowanie i symulacja przekształtnikowych układów napędowych. Skrypt Politechniki Śląskiej Nr 1119, 1983.
- [10] Myrcik C.: Nowa metoda sterowania falownikiem prądu przeznaczonym do zasilania klatkowych silników asynchronicznych. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, Elektryka 94, 1985.
- [11] Sandler A.S., Gusiackij J.M.: Woprosy dynamiki asinchronnogo elektropriwoda s awtonomnym i inwertorom toka. Elektriczesstwo Nr 4, 1979.

Recenzent: doc.dr inż. Andrzej Czajkowyki

Wpłynęło do redakcji dn. 15 maja 1984 r

#### СИМУЛЯЦИОННЫЙ АНАЛИЗ ДИНАМИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ПРИВОДНОЙ СИСТЕМЫ С АСИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ И ИНВЕРТОРОМ ТОКА

#### Р е з ю м е

Представляется математическая модель и симуляция тиристорного привода с асинхронным двигателем и инвертором тока. Переведены симуляционные исследования системы с непосредственным управлением момента и потока двигателя. Результаты вычислений для основных динамических режимов привода, представлены в виде переходных процессов набранных величин. Приведены выводы относительно качества анализируемой управляющей структуры.



A SIMULATION OF DYNAMIC PROPERTIES OF DRIVE SYSTEM WITH SQUIRREL CAGE MOTOR AND CURRENT INVERTER

Summary

A mathematical model and hybrid simulation of thyristor drive system with squirrel cage motor is described. Simulation investigations of system with direct torque and flux control has been done.

Computation results, in the form of transients of main physical quantities are shown.

General conclusions concerned with studied structure of control are presented.

- 
- 
- 

[1] Myrcik C., *Prace Instytutu Elektrotechniki*, Warszawa, No 9, 1982.

[2] Myrcik C., *Prace Instytutu Elektrotechniki*, Warszawa, No 1, 1978.

[3] Myrcik C., *Prace Instytutu Elektrotechniki*, Warszawa, No 9, 1973.

[4] Myrcik C., *Prace Instytutu Elektrotechniki*, Warszawa, No 10, 1977.

Zbigniew MANTORSKI

Instytut Podstawowych Problemów  
Elektrotechniki i Energoelektroniki  
Politechniki Śląskiej

### CYFROWY MODEL 3-FAZOWEGO, MOSTKOWEGO PRZEKSZTAŁNIKA TYRYSTOROWEGO

**Streszczenie.** W artykule przedstawiono cyfrowy model 6-pulso-  
wego przekształtnika tyrystorowego zbudowany w oparciu o program NAP2.  
Podano opis modelu oraz przykładowe przebiegi prądów i napięć uzyska-  
ne za jego pomocą.

#### 1. WSTĘP

Coraz wyższe wymagania stawiane przekształtnikowym układom napędowym prądu stałego stwarzają konieczność prowadzenia w wielu przypadkach ścisłej analizy ich pracy, zarówno w stanach ustalonych jak i przejściowych. Trudności w prowadzeniu takiej analizy wynikają stąd, że przekształtnik tyrystorowy jest urządzeniem nieliniowym o działaniu dyskretnym, charakteryzującym się dodatkowo opóźnieniem przy przejściu ze stanu przewodzenia w stan zapowrowy oraz brakiem jednoznaczności między sygnałem wejściowym i wyjściowym (wpływ obciążenia) [1].

Potrzeba uwzględnienia przebiegów komutacyjnych, impedancji źródła zasilającego oraz ich ewentualnych niesymetrii, jak również niesymetrii w obwodach sterowania, powiększają te trudności.

W praktyce przeprowadzenie obliczeń analitycznych jest możliwe tylko przy zastosowaniu bardzo daleko idących uproszczeń, co nie zawsze prowadzi do w pełni zadowalających rezultatów. Uzyskanie dokładnych wyników jest możliwe tylko za pomocą modelowania analogowego lub cyfrowego.

## 2. CYFROWY MODEL PRZEKSZTAŁNIKA

Do zbudowania cyfrowego modelu przekształtnika tyrystorowego wraz z jego obciążeniem wykorzystano program NAP2 (Nonlinear Analysis Program). Program ten został opracowany w celu symulacji a następnie do analizy układów elektronicznych. Został on zakodowany w języku Fortran IV dla maszyny IBM 370/165 [3], ale istnieje też jego wersja adaptowana do maszyny Odra [4]. W program NAP2 wbudowane są modele diod, tranzystorów bipolarnych i unipolarnych, można wbudowywać też inne nieliniowe podzespoły, tablice, funkcje oraz posługiwać się procedurami języka Fortran. Wszystkie parametry mogą być zależne od innych parametrów lub elementów układu lub od odpowiedzi układu,

którymi są napięcia węzłowe i prądy gałęziowe. Wynika stąd, że program ten doskonale nadaje się do modelowania układów tyrystorowych.

Na rys. 1 przedstawiono schemat badanego 3-fazowego przekształtnika tyrystorowego w układzie mostkowym. Na schemacie tym wszystkie potencjały są ponumerowane a oznaczenia literowe poszczególnych elementów zgodne z wymaganiami programu NAP2.

Wszystkie napięcia fazy zostały przedstawione w postaci 3 niezależnych źródeł napięcia i zostały oznaczone przez E w wyrażeniach określających rezystancje RA, RB i RC. Przykładowo dla fazy A:

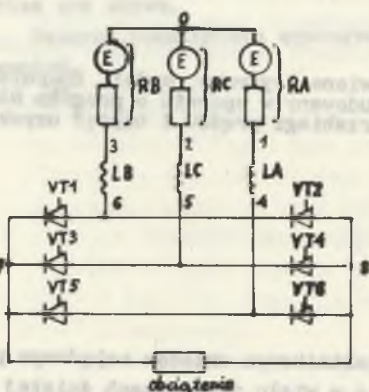
$$RA \ 1 \ 0 \ 0 \ E = 155 * ASIN(X6); ; RA = 0 \quad E = 155 \sin \left( \frac{6\omega t + 5\pi}{6} \right),$$

gdzie pierwsze dwie liczby oznaczają numery potencjałów, pomiędzy którymi znajduje się rezystancja RA, a trzecia określa jej wartość (w tym przypadku RA = 0). Wielkość  $E = 155 \sin \left( \frac{6\omega t + 5\pi}{6} \right)$  jest przedstawiona przy pomocy funkcji ASIN zależnej z kolei od funkcji X6, w której zmienną niezależną jest czas.

Funkcje te zostały przedstawione następująco:

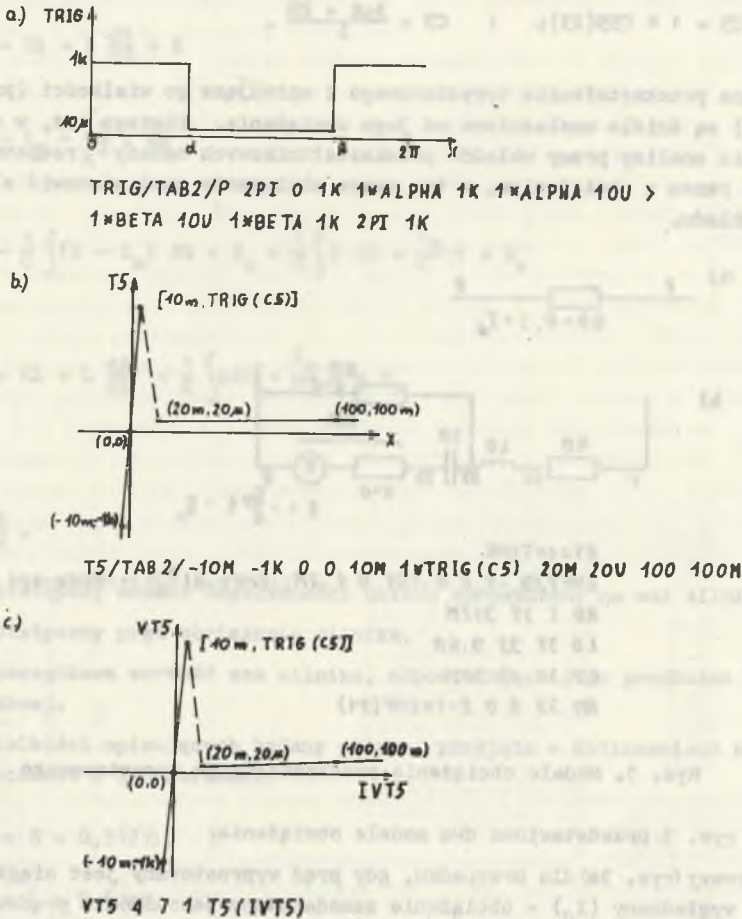
$$X6 = 600 \text{ PI} * \text{TIME} ; ; X6 = 6\omega t$$

$$\text{ASIN/SIN/C} = 5\text{PI D } 6 ; ; \text{ASIN} = \sin \left( \frac{X + 5\pi}{6} \right)$$



Rys. 1. Schemat 3-fazowego, mostkowego przekształtnika tyrystorowego

Sposób w jaki został zbudowany model pojedynczego tyrystora ilustruje rys.2 - przykładowo dla tyrystora 5.



Rys. 2. Model tyrystora

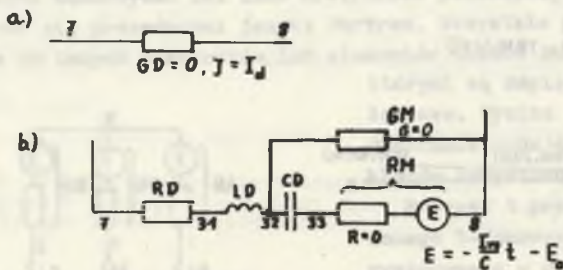
Napięcie VT5 (rys. 2c) na tyrystorze 5 mierzone pomiędzy potencjałami 4 i 7 jest określone za pomocą funkcji T5, której wartość jest uzależniona od prądu IVT5 płynącego przez ten tyrystor (rys. 2b). Chwila, w której następuje włączenie tyrystora jest określona za pomocą funkcji przełączającej TRIG, uzależnionej od czasu (rys. 2a), gdzie czas wprowadzony jest przy użyciu następujących wyrażeń:

$$X3 = 300 \text{ PI} * \text{TIME}; \quad : X3 = 3 \omega t$$

$$C55//C - 2PI D 3; \quad : \quad C55 = \frac{X + 2\pi}{3}$$

$$C5 = 1 * C55(X3); \quad : \quad C5 = \frac{2\omega t + 2\pi}{3}$$

Praca przekształtnika tyrystorowego i opisujące go wielkości (prądy, napięcia) są ściśle uzależnione od jego obciążenia. Dlatego też, w celu prowadzenia analizy pracy układów przekształtnikowych należy rozpatrywać je zawsze razem z obciążeniem, a tym samym obciążenie musi stanowić element modelu układu.



X1=1\*TIME

EMF//B -1 C 0.151 D 1.2M; ::EMF=-B\*(X/C)=-900X-121

RD 7 31 312M

LD 31 32 9.6M

CD 32 33 30M

RM 33 8 0 E=1\*EMF(X1)

Rys. 3. Modele obciążenia przekształtnika tyrystorowego

Na rys. 3 przedstawiono dwa modele obciążenia:

- pierwszy (rys. 3a) dla przypadku, gdy prąd wyprostowany jest ciągle i idealnie wygładzony ( $I_d$ ) - obciążenie zamodelowano jako źródło prądowe w wyrażeniu na konduktancję  $GD$ ,
- drugi (rys. 3b), gdy z przekształtnika jest zasilany silnik prądu stałego typu 1HU3 106 OAD01 (Siemens), z magnesami stałymi o danych:
  - moc  $P_n = 2,9 \text{ kW}$ ,
  - napięcie  $U_n = 179 \text{ V}$ ,
  - prąd  $I_n = 24 \text{ A}$ ,
  - prędkość obrotowa  $n_n = 1200 \text{ obr/min}$ ,
  - elektromechaniczna stała czasowa  $T_m = 6,3 \text{ ms}$ ,
  - rezystancja obwodu głównego  $R = 0,312\Omega$ ,
  - indukcyjność obwodu głównego  $L = 9,6 \text{ mH}$ ,
  - moment bezwładności silnika  $J_s = 0,037 \text{ kgm}^2$ .

Silnik został przedstawiony za pomocą jego analogowego modelu elektrycznego opisanego równaniami:

$$U = R i + L \frac{di}{dt} + E$$

$$i - I_m = \frac{J_t}{k^2} \cdot \frac{dE}{dt}$$

$$E = \frac{1}{C} \int (i - I_m) dt + E_0 = \frac{1}{C} \int i dt - \frac{I_m}{C} t + E_0$$

$$U = R i + L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i dt - \frac{I_m}{C} t + E_0$$

gdzie:

$$C = \frac{J_t}{k^2},$$

$J_t$  - zastępczy moment bezwładności układu sprowadzony na wał silnika,

$I_m$  - statyczny prąd obciążenia silnika,

$E_0$  - początkowa wartość sem silnika, odpowiadająca jego prędkości początkowej.

Dla wielkości opisujących badany silnik przyjęto w obliczeniach następujące oznaczenia i ich wartości:

$$RD = R = 0,312 \Omega,$$

$$LD = L = 9,6 \text{ mH},$$

$$J_t = 1,5 J_B = 1,5 \cdot 0,037 = 0,0555 \text{ kgm}^2,$$

$$k = \frac{30}{\pi} k_e = \frac{30}{\pi} \cdot \frac{U_n - I_n R}{n_n} = 1,366 \text{ Vs},$$

$$CD = C = \frac{J_t}{k^2} = 30 \text{ mF}.$$

```

***** MAP2 VERSION 010619   DATE 6 3 82   TIME 17 32 43 *****
* CIRCUIT
X6=CPRI*TIME
AS1V/SINVC -SPI D 6 :: SIN(WT+SP1/6) PHASE T
AS2V/SINVC -SPI D 6 :: SIN(WT+SP2/6) PHASE S
CS1V/SINVC -SPI D 6 :: SIN(WT-PI/2) PHASE S
RA 1 0 0 F=155*ASIN(X6)
RB 1 0 0 F=155*BSIN(X6)
RC 1 0 0 F=155*CSIN(X6)
ALPHA=1.047
T=17.67
TR17=ABZ/P 2PI 0 IK 1*ALPHA IK 1*ALPHA 1CU >
1*DE-A 10U 1*BLTA IK 2PI IK
X3=APPI*TIME
C11/P 3 -CPI 3 :: C=1*CS(X3) :: C=WT+PI/3
C12/P 3 -CPI 3 :: C=1*CI(X3) :: C=WT
C33/P -CPI 3 :: C=1*CR(X3) :: C=WT+SP1/2
C66/P -CPI 3 :: C=1*CR(X3) :: C=WT+SP1/2
C22/P -CPI 3 :: C=1*CR(X3) :: C=WT+PI/2
V4/V2 -1*PI D 3 :: C=1*CR(X3) C=WT+PI/2
V1/V2 -1*PI D 3 :: C=1*CR(X3) C=WT+PI/2
V3/V2 -1*PI D 3 :: C=1*CR(X3) C=WT+PI/2
V6/V2 -1*PI D 3 :: C=1*CR(X3) C=WT+PI/2
V7/V2 -1*PI D 3 :: C=1*CR(X3) C=WT+PI/2
V8/V2 -1*PI D 3 :: C=1*CR(X3) C=WT+PI/2
V9/V2 -1*PI D 3 :: C=1*CR(X3) C=WT+PI/2
V10/V2 -1*PI D 3 :: C=1*CR(X3) C=WT+PI/2
V11/V2 -1*PI D 3 :: C=1*CR(X3) C=WT+PI/2
V12/V2 -1*PI D 3 :: C=1*CR(X3) C=WT+PI/2
V13/V2 -1*PI D 3 :: C=1*CR(X3) C=WT+PI/2
V14/V2 -1*PI D 3 :: C=1*CR(X3) C=WT+PI/2
LA 1 4 0H
LB 1 4 0H
LC -G 01
EMFZ/1 C 0 D 1.25H
GD 1 0
XI=1*TIME
T0 -1 12 0CM
T1 -1 12 0CM
T2 -1 12 0CM
T3 -1 12 0CM
T4 -1 12 0CM
T5 -1 12 0CM
T6 -1 12 0CM
T7 -1 12 0CM
T8 -1 12 0CM
T9 -1 12 0CM
T10 -1 12 0CM
T11 -1 12 0CM
T12 -1 12 0CM
T13 -1 12 0CM
T14 -1 12 0CM
T15 -1 12 0CM
T16 -1 12 0CM
T17 -1 12 0CM
T18 -1 12 0CM
T19 -1 12 0CM
T20 -1 12 0CM
T21 -1 12 0CM
T22 -1 12 0CM
T23 -1 12 0CM
T24 -1 12 0CM
T25 -1 12 0CM
T26 -1 12 0CM
T27 -1 12 0CM
T28 -1 12 0CM
T29 -1 12 0CM
T30 -1 12 0CM
T31 -1 12 0CM
T32 -1 12 0CM
T33 -1 12 0CM
T34 -1 12 0CM
T35 -1 12 0CM
T36 -1 12 0CM
T37 -1 12 0CM
T38 -1 12 0CM
T39 -1 12 0CM
T40 -1 12 0CM
T41 -1 12 0CM
T42 -1 12 0CM
T43 -1 12 0CM
T44 -1 12 0CM
T45 -1 12 0CM
T46 -1 12 0CM
T47 -1 12 0CM
T48 -1 12 0CM
T49 -1 12 0CM
T50 -1 12 0CM
T51 -1 12 0CM
T52 -1 12 0CM
T53 -1 12 0CM
T54 -1 12 0CM
T55 -1 12 0CM
T56 -1 12 0CM
T57 -1 12 0CM
T58 -1 12 0CM
T59 -1 12 0CM
T60 -1 12 0CM
T61 -1 12 0CM
T62 -1 12 0CM
T63 -1 12 0CM
T64 -1 12 0CM
T65 -1 12 0CM
T66 -1 12 0CM
T67 -1 12 0CM
T68 -1 12 0CM
T69 -1 12 0CM
T70 -1 12 0CM
T71 -1 12 0CM
T72 -1 12 0CM
T73 -1 12 0CM
T74 -1 12 0CM
T75 -1 12 0CM
T76 -1 12 0CM
T77 -1 12 0CM
T78 -1 12 0CM
T79 -1 12 0CM
T80 -1 12 0CM
T81 -1 12 0CM
T82 -1 12 0CM
T83 -1 12 0CM
T84 -1 12 0CM
T85 -1 12 0CM
T86 -1 12 0CM
T87 -1 12 0CM
T88 -1 12 0CM
T89 -1 12 0CM
T90 -1 12 0CM
T91 -1 12 0CM
T92 -1 12 0CM
T93 -1 12 0CM
T94 -1 12 0CM
T95 -1 12 0CM
T96 -1 12 0CM
T97 -1 12 0CM
T98 -1 12 0CM
T99 -1 12 0CM
T100 -1 12 0CM
EMOITY IFA -0 VTS 0 YLA 7 IRC 0 ILC -0 IVT 0 >
ILD 0
V1/V2 5 0 200H
*TR 1*LD-(50 TIME 31 200H)VGD -370 600 >
*PLT1(450) # ILA >
*PLT2(50 TIME 2H 200H)VVT -370 600 >
*PLT3(50 TIME 2M 200H)VGM -300 300 >
*PLT4(50 TIME 31 200H)ILA -231 270 >
*SPU1 PPER 20MS
    
```

Rys. 4. Program obliczeń 3-fazowego, mostkowego przekształtnika tyrystorowego, obciążonego silnikiem prądu stałego (zerowe warunki początkowe), przy skokowym zadaniu kąta  $\alpha = 60^\circ$

Instrukcja \*MODIFY umożliwia wprowadzenie odpowiednich warunków początkowych (od przyjęcia, których zależne będą przebiegi dynamiczne układu).

Dzięki zastosowaniu plotera (instrukcja PLOT) ostateczne rezultaty uzyskano od razu w postaci żądanych przebiegów.

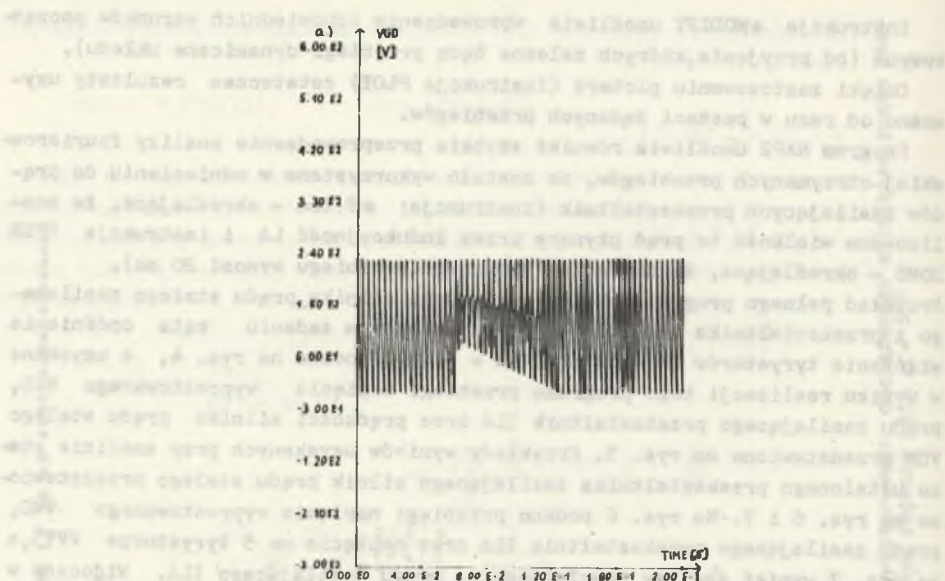
Program NAP2 umożliwia również szybkie przeprowadzenie analizy fourierowskiej otrzymanych przebiegów, co zostało wykorzystane w odniesieniu do prądów zasilających przekształtnik (instrukcja: \*F ILA - określająca, że analizowana wielkość to prąd płynący przez indukcyjność LA i instrukcja FPER 20MS - określająca, że okres analizowanego przebiegu wynosi 20 ms).

Przykład pełnego programu obliczeń rozruchu silnika prądu stałego zasilanego z przekształtnika tyrystorowego przy skokowym zadaniu kąta opóźnienia włączenia tyrystorów  $\alpha = 60^\circ$  (ALPHA = 1,047) podano na rys. 4, a uzyskane w wyniku realizacji tego programu przebiegi napięcia wyprostowanego VGD, prądu zasilającego przekształtnik ILA oraz prędkości silnika prądu stałego VGM przedstawiono na rys. 5. Przykłady wyników uzyskanych przy analizie stanu ustalonego przekształtnika zasilającego silnik prądu stałego przedstawiono na rys. 6 i 7. Na rys. 6 podano przebiegi napięcia wyprostowanego VGD, prądu zasilającego przekształtnik ILA oraz napięcia na 5 tyrystorze VVT5, a na rys. 7 wyniki analizy fourierowskiej prądu zasilającego ILA. Widoczne w spektrum prądu tzw. niecharakterystyczne wyższe harmoniczne (np. parzyste) mają wartości bardzo małe, a ich istnienie jest wynikiem przybliżonego przyjęcia warunków początkowych określających stan ustalony.

### 3. PODSUMOWANIE

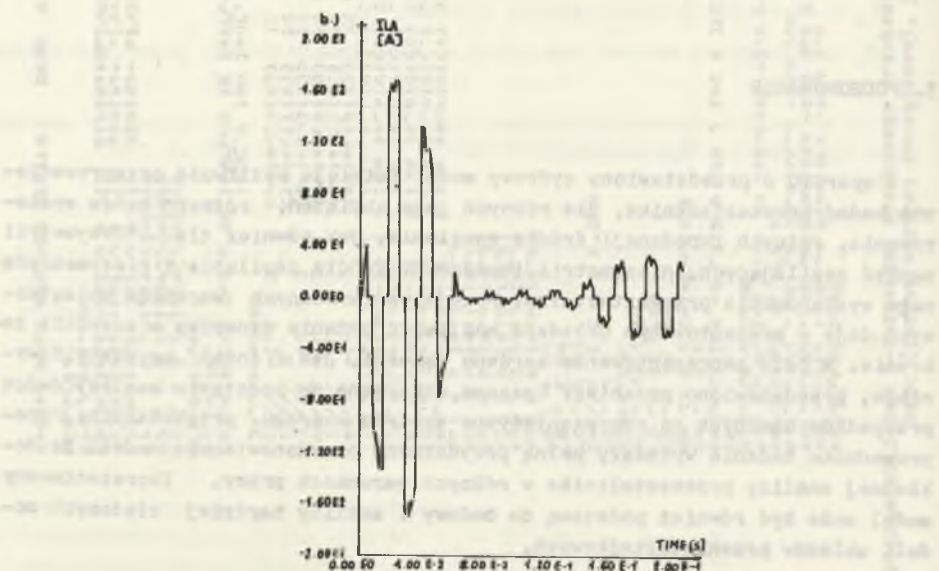
W oparciu o przedstawiony cyfrowy model istnieje możliwość przeprowadzenia badań przekształtnika, dla różnych jego obciążeń, różnych kątów wysterowania, różnych impedancji źródła zasilania, jak również dla niesymetrii napięć zasilających, niesymetrii impedancji źródła zasilania i niesymetrycznego wysterowania przekształtnika. Przyjmowanie różnych warunków początkowych daje w prezentowanym układzie możliwość badania dynamiki w szerokim zakresie. W celu zaprezentowania zarówno jakości, jak i formy uzyskanych wyników, przedstawiono przebiegi czasowe otrzymane na podstawie analizy dwóch przypadków uznanych za reprezentatywne spośród szeregu przebadanych. Przeprowadzone badania wykazały pełną przydatność przedstawionego modelu do dokładnej analizy przekształtnika w różnych warunkach pracy. Zaprezentowany model może być również podstawą do budowy i analizy bardziej złożonych modeli układów przekształtnikowych.





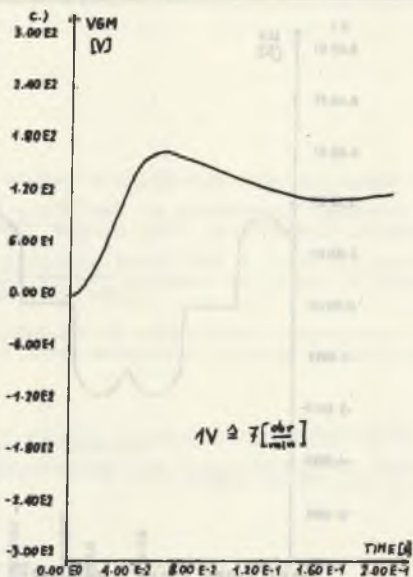
Rys. 5. Przebiegi przy rozruchu silnika prądu stałego zasilanego z przekształtnika tyrystorowego, przy skokowym zadaniu kąta  $\alpha = 60^\circ$ ;

a - napięcia wyprostowanego VGD

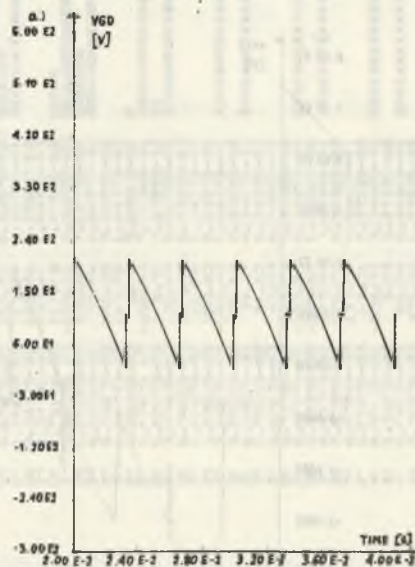


Rys. 5. Przebiegi przy rozruchu silnika prądu stałego zasilanego z przekształtnika tyrystorowego, przy skokowym zadaniu kąta  $\alpha = 60^\circ$ ;

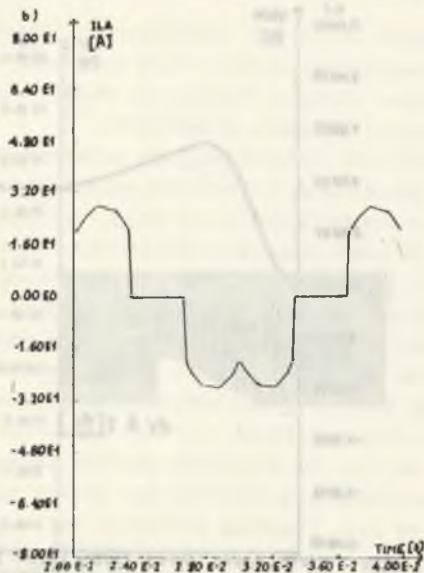
b - prądu zasilającego przekształtnik ILA



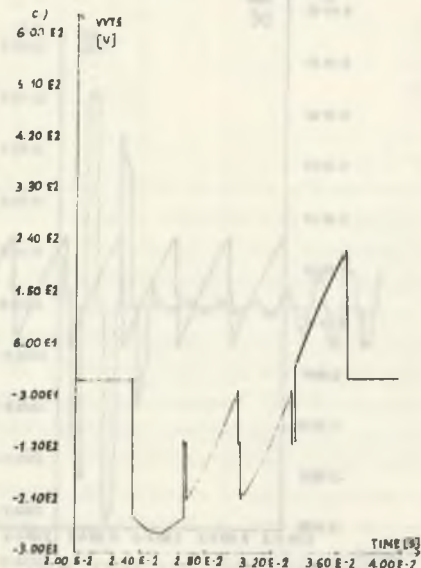
Rys. 5. Przebiegi przy rozruchu silnika prądu stałego zasilanego z prze-  
kształtnika tyrystorowego, przy skokowym zadaniu kąta  $\alpha = 60^\circ$   
c - prędkości obrotowej silnika VGM



Rys. 6. Przebiegi przy zasilaniu silnika prądu stałego z przekształtnika ty-  
rystorowego przy  $\alpha = 60^\circ$  i  $L_A = L_B = L_C = 0,84$  mH  
a - napięcia wyprostowanego VGD



Rys. 6. Przebiegi przy zasilaniu silnika prądu stałego z przekształtnika tyrystorowego przy  $\alpha = 60^\circ$  i  $L_A = L_B = L_C = 0,84$  mH  
b - prądu zasilającego przekształtnik ILA



Rys. 6. Przebiegi przy zasilaniu silnika prądu stałego z przekształtnika tyrystorowego przy  $\alpha = 60^\circ$  i  $L_A = L_B = L_C = 0,84$  mH  
c - napięcia na tyrystorze 5 VVT5

DATE 4 9 88  
TIME 13 30 28

HARTR	K	LA	PERIOD	PHASE	EFFECTIVE	INTERVALS
COEFF	MAGNITUDE	PERIOD	PHASE	EFFECTIVE	INTERVALS	SPECTRAL DISTRIBUTION
0.3566D-02	1.48	1.6220D-01	1.48	1.6220D-01	XX	XX
2.7610D-01	11.8	1.6730D-01	11.8	1.6730D-01	XXXXXXXXXXXXXXXX	XX
5.1500D-01	51.5	1.7240D-01	51.5	1.7240D-01	0.707D-02	XXXXXXXXXXXXXXXXXXXX
0.1480D-02	17.2	1.7750D-01	17.2	1.7750D-01	0.6630D-00	XX
1.1610D-00	126.18	1.8260D-01	126.18	1.8260D-01	3.3997D-02	XX
7.4990D-02	50.9	1.8770D-01	50.9	1.8770D-01	1.1760D-02	XX
1.1800D-01	95.66	1.9280D-01	95.66	1.9280D-01	2.010D-02	XXXXX
2.1100D-02	154.92	1.9790D-01	154.92	1.9790D-01	1.0375D-02	XX
1.4470D-01	164.71	1.7400D-00	164.71	1.7400D-00	1.7800D-00	XX
1.2720D-01	17.1	0.6710D-01	17.1	0.6710D-01	0.6710D-01	XX
1.3220D-02	73.84	2.5965D-02	73.84	2.5965D-02	XXXXX	XX
1.1700D-01	11.09	1.5970D-03	11.09	1.5970D-03	4.574E-02	XX
1.7410D-01	33.04	7.1270D-02	33.04	7.1270D-02	XXXXX	XX
0.6100D-01	132.04	6.847E-01	132.04	6.847E-01	XXXXX	XX
9.4530D-01	132.04	3.1004D-02	132.04	3.1004D-02	XXXXX	XX
4.5707D-02	140.25	1.4570D-02	140.25	1.4570D-02	XXXXX	XX
4.1120D-01	14.28	1.0570D-02	14.28	1.0570D-02	XXXXX	XX
1.2200D-02	106.88	7.5136D-01	106.88	7.5136D-01	X	XX
4.4220D-02	9.71	7.8770D-02	9.71	7.8770D-02	XX	XX
5.4820D-02	32.40	5.0170D-01	32.40	5.0170D-01	XX	XX
7.6060D-01	119.86	1.9100D-02	119.86	1.9100D-02	XX	XX
1.4840D-01	128.43	0.8330D-04	128.43	0.8330D-04	XX	XX
0.1560D-01	132.45	2.667E-01	132.45	2.667E-01	XX	XX
3.5520D-02	20.45	2.812D-02	20.45	2.812D-02	XX	XX
1.4840D-01	54.31	1.3410D-02	54.31	1.3410D-02	X	XX
0.6600D-02	84.08	6.7890E-03	84.08	6.7890E-03	XX	XX
1.2990D-02	175.79	1.8164D-02	175.79	1.8164D-02	XX	XX
5.6700D-01	135.02	4.44E-01	135.02	4.44E-01	XX	XX
0.1700D-01	167.08	1.9790E-01	167.08	1.9790E-01	XX	XX
4.0170D-01	170.42	5.5400D-03	170.42	5.5400D-03	XX	XXXX
7.5950D-02	13.14	4.6640D-03	13.14	4.6640D-03	XX	XXXX
0.7800D-01	12.31	7.073D-03	12.31	7.073D-03	XX	XXXX
1.6000D-01	1.9	1.2740D-02	1.9	1.2740D-02	XX	XXXX
4.4750D-01	56.19	2.6090D-01	56.19	2.6090D-01	XX	XXXX
2.680D-03	179.47	1.7735D-23	179.47	1.7735D-23	XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX	XXXX
0.664D-02	10.47	7.1190D-03	10.47	7.1190D-03	XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX	XXXX
7.8440D-01	110.11	3.1800E-01	110.11	3.1800E-01	XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX	XXXX
1.0764D-02	366.77	7.6112D-03	366.77	7.6112D-03	XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX	XXXX
3.5510D-01	63.24	0.496E-01	63.24	0.496E-01	XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX	XXXX
0.5840D-03	2.6944D-03	7.6067D-01	2.6944D-03	7.6067D-01	XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX	XXXX
2.0410D-01	2.8190E-01	2.8190E-01	2.8190E-01	2.8190E-01		

Y UNIT:

Rys. 7. Wyższe harmoniczne w prądzie IIA zasilałym przekształtnik tyrystorowy przy  $\alpha = 60^\circ$ , LA = LB = LC = 0,84 mH i zasilaeniu silnika prądu stałego typu 1H03 106 0AD01

## LITERATURA

- [1] Czajkowski A.: Napęd tyrystorowy prądu stałego. WNT, Warszawa 1974.
- [2] Mantorski Z.: Computer Simulation of the Six - Pulse Bridge Converter, Lab. for Industrial Elektronik, DTH, Lyngby 1982.
- [3] Rübner - Petersen T.: NAP2 a Nonlinear Analysis Program for Electronic Circuits, Version 2. Inst. of Circuit Theory and Telecommunication, DTH, Lyngby 1981.
- [4] Szałkowski J.: Tymczasowy podręcznik do komputerowego obliczania urządzeń elektronicznych w oparciu o program NAP2 Z/E Warel. Warszawa 1978.

Recenzent: doc. dr inż. Michał Tall

Wpłynęło do redakcji dn. 15 kwietnia 1984 r.

## ЦИФРОВАЯ МОДЕЛЬ ТРЕХФАЗНОГО ТИРИСТОРНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

## Р е з ю м е

В статье изложен метод моделирования на ЦВМ 3-фазного тиристорного мостового преобразователя с использованием программы НАП 2 для анализа нелинейных систем а также представлены примеры результатов испытаний модели преобразователя.

## DIGITAL MODEL OF THE SIX-PULSE THYRISTOR BRIDGE CONVERTER

## S u m m a r y

Computer simulation of the six-pulse bridge converter using Nonlinear Analysis Program NAP2 has been done. The model of the converter and examples transients of voltages and currents obtained using this model are presented.

Kazimierz GIERLOTKA

Instytut Podstawowych Problemów  
Elektrotechniki i Energoelektroniki  
Politechniki Śląskiej

ANALIZA UKŁADU REGULACJI NAPĘDU Z POŁĄCZENIEM SPRĘŻYSTYM  
Z DODATKOWYM SPRĘŻENIEM ZWROTNYM OD PRĘDKOŚCI  $\omega_2$  ZA ELEMENTEM SPRĘŻYSTYM

**Streszczenie.** W artykule przeprowadzono analizę napędu prądu stałego z połączeniem sprężystym, pracującego w zamkniętym układzie regulacji ze sprzężeniami zwrotnymi od prędkości  $\omega_1$  i  $\omega_2$ . Podano wykresy i wzory do doboru parametrów regulatora prędkości i sprzężeń zwrotnych. Artykuł jest kontynuacją zagadnień przedstawionych w pracy [1].

## 1. WPROWADZENIE

W artykule [1] przeprowadzono analizę przekształtnikowego układu napędowego prądu stałego, w którym występuje połączenie sprężyste w układzie mechanicznym. Dla typowego układu regulacji z nadrzędną pętlą regulacji prędkości i sprzężeniem od prędkości silnika  $\omega_1$  podano wykresy do doboru nastaw regulatora prędkości, dla których tłumienie oscylacji w układzie jest maksymalne. Tłumienie oscylacji zależne jest wtedy od wartości współczynnika zdefiniowanego w pracy [1] jako

$$\beta = \sqrt{\frac{J_1 + J_2}{J_1}}$$

gdzie:

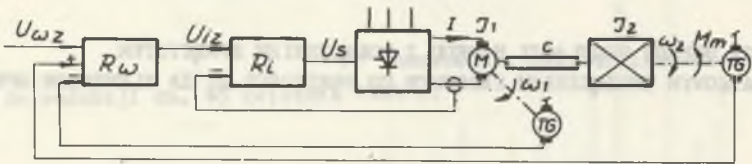
$J_1, J_2$  - momenty bezwładności przed i za elementem sprężystym.

Niekorzystne właściwości dynamiczne (małe tłumienie oscylacji) wykazuje taki układ regulacji, jeżeli moment bezwładności  $J_2$  jest mniejszy od  $J_1$  ( $\beta < \sqrt{2}$ ). Poprawę tłumienia w takim przypadku można uzyskać przez wprowadzenie

dzenie dodatkowej pętli sprzężenia zwrotnego od prędkości  $\omega_2$  na wejście regulatora prędkości.

## 2. UKŁAD REGULACJI Z DODATKOWYM SPRZEŻENIEM ZWROTNYM OD PRĘDKOŚCI $\omega_2$

Schemat analizowanego układu przedstawiony jest na rys. 1. Na wejście regulatora prędkości  $R_\omega$  poprowadzono oprócz ujemnego sprzężenia zwrotnego od prędkości  $\omega_1$ , dodatkowe sprzężenie zwrotne dodatnie od prędkości  $\omega_2$  za



Rys. 1. Schemat układu ze sprzężeniami zwrotnymi od prędkości  $\omega_1$  i  $\omega_2$

elementem sprzężystym. Przy pominięciu luzów, tłumienia wewnętrznego i masy elementu sprzężystego układ opisany jest następującymi równaniami w postaci operatorowej:

$$\left[ U_{\omega z}(s) - k_1 \omega_1(s) + k_2 \omega_2(s) \right] G_{R\omega}(s) = U_{iz}(s) \quad (1)$$

$$\left[ U_{iz}(s) - k_1 I(s) \right] G_{Rl}(s) = U_s(s) \quad (2)$$

$$U_s(s) \frac{K_{DT}}{1 + sT_0} - K_e \omega_1(s) = I(s) R_g (1 + sT_g) \quad (3)$$

$$K_M I(s) = J_1 s \omega_1(s) + M_s(s) \quad (4)$$

$$J_2 s \omega_2(s) + M_m(s) = M_s(s) \quad (5)$$

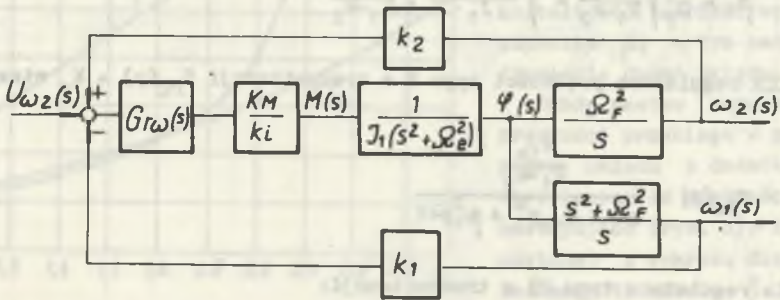
$$M_s(s) = c \frac{1}{s} [\omega_1(s) - \omega_2(s)] = c \psi(s) \quad (6)$$

gdzie:

$K_{pT}$ ,  $T_0$  - wzmacnienie i stała czasowa przekształtnika tyrystorowego,  
 $k_1$ ,  $k_2$ ,  $k_i$  - wzmacnienie w torach pomiaru prędkości i prądu,

- $G_{r\omega}(s), G_{r1}(s)$  - transmitancje operatorowe regulatorów,  
 $M_g$  - moment w elemencie sprężystym,  
 $c, \varphi$  - współczynnik sztywności i kąt skręcenia elementu sprężystego.

Podobnie jak w pracy [1] założono, że przedmiotem analizy są układy o stosunkowo niskiej wartości pulsacji drgań własnych - o okresie drgań mechanicznych o wiele większym od czasu  $\tau_0$ . Nastawy regulatora prądu można wtedy dobrać np. z kryterium modułowego Kesslera i do dalszej analizy przyjmując, że zamknięty obwód regulacji prądu jest członem bezinercyjnym o transmitancji  $G_{z1}(s) = \frac{1}{k_1}$ .



Rys. 2. Uproszczony schemat blokowy układu

Dla tak przyjętych założeń upraszczających schemat blokowy układu przedstawiono na rys. 2. Na schemacie oznaczono:

$$\Omega_F = \sqrt{\frac{c}{J_2}}; \quad \Omega_e = \sqrt{\frac{c(J_2 + J_2')}{J_1 J_2}}$$

Transmitancja operatorowa zamkniętego układu regulacji prędkości jest równa:

$$G_{z\omega}(s) = \frac{\omega_2(s)}{U_{\omega 2}(s)} = \frac{G_{r\omega}(s) \frac{K_M}{k_1 J_1} \Omega_F^2}{s(s^2 + \Omega_e^2) + G_{r\omega}(s) \frac{K_M k_1}{k_1 J_1} [s^2 + \Omega_F^2 (1 - \frac{k_2}{k_1})]} \quad (7)$$

Po przekształceniach transmitancji (7) i zmianie skali czasu przez podstawienie

$$p = \frac{s}{\Omega_F} \sqrt{\frac{k_1}{k_1 - k_2}} \quad (8)$$



otrzymujemy:

$$G_{z\omega}(p) = \frac{G_{r\omega}(p) \frac{K_M}{k_1 J_1 \Omega_F} \left( \frac{k_1}{k_1 - k_2} \right)^{\frac{3}{2}}}{p(p^2 + \beta_1^2) + G_{r\omega}(p) \frac{K_M k_1}{k_1 J_1 \Omega_F} \sqrt{\frac{k_1}{k_1 - k_2}} (p^2 + 1)} \quad (9)$$

gdzie:

$$\beta_1 = \frac{\Omega_e}{\Omega_F} \sqrt{\frac{k_1}{k_1 - k_2}} = \sqrt{\frac{J_1 + J_2}{J_1} \cdot \frac{k_1}{k_1 - k_2}} \quad (10)$$

Dla regulatora prędkości typu P o transmitancji  $G_{r\omega}(p) = K_n$  otrzymujemy:

$$G_{z\omega}(p) = \frac{\frac{K_{1b}}{k_1 - k_2}}{p^3 + K_{1b} p^2 + \beta_1^2 p + 1} \quad (11)$$

a dla regulatora typu PI o transmitancji:

$$G_{r\omega}(p) = K_n \left( 1 + \frac{1}{p T_{c1}} \right)$$

otrzymujemy:

$$G_{z\omega}(p) = \frac{\frac{K_{1b}}{k_1 - k_2} \left( p + \frac{1}{T_{c1}} \right)}{p^4 + K_{1b} p^3 + \left( \beta_1^2 + \frac{K_{1b}}{T_{c1}} \right) p^2 + K_{1b} p + \frac{K_{1b}}{T_{c1}}} \quad (12)$$

gdzie:

$$K_{1b} = \frac{K_n K_M k_1}{k_1 J_1 \Omega_F} \sqrt{\frac{k_1}{k_1 - k_2}} \quad (13)$$

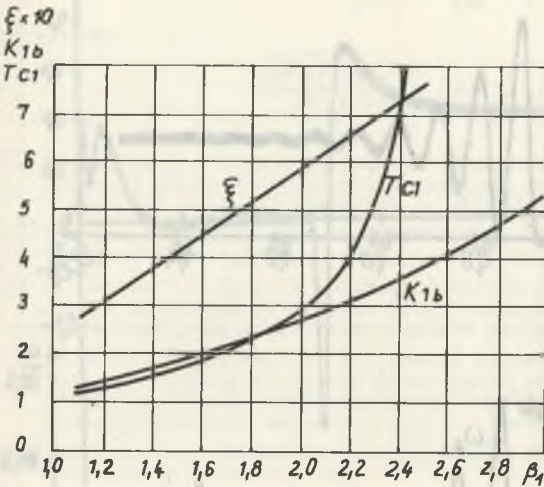
Transmitancje (11) i (12) są identyczne jak odpowiednie transmitancje dla układu ze sprzężeniem tylko od prędkości  $\omega_1$ , przedstawione w pracy [1]. Jedynie współczynniki  $\beta_1$  i  $K_{1b}$  opisane zależnościami (10) i (13) różnią się od analogicznych współczynników podanych w pracy [1] uwzględniając wpływ dodatkowego sprzężenia od prędkości  $\omega_2$ .

Przy doborze nastaw regulatora prędkości układu z dodatkowym sprzężeniem od prędkości  $\omega_2$  można się więc posługiwać wykresami zamieszczonymi w pracy [1]. O ile dla układu ze sprzężeniem od prędkości  $\omega_1$  tłumienie oscylacji zależy wtedy tylko od stosunku momentów bezwładności  $J_1$  i  $J_2$  (dla  $k_2 = 0$ ,

$$\beta_1 = \sqrt{\frac{J_1 + J_2}{J_1}} \text{ i jest małe,}$$

jeżeli  $J_2$  jest nieduży w stosunku do  $J_1$ , to przy wprowadzeniu dodatkowego sprzężenia od prędkości  $\omega_2$  można w dowolny sposób kształtować wartość współczynnika  $\beta_1$  a tym samym i tłumienie drgań układu.

Dobór nastaw regulatora prędkości przebiega w przypadku układu z dodatkowym sprzężeniem od prędkości  $\omega_2$  następująco (rys. 3). Z odczytanej z wykresu dla założonego tłumienia  $\xi$  wartości współczynnika  $\beta_1$  można z zależności (10) obli-



Rys. 3. Wykresy do doboru nastaw regulatora prędkości

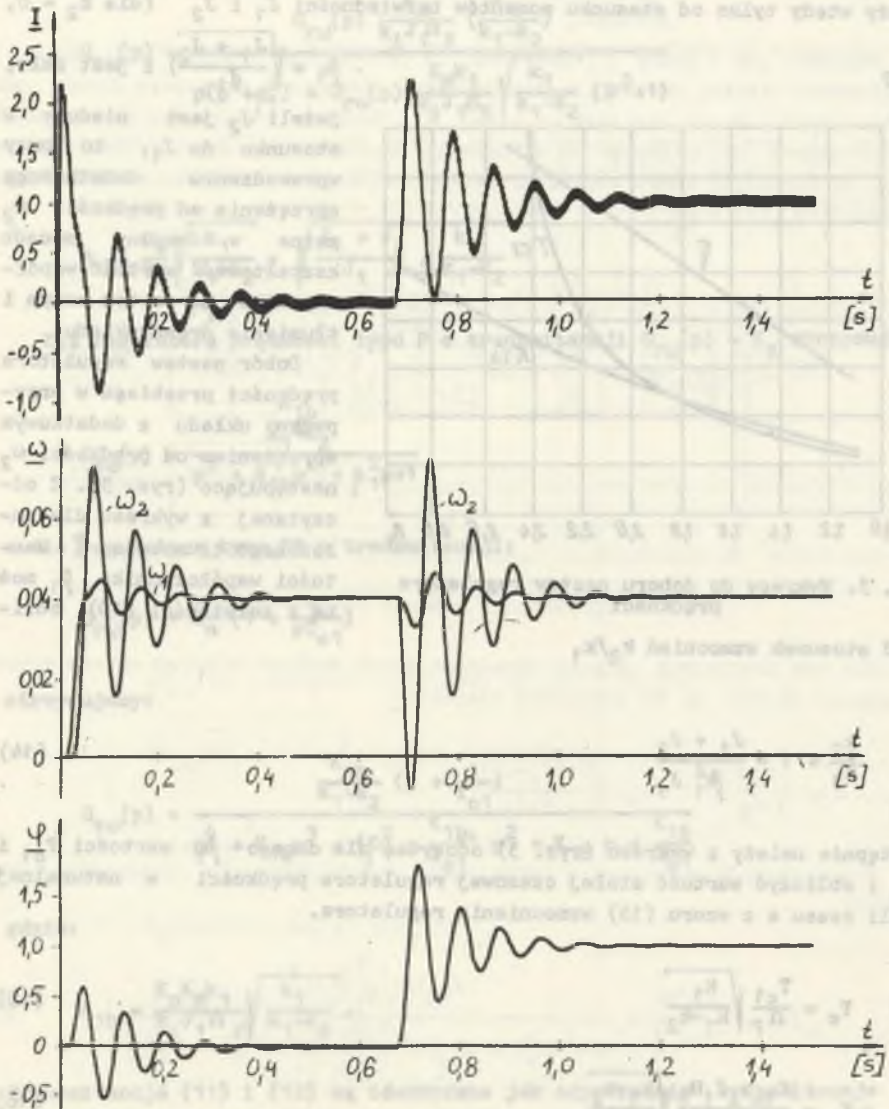
czyć stosunek wzmoceń  $k_2/k_1$

$$\frac{k_2}{k_1} = 1 - \frac{J_1 + J_2}{\beta_1^2 J_1} \tag{14}$$

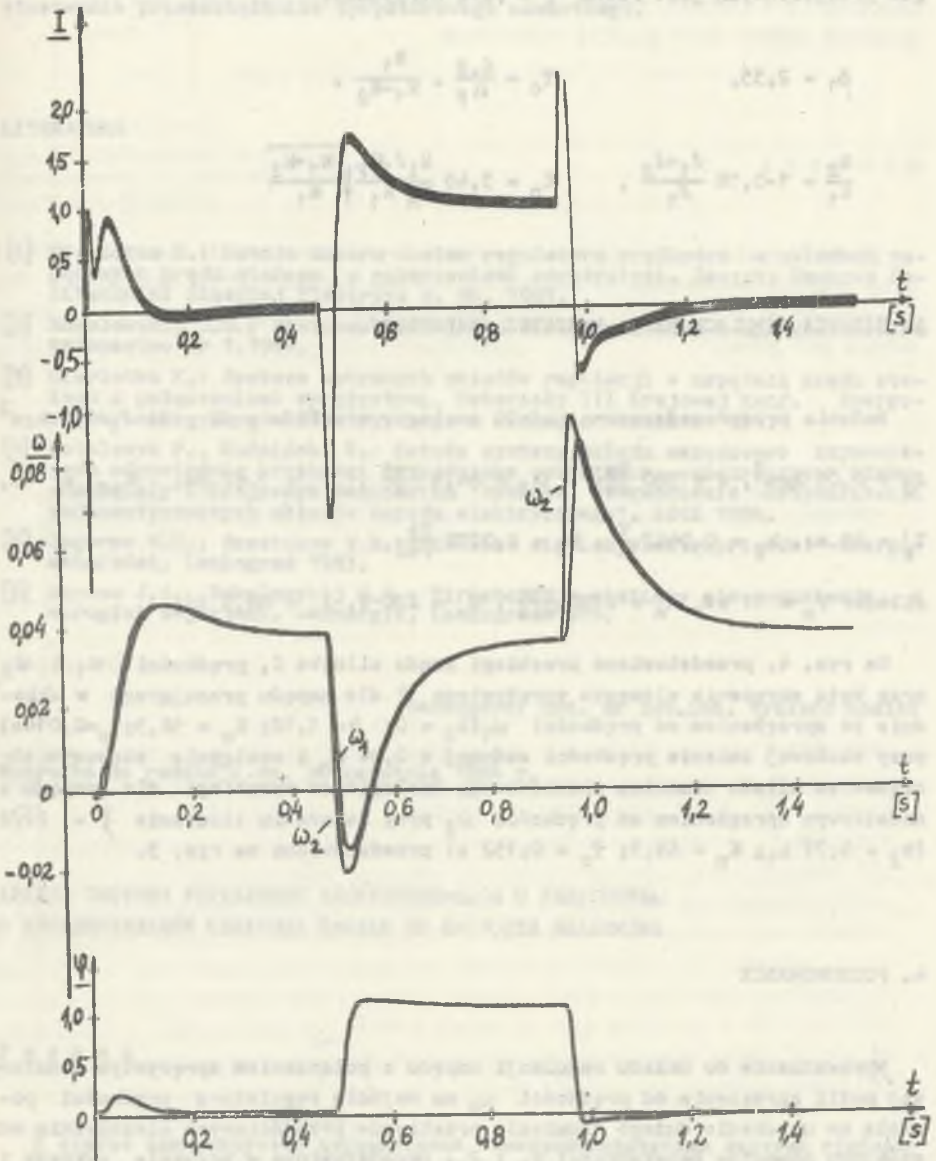
Następnie należy z wykresu (rys. 3) odczytać dla danego  $\beta_1$  wartości  $T_{c1}$  i  $K_{1b}$  i obliczyć wartość stałej czasowej regulatora prędkości w naturalnej skali czasu a z wzoru (13) wzmożenie regulatora.

$$T_c = \frac{T_{c1}}{\Omega_F} \sqrt{\frac{k_1}{k_1 - k_2}} \tag{15}$$

$$K_n = \frac{K_{1b} k_1 J_1 \Omega_F}{K_M k_1} \sqrt{\frac{k_1 - k_2}{k_1}} \tag{16}$$



Rys. 4. Przebiegi w układzie ze sprzężeniem od prędkości  $\omega_1$  ( $k_2 = 0$ ) przy zmianach prędkości zadanej i momentu obciążenia



Rys. 5. Przebiegi w układzie ze sprzężeniami od prędkości  $\omega_1$  i  $\omega_2$  ( $k_2 = 0,77 k_1$ ) przy skokowych zmianach prędkości zadanej i momentu obciążenia

W przypadku szczególnym, przy założeniu że w zamkniętym układzie regulacji prędkości z dodatkowym sprzężeniem od prędkości  $\omega_2$ , tłumienie przebiegów przejściowych jest równe  $\xi = \sqrt{2}/2$  otrzymamy:

$$\beta_1 = 2,35, \quad T_c = \frac{6,2}{\Omega_F} \cdot \frac{k_1}{k_1 - k_2},$$

$$\frac{k_2}{k_1} = 1 - 0,18 \frac{J_1 + J_2}{J_1}, \quad K_n = 3,45 \frac{k_1 J_1 \Omega_F}{K_M k_1} \sqrt{\frac{k_1 - k_2}{k_1}}$$

### 3. BADANIA SYMULACYJNE NA MASZYNIE ANALOGOWEJ

Badania przeprowadzono na modelu analogowym układu o danych:  $J_1 = 0,2 \text{ kgm}^2$   
 $J_2 = 0,05 \text{ kgm}^2$ ,  $c = 360 \frac{\text{Nm}}{\text{rad}}$ ,  $\Omega_F = 84,8 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ ,  $\tau_o = 1,67 \text{ ms}$ ,  $K_{pT} = 40$ ,  
 $T_g = 60 \text{ ms}$ ,  $k_1 = 0,0462 \frac{\text{V}}{\text{A}}$ ,  $k_1 = 0,0275 \frac{\text{Vs}}{\text{rad}}$ ,  
silnik:  $P_n = 17 \text{ kW}$ ,  $n_n = 2780 \frac{\text{obr}}{\text{min}}$ ,  $U_n = 220 \text{ V}$ ,  $I_n = 86,5 \text{ A}$ .

Na rys. 4. przedstawiono przebiegi prądu silnika  $I$ , prędkości  $\omega_1$  i  $\omega_2$  oraz kąta skręcenia elementu sprężystego  $\varphi$  dla napędu pracującego w układzie ze sprzężeniem od prędkości  $\omega_1$  ( $k_2 = 0$ ;  $\beta = 1,12$ ;  $K_n = 56,5$ ;  $T_c = 0,014 \text{ s}$ ) przy skokowej zmianie prędkości zadanej o  $0,04 n_n$  i następnie skokowym obciążeniem układu momentem znamionowym. Analogiczne przebiegi dla napędu z dodatkowym sprzężeniem od prędkości  $\omega_2$  przy założeniu tłumienia  $\xi = \sqrt{2}/2$  ( $k_2 = 0,77 k_1$ ;  $K_n = 69,3$ ;  $T_c = 0,152 \text{ s}$ ) przedstawiono na rys. 5.

### 4. PODSUMOWANIE

Wprowadzenie do układu regulacji napędu z połączeniem sprężystym dodatkowej pętli sprzężenia od prędkości  $\omega_2$  na wejście regulatora prędkości pozwala na uzyskanie dużego tłumienia przebiegów przejściowych niezależnie od stosunku momentów bezwładności  $J_1$  i  $J_2$ . Przedstawione w artykule wykresy i wzory pozwalają w prosty sposób dobrać parametry regulatora prędkości i sprzężeń zwrotnych. Z przeprowadzonych badań na maszynie analogowej wynika, że do szybkiego wytłumienia oscylacji (lub niedopuszczenia do ich powstania) niezbędne jest w niektórych stanach pracy prądu wytworzenie przez sil-

nik momentu hamującego (ujemna wartość prądu na rys. 5 przy skoku momentu obciążenia). Dla osiągnięcia dużego tłumienia oscylacji konieczne jest więc stosowanie przekaźnika tyrystorowego nawrotnego.

## LITERATURA

- [1] Gierlotka K.: Metoda doboru nastaw regulatora prędkości w układach napędowych prądu stałego z połączeniami sprzężystymi. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej Elektryka z. 84, 1983.
- [2] Sokolowski G.G.: Sistema upravlenia elektroprivodom s uprugostju. Electriczestwo Nr 1, 1984.
- [3] Gierlotka K.: Synteza wybranych układów regulacji w napędach prądu stałego z połączeniami sprzężystymi. Materiały III Krajowej Konf. Energoelektroniki, Napędu Elektrycznego i Trakcji. Warszawa 1984.
- [4] Ostalczyk P., Kuźmiński K.: Metoda syntezy układu napędowego zapewniająca odpowiednie przebiegi przejściowe wszystkich współrzędnych stanu. -Materiały I Krajowego Seminarium "Wybrane zagadnienia optymalizacji zautomatyzowanych układów napędu elektrycznego". Łódź 1984.
- [5] Jegorow W.N., Szestakow W.M.: Dinamika sistem elektroprivoda. -Energoatomizdat, Leningrad 1983.
- [6] Borcow J.A., Sokolowski G.G.: Tiristornyje sistemy elektroprivoda s uprugimi swjazjami. - Energia, Leningrad 1979.

Recenzent: doc. dr hab.inż. Ryszard Kozioł

Wpłynęło do redakcji dn. 20 kwietnia 1984 r.

АНАЛИЗ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ С УПРУГОСТЬЮ  
С ДОПОЛНИТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ ПО СКОРОСТИ МЕХАНИЗМА

## Резюме

В статье анализируется двухмассовая электромеханическая система стабилизации скорости, в которой введены обратные связи по скорости двигателя  $\omega_1$  и механизма  $\omega_2$ . Приведены диаграммы и формулы для расчёта регулятора скорости и коэффициентов усиления обратных связей.

## ANALYSIS OF A CONTROL SYSTEM WITH ADDITIONAL SPEED FEED-BACK FOR DC ELECTRIC DRIVES WITH ELASTIC CONNECTION

### Summary

Control system with  $\omega_1$  and  $\omega_2$  speed feed-backs for DC electric drives with elastic connection in mechanical system is analyzed in the paper. The principles of calculation of the speed regulator and the speed-backs parameters are given.

Jacek T. TOPORKIEWICZ

Instytut Podstawowych Problemów  
Elektrotechniki i Energoelektroniki  
Politechniki Śląskiej

## ANALIZA PORÓWNAWCZA WŁASNOŚCI UKŁADÓW: (R) I (RL) PRZY RÓŻNYCH WARIANTACH STEROWANIA IMPULSOWEGO

**Streszczenie.** W pracy porównano własności regulacyjne 4 sposobów impulsowego sterowania napięcia przemiennego oraz własności energetyczne odbiorników: (R) i (RL) sterowanych impulsowo według rozważanych sposobów.

### 1. WPROWADZENIE

Przeprowadzona poniżej analiza porównawcza obejmuje 4 sposoby impulsowego sterowania układów: (R) i (RL) prądu przemiennego; sterowanie fazowo-impulsowe [1, 3, 4, 10], sterowanie impulsowe całookresowe [1, 2, 4], sterowanie impulsowe symetryczne [5, 6, 7] oraz sterowanie impulsowe z dowolnie ustaloną pulsacją impulsowania względem pulsacji napięcia zasilającego [8, 9]. Rozważania dotyczą porównania własności regulacyjnych powyższych sposobów sterowania napięcia przemiennego oraz własności energetycznych odbiorników: (R) i (RL) sterowanych impulsowo według powyższych algorytmów.

W rozważaniach zakłada się idealnie sztywne źródło zasilania napięcia sinusoidalnego o amplitudzie  $U_{\max} \in R$  i pulsacji  $\omega_1$ , gdzie  $\omega_1 = 2\pi/T_1, T_1 \in R$ , wszystkie elementy wykonawcze układu impulsowego sterowania traktuje się jako elementy idealne oraz przyjmuje się liniowe odbiorniki: rezystancyjny (R) i rezystancyjno-indukcyjny (RL).



## 2. PRZEBIEGI NAPIĘĆ WYJŚCIOWYCH UKŁADÓW STEROWANIA

Przebiegi czasowe napięć wyjściowych  $u_2$  dla rozważanych wariantów sterowania impulsowego są postaci (rys. 1):

1° sterowanie fazowo-impulsowe

$$u_2(t) = \begin{cases} U_{\max} \sin(\omega_1 t) & \text{dla } t \in (nT_1 + t_0, nT_1 + t_w) \cup \left(\frac{2n+1}{2} T_1 + t_0, \frac{2n+1}{2} T_1 + t_w\right) \\ 0 & \text{dla } t \in \left(\frac{2n-1}{2} T_1 + t_w, nT_1 + t_0\right) \cup \left(nT_1 + t_w, \frac{2n+1}{2} T_1 + t_0\right) \end{cases}$$

gdzie:  $t_0 \in [t_{ogr}, \frac{T_1}{2}]$  - jest zmienną sterującą,  $t_{ogr} = \frac{\varphi}{\omega_1}$ ,  $\text{tg } \varphi = \frac{\omega_1 L}{R}$ ,

$t_w$  - jest chwilą wyłączenia prądu obciążenia, przy czym

$$t_w = \begin{cases} T_1/2 & \text{dla układu (R)} \\ t_w(t_0, \zeta) & \text{dla układu (RL)} \end{cases}, \quad \zeta = \frac{L}{R}, \quad n \in \mathbb{N} \cup \{0\}.$$

2° sterowanie impulsowe całookresowe

$$u_2(t) = \begin{cases} U_{\max} \sin(\omega_1 t + \varphi) & \text{dla } t \in (nT_1, (n+\delta)T_1) \\ 0 & \text{dla } t \in ((n+\delta)T_1, (n+1)T_1) \end{cases}$$

gdzie:  $\delta = \frac{t_{zał}}{T_1} = \frac{1}{k} \in \left\{0, \frac{1}{k}, \frac{2}{k}, \dots, \frac{k-1}{k}, 1\right\}$  - jest zmienną sterującą,

$k \in \mathbb{N}$  - liczba stopni pracy układu sterowania,  $l \in \{0, 1, 2, \dots, k\}$ ,  
 $n \in \mathbb{N} \cup \{0\}$ .

3<sup>o</sup> sterowanie impulsowe symetryczne

$$u_2(t) = \begin{cases} U_{\max} \sin(\omega_1 t) & \text{dla } t \in (t'_n - t_0, t'_n + t_0) \cup (t''_n - t_0, t''_n + t_0) \\ 0 & \text{dla } t \in (nT_1, t'_n - t_0) \cup (t'_n + t_0, t''_n - t_0) \cup \\ & \cup (t''_n + t_0, (n+1)T_1) \end{cases}$$

gdzie:  $t'_n = \frac{4n+1}{4} T_1$ ,  $t''_n = \frac{4n+3}{4} T_1$ ,  $t_0 \in [0, \frac{T_1}{4}]$  - jest zmienną sterującą,  $n \in \mathbb{N} \cup \{0\}$ .

4<sup>o</sup> sterowanie impulsowe z dowolną pulsacją impulsowania

$$u_2(t) = \begin{cases} U_{\max} \sin(\omega_1 t) & \text{dla } t \in (nT_1, (n+\delta)T_1) \\ 0 & \text{dla } t \in ((n+\delta)T_1, (n+1)T_1) \end{cases} \quad (4)$$

gdzie:  $\delta = \frac{t_{zał}}{T_1} \in [0, 1]$  - jest zmienną sterującą,  $T_1 \in \mathbb{R}$ ,  $T_1/T_1 \in \mathbb{Q}$ ,  $n \in \mathbb{N} \cup \{0\}$ .

We wszystkich przypadkach sterowania impulsowego przebiegi czasowe napięć wyjściowych  $u_2$  są funkcjami okresowymi o okresie  $T$ , przy czym zachodzi:

- dla sterowań: fazowego i symetrycznego:  $T = T_1$ ,
- dla sterowania całookresowego:  $T = T_1 = kT_1$ ,  $k \in \mathbb{N}$ ,
- dla sterowania z dowolną pulsacją impulsowania:  $T = \text{NWW}(T_1, T_1)$ ,

gdzie NWW oznacza najmniejszą wspólną wielokrotność liczb.

Chwila odłączenia napięcia zasilania od obwodu wyjściowego dla sterowania fazowego jest funkcją zmiennej sterującej  $t_0$  i stałej czasowej  $\tau$  obwodu obciążenia  $t_w = t_w(t_0, \tau)$ , natomiast w pozostałych przypadkach sterowania chwila ta zależy wyłącznie od zmiennej sterującej:  $\{t_0, \delta\}$ .

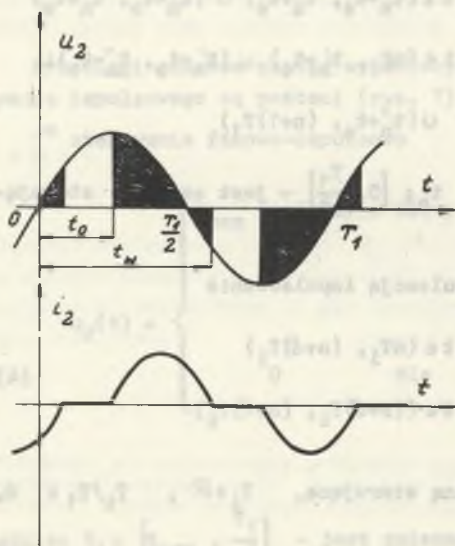
Wartości skuteczne napięć wyjściowych  $U_{2sk}$  dla rozważanych wariantów impulsowego sterowania są postaci (rys. 2):

1<sup>o</sup> sterowanie fazowo-impulsowe

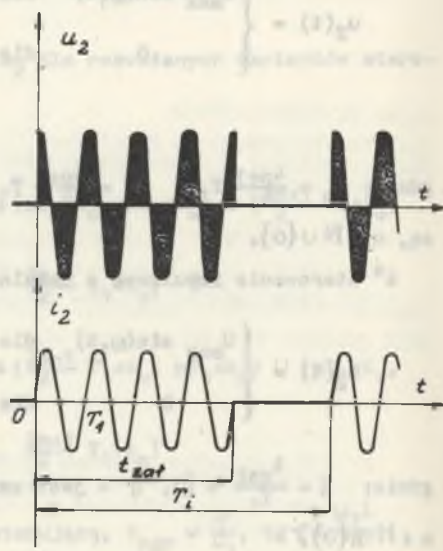
$$U_{2sk} = \frac{U_{\max}}{\sqrt{2\pi}} \sqrt{\omega_1(t_w - t_0) - \frac{\sin(2\omega_1 t_w) - \sin(2\omega_1 t_0)}{2}} \quad (5)$$

$$t_0 \in [t_{ogr}, \frac{T_1}{2}]$$

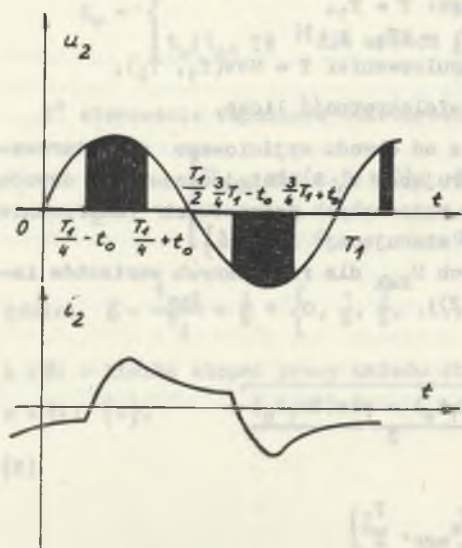
## 1° sterowanie fasowo-impulsowe



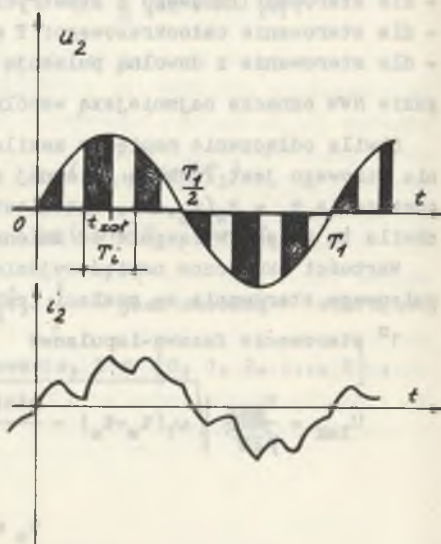
## 2° sterowanie impulsowe całokresowe



## 3° sterowanie impulsowe symetryczne



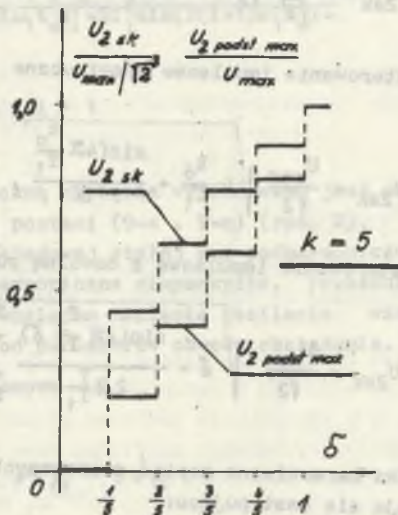
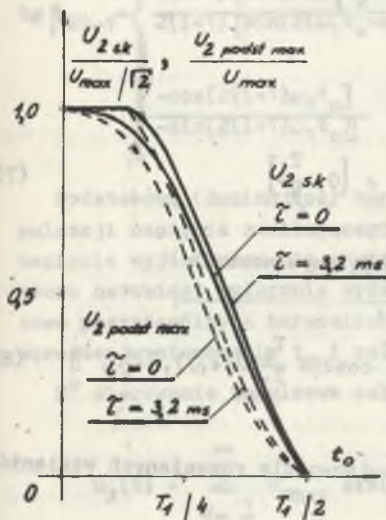
## 4° sterowanie impulsowe z dowolną pulsacją impulsowania



Rys. 1. Przebiegi czasowe napięć wyjściowych układów impulsowych dla różnych wariantów sterowania

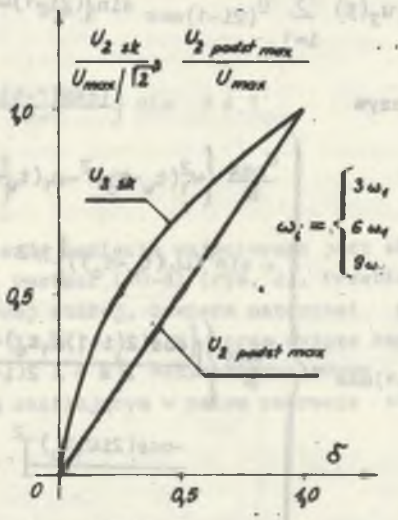
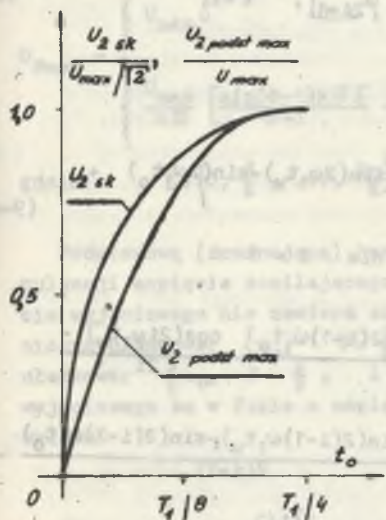
1° sterowanie fazowo-impulsowe

2° sterowanie impulsowe całokątne



3° sterowanie impulsowe symetryczne

4° sterowanie impulsowe z dowolną pulsną impulsownością



Rys. 2. Przebiegi wartości skutecznej oraz amplitudy podstawowej harmonicznej napięć wyjściowych dla różnych wariantów sterowania impulsowego

2<sup>o</sup> sterowanie impulsowe całokresowe

$$U_{2sk} = \frac{U_{\max}}{\sqrt{2}} \sqrt{\delta}, \quad \delta \in \left\{0, \frac{1}{K}, \dots, \frac{K-1}{K}, 1\right\} \quad (6)$$

3<sup>o</sup> sterowanie impulsowe symetryczne

$$U_{2sk} = \frac{U_{\max}}{\sqrt{2}} \sqrt{4 \frac{t_0}{T_1} + \frac{\sin(4\pi \frac{t_0}{T_1})}{\pi}}, \quad t_0 \in \left[0, \frac{T_1}{4}\right] \quad (7)$$

4<sup>o</sup> sterowanie impulsowe z dowolną pulscacją impulsowania

$$U_{2sk} = \frac{U_{\max}}{\sqrt{2}} \sqrt{\delta - \frac{\sin(2\pi \frac{T_1}{T_1} \delta)}{2\pi \frac{T_1}{T_1}} \sum_{i=0}^{T/T_1-1} \cos 2(\pi \frac{T_1}{T_1} (2i+1) \delta)}, \quad \delta \in [0, 1] \quad (8)$$

Widma harmoniczne napięć sterowanych impulsowo dla rozważanych wariantów wyrażają się następująco:

1<sup>o</sup> sterowanie fazowo-impulsowe

$$u_2(t) = \sum_{i=1}^{\infty} U_{(2i-1)\max} \sin[(2i-1)\omega_1 t + \beta_{2i-1}], \quad t \in \mathbb{R} \quad (9)$$

przy czym

$$U_{(2i-1)\max} = \begin{cases} \frac{U_{\max}}{\pi} \left\{ \omega_1^2 (t_w - t_0)^2 - \omega_1 (t_w - t_0) [\sin(2\omega_1 t_w) - \sin(2\omega_1 t_0)] + \right. \\ \left. + \sin^2(\omega_1 (t_w - t_0)) \right\}^{1/2} & \text{dla } i = 1 \\ \frac{U_{\max}}{\pi} \left\{ \left[ \frac{\cos(2(2i-1)\omega_1 t_w) - \cos(2(2i-1)\omega_1 t_0)}{2(2i-1)} - \frac{\cos(2i\omega_1 t_w)}{2i} - \right. \right. \\ \left. \left. \frac{-\cos(2i\omega_1 t_0)}{2i} \right]^2 + \left[ \frac{\sin(2(2i-1)\omega_1 t_w) - \sin(2(2i-1)\omega_1 t_0)}{2(2i-1)} - \right. \right. \\ \left. \left. - \frac{\sin(2i\omega_1 t_w) - \sin(2i\omega_1 t_0)}{2i} \right]^2 \right\}^{1/2} & \text{dla } i > 1 \end{cases} \quad (9-a) \quad (9-b)$$

$$t \in \beta_{2i-1} \begin{cases} \frac{\cos(2\omega_1 t_w) - \cos(2\omega_1 t_o)}{2\omega_1(t_w - t_o) - (\sin(2\omega_1 t_w) - \sin(2\omega_1 t_o))} & \text{dla } i = 1 \\ \frac{2(1+i) [\cos(2i\omega_1 t_w) - \cos(2i\omega_1 t_o)] - 2i [\cos(2(1+i)\omega_1 t_w) - \cos(2(1+i)\omega_1 t_o)]}{2(1+i) [\sin(2i\omega_1 t_w) - \sin(2i\omega_1 t_o)] - 2i [\sin(2(1+i)\omega_1 t_w) - \sin(2(1+i)\omega_1 t_o)]} \\ \frac{-\cos(2(1+i)\omega_1 t_o)}{-\sin(2(1+i)\omega_1 t_o)} & \text{dla } i > 1 \end{cases} \quad (9-c)$$

Podstawową (dominującą) harmoniczną napięcia wyjściowego jest składowa o pulsacji napięcia zasilającego  $\omega_1$  postaci (9-a, 9-c) (rys. 2). Przebieg napięcia wyjściowego nie zawiera składowej stałej ani podharmonicznych, zawiera natomiast wyłącznie wyższe harmoniczne nieparzyste. Przesunięcie fazowe poszczególnych harmonicznym względem napięcia zasilania wzrasta ze wzrostem wysterowania  $t_o$  i zależy od parametrów obwodu obciążenia.

2<sup>o</sup> sterowanie impulsowe całokresowe

$$u_2(t) = \sum_{\vartheta = \frac{1}{k}}^{\infty} U_{\vartheta \max} \sin(\vartheta \omega_1 t + \Psi), \quad t \in \mathbb{R} \quad (10)$$

przy czym

$$U_{\vartheta \max} = \begin{cases} U_{\max} \delta & \text{dla } \vartheta = 1 \\ \frac{U_{\max}}{k\delta} \left[ \frac{\sin(\vartheta-1)k\delta}{\vartheta-1} - \frac{\sin(\vartheta+1)k\delta}{\vartheta+1} \right] & \text{dla } \vartheta \neq 1 \end{cases} \quad (10-a)$$

gdzie:  $\delta \in \left\{ 0, \frac{1}{k}, \dots, \frac{k-1}{k}, 1 \right\}$ .

Podstawową (dominującą) harmoniczną napięcia wyjściowego jest składowa o pulsacji napięcia zasilającego  $\omega_1$  postaci (10-a) (rys. 2). Przebieg napięcia wyjściowego nie zawiera składowej stałej, zawiera natomiast podharmoniczne ułamkowe:  $\left\{ u_{\vartheta}, \vartheta = \frac{1}{k}, 1 \in \mathbb{N}, 1 < k \right\}$  oraz wyższe harmoniczne ułamkowe:  $\left\{ u_{\vartheta}, \vartheta = \frac{1}{k}, 1 \in \mathbb{N}, 1 > k \right\}$ . Wszystkie składowe napięcia wyjściowego są w fazie z napięciem zasilającym w całym zakresie sterowania układu.

3<sup>o</sup> sterowanie impulsowe symetryczne

$$u_2(t) = \sum_{i=1}^{\infty} U_{(2i-1)\max} \sin((2i-1)\omega_1 t), \quad t \in R \quad (11)$$

przy czym

$$U_{(2i-1)\max} = \begin{cases} U_{\max} \left[ 4 \frac{t_0}{T_1} + \frac{\sin(4\pi \frac{t_0}{T_1})}{\pi} \right] & \text{dla } i = 1 \\ \frac{U_{\max}}{\pi} (-1)^i \left[ \frac{\sin(4\pi i \frac{t_0}{T_1})}{i} + \frac{\sin(4\pi(1-i) \frac{t_0}{T_1})}{1-i} \right] & \text{dla } i > 1 \end{cases} \quad (11-a)$$

$$\frac{U_{\max}}{\pi} (-1)^i \left[ \frac{\sin(4\pi i \frac{t_0}{T_1})}{i} + \frac{\sin(4\pi(1-i) \frac{t_0}{T_1})}{1-i} \right] \quad (11-b)$$

$$\text{dla } i > 1 \quad (11-c)$$

gdzie:  $t_0 \in \left[ 0, \frac{T_1}{4} \right]$ .

Podstawą (dominującą) harmoniczną napięcia wyjściowego jest składowa o pulsacji napięcia zasilającego  $\omega_1$  postaci (11-a) (rys. 2). Przebieg napięcia wyjściowego nie zawiera składowej stałej ani podharmonicznych, zawiera natomiast wyłącznie wyższe harmoniczne nieparzyste. Wszystkie składowe napięcia wyjściowego są w fazie z napięciem zasilającym w całym zakresie sterowania układu.

4<sup>o</sup> sterowanie impulsowe z dowolną pulsacją impulsowania

$$u_2(t) = U_{\max} \left\{ \delta \sin(\omega_1 t) + \frac{1}{\pi} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{\sin(n\delta)}{i} \left[ \sin((\omega_1 + i\omega_1)t - n\delta) + \sin((\omega_1 - i\omega_1)t + n\delta) \right] \right\} \quad (12)$$

gdzie:  $\delta \in [0, 1]$ .

Podstawą (dominującą) harmoniczną napięcia wyjściowego jest składowa o pulsacji napięcia zasilającego  $\omega_1$  postaci (rys. 2):

$$U_2 \text{ podst max} = \begin{cases} U_{\max} \delta & \text{dla } \omega_1 \in \left\{ \frac{2\omega_1}{n}, n \in \mathbb{N} \right\} \\ U_{\max} \sqrt{\delta^2 + \left[ \frac{\sin(n\delta)}{n\delta} \right]^2 - 2\delta \frac{\sin(n\delta)}{n\delta} \cos(n\delta)} & \text{dla } \omega_1 \in \left\{ \frac{2\omega_1}{n}, n \in \mathbb{N} \right\} \end{cases} \quad (12-a)$$

$$\operatorname{tg} \beta_2 \text{ podst} = \begin{cases} 0 & \text{dla } \omega_1 \notin \left\{ \frac{2\omega_1}{n}, n \in \mathbb{N} \right\} \\ -\frac{\sin^2(n\pi\delta)}{n\pi\delta - \sin(n\pi\delta) \cos(n\pi\delta)} & \text{dla } \omega_1 \in \left\{ \frac{2\omega_1}{n}, n \in \mathbb{N} \right\} \end{cases} \quad (12-b)$$

Przebieg napięcia wyjściowego nie zawiera składowej stałej dla pulsacji impulsowania  $\{\omega_1 : \omega_1 \notin \left\{ \frac{\omega_1}{n}, n \in \mathbb{N} \right\}\}$  oraz podharmonicznych względem podstawowej harmonicznej napięcia dla pulsacji impulsowania

$$\left\{ \omega_1 : \omega_1 \in \{\omega_1\} \cup \{\omega_1 : \omega_1 > 2\omega_1\} \right\}.$$

Przesunięcie fazowe poszczególnych harmonicznych względem napięcia zasilającego zależy od poziomu wysterowania  $\delta$  układu oraz od pulsacji impulsowania  $\omega_1$  względem pulsacji  $\omega_1$ .

Zmieniając zmienną sterującą  $\{t_0, \delta\}$  w całym przedziale zmienności steruje się wartością skuteczną napięcia wyjściowego w zakresie  $[0, U_{\max}/\sqrt{2}]$ , przy czym jest ona nieliniową funkcją zmiennej sterującej (5) - (8) dla wszystkich wariantów sterowania oraz amplitudą podstawowej harmonicznej napięcia wyjściowego w zakresie  $[0, U_{\max}]$ , przy czym jedynie dla  $2^\circ$  oraz  $4^\circ$

(dla  $\omega_1 \notin \left\{ \frac{2\omega_1}{n}, n \in \mathbb{N} \right\}$ ) wariantu sterowania jest ona liniową funkcją zmiennej sterującej i nie zależy od częstotliwości pracy układu. Faza początkowa podstawowej harmonicznej napięcia wyjściowego dla wariantów sterowania:  $2^\circ - 4^\circ$

(dla  $\omega_1 \in \left\{ \frac{2\omega_1}{n}, n \in \mathbb{N} \right\}$ ) jest równa zeru w całym zakresie sterowania i nie zależy od parametrów pracy układu. Warianty sterowania:  $1^\circ, 3^\circ$  i  $4^\circ$  zapewniają regulację napięcia wyjściowego w sposób ciągły, natomiast wariant  $2^\circ$  zapewnia sterowanie stopniowe napięcia przemiennego.

Przedstawione warianty impulsowego sterowania  $1^\circ - 4^\circ$  napięcia przemiennego wykazują podobne odkształcenie przebiegów napięć wyjściowych w całym zakresie sterowania dla ustalonych wartości amplitudy ich podstawowej harmonicznej.

### 3. PRZEBIEGI PRĄDÓW: OBciążENIA I ŹRÓDŁA ZASILANIA STEROWANYCH UKŁADÓW

Dla układów z odbiornikami rezystancyjnymi (R) prąd obciążenia  $i_2$ , a tym samym prąd źródła zasilającego  $i_1$ , jest proporcjonalny do odpowiadających mu przebiegów napięć wyjściowych  $u_2$  impulsowych układów sterowania (por. (1) - (4)).



Dla układów z odbiornikami rezystancyjno-indukcyjnymi (RL) przebiegi czasowe prądów, obciążenia  $i_2$  oraz źródła zasilającego  $i_1$  w stanie ustalonym dla rozważanych wariantów sterowania są postaci (rys. 1):

1° sterowanie fazowo-impulsowe

$$i_1(t) = i_2(t) = \begin{cases} I_{\max} [\sin(\omega_1 t - \varphi) - e^{-\frac{t-t_0}{\tau}} \sin(\omega_1 t_0 - \varphi)] & \text{dla } t \in (t_0, t_w] \\ -i_2(t_0, t_w] & \text{dla } t \in (\frac{T_1}{2} + t_0, \frac{T_1}{2} + t_w] \\ 0 & \text{dla } t \in (t_w, \frac{T_1}{2} + t_0] \cup (\frac{T_1}{2} + t_w, T_1 + t_0] \end{cases} \quad (13)$$

przy czym chwilę wyłączenia  $t_w$  prądu obciążenia określa relacja:

$$\sin(\omega_1 t_w - \varphi) - e^{-\frac{t_w - t_0}{\tau}} \cdot \sin(\omega_1 t_0 - \varphi) = 0, \quad (13-a)$$

gdzie  $t_0 \in [t_{\text{ogr}}, T_1/2]$ .

2° sterowanie impulsowe całookresowe

$$i_1(t) = i_2(t) = \begin{cases} I_{\max} \sin(\omega_1 t) & \text{dla } t \in (nT_1, (n+\delta)T_1] \\ 0 & \text{dla } t \in ((n+\delta)T_1, (n+1)T_1] \end{cases} \quad (14)$$

gdzie  $\delta \in \{0, \frac{1}{K}, \dots, \frac{K-1}{K}, 1\}$ .

3° sterowanie impulsowe symetryczne

$$i_2(t) = \begin{cases} I_{\max} \sin(\omega_1 t - \varphi) + [i_2(\frac{T_1}{4} - t_0) - I_{\max} \cos(\omega_1 t_0 + \varphi)] e^{-\frac{t - (\frac{T_1}{4} - t_0)}{\tau}} & \text{dla } t \in (\frac{T_1}{4} - t_0, \frac{T_1}{4} + t_0] \\ i_2(\frac{T_1}{4} + t_0) e^{-\frac{t - (\frac{T_1}{4} + t_0)}{\tau}} & \text{dla } t \in (\frac{T_1}{4} + t_0, \frac{3}{4} T_1 - t_0] \\ -i_2(\frac{T_1}{4} - t_0, \frac{T_1}{4} + t_0] & \text{dla } t \in (\frac{3}{4} T_1 - t_0, \frac{3}{4} T_1 + t_0] \\ -i_2(\frac{T_1}{4} + t_0, \frac{3}{4} T_1 - t_0] & \text{dla } t \in (\frac{3}{4} T_1 + t_0, \frac{5}{4} T_1 - t_0] \end{cases} \quad (15)$$

oraz

$$i_1(t) = \begin{cases} i_2\left(\frac{T_1}{4} - t_0, \frac{T_1}{4} + t_0\right) & \text{dla } t \in \left(\frac{T_1}{4} - t_0, \frac{T_1}{4} + t_0\right) \\ 0 & \text{dla } t \in \left(\frac{T_1}{4} + t_0, \frac{3}{4}T_1 - t_0\right) \cup \left(\frac{3}{4}T_1 + t_0, \frac{5}{4}T_1 - t_0\right) \\ -i_2\left(\frac{T_1}{4} - t_0, \frac{T_1}{4} + t_0\right) & \text{dla } t \in \left(\frac{3}{4}T_1 - t_0, \frac{3}{4}T_1 + t_0\right) \end{cases}$$

przy czym

$$i_2\left(\frac{T_1}{4} - t_0\right) = I_{\max} \frac{\cos(\omega_1 t_0 + \varphi) - e^{-\frac{2t_0}{T_1}} \cos(\omega_1 t_0 - \varphi)}{1 + e^{-\frac{2t_0}{T_1}}} \quad (16)$$

gdzie  $t_0 \in \left[0, \frac{T_1}{4}\right]$

4<sup>o</sup> sterowanie impulsowe z dowolną pulsacją impulsowania

$$i_2(t) = \begin{cases} I_{\max} \left[ \sin(\omega_1 t - \varphi) + M_1(\delta, T_1, \varepsilon) e^{-\frac{t - 1T_1}{\varepsilon}} \right] & \text{dla } t \in (1T_1, (1+\delta)T_1] \\ I_{\max} N_1(\delta, T_1, \varepsilon) e^{-\frac{t - (1+\delta)T_1}{\varepsilon}} & \text{dla } t \in ((1+\delta)T_1, (1+1)T_1] \end{cases} \quad (17)$$

oraz

$$i_1(t) = \begin{cases} i_2(1T_1, (1+\delta)T_1) & \text{dla } t \in (1T_1, (1+\delta)T_1) \\ 0 & \text{dla } t \in ((1+\delta)T_1, (1+1)T_1) \end{cases} \quad (18)$$

przy czym

$$M_1(\delta, T_1, \varepsilon) = \frac{1}{1 - e^{-\frac{T_1}{\varepsilon}}} \sum_{i=0}^{\frac{T_1}{\varepsilon} - 1} \left[ \sin\left(2\pi \frac{T_1}{T_1} (1+i+\delta) - \varphi\right) e^{-\frac{\delta T_1}{\varepsilon}} - \sin\left(2\pi \frac{T_1}{T_1} (1+i) - \varphi\right) e^{-\frac{T_1 - T_1}{\varepsilon}} - \sin\left(2\pi \frac{T_1}{T_1} 1 - \varphi\right) \right]$$

$$N_1(\delta, T_1, \tilde{t}) = \sin(2\pi \frac{T_1}{T_1}(1+\delta) - \varphi) + M_1(\delta, T_1, \tilde{t}) e^{-\frac{\delta T_1}{T}}$$

gdzie:

$$I_{\max} = \frac{U_{\max}}{\sqrt{R^2 + (\omega_1 L)^2}}, \quad 1 \in \left\{0, 1, \dots, \frac{T_1}{T_1} - 1\right\}, \quad \delta \in [0, 1]$$

Przesunięcie fazowe  $\varphi_{1,2}$  podst. podstawowej harmonicznej prądów: obciążenia  $i_2$  oraz źródła zasilania  $i_1$  względem napięcia zasilającego  $u_1$  dla rozważanych wariantów sterowania, wynosi:

1° sterowanie fazowo-impulsowe

$$\varphi_{1,2} \text{ podst} = \begin{cases} \arctg \left[ \frac{1 - \cos(2\omega_1 t_0)}{T_1 - 2\omega_1 t_0 + \sin(2\omega_1 t_0)} \right] & \text{dla układu obciążenia (R)} \\ \varphi + \arctg \left[ \frac{\cos(2\omega_1 t_w) - \cos(2\omega_1 t_0)}{2\omega_1(t_w - t_0) - (\sin(2\omega_1 t_w) - \sin(2\omega_1 t_0))} \right] & \text{dla układu obciążenia (RL)} \\ & \text{w stanie ustalonym} \end{cases} \quad (19)$$

$$\text{dla } t_0 \in \left[ t_{\text{ogr}}, \frac{T_1}{2} \right).$$

2° sterowanie impulsowe całookresowe

$$\varphi_{1,2} \text{ podst} = \begin{cases} 0 & \text{dla układu obciążenia (R)} \\ \varphi & \text{dla układu obciążenia (RL) w stanie ustalonym} \end{cases}$$

$$\text{dla } \delta \in \left\{ \frac{1}{k}, \frac{2}{k}, \dots, \frac{k-1}{k}, 1 \right\}. \quad (20)$$

3° sterowanie impulsowe symetryczne

$$\varphi_{1,2} \text{ podst} = \begin{cases} 0 & \text{dla układu obciążenia (R)} \\ \varphi & \text{dla układu obciążenia (RL) w stanie ustalonym} \end{cases}$$

$$\text{dla } t_0 \in \left( 0, \frac{T_1}{4} \right] \quad (21)$$

4<sup>o</sup> sterowanie impulsowe z dowolną pulsacją impulsowania

$$\psi_{1,2} \text{ podst} = \begin{cases} \begin{cases} 0 & \text{dla } \omega_1 \notin \left\{ \frac{2\omega_1}{n}, n \in \mathbb{N} \right\} \\ \delta(\delta, T_1) & \text{dla } \omega_1 \in \left\{ \frac{2\omega_1}{n}, n \in \mathbb{N} \right\} \end{cases} \\ \begin{cases} \varphi & \text{dla } \omega_1 \notin \left\{ \frac{2\omega_1}{n}, n \in \mathbb{N} \right\} \\ \varphi + \delta(\delta, T_1) & \text{dla } \omega_1 \in \left\{ \frac{2\omega_1}{n}, n \in \mathbb{N} \right\} \end{cases} \end{cases} \quad (22)$$

dla układu obciążenia (R)

dla układu obciążenia (RL) w stanie ustalonym

przy czym

$$\operatorname{tg} \delta(\delta, T_1) = - \frac{\sin(2\pi \frac{T_1}{T_1} \delta) \sum_{l=0}^{T_1-1} \sin(2\pi \frac{T_1}{T_1} (2l+\delta))}{\delta - \frac{\sin(2\pi \frac{T_1}{T_1} \delta)}{2\pi \frac{T_1}{T_1}} \sum_{l=0}^{T_1-1} \cos(2\pi \frac{T_1}{T_1} (2l+\delta))}$$

dla  $\delta \in (0, 1]$

4. MOC UKŁADÓW OBCIĄŻENIA: (R) I (RL) STEROWANYCH IMPULSOWO

Wartości mocy czynnej  $P_2$  odbiorników: (R) i (RL) dla rozważanych wariantów impulsowego sterowania są postaci (rys. 3):

1<sup>o</sup> sterowanie fazowo-impulsowe

$$P_2 = \begin{cases} \frac{U_{\max} I_{\max}}{2} \left[ 1 - 2 \frac{t_0}{T_1} + \frac{\sin(2\omega_1 t_0)}{2\pi} \right] & \text{dla układu obciążenia (R)} \\ \frac{U_{\max} I_{\max}}{2} \left\{ 2 \frac{t_0 - t_0}{T_1} - \frac{\sin 2(\omega_1 t_0 - \varphi) - \sin 2(\omega_1 t_0 - \varphi)}{2\pi} \cdot \frac{\frac{1}{2} \omega_1^2}{1 + (\omega_1 T_1)^2} \right\} \end{cases}$$

$$\left. \begin{aligned}
 & \cdot \sin(\omega_1 t_0 - \varphi) \left[ \sin(\omega_1 t_0 - \varphi) + \omega_1 \tilde{\nu} \cos(\omega_1 t_0 - \varphi) - (\sin(\omega_1 t_w - \varphi) + \right. \\
 & \left. + \omega_1 \tilde{\nu} \cos(\omega_1 t_w - \varphi)) e^{-\frac{t_w - t_0}{\tau}} \right] + \frac{2\tilde{\nu} \sin^2(\omega_1 t_0 - \varphi)}{T_1} \left( 1 - e^{-\frac{2(t_w - t_0)}{\tau}} \right) \Big\} \\
 & \cdot \cos \varphi
 \end{aligned} \right\} \text{ dla układu obciążenia (RL) w stanie ustalonym}$$

gdzie  $t_0 \in [t_{ogr}, \frac{T_1}{2}]$ . (23)

2° sterowanie impulsowe całokresowe

$$P_2 = \begin{cases} \frac{U_{\max} I_{\max}}{2} \delta & \text{dla układu obciążenia (R)} \\ \frac{U_{\max} I_{\max}}{2} \delta \cos \varphi & \text{dla układu obciążenia (RL) w stanie ustalonym} \end{cases}$$

gdzie  $\delta \in \{0, \frac{1}{k}, \dots, \frac{k-1}{k}, 1\}$ . (24)

3° sterowanie impulsowe symetryczne

$$P_2 = \begin{cases} \frac{U_{\max} I_{\max}}{2} \left[ 4 \frac{t_0}{T_1} - \frac{\sin(2\omega_1 t_0)}{\pi} \right] & \text{dla układu obciążenia (R)} \\ \frac{U_{\max} I_{\max}}{2} \left\{ 4 \frac{t_0}{T_1} + \frac{\sin(2\omega_1 t_0)}{\pi} \cos \varphi + A(t_0, \tilde{\nu}) \left[ (1 - e^{-\frac{2t_0}{\tau}}) \cos(\omega_1 t_0) + \right. \right. \\ \left. \left. + \omega_1 \tilde{\nu} (1 + e^{-\frac{2t_0}{\tau}}) \sin(\omega_1 t_0) \right] \right\} & \text{dla układu obciążenia (RL) w stanie ustalonym} \end{cases}$$

przy czym  $A(t_0, \tilde{\nu}) = 4 \frac{\tilde{\nu}}{T_1} \cdot \frac{\frac{1}{2}(\frac{T_1}{4} - t_0) - \cos(\omega_1 t_0 + \varphi)}{1 + (\omega_1 \tilde{\nu})^2}$  (25)

gdzie  $t_0 \in [0, \frac{T_1}{4}]$ .

4<sup>o</sup> sterowanie impulsowe z dowolną pulsacją impulsowania

$$P_2 = \begin{cases} \frac{U_{\max} I_{\max}}{2} \left[ \delta - \frac{\sin(2\pi \frac{T_1}{T_1} \delta)}{2\pi \frac{T_1}{T_1}} \sum_{l=0}^{\frac{T_1}{T_1} - 1} \cos 2(\pi \frac{T_1}{T_1} (2l + \delta)) \right] & \text{dla układu obciążenia (R)} \\ \frac{U_{\max} I_{\max}}{2} \left\{ \delta \cos \varphi - \frac{\sin(2\pi \frac{T_1}{T_1} \delta)}{2\pi \frac{T_1}{T_1}} \sum_{l=0}^{\frac{T_1}{T_1} - 1} \cos(2\pi \frac{T_1}{T_1} (2l + \delta) - \varphi) - \frac{2\tau e^{-\frac{\delta T_1}{\tau}}}{T(1 + \omega_1^2 \tau^2)} \right. \\ \left. \sum_{l=0}^{\frac{T_1}{T_1} - 1} M_1(\delta, T_1, \tau) \left[ \sin(2\pi \frac{T_1}{T_1} (1 + \delta)) + \omega_1 \tau \cos(2\pi \frac{T_1}{T_1} (1 + \delta)) \right] + \right. \\ \left. + \frac{2\tau}{T(1 + \omega_1^2 \tau^2)} \sum_{l=0}^{\frac{T_1}{T_1} - 1} M_1(\delta, T_1, \tau) \cdot \right. \\ \left. \cdot \left[ \sin(2\pi \frac{T_1}{T_1} l) + \omega_1 \tau \cos(2\pi \frac{T_1}{T_1} l) \right] \right\} & \text{dla układu obciążenia (RL)} \\ & \text{w stanie ustalonym} \end{cases}$$

gdzie  $\delta \in [0, 1]$ .

(26)

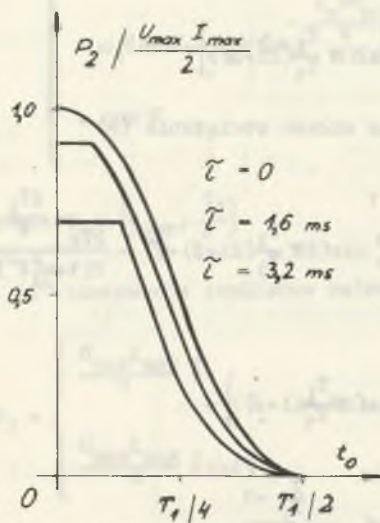
Zmieniając wielkość sterującą  $\{t_o, \delta\}$  w całym przedziale jej zmienności steruje się mocą czynną odbiorników w zakresie:

$\left[0, \frac{U_{\max} I_{\max}}{2}\right]$  dla układu obciążenia (R)

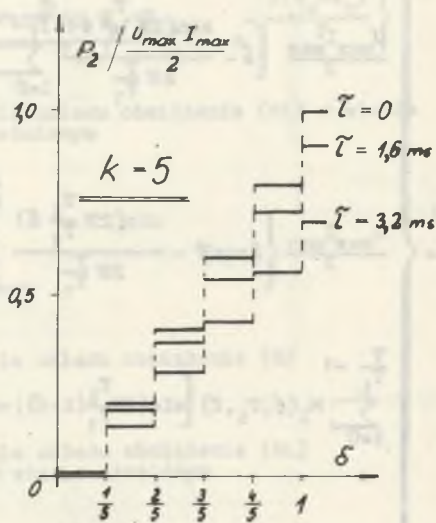
$\left[0, \frac{U_{\max} I_{\max}}{2} \cos \varphi\right]$  dla układu obciążenia (RL) w stanie ustalonym,

przy czym jest ona ogólnie nieliniową funkcją poziomu wysterowania rozważanych układów. Jedynie dla 2<sup>o</sup> oraz 4<sup>o</sup> (dla  $\{\omega_1: \omega_1 > 2\omega_1\}$ ) wariantu sterowania impulsowego układu obciążenia (R) moc czynna jest liniową funkcją względnego czasu załączenia  $\delta$  napięcia zasilającego do odbiornika i nie zależy od pulsacji impulsowania  $\omega_1$  względem pulsacji napięcia zasilania  $\omega_1$  i jego fazy początkowej.

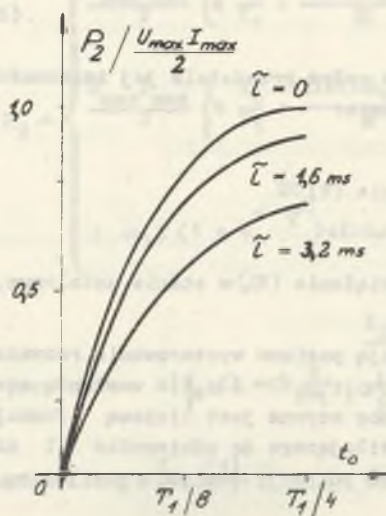
1° sterowanie fazowo-impulsowe



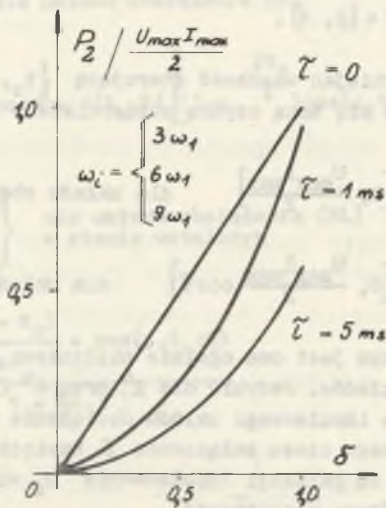
2° sterowanie impulsowe odciekresowe



3° sterowanie impulsowe symetryczne



4° sterowanie impulsowe z dowolną pulsacją impulsowania



Rys. 3. Przebiegi mocy czynnej układów: (R) i (RL) dla różnych wariantów sterowania impulsowego

Wraz ze zmniejszaniem poziomu wysterowania  $\{t_0, \delta\}$  maleje udział mocy czynnej dla podstawowych harmonicznych napięć i prądów, związany z wzrastającym odkształceniem przebiegów napięć i prądów wyjściowych sterowanych obiektów. Udział ten wzrasta wraz ze wzrostem indukcyjności obwodu obciążenia. Dla 4<sup>o</sup> wariantu impulsowego sterowania udział mocy czynnej dla podstawowych harmonicznych napięć i prądów wzrasta ponadto ze wzrostem pulsacji impulsowania  $\omega_1$  względem pulsacji napięcia zasilającego  $\omega_1$ , uzyskując wyższe wartości w porównaniu z innymi wariantami impulsowego sterowania układów prądu zmiennego.

Wartości mocy biernej  $Q_1(Q_1 \stackrel{\text{def}}{=} \frac{1}{T} \int [u_1 \cdot H(i_1)](t) dt$ , gdzie  $H(i)$  oznacza transformatę Hilberta funkcji prądu) w punkcie zasilania układów: (R) i (RL) dla rozważanych wariantów sterowania określają relacje (rys. 4):

$$Q_1 = \begin{cases} \frac{U_{\max} I_{\max}}{2} \cdot \frac{\sin^2(\omega_1 t_0)}{\omega_1} & \text{dla układu obciążenia (R)} \\ \frac{U_{\max} I_{\max}}{2} \left\{ 2 \frac{t_w - t_0}{T_1} \sin \varphi + \frac{\cos(2\omega_1 t_w - \varphi) - \cos(2\omega_1 t_0 - \varphi)}{2\omega_1} + \frac{\omega_1^2}{\omega_1(1 + \omega_1^2 L^2)} \right. \\ \quad \cdot [\sin(2\omega_1 t_0 - \varphi) - \sin \varphi + \omega_1 L (\cos(2\omega_1 t_0 - \varphi) - \cos \varphi) + \\ \quad + [\sin(\omega_1(t_w - t_0) + \varphi) - \sin(\omega_1(t_w + t_0) - \varphi) + \omega_1 L (\cos(\omega_1(t_w - t_0) + \varphi) - \\ \quad \left. - \cos(\omega_1(t_w + t_0) - \varphi))] \cdot e^{-\frac{t_w + t_0}{T}} \right\} & \text{dla układu obciążenia (RL)} \\ & \text{w stanie ustalonym} \end{cases}$$

gdzie:  $t_0 \in [t_{ogr}, \frac{T_1}{2}]$ . (27)

2<sup>o</sup> sterowanie impulsowe całokresowe

$$Q_1 = \begin{cases} 0 & \text{dla układu obciążenia (R)} \\ \frac{U_{\max} I_{\max}}{2} \delta \cos \varphi & \text{dla układu obciążenia (RL)} \\ & \text{w stanie ustalonym} \end{cases}$$

gdzie:  $\delta \in \{0, \frac{1}{k}, \dots, \frac{k-1}{k}, 1\}$  (28)



- Dla kąta załączania tyrystora  $\alpha_2 = 180^\circ$  prąd obciążenia w stanie ustalonym jest prądem biegu jałowego regulatora i jest określony równaniem:

$$i(t) = I_{m2} \sin(\omega t - \varphi_2)$$

gdzie:

$$I_{m2} = \frac{U_m}{\sqrt{(R_o + R_r)^2 + \omega^2(L_o + L_r + L_1)^2}}$$

$$\varphi_2 = \arctg \frac{\omega(L_o + L_r + L_1)}{R_o + R_r}$$

- Użyteczna wartość kąta  $\alpha_2$  wyzwalaenia tyrystora przy obciążeniu rezystancyjnym zawiera się w przedziale od zera do  $180^\circ$ . Wraz ze wzrostem indukcyjności obciążenia przedział ten zmniejsza się.
- Kąt  $\alpha_{z1}$  wejścia rdzenia w nasycenie jest większy od kąta  $\alpha_2 + \alpha$ . Z przeprowadzonych obliczeń wynika, że różnica ta nie przekracza  $13^\circ$  i zależy głównie od wielkości  $\alpha_2$  i rodzaju obciążenia.
- Wielkość indukcyjności głównej transformatora ma wpływ głównie na wartość prądu biegu jałowego regulatora. Jej zmniejszenie powoduje wzrost prądu biegu jałowego, poza tym zmniejszenie kąta  $\alpha_{w1}$ , zwiększenie wartości kąta  $\alpha_{z1}$ .
- Impedancja wzdluzna regulatora ma niewielki wpływ na kształt obliczanych przebiegów prądu, dlatego też w niektórych przypadkach można ją pominąć, co znacznie upraszcza obliczenia. Praca regulatora tyrystorowo-magnetycznego o małym prądzie biegu jałowego i małej impedancji wzdluznej jest zbliżona do pracy tyrystorowego regulatora napięcia przemiennego.

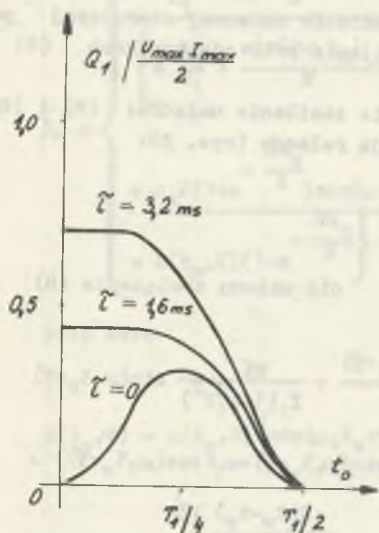
#### LITERATURA

- [1] Kuczewski Z., Rodacki T.: Układ tyrystorowo-magnetycznego sterowania napięcia. Patent PRL 78019.
- [2] Rodecki T., Duda A.: Tyrystorowo-magnetyczny regulator napięcia. Zeszyty Naukowe Politechniki Śl. Elektryka z. 75, 1981 r.
- [3] Rodacki T.: Tyrystorowo-magnetyczne regulatory napięcia i ich zastosowanie. Glińce, marzec 1983 r. (opracowanie niepublikowane).
- [4] Rozenblat M.A.: Magnitnyje elementy awtomatiki i wyczislitelnoj techniki. Nauka, Moskwa 1974 r.

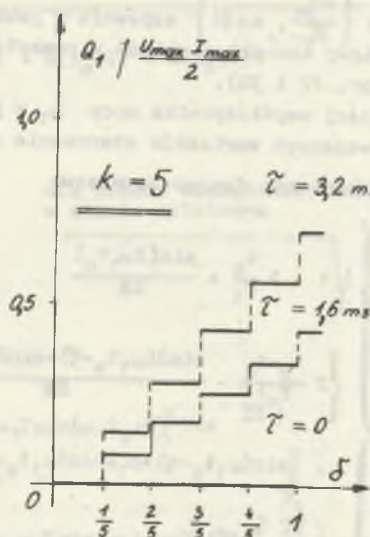
Rencenzent: doc. dr inż. Józef Danczewicz

Wpłynęło do redakcji dn. 15 kwietnia 1984 r.

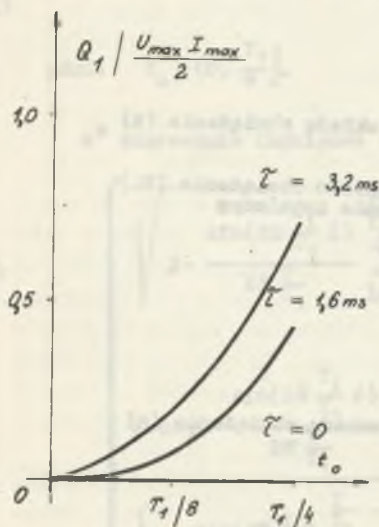
1° sterowanie fazowo-impulsowe



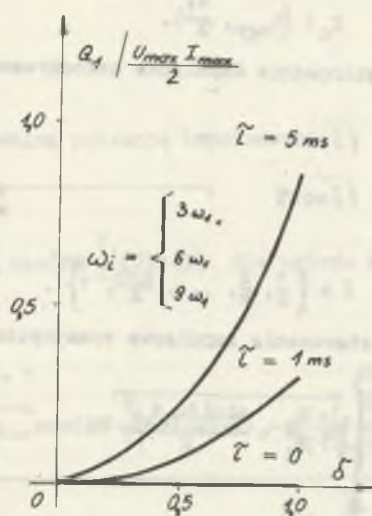
2° sterowanie impulsowe całokresowe



3° sterowanie impulsowe symetryczne



4° sterowanie impulsowe z dowolną pulsacją impulsowania



Rys. 4. Przebiegi mocy biernej w punkcie zasilania układów: (R) i (RL) dla różnych wariantów sterowania impulsowego

Dla wariantów sterowania: 2<sup>o</sup>, 3<sup>o</sup> i 4<sup>o</sup> (dla  $\omega_1 \in \left\{ \frac{2\omega_1}{n}, n \in \mathbb{N} \right\}$ , względny udział mocy biernej w punkcie zasilania jest stały niezależnie od poziomuysterowania układów (por. 20-22). Ponadto 4<sup>o</sup> sposób impulsowego sterowania dla  $\omega_1 \in \left\{ \frac{2\omega_1}{n}, n \in \mathbb{N} \right\}$  zapewnia w pewnym zakresie zmiennej sterującej pojemnościowy charakter układu w punkcie zasilania przy odbiornikach (R) i (RL) (por. 22 i 30).

Wartości współczynnika mocy  $\lambda_1$  w punkcie zasilania układów: (R) i (RL) dla rozważanych wariantów sterowania opisują relacje (rys. 5):

1<sup>o</sup> sterowanie fazowo-impulsowe

$$\lambda_1 = \begin{cases} \sqrt{1 - 2 \frac{t_0}{T_1} + \frac{\sin(2\omega_1 t_0)}{2\beta}} & \text{dla układu obciążenia (R)} \\ \left\{ 2 \frac{t_w - t_0}{T_1} - \frac{\sin 2(\omega_1 t_w - \varphi) - \sin 2(\omega_1 t_0 - \varphi)}{2\beta} - \frac{8\beta}{T_1(1 + \omega_1^2 \tau^2)} \sin(\omega_1 t_0 - \varphi) \right. \\ \cdot [\sin(\omega_1 t_0 - \varphi) + \omega_1 \tau \cos(\omega_1 t_0 - \varphi) - (\sin(\omega_1 t_w - \varphi) + \omega_1 \tau \cos(\omega_1 t_w - \varphi))] \cdot \\ \left. \cdot e^{-\frac{t_w - t_0}{\tau}} \right\} + 2 \frac{\beta}{T_1} \sin^2(\omega_1 t_0 - \varphi) \left( 1 - e^{-\frac{2(t_w - t_0)}{\tau}} \right)^{\frac{1}{2}} \cos \varphi & \text{dla układu obciążenia (RL)} \\ & \text{w stanie ustalonym} \end{cases}$$

gdzie:  $t_0 \in \left[ t_{ogr}, \frac{T_1}{2} \right)$ . (31)

2<sup>o</sup> sterowanie impulsowe całookresowe

$$\lambda_1 = \begin{cases} \sqrt{\delta} & \text{dla układu obciążenia (R)} \\ \sqrt{\delta \cos \varphi} & \text{dla układu obciążenia (RL)} \\ & \text{w stanie ustalonym} \end{cases}$$

gdzie:  $\delta \in \left\{ \frac{1}{k}, \frac{2}{k}, \dots, \frac{k-1}{k}, 1 \right\}$ . (32)

3<sup>o</sup> sterowanie impulsowe symetryczne

$$\sqrt{4 \frac{t_0}{T_1} + \frac{\sin(2\omega_1 t_0)}{\beta}} \quad \text{dla układu obciążenia (R)}$$

$$\lambda_1 = \left\{ \begin{array}{l} \frac{(4 \frac{t_0}{T_1} + \frac{\sin(2\omega_1 t_0)}{\pi}) \cos \varphi + A(t_0, \tau) \left[ (1 - e^{-\frac{2t_0}{\tau}}) \cos(\omega_1 t_0) + \right.}{\left. \left\{ 4 \frac{t_0}{T_1} + \frac{\sin(2\omega_1 t_0)}{\pi} \cos(2\varphi) + B(t_0, \tau) + C(t_0, \tau) e^{-\frac{2t_0}{\tau}} + \right. \right.} \\ \left. \left. + \omega_1 \tau (1 + e^{-\frac{2t_0}{\tau}}) \sin(\omega_1 t_0) \right] \right. \\ \left. \dots \frac{4t_0}{4t_0} \right\}^{1/2} \quad \text{dla układu obciążenia (RL)} \\ + D(t_0, \tau) (1 - e^{-\frac{2t_0}{\tau}}) \quad \text{w stanie ustalonym} \end{array} \right.$$

przy czym

(33)

$$B(t_0, \tau) = A(t_0, \tau) \left[ \cos(\omega_1 t_0 + \varphi) + \omega_1 \tau \sin(\omega_1 t_0 + \varphi) \right] \left( 1 - e^{-\frac{T_1}{2\tau}} \right)$$

$$C(t_0, \tau) = -A(t_0, \tau) \left[ \cos(\omega_1 t_0 - \varphi) - \omega_1 \tau \sin(\omega_1 t_0 - \varphi) \right] \left( 1 - e^{-\frac{T_1}{2\tau}} \right)$$

$$D(t_0, \tau) = A^2(t_0, \tau) \frac{T_1}{\tau} \left( \frac{1 + \omega_1^2 \tau^2}{4} \right)^2 \left( 1 - e^{-\frac{T_1}{\tau}} \right)$$

gdzie  $t_0 \in (0, \frac{T_1}{4}]$ .

4<sup>o</sup> sterowanie impulsowe z dowolną pulsacją impulsowania

$$\lambda_1 = \left\{ \begin{array}{l} \sqrt{\delta - \frac{\sin(2\pi \frac{T_1}{T_1} \delta)}{2\pi \frac{T_1}{T_1}} \sum_{l=0}^{\frac{T_1}{T_1} - 1} \cos(2\pi \frac{T_1}{T_1} (2l + \delta))} \quad \text{dla układu obciążenia (R)} \\ \delta \cos \varphi - \frac{\sin(2\pi \frac{T_1}{T_1} \delta)}{2\pi \frac{T_1}{T_1}} \sum_{l=0}^{\frac{T_1}{T_1} - 1} \cos(2\pi \frac{T_1}{T_1} (2l + \delta) - \varphi) - \frac{\delta T_1}{T(1 + \omega_1^2 \tau^2)} \sum_{l=0}^{\frac{T_1}{T_1} - 1} M_1 \\ \delta - \frac{\sin(2\pi \frac{T_1}{T_1} \delta)}{2\pi \frac{T_1}{T_1}} \sum_{l=0}^{\frac{T_1}{T_1} - 1} \cos(2\pi \frac{T_1}{T_1} (2l + \delta) - \varphi) - \frac{4\tau e^{-\frac{\delta T_1}{\tau}}}{T(1 + \omega_1^2 \tau^2)} \sum_{l=0}^{\frac{T_1}{T_1} - 1} M_1(\delta, T_1, \tau) \end{array} \right.$$

$$\left. \begin{aligned}
 & (\delta, T_1, \tilde{v}) \left[ \sin(2\delta \frac{T_1}{T_1}(1+\delta)) + \omega_1 \tilde{v} \cos(2\delta \frac{T_1}{T_1}(1+\delta)) \right] + \frac{2\tilde{v}}{T(1+\omega_1^2 \tilde{v}^2)} \\
 & \left[ \sin(2\delta \frac{T_1}{T_1}(1+\delta) - \varphi) + \omega_1 \tilde{v} \cos(2\delta \frac{T_1}{T_1}(1+\delta) - \varphi) \right] + \frac{4\tilde{v}}{T(1+\omega_1^2 \tilde{v}^2)} \sum_{l=0}^{\frac{T}{T_1} - 1} M_1 \\
 & \sum_{l=0}^{\frac{T}{T_1} - 1} M_1(\delta, T_1, \tilde{v}) \left[ \sin(2\delta \frac{T_1}{T_1} l) + \omega_1 \tilde{v} \cos(2\delta \frac{T_1}{T_1} l) \right] \\
 & (\delta, T_1, \tilde{v}) \left[ \sin(2\delta \frac{T_1}{T_1} l - \varphi) + \omega_1 \tilde{v} \cos(2\delta \frac{T_1}{T_1} l - \varphi) \right] + \frac{\tilde{v}}{T} \left( 1 - e^{-\frac{2\delta T_1}{T}} \sum_{l=0}^{\frac{T}{T_1} - 1} M_1^2(\delta, T_1, \tilde{v}) \right) \left. \right\} \frac{1}{2}
 \end{aligned}$$

gdzie  $\delta \in (0, 1]$ .

(34)

Z porównania przebiegów współczynnika mocy w punkcie zasilania układów: (R) i (RL) dla ustalonych wartości amplitudy podstawowej harmonicznej napięcia wyjściowego wynika, że najniższe wartości osiąga on dla sterowania fazowo-impulsowego (wariant 1<sup>o</sup>). Dla wariantów sterowania: 2<sup>o</sup>, 3<sup>o</sup> oraz 4<sup>o</sup> (dla  $\omega_1 \notin \left\{ \frac{2\omega_1}{n}, n \in \mathbb{N} \right\}$ ) współczynnik mocy w punkcie zasilania układów osiąga podobne wartości.

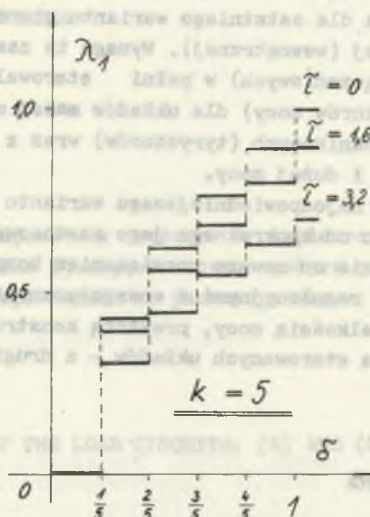
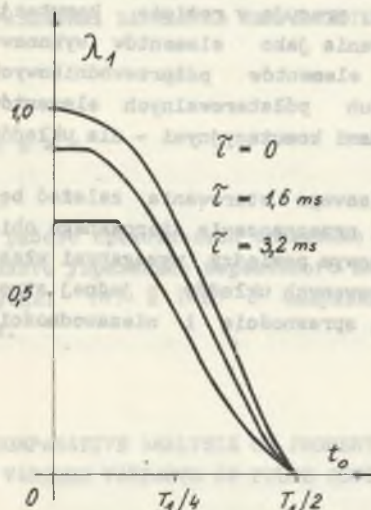
## 5. ZAKOŃCZENIE

Z przeprowadzonej w pracy analizy porównawczej własności regulacyjnych i energetycznych układów: (R) i (RL) prądu przemiennego dla 4 wariantów sterowania: 1<sup>o</sup> - sterowania fazowo-impulsowego, 2<sup>o</sup> - sterowanie impulsowego całokresowego, 3<sup>o</sup> - sterowania impulsowego symetrycznego oraz 4<sup>o</sup> - sterowania impulsowego z dowolną pulsacją impulsowania względem pulsacji napięcia zasilania wynika, iż stosunkowo najmniej korzystnym (w sensie powyższych własności) jest sterowanie fazowo-impulsowe (wariant 1<sup>o</sup> sterowania), najkorzystniejszym zaś - 4<sup>o</sup> wariant sterowania przy właściwie dobranej pulsacji impulsowania  $\omega_1$  względem pulsacji napięcia zasilającego  $\omega_1$  [8, 9].

Z drugiej strony - układy ze sterowaniem fazowym pracują w reżimie komutacji naturalnej (sieciowej), stąd ich prostota konstrukcji, wysoka sprawność (powyżej 95%) i niezawodność działania. Sterowanie całokresowe posiada stosunkowo korzystne własności energetyczne, wymaga jednak bardzo dokładnej synchronizacji względem prądu obciążenia, jest sterowaniem stopniowym

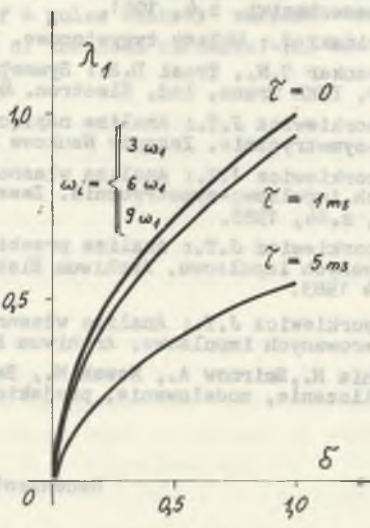
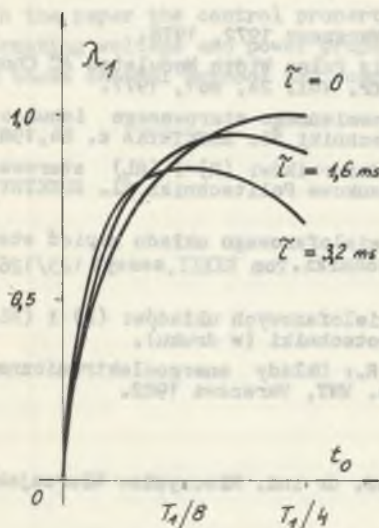
1° sterowanie fazowo-impulsowe

2° sterowanie impulsowe całok okresowe



3° sterowanie impulsowe symetryczne

4° sterowanie impulsowe z dowolną pulsacją impulsowania



Rys. 5. Przebiegi współczynnika mocy w punkcie zasilania układów:(R) i (RL) dla różnych wariantów sterowania impulsowego

i może być stosowane wyłącznie dla obiektów o dużych własnych stałych czasowych. Wreszcie układy: o sterowaniu symetrycznym oraz z dowolną pulsacją impulsowania mimo korzystnych własności regulacyjnych i energetycznych, zwłaszcza dla ostatniego wariantu sterowania, pracują w reżimie komutacji wymuszonej (wewnętrznej). Wymaga to zastosowania jako elementów wykonawczych (łączeniowych) w pełni sterowalnych elementów półprzewodnikowych ( tranzystorów mocy) dla układów małej mocy lub półsterowalnych elementów półprzewodnikowych (tyrystorów) wraz z obwodami komutacyjnymi - dla układów średniej i dużej mocy.

Wybór najodpowiedniejszego wariantu impulsowego sterowania zależy będzie więc od konkretnego jego zastosowania i przeznaczenia sterowanego obiektu. Będzie on zawsze rozwiązaniem kompromisowym pomiędzy wymaganymi własnościami regulacyjnymi i energetycznymi sterowanych układów z jednej strony, a wielkością mocy, prostotą konstrukcji, sprawnością i niezawodnością działania sterowanych układów - z drugiej.

#### LITERATURA

- [1] Kuczewski Z. (red.): *Energoelektronika*. Wydawnictwa Politechniki Śląskiej, Gliwice 1974, 1977.
- [2] Luciński J.: O pewnym przypadku impulsowego sterowania. *Archiwum Automatyki i Telemekhaniki*, z.3. 1963.
- [3] Luciński J.: O właściwościach sterownika tyratronowego w układzie odwrotnie-równoległym przy obciążeniu indukcyjnym. *Archiwum Automatyki i Telemekhaniki*, z.4, 1961.
- [4] Luciński J.: *Układy tyrystorowe*. WNT, Warszawa 1972, 1978.
- [5] Revankar G.N., Trasi D.S.: Symmetrically Pulse Width Modulated AC Chopper. *IEEE Trans. Ind. Electron. & Constr.* Vol. 24, No1, 1977.
- [6] Toporkiewicz J.T.: Analiza napięcia przemiennego sterowanego impulsowo-symetrycznie. *Zeszyty Naukowe Politechniki Śl. ELEKTRYKA* z. 84, 1983
- [7] Toporkiewicz J.T.: Analiza własności odbiorników: (R) i (RL) sterowanych impulsowo-symetrycznie. *Zeszyty Naukowe Politechniki Śl. ELEKTRYKA*, z.84, 1983.
- [8] Toporkiewicz J.T.: Analiza przebiegów wielofazowego układu napięć sterowanych impulsowo. *Archiwum Elektrotechniki*. Tom XXXII, zeszyt 125/126-3/4 1983.
- [9] Toporkiewicz J.T.: Analiza własności wielofazowych układów: (R) i (RL) sterowanych impulsowo. *Archiwum Elektrotechniki* (w druku).
- [10] Tunia H., Smirnow A., Nowak M., Barlik R.: *Układy energoelektroniczne. Obliczanie, modelowanie, projektowanie*. WNT, Warszawa 1982.

Recenzent: prof. dr inż. Mieczysław Wierzejski

Wpłynęło do redakcji dn. 25 kwietnia 1984 r.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СВОЙСТВ СИСТЕМ НАГРУЗКИ: (R) И (RL)  
ДЛЯ РАЗЛИЧНЫХ ВАРИАНТОВ ИМПУЛЬСНОГО УПРАВЛЕНИЯ

Резюме

В работе представлено сравнение регулировочных свойств 4 вариантов импульсного управления переменного напряжения и энергетических свойств систем нагрузки: (R) и (RL) с импульсным управлением по рассматриваемым методам.

THE COMPARATIVE ANALYSIS OF PROPERTIES OF THE LOAD CIRCUITS: (R) AND (RL)  
WITH VARIOUS VARIANTS OF PULSE CONTROL

Summary

In the paper the control properties of 4 pulse control variants of the alternating voltage and power properties of the load circuits: (R) and (RL) with these control methods are compared.



Henryk KOŁODZIEJ

Instytut Podstawowych Problemów  
Elektrotechniki i Energoelektroniki  
Politechniki Śląskiej

### ZMODYFIKOWANA STRUKTURA STEROWANIA SILNIKA ASYNCHRONICZNEGO

**Streszczenie.** W artykule przedstawiono prostą metodę syntezy struktury sterowania momentem elektromagnetycznym silnika asynchronicznego. Uzyskana struktura sterowania charakteryzuje się dobrymi własnościami dynamicznymi, porównywalnymi jedynie z układami o sterowaniu bezpośrednim. Przedstawiono wyniki badań symulacyjnych układu w zastosowaniu do napędu z silnikiem asynchronicznym zasilanym z falownika prądu.

#### 1. WPROWADZENIE

Układy napędowe z silnikami asynchronicznymi zasilanymi z przemienników częstotliwości charakteryzuje duża różnorodność rozwiązań układów sterowania momentem elektromagnetycznym silnika. W zależności od potrzeb, znajdują zastosowanie układy syntetyzowane na podstawie zależności statycznych [2] lub też układy wykorzystujące bezpośrednio pomiary wielkości wewnętrznych silnika, takich jak: moment elektromagnetyczny, kąt położenia wirujących wektorów prądu lub strumienia itp.

Zasadniczą wadą struktur sterowania syntetyzowanych w oparciu o zależności opisujące własności statyczne silnika asynchronicznego są niewystarczające dla wielu zastosowań ich własności dynamiczne. Z kolei układy z bezpośrednim pomiarem wielkości wewnętrznych silnika są złożone i nastroczają wiele problemów pomiarowych związanych z uzyskaniem sygnału proporcjonalnego do momentu elektromagnetycznego lub kąta położenia wirujących wektorów prądu lub strumienia.

Celowe jest więc poszukiwanie struktur sterowania prostych i jednocześnie zapewniających dobre własności dynamiczne układów napędowych z silnikami asynchronicznymi. W artykule przedstawiono metodę syntezy, pozwalającą

na zmodyfikowanie struktur sterowania syntetyzowanych na podstawie zależności statycznych w taki sposób, aby uzyskać zdecydowaną poprawę ich własności dynamicznych.

Podstawą syntezy są równania silnika asynchronicznego zapisane w układzie współrzędnych biegunowych nieruchomych względem wirującego wektora prądu stojana. Przyjęto przy tym następujące założenia upraszczające:

- założono, że fazowe prądy stojana są sinusoidalne,
- pominięto równania napięcia stojana zakładając, że prąd rzeczywisty stojana silnika jest równy prądowi zadanemu z układu regulacji.

$$\underline{i}_s = i_s$$

$$\underline{\psi}_r = \psi_r e^{-j\varphi}$$

$$\frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{d\psi_r}{dt} = \cos\varphi \frac{x_m}{x_r} r_r i_s - \frac{r_r}{x_r} \psi_r$$

$$\frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{d\varphi}{dt} = -\sin\varphi \frac{x_m}{x_r} r_r \frac{i_s}{\psi_r} - \beta$$

$$m_e(t) = -\frac{x_m}{x_r} \psi_r i_s \sin\varphi$$

gdzie:

$i_s$  - wektor przestrzenny prądu stojana,

$\psi_r$  - wektor przestrzenny strumienia skojarzonego wirnika,

$\varphi$  - kąt zawarty pomiędzy tymi wektorami,

$\beta$  - względna częstotliwość prądu wirnika,

$m_e$  - moment elektromagnetyczny silnika.

Wszystkie wielkości wyrażono w układzie wartości względnych.

## 2. SYNTEZA OBWODU STEROWANIA MOMENTEM ELEKTROMAGNETYCZNYM SILNIKA

Syntezę układu sterowania momentem elektromagnetycznym silnika można przeprowadzić, czyniąc dodatkowe założenie, że cały układ sterowania zapewnia utrzymanie w przybliżeniu stałej wartości strumienia głównego silnika we wszystkich stanach jego pracy. Zadanie to pozwala na wyznaczenie prawa

sterowania wielkościami wewnętrznymi maszyny asynchronicznej. Układ równań (1) upraszcza się w tym przypadku do postaci:

$$0 = \cos \varphi \frac{x_m}{x_r} i_s - \frac{r_r}{x_r} \psi_r \quad (2)$$

$$\frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{d\varphi}{dt} = - \sin \varphi \frac{x_m}{x_r} r_r \frac{i_s}{\psi_r} - \dot{\varphi} \quad (3)$$

(pominięto równanie momentu).

Z równania (2) można wyznaczyć prawo sterowania prądem stojana silnika asynchronicznego, bądź też prawo sterowania kątem położenia wzajemnego wektorów prądu i strumienia

$$i_s = \frac{\psi_r}{x_m \cos \varphi} \quad (4)$$

$$\cos \varphi = \frac{\psi_r}{x_m i_s} \quad (5)$$

Wychodząc z równania (4) można uzyskać układy sterowania momentem elektromagnetycznym silnika, w których wartość prądu stojana jest zmienna wraz ze zmianami kąta  $\varphi$  tak, aby strumień główny silnika pozostawał stały. Wadą tego typu układów jest mała szybkość sterowania momentem [7]. Jeżeli za podstawę syntezy przyjąć równanie (5), otrzymuje się układ sterowania, w którym kąt położenia wirujących wektorów prądu i strumienia nadąża za zmianami wartości prądu stojana. Mając na uwadze, że szybkość sterowania wartością prądu stojana jest na ogół duża, zachodzi w tym przypadku konieczność zastosowania w układzie sterowania obwodów zapewniających również szybkie sterowanie kątem  $\varphi$ .

Podstawiając równanie (4) lub (5) do równania (3) uzyskuje się równanie o postaci:

$$\frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{d\varphi}{dt} = - \frac{r_r}{x_r} \operatorname{tg} \varphi - \dot{\varphi} \quad (6)$$

Z równania tego wynika, że jedyną wielkością, poprzez którą można wpływać na czas formowania kąta  $\varphi$  jest względna częstotliwość prądu wirnika  $\beta$ . Równanie to może być podstawą do syntezy układów sterowania z obserwatorem stanu [3], [7].

Równanie (6) można również wykorzystać do syntezy bardzo prostej struktury sterowania momentem elektromagnetycznym silnika asynchronicznego.

W tym celu należy rozwinąć równanie (6) w szereg Taylora w otoczeniu punktu pracy wyznaczonym przez kąt  $\varphi_0$

$$\frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{d\Delta\varphi}{dt} = - \frac{1}{\cos^2\varphi_0} \cdot \frac{x_r}{r} \Delta\varphi - \Delta\dot{\beta} \quad (7)$$

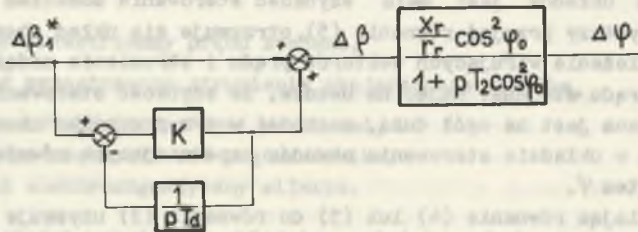
Po wprowadzeniu transformacji Laplace'a można wyznaczyć transmitancję przyrostową o postaci:

$$\frac{\Delta\varphi(p)}{\Delta\dot{\beta}(p)} = - \frac{\frac{x_r}{r} \cos^2\varphi_0}{1 + pT_2 \cos^2\varphi_0} \quad (8)$$

gdzie:

$$T_2 = \frac{x_r}{r \cdot \omega_0} - \text{elektromagnetyczna stała czasowa wirnika.}$$

Zależność (8) jest transmitancją członu inercyjnego o zmiennej wartości stałej czasowej. Ograniczenie wpływu powyższej inercji na kształtowanie procesów przejściowych silnika wymaga wprowadzenia do układu zadawania częstotliwości prądu wirnika korektora różniczkowego oddziałującego na wartość częstotliwości prądu wirnika. Schemat blokowy proponowanej struktury sterowania kątem położenia wektorów prądu i strumienia przedstawiono na rys. 1.



Rys. 1. Schemat blokowy obwodu sterowania kątem położenia wirujących wektorów prądu i strumienia.  $\beta_1$  - zadana częstotliwość prądu wirnika,  $\beta$  - rzeczywista częstotliwość prądu wirnika

Proponowany korektor jest członem różniczkującym rzeczywistym o inercji zależnej od współczynnika wzmocnienia  $K$ . Wartość tego współczynnika jest wypadkową dwóch czynników:

- konieczności zachowania dominującej części różniczkowej korektora,
- konieczności ograniczenia maksymalnej wartości współczynnika wzmocnienia ze względu na możliwość wzmacniającego działania dla składowych szumowych w układzie rzeczywistym.

Na podstawie przeprowadzonych badań symulacyjnych można stwierdzić, że wartość współczynnika  $K$  powinna się zawierać w zakresie od 5 do 10. Bardziej złożonym zagadnieniem jest dobór stałej czasowej różniczkowania  $T_d$ . Na podstawie schematu blokowego z rys. 1 można wyznaczyć transmitancję obwodu sterowania kątem  $\varphi$ .

$$\frac{\Delta\varphi(p)}{\Delta\beta_1(p)} = \frac{1 + pT_d(1 + \frac{1}{K})}{1 + pT_d/K} \cdot \frac{\cos^2\varphi_0 \frac{x_r}{r_r}}{1 + pT_2\cos^2\varphi_0} \quad (9)$$

Stosując odwrotne przekształcenie Laplace'a można wyznaczyć czasowy przebieg kąta  $\varphi$  dla skoku jednostkowego zadanej częstotliwości prądu wirnika

$\beta_1$ .

$$\Delta\varphi(t) \approx \Delta\beta_1 \frac{x_r}{r_r} \cos^2\varphi_0 \left[ 1 - \frac{T_d}{T_{2z}} e^{-\frac{t}{T_d} K} - \left(1 - \frac{T_d}{T_{2z}}\right) e^{-\frac{t}{T_{2z}}} \right] \quad (10)$$

$$T_d = T_d(1 + 1/K), \quad T_{2z} = T_2 \cos^2\varphi_0$$

Przebieg czasowy kąta  $\varphi$  dla skoku częstotliwości zadanej prądu wirnika  $\beta_1$  jest zależny od punktu pracy ustalonej silnika, czyli od kąta  $\varphi_0$ . Chcąc uniknąć przeregulowań kąta należałoby dobrać stałą czasową  $T_d$  dla największych wartości kąta  $\varphi_0$  i przyjmować:

$$T_d = T_{2z\min} = T_2 \cos^2\varphi_{\max}$$

Mając jednak na uwadze, że moment elektromagnetyczny jest funkcją sinusa kąta  $\varphi$ , można znacznie zwiększyć stałą czasową  $T_d$ , co prowadzi do przeregulowania kąta, ale nie powoduje zbyt dużych przeregulowań momentu.

Dokładny dobór stałej czasowej różniczkowania korektora  $T_d$  na drodze analitycznej jest trudny. Dlatego też optymalizację nastaw korektora należy przeprowadzić drogą badań symulacyjnych.

Proponowany układ sterowania kątem położenia wzajemnego wektorów prądu i strumienia nie zapewnia realizacji zależności (5) we wszystkich warunkach pracy silnika. Zachodzi więc konieczność wprowadzenia do układu regulacji prędkości kątowej silnika asynchronicznego obwodu stabilizacji strumienia głównego. Układ ten można zrealizować w dowolny sposób drogą pomiaru napięcia stojana lub w przypadku większego zakresu regulacji prędkości kątowej silnika, poprzez pomiar strumienia silnika. Wytyczne do przeprowadzenia syntezy obwodu stabilizacji strumienia przedstawiono w pracach [1] i [2]. Najwłaściwsze okazuje się zastosowanie układu regulacji strumienia głównego z

regulatorem typu P lub PD, którego wyjście oddziałuje na wartość prądu zadanego stojana oraz częstotliwość zadaną prądu wirnika.

### 3. DOBÓR NASTAW REGULATORA PRĘDKOŚCI

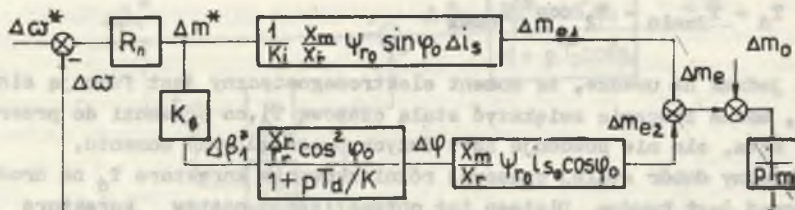
Dla dobranych według przedstawionej procedury nastaw korektora w torze zadawania częstotliwości prądu wirnika, transmitancja (9) upraszcza się do postaci (z dużym przybliżeniem dla małych kątów  $\varphi_0$ ).

$$\frac{\Delta\psi(p)}{\Delta\beta_1(p)} = \frac{\cos^2 \varphi_0 x_r/r_r}{1 + p T_d/K} \quad (11)$$

Rozwijając również wyrażenie (1) określające moment elektromagnetyczny silnika w szereg Taylora:

$$m_e = -\frac{x_m}{x_r} (\Delta\psi_r i_{s0} \sin \varphi_0 + \psi_{r0} \Delta i_s \sin \varphi_0 + \psi_{r0} i_{s0} \Delta\varphi \cos \varphi_0) \quad (12)$$

można skonstruować schemat blokowy układu regulacji prędkości kątowej, który przedstawiono na rys. 2. W schemacie tym pominięto człon równania (12) zależny od zmian strumienia  $\psi_r$ , gdyż założono na wstępie stałość strumienia głównego silnika.

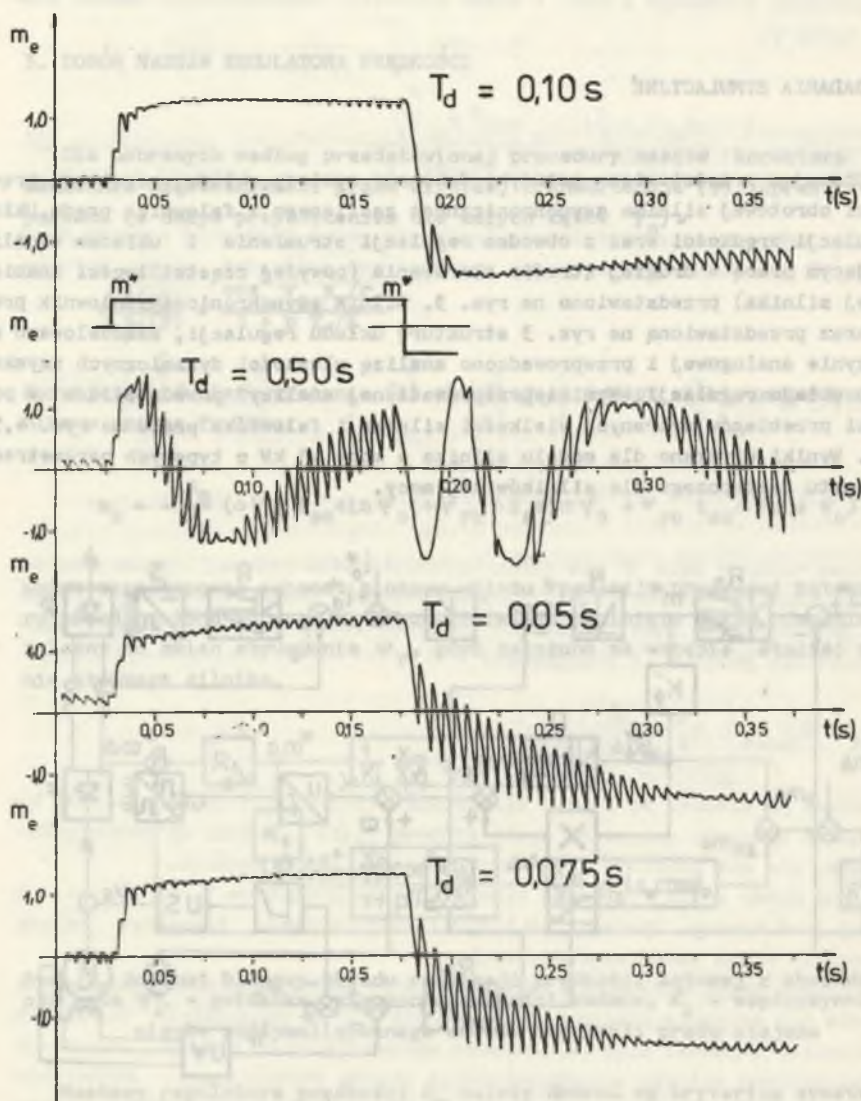


Rys. 2. Schemat blokowy układu regulacji prędkości kątowej z obwodem korekcji kąta  $\varphi$ . - gwiazdką oznaczono wielkości zadane,  $K_1$  - współczynnik wzmocnienia zoptymalizowanego obwodu regulacji prądu stojana

Nastawy regulatora prędkości  $R_n$  należy dobrać wg kryterium symetrycznego, przyjmując jako małą stałą czasową wielkość

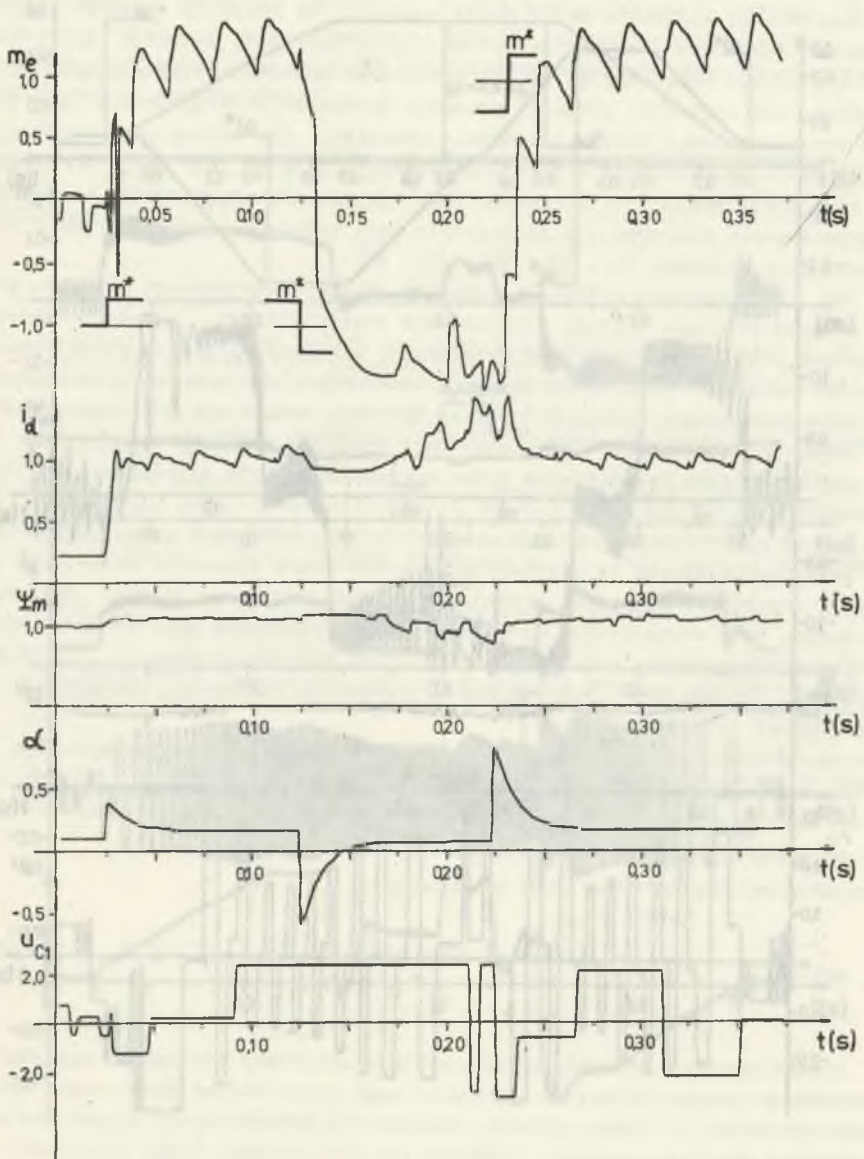
$$\tau = k T_d/K \quad k = 1,5 - 2 \quad (13)$$



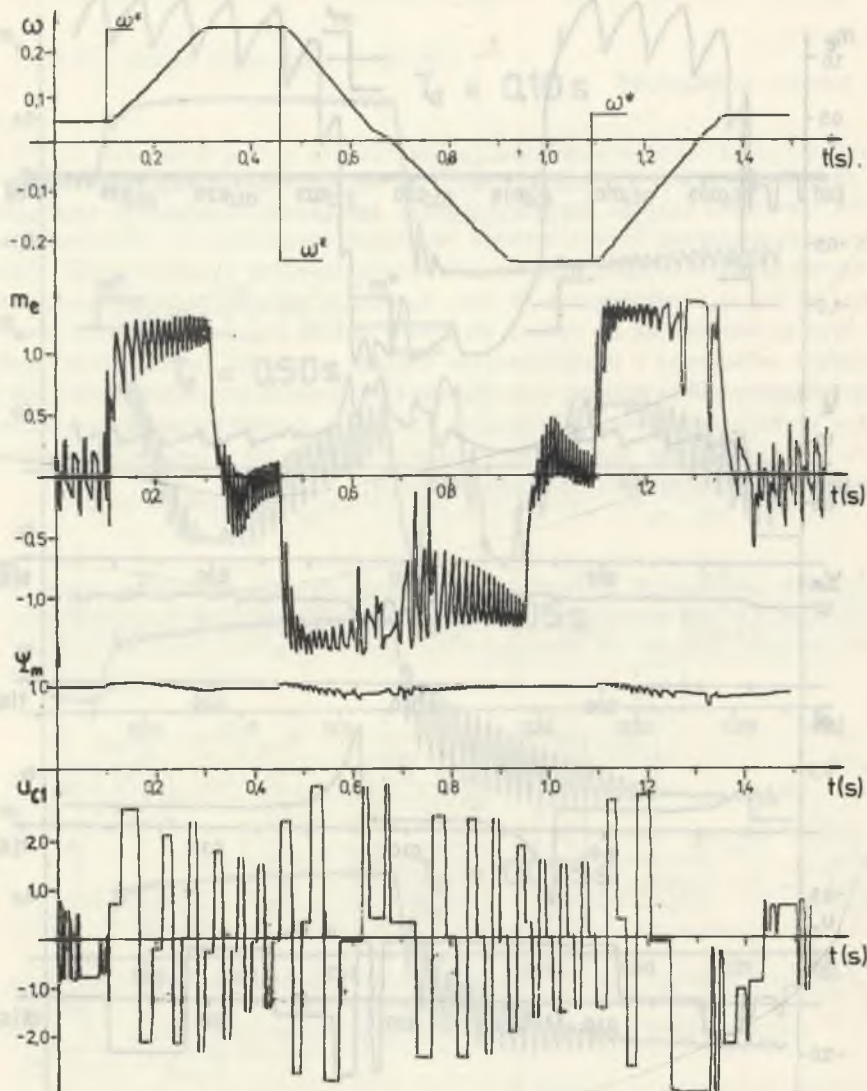


Rys. 4. Przebiegi momentu elektromagnetycznego silnika w układzie z rys. 3 dla skokowych zmian momentu zadanego i zmiennej wartości stałej czasowej różniczkowania korektora  $T_d$ ; prędkość kątowna  $\omega = 0,6 \omega_N$ ,  $m_e = 1 = m_N$

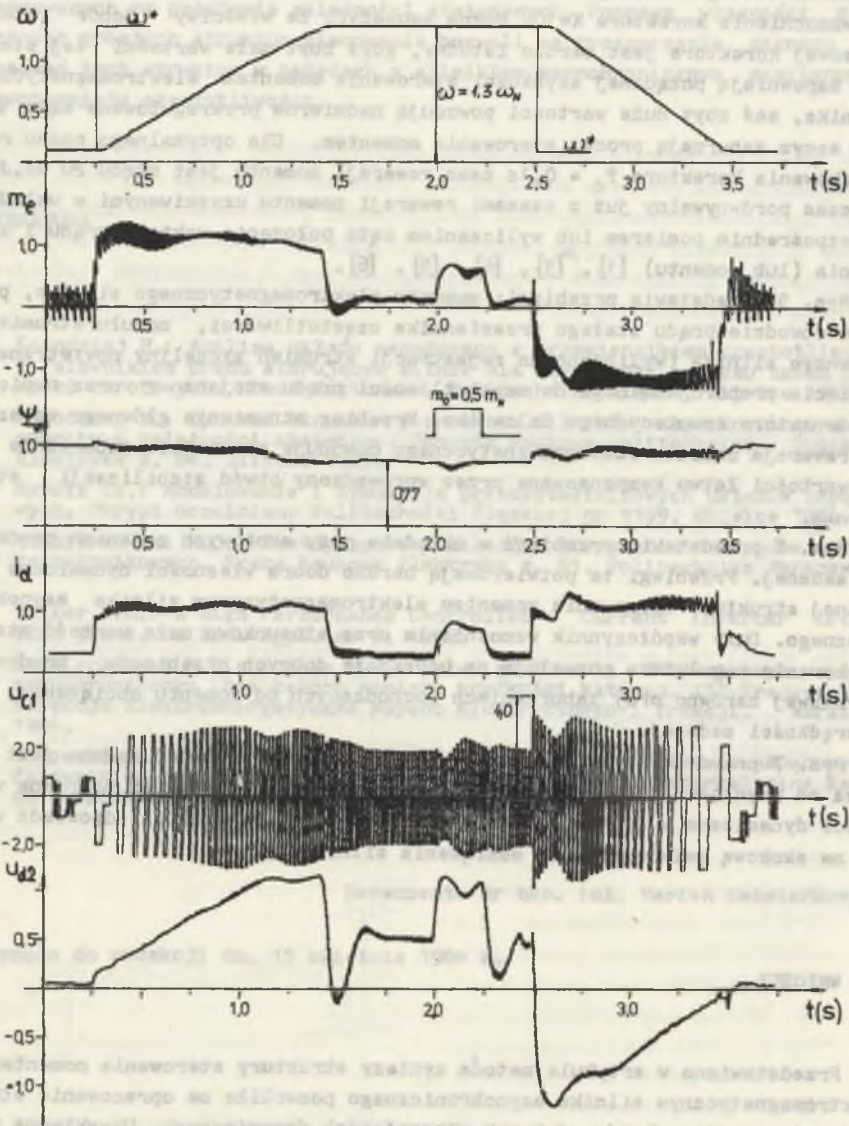




Rys. 5. Przebiegi wybranych wielkości silnika i falownika dla skokowych zmian sygnału momentu zadanego  $T_d = 0,1s$ ,  $\omega = 0,1\omega_N$



Rys. 6. Przebiegi wybranych wielkości silnika i falownika dla skokowych zmian sygnału prędkości zadanej. Nastawy regulatora prędkości:  $T_{rn} = 0,08s$ ,  $K_{rn} = 50$ , elektromechaniczna stała czasowa napędu  $0,42s$



Rys. 7. Przebiegi wybranych wielkości silnika i falownika dla skokowych zmian sygnału prędkości zadanej i momentu obciążenia w drugiej strefie sterowania. Nastawy regulatora prędkości takie jak na rys. 6. Elektromechaniczna stała czasowa 0,84s.  $U_{c1}$  - napięcie na kondensatorze falownika prądu,  $U_{d2}$  - napięcie na zaciskach falownika prądu w obwodzie pośredniczącym prądu stałego

Rys. 4 przedstawia przebiegi momentu elektromagnetycznego dla różnych wartości stałej czasowej korektora różniczkowego  $D$  (rys. 3) i stałej wartości wzmocnienia korektora  $K=10$ . Można zauważyć, że właściwy dobór stałej czasowej korektora jest bardzo istotny, gdyż zbyt małe wartości tej stałej nie zapewniają pożądanej szybkości sterowania momentem elektromagnetycznym silnika, zaś zbyt duże wartości powodują nadmierne przeregulowane kąta  $\varphi$  i tym samym zaburzają proces sterowania momentem. Dla optymalnego czasu różniczkowania korektora  $T_d = 0,1s$  czas rewersji momentu jest rzędu 20 ms. Jest to czas porównywalny już z czasami rewersji momentu uzyskiwanymi w układach z bezpośrednim pomiarem lub wyliczaniem kąta położenia wektora prądu i strumienia (lub momentu) [1], [3], [4], [5], [6].

Rys. 5 przedstawia przebiegi: momentu elektromagnetycznego silnika, prądu w obwodzie prądu stałego przemiennika częstotliwości, modułu strumienia głównego silnika (wyliczano do rejestracji strumień szczeliny powietrznej), napięcia proporcjonalnego do częstotliwości prądu stojana  $\alpha$  oraz napięcia kondensatora komutacyjnego falownika. Przebieg strumienia głównego wskazuje, że rewersja momentu elektromagnetycznego powoduje niewielkie zaburzenie jego wartości łatwo kompensowane przez wprowadzony obwód stabilizacji strumienia.

Rys. 6 przedstawia przebiegi w układzie przy skokowych zmianach prędkości zadanej. Przebiegi te potwierdzają bardzo dobre własności dynamiczne omawianej struktury sterowania momentem elektromagnetycznym silnika asynchronicznego. Duży współczynnik wzmocnienia oraz stosunkowo mała wartość stałej całkowania regulatora pozwalają na uzyskanie dobrych przebiegów prędkości obrotowej zarówno przy zaburzeniach pochodzących od momentu obciążenia, jak i prędkości zadanej.

Rys. 7 przedstawia przebiegi dla przypadku, gdy prędkość zadana jest większa od prędkości znamionowej silnika. Układ wykazuje również poprawne własności dynamiczne w drugiej strefie sterowania, co potwierdza odpowiedź układu na skokową zmianę momentu obciążenia silnika.

## 5. WNIOSKI

Przedstawiona w artykule metoda syntezy struktury sterowania momentem elektromagnetycznym silnika asynchronicznego pozwoliła na opracowanie struktury sterowania o bardzo dobrych własnościach dynamicznych. Uzyskiwane w otrzymanym układzie regulacji prędkości kątowej silnika czasy sterowania momentem elektromagnetycznym niewiele odbiegają od czasów uzyskiwanych w układach regulacji typu Transvektor we wszystkich jego odmianach. Zasadniczą zaletą układu jest jego prostota oraz mały wpływ zmian rezystancji wirnika na czasy kształtowania momentu elektromagnetycznego silnika [1].

Przedstawioną metodę syntezy można wykorzystać dla poprawienia własności dynamicznych różnorodnych struktur regulacji silnika asynchronicznego syntetyzowanych na podstawie zależności statycznych. Poprawa własności dynamicznych prostych struktur sterowania pozwoli na rozszerzenie zakresu zastosowań tych struktur w napędach z silnikiem asynchronicznym zasilanym z przemienników częstotliwości.

## LITERATURA

- [1] Kołodziej H.: Analiza układu napędowego z przemiennikiem częstotliwości z falownikiem prądu sterującym silnik dla szerokiego zakresu zmian prędkości obrotowych. Praca doktorska, Politechnika Śląska, Gliwice 1981.
- [2] Kołodziej H.: Synteza struktur sterowania silników asynchronicznych w oparciu o zależności statyczne. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej Elektryka z. 84, Gliwice 1983.
- [3] Myrcik Cz.: Modelowanie i symulacja przekształtnikowych układów napędowych. Skrypt uczelniany Politechniki Śląskiej nr 1199, Gliwice 1984.
- [4] Kaźmierkowski M.O.: Zasady syntezy układów sterowania napędów przekształtnikowych. Prace Naukowe Elektryka z. 61. Politechnika Warszawska.
- [5] Walker L.H.: A high Performance Controlled - Current Inverter Drive. IEEE Trans. on Ind. Appl. nr 2. 1980.
- [6] Kaźmierkowski M.P.; Kopcke H.J.: Układ sterowania falownikowym napędem asynchronicznym bez członu pomiaru prędkości kątowej. III Krajowa Konferencja Elektroenergetyczna Napędu Elektrycznego i Trakcji. Warszawa 1984.
- [7] Dębowski A.: Zasady syntezy regulatora prędkości w układzie napędowym z falownikiem prądowym. III Krajowa Konferencja Elektroenergetyczna Napędu Elektrycznego i Trakcji, Warszawa 1984.

Recenzent: dr hab. inż. Marian Kaźmierkowski

Wpłynęło do redakcji dn. 15 kwietnia 1984 r.

## МОДИФИЦИРОВАННАЯ СТРУКТУРА УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

## Резюме

В статье представлен простой метод синтезирования структуры управления электромагнитным моментом асинхронного двигателя. Полученная структура управления характеризуется добротными динамическими свойствами, сравнимые лишь только с системами непосредственного управления. Представлены результаты симуляционных исследований в применении к приводу с асинхронным двигателем питаемым с инвертора тока.

## MODIFIED STRUCTURE OF THE INDUCTION MOTOR CONTROL

## Summary

The simple design method of the control structure of the induction motor torque is presented. This structure is characterized by good dynamics characteristics comparable with the direct systems only. There are presented the simulation tests results of the inductwion motor drive supplied from current inverter, controlled by the system.

Edward DOBAJ

Instytut Spawalnictwa

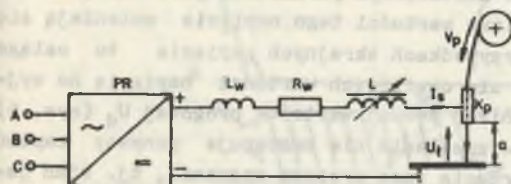
### BADANIE ZJAWISK W PRZESTRZENI MIĘDZYELEKTRODOWEJ PRZY SPAWANIU ŁUKIEM ZWARCIOWYM

**Streszczenie.** W artykule przedstawiono wyniki badania przebiegu rezystancji przestrzeni międzyelektrodowej w czasie wyładowania łukowego w osłonie  $\text{CO}_2$ , parametrów granicznych wyładowania łukowego określających warunków stabilności łuku oraz do ponownego zapłonu łuku. Uzyskane wyniki wykorzystano do doboru prostownika tyrystorowego do zasilania procesu spawania łukiem zwarciovym.

#### 1. WPROWADZENIE

Proces spawania elektrodą topliwą w osłonie  $\text{CO}_2$  ze zwarciovym przenoszeniem metalu z elektrody do jeziora spoiny nazywany w literaturze spawaniem metodą MAG (metal active-gas), spawaniem łukiem krótkim lub spawaniem łukiem zwarciovym [1], charak-

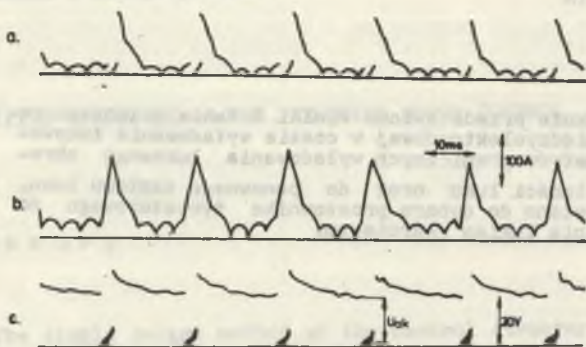
teryzuje się powtarzającymi się systematycznie zvarciami przestrzeni międzyelektrodowej. Gdy kropla roztopionego metalu elektrody drutowej dotyka jeziora spoiny łuk gaśnie a roztopiony metal tworzy mostek pomiędzy końcówką elektrody i jeziorkiem spoiny. Pod wpływem działania sił ciężkości, napięcia powierzchniowego, elektromagnetycznych i termoeksplzji [1] mostek zostaje przerwany a roztopiony metal spływa do je-



Rys. 1. Schemat uproszczony obwodu spawalniczego do spawania łukiem zwarciovym. PR - prostownik,  $L_w$  - indukcyjność wewnętrzna,  $R_w$  - rezystancja wewnętrzna,  $L$  - indukcyjność dodatkowa,  $I_s$  - średnia wartość prądu spawania,  $U_1$  - średnia wartość napięcia,  $V_p$  - prędkość podawania elektrody,  $K_p$  - ślizgowy element kontaktowy,  $a$  - długość elektrody na wolnym wylocie

ziorka spoiny. Równocześnie pojawia się ponownie wyładowanie łukowe powodująca topienie elektrod. Tak cyklicznie powtarzający się proces uzyskiwany jest w spawalniczym obwodzie elektrycznym o uproszczonym schemacie pokazanym na rys. 1.

Warunkiem uzyskania spawania łukiem zwarciovym jest ciągle podawanie elektrody, zastosowanie atmosfery ochronnej łuku, składającej się z  $\text{CO}_2$  lub mieszaniny gazów, np. argonu i  $\text{CO}_2$  oraz zastosowanie źródła zasilania o płaskiej charakterystyce zewnętrznej  $U(I)$  i odpowiednich właściwościach dynamicznych. Warunki te przy odpowiednio dobranych parametrach obwodów umożliwiają powstanie procesu samoregulacji w obwodzie spawalniczym, objawiającym się w automatycznym dopasowaniu prędkości topienia elektrody do prędkości jej podawania.



Rys. 2. Oscylogram przebiegów czasowych: a - mocy; b - prądu; c - napięcie w przestrzeni międzyelektrodowej,  $U_{ak}$  - suma napięć przyelektrodowych

Proces spawania jest wówczas stabilny i charakteryzuje się dwiema cyklicznie powtarzającymi się fazami, tj. fazą wyładowania łukowego i fazą zwarcia elektrod (rys. 2).

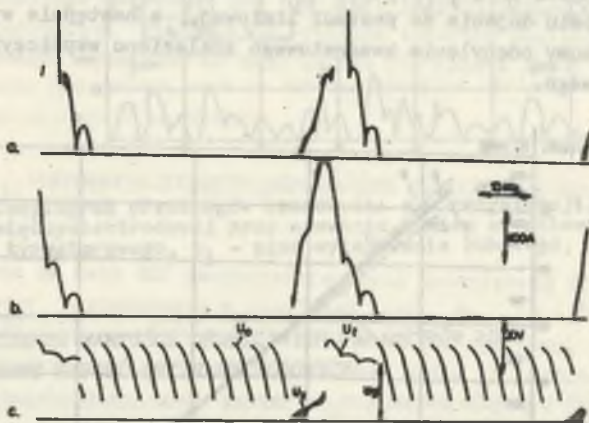
Problem zasilania procesu spawania łukiem zwarciovym komplikuje się przy zastosowaniu prostowników tyrystorowych. Wówczas, przy obniżeniu napięcia zasilania przestrzeni międzyelektrodowej przez zmianę wysterowania tyrystorów, pojawia się trzecia faza procesu spawania, tj. stan jałowy (rys.

3) [3]. Dzieje się tak dlatego, że nastawianym parametrem jest napięcie o wartości średniej, natomiast chwilowe wartości tego napięcia zmieniają się w bardzo szerokich granicach. W przypadkach skrajnych napięcie to osiąga wartości równe zero. Po obniżeniu się chwilowych wartości napięcia na wyjściu prostownika tyrystorowego poniżej pewnej wartości progowej  $U_d$  (rys. 6) łuk gaśnie a przy następnym pulsie zasilania nie następuje ponowny zapłon łuku. W ten sposób pojawiła się trzecia faza procesu spawania, tj. stan jałowy. Proces spawania przebiega w dalszym ciągu cyklicznie [3, 4], jednakże występuje duża ilość rozprysków metalu a uzyskane połączenie jest złej jakości. Proces taki określany jest jako niestabilny. Przy innych metodach spawania problem ten rozwiązywany jest przez zastosowanie odpowiednio dużej indukcyjności w obwodzie spawalniczym. Jednakże przy spawaniu łukiem zwarciovym indukcyjność jest ściśle określona przez dynamikę przebiegów zwarciovych i jest wielokrotnie mniejsza od wartości wymaganej do uży-



skania odpowiedniego współczynnika filtracji. Prawidłowy wybór zasilacza sterowanego fazowo dla uzyskania stabilnego procesu spawania łukiem zwarciowym wymaga zatem poznania podstawowych parametrów przestrzeni międzyelektrodowej, którymi są:

- rezystancja przestrzeni międzyelektrodowej w czasie wyładowania łukowego i jej zależność od prądu łuku oraz rezystancja i moc w czasie zwarcia,
- napięcia przyelektrodowe  $U_a$ ,  $U_k$  lub suma tych napięć  $U_{ak}$ ,
- graniczne napięcie łuku  $U_g$  i prąd graniczny  $I_g$  oraz moc graniczna  $P_g = U_g I_g$ . Są to wartości napięcia i prądu w obwodzie, przy których następuje gaśnięcie łuku,
- napięcie progowe zasilania przestrzeni międzyelektrodowej  $U_d$ . Jest to wartość minimalna napięcia resztkowego, przy zasilaniu obwodu spawalniczego z prostownika tyrystorowego sześciopulsowego. Po obniżeniu się napięcia zasilania poniżej tej wartości nie nastąpi już ponowny zapłon łuku po zakończeniu przez tyrystory następnego pulsu napięcia o wartości większej od napięcia granicznego  $U_g$ ,
- czas dejonizacji przestrzeni międzyelektrodowej względnie czas ponownego zapłonu. Jest to czas jaki upływa od chwili osiągnięcia przez napięcie zasilania wartości mniejszej od napięcia granicznego  $U_g$ , do chwili osiągnięcia przez przestrzeń takiego stanu energetycznego, przy którym powrót napięcia występującego w obwodzie spawalniczym o wartości większej od granicznego nie spowoduje już ponownego zapłonu łuku.



Rys. 3. Oscylogram przebiegów czasowych przy niestabilnym procesie spawania: a - mocy; b - prąd; c - napięcia,  $U_0$  - napięcie stanu jałowego,  $U_g$  - napięcia mostka zwierającego elektrody,  $U_1$  - napięcie łuku,  $U_g$  - graniczna wartość napięcia

## 2. WYZNACZENIE REZYSTANCJI ŁUKU W FUNKCJI PRĄDU

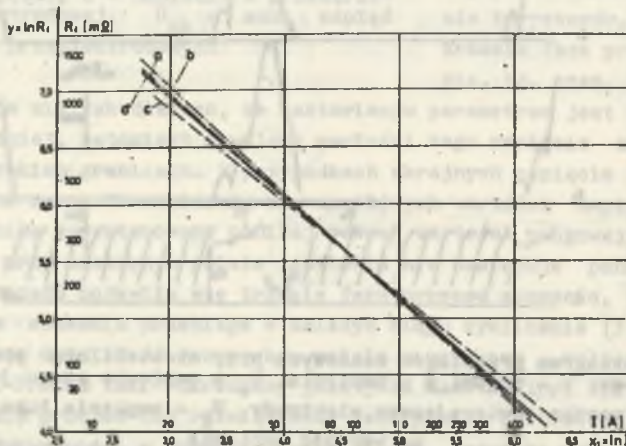
Zależność rezystancji łuku w funkcji prądu wyznaczono doświadczalnie [4]. W tym celu wykonano szereg równoczesnych pomiarów wartości chwilowych napięcia łuku i prądu w obwodzie przy różnych parametrach spawania i przy średnicach drutu elektrodowego 0,8; 1,2 i 1,6 mm. Do pomiarów zastosowano opracowany w Instytucie Spawalnictwa rejestrator mikrokomputerowy [9] o częstotliwości pomiarów 2 i 10 kHz. Pamięć rejestratora umożliwiła zarejestrowanie 256 par wyników podczas jednej próby spawania. Dla każdej elektrody wykonano po dziesięć prób uzyskując przy dwóch zestawach parametrów 2560 par wyników dla każdej średnicy elektrody. Do analizy wybrano losowo dwa razy po 60 wyników dla każdej średnicy elektrody.

Na podstawie oceny uzyskanych wyników badań założono prawdopodobne przybliżenie zależności  $R_2 = f(I_2)$  jako funkcję potęgową w postaci:

$$R_2 = \alpha I_2^\beta \quad (1)$$

gdzie:  $\alpha$  i  $\beta$  - współczynniki.

Współczynniki  $\alpha$  i  $\beta$  równania (1) znaleziono po zlogarytmowaniu tego równania w celu dojścia do postaci liniowej, a następnie wychodząc z zasady minimum sumy odchylenia kwadratowego znaleziono współczynniki tego równania liniowego.



Rys. 4. Wykresy uśrednionych zależności rezystancji łuku w funkcji prądu przy spawaniu elektrodami o średnicach: a - 0,8 mm, b - 1,2 mm, c - 1,6 mm, d - zależność wypadkowa

Równanie (1) dla elektrody o średnicy 0,8 mm ma ostateczną postać:

$$R_2 = 16,2 I_2^{-0,9} \quad (2)$$

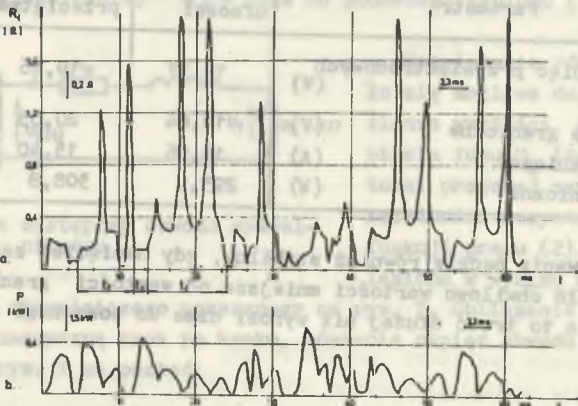
w przedziale  $15 < I_2 < 500A$ .

Po uśrednieniu wyników uzyskanych przy zastosowaniu elektrod o średnicach 0,8; 1,2 i 1,6 mm zależność wypadkowa  $R_2 = f(I_2)$  ma postać

$$R_2 = 14,8 I_2^{-0,88} \quad (3)$$

w przedziale  $70 < I_2 < 500A$ .

Wykresy zależności  $R_2 = f(I_2)$  dla wymienionych elektrod oraz zależności wypadkowe pokazane są na rys. 4, a przebieg czasowy rezystancji i mocy przestrzeni międzyelektrodowej dla elektrody 0,8 mm pokazany jest na rys. 5.



Rys. 5. Oscylogram przebiegów czasowych: a - rezystancji, b - mocy, przestrzeni międzyelektrodowej przy spawaniu łukiem zwarciovym zasilanym z prostownika tyrystorowego,  $t_1$  - czas wyładowania łukowego,  $t_2$  - czas zwarcia

### 3. WYZNACZENIE WARTOŚCI GRANICZNYCH PARAMETRÓW ŁUKU ORAZ SUMY NAPIĘĆ PRZYELEKTRODOWYCH

Wartości graniczne parametrów łuku w przestrzeni międzyelektrodowej wyznaczono za pomocą oscyloskopu z pamięcią odczytując wartości napięcia  $U_g$  i prądu  $I_g$  w chwili gaśnięcia łuku na ekranie oscyloskopu (rys. 3) [4]. Pomiar sumy napięć przyelektrodowych  $U_{ak}$  wykonano również za pomocą oscyloskopu z pamięcią. Warunkiem pomiaru  $U_{ak}$  jest stabilny przebieg procesu spawania. Jako wynik odczytano różnicę napięcia łuku tuż przed zwarcie oraz na mostku zwierającym elektrody tuż po zwarcie (rys. 2). Wartości przeciętne i przedziały ufności z wykonanej serii pomiarów oszacowano stosując twierdże-

nie i rozkład Studenta. Wyniki badań zestawiono w tabeli 1. W wyniku badań stwierdzono, że wartość graniczna  $U_g$  napięcia łuku, przy której następuje zgaśnięcie łuku jest większa od sumy napięć przyelektrodowych  $U_{ak}$  a proces spawania łukiem zwarciovym jest stabilny w fazie wyładowania łukowego (tzn. łuk nie gaśnie), jeżeli napięcie zasilania  $U_z(I_g)$  jest większe od wartości granicznej  $U_g$

$$U_z(I_g) > U_g > U_{ak} \quad (4)$$

Tabela 1

Zestawienie przeciętnych wartości  
i przedziałów ufności wartości granicznych parametrów łuku  $U_g$ ,  $I_g$ ,  $P_g$   
oraz sumy napięć  $U_{ak}$

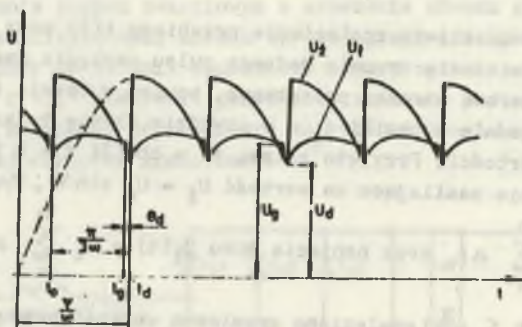
	Parametr	Przedział ufności	Wartość przeciętna	Przedział ufności
1	Suma napięć przyelektrodowych $U_{ak}$ (V)	19,17	19,66	20,15
2	Napięcie graniczne (V)	19,64	20,05	20,46
3	Prąd graniczny (A)	14,96	15,40	15,82
4	Moc graniczna (W)	293,9	308,8	323,7

Proces spawania będzie również stabilny, gdy napięcie zasilania  $U_z(I_g)$  będzie osiągało chwilowo wartości mniejsze od wartości granicznej  $U_g$ , jednakże nie może to trwać dłużej niż wynosi czas do ponownego zapłonu  $\Theta_d$ .

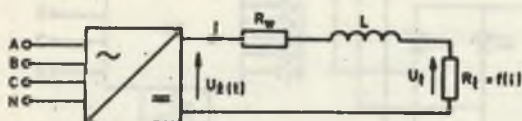
#### 4. WYZNACZENIE CZASU DEJONIZACJI PRZESTRZENI MIĘDZYELEKTRODOWEJ

Czas dejonizacji przestrzeni międzyelektrodowej lub czas do ponownego zapłonu łuku w osłonie  $CO_2$   $\Theta_d$ , przy zasilaniu z prostownika tyrystorowego sześciopulsowego, jest liczony od chwili  $t_g$ , w której napięcie łuku  $U_z$  osiąga wartość graniczną  $U_g$  a łuk gaśnie, do chwili  $t_d$ , w której napięcie zasilania  $U_z$  osiąga wartość progową  $U_d$  a załączone przez tyrystory w chwili  $t_d$  napięcie zasilające większe od granicznego nie powoduje już ponownego zapłonu łuku bez zwarcia elektrod (rys. 6) [4]. Przy zasilaniu z prostownika tyrystorowego sześciopulsowego czas dejonizacji wynosi:

$$\Theta_d = \frac{\pi}{3\omega} - t_g \quad (5)$$



Rys. 6. Przebieg graniczny napięcia wyprostowanego;  $U_z$ , napięcie źródła,  $U_1$  - napięcie łuku,  $U_g$  - wartość graniczna napięcia łuku,  $U_d$  - wartość progowa napięcia zasilania,  $\theta_d$  - czas do ponownego zapłonu (dejonizacji)



Rys. 7. Schemat zastępczy obwodu spawalniczego

Rozwiązanie równania (5) stało się możliwe dopiero od określenia wartości granicznej napięcia łuku  $U_g$  (tabl. 1), wartości progowej napięcia  $U_d$  oraz zależności rezystancji łuku w funkcji prądu (2). Czas  $t_g$  znaleziono w wyniku analizy nieliniowego

obwodu spawalniczego pokazanego na rys. 7. Obliczenia wykonano stosując metodę numeryczną krok po kroku. Równanie napięć obwodu spawalniczego pokazanego na rys. 7 ma postać:

$$U_z(t) = i(t) R_w + i(t) R_z + \frac{di(t)}{dt} L \quad (6)$$

stąd:

$$\frac{di(t)}{dt} = \frac{U_z(t) - i(t) R_w - i(t) R_z}{L} \quad (7)$$

Przyjmując skończenie małe przyrosty czasu określono z równania przyrosty prądu  $\Delta i_n$

$$\Delta i_n = \frac{U_m \sin(\omega n \Delta t + \psi) - R_w \sum_{1}^{n-1} \Delta i_n - R_z \sum_{1}^{n-1} \Delta i_n}{L} t \quad (8)$$

Równanie (8) umożliwia znalezienie przebiegu  $i(t)$  oraz przebiegu napięcia łuku  $U_x(t)$  w czasie trwania jednego pulsu napięcia zasilania. Do obliczeń przyjęto zerowe warunki początkowe, bowiem w czasie trwania poprzedniego pulsu łuk gaśnie w chwili  $t_g$  a w obwodzie płynie tylko prąd połączkowy o bardzo małej wartości. Przyjęto zatem, że w chwili  $t = 0$  prąd w obwodzie  $i = 0$ , a napięcie zasilające ma wartość  $U_z = U_m \sin \psi$ . Wyznaczając przebieg

$$\text{prądu } i(t) = \sum_1^n \Delta i_n \text{ oraz napięcia łuku } U_x(t) = R_x \sum_1^n \Delta i_n \text{ w przedziale}$$

czasowym  $0 < t < \frac{\pi}{3\omega}$  znaleziono graniczną wartość prądu  $i_g$ , przy której napięcie łuku ma wartość graniczną  $U_g$ . Czas, po którym napięcie łuku osiąga wartość  $U_g$  jest poszukiwanym czasem  $t_g$ . Wyliczony z równania (5) czas dejonizacji przestrzeni międzyelektrodowej wynosi  $\Theta_d = 83 \mu s$ . Jest on mniejszy od termicznych stałych czasowych łuku spotykanych w literaturze [8,10], które wynoszą 100- 200  $\mu s$ .

## 5. PODSUMOWANIE WYNIKÓW BADAŃ

Uzyskane wyniki badań mają duże znaczenie dla dalszego rozwoju procesu spawania łukiem zwarciovym. Rozwój ten będzie się odbywał w najbliższym czasie przez:

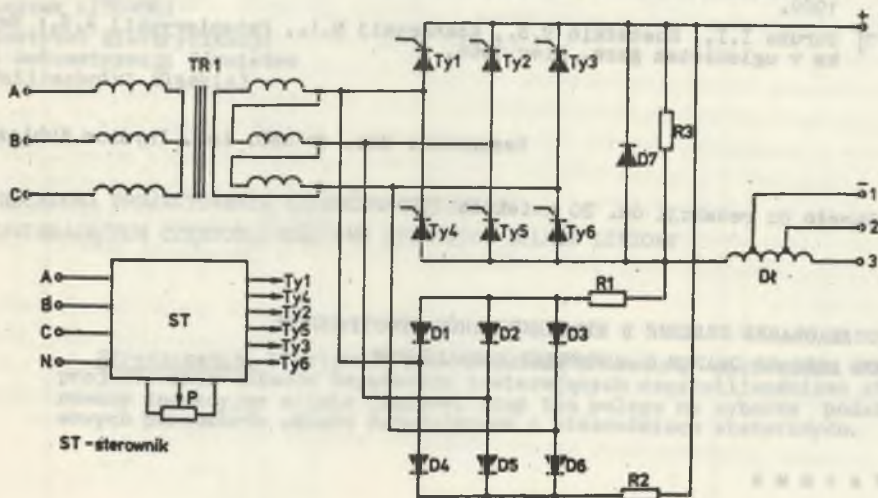
- uproszczenie zasilaczy tyrystorowych,
- optymalizację doboru parametrów obwodu spawalniczego i procesu spawania,
- zastosowanie systemów mikrokomputerowych do sterowania ilością energii dostarczanej w poszczególnych fazach procesu spawania.

Wyniki badań przestrzeni międzyelektrodowej umożliwiły poszerzenie wiedzy o procesie spawania łukiem zwarciovym, jako odbiorniku energii elektrycznej i ewentualnym obieku regulacji przez:

- poznanie charakteru zmian rezystancji zjonizowanej przestrzeni międzyelektrodowej w funkcji prądu płynącego w obwodzie, w warunkach rzeczywistych procesu spawania,
- poznanie warunku stabilności procesu spawania w fazie wyładowania łukowego przy zasilaniu napięciem sterowanym fazowo,
- poznanie wartości granicznych parametrów wyładowania łukowego w osłonie dwutlenku węgla. Są to wartości, poniżej których następuje dejonizacja i zanik przewodności przestrzeni międzyelektrodowej.

Stwierdzono, że parametrami granicznymi łuku w osłonie  $CO_2$  są: napięcie zasilania przestrzeni międzyelektrodowej  $U_g$  o wartości 20V i prąd graniczny  $I_g$  o wartości 14,5A. Wykorzystując wyniki badań zoptymalizowano zasilacz

tyrystorowy do spawania łukiem zwarciovym o schemacie obwodu głównego pokazanym na rys. 8. W zasilaczu tym, oprócz tyrystorowego prostownika głównego, zastosowano diodowy prostownik pomocniczy o mocy ograniczonej przy pomocy rezystorów  $R_1$  i  $R_2$ . Prostownik pomocniczy zapewnia podtrzymanie procesów jonizacyjnych w czasie, gdy napięcie na wyjściu prostownika tyrystorowego maleje poniżej wartości granicznej.



Rys. 8. Schemat zasilacza tyrystorowego

#### LITERATURA

- [1] Clymans J.: Recherche sur l'appartition du collage lors du soudage sous  $CO_2$ . Revue de la Soudure, nr 4 1977.
- [2] Dobał E.: Zastosowanie tyrystorów w źródłach prądu do spawania. Biuletyn Instytutu Spawalnictwa nr 67, 1976.
- [3] Dobał E.: Nowe źródła prądu do zautomatyzowanego spawania elektrodami topliwymi w atmosferach ochronnych. Przegląd Spawalnictwa nr 2, 1980.
- [4] Dobał E.: Analiza elektrycznego obwodu spawalniczego przy tyrystorowym sterowaniu procesem spawania w atmosferze dwutlenku węgla. Rozprawa doktorska. Politechnika Śląska, 1982.
- [5] Dobał E., Zaremba T., Czyłok K., Wypiór W., Lewandowski W.: Prostownik tyrystorowy do zasilania łuku spawalniczego w atmosferach ochronnych. Patent nr 118 668. Urząd Patentowy PRL.
- [6] Leskov G.I.: Električeskaja svaročnaja duga. Moskva 1970.
- [7] Niedham J.C.: New-generation maters track Weld parameters. Welding Designing Fabrication, October 1980.

- [8] Schellhase M.: Matematičeskaja model perehodnycn procesov i svaročnoj dugle i ee issledovanie. Avt. Svarka nr 7, 1977.
- [9] Szebeszczyk T., Fabian T.: Zastosowanie mikrokomputerów i mikroprocesorów do badania procesów spawalniczych. Referat wygłoszony na Kongresie Spawalnictwa "Welding 82" Brno 1982.
- [10] Weinschek H.E., Schellhase M.: Einige Untersuchungsmethoden zur Ermittlung von Kriterien für das Brennstabilitätsverhalten von Schweisslichtbögen. Wissenschaftliche Zeitschrift der T.H. Heft 7, Magdeburg 1969.
- [11] Zaruba I.I., Kostatkin B.S., Kocharskij N.I., Potapiervskij A.G.: Svarka v uglekistem gaze. Kiev 1966.

Recenzent: doc. dr hab. inż. Irydion Kubiszyn

Wpłynęło do redakcji dn. 20 kwietnia 1984 r.

ИССЛЕДОВАНИЕ ЯВЛЕНИЯ В МЕЖЭЛЕКТРОДНОМ ПРОСТРАНСТВЕ  
ПРИ ДУГОВОЙ СВАРКЕ С КОРОТКИМИ ЗАМЫКАНИЯМИ

Р е з ю м е

В статье представлены результаты исследования протекания во времени сопротивления межэлектродного пространства во время дугового разряда в среде  $\text{CO}_2$ , предельных параметров дугового разряда определяющих условие стабильности дуги и времени до последующего зажигания дуги. Полученные результаты были использованы при разработке тиристорного выпрямителя для дуговой сварки с короткими замыканиями.

INVESTIGATION OF ARC SPACE PHENOMENA IN DIP TRANSFER WELDING

S u m m a r y

The test results of changes of arc space resistance during arc discharge in  $\text{CO}_2$ , those of limit parameters of arc discharge determining the arc stability condition as well as those of arc re-initiation time are presented. The obtained results have been used in the selection of thyristor rectifier for energizing the dip transfer welding process.



Leszek LISOWSKI

Instytut Elektryfikacji  
i Automatykacji Górnictwa  
Politechniki Śląskiej

## PROCEDURA PROJEKTOWANIA UKŁADÓW NAPĘDOWYCH ZAWIERAJĄCYCH CZĘSTOTLIWOŚCIOWO STEROWANY SILNIK LINIOWY

**Streszczenie.** W artykule przedstawiono procedurę pierwszego etapu projektowania układów napędowych zawierających częstotliwościowo sterowany indukcyjny silnik liniowy. Etap ten polega na wyborze podstawowych parametrów układu decydujących o własnościach statycznych.

### 1. UWAGI WSTĘPNE

Najbardziej efektywnym sposobem rozwiązania głównych problemów aplikacyjnych indukcyjnego, płaskiego silnika liniowego (SIL), tzn. powiększenia sprawności przetwarzania energii oraz współczynnika mocy, jest zastosowanie częstotliwościowego sterowania prędkością posuwu, jak również odpowiedni dobór parametrów konstrukcyjnych elementów składowych układu napędowego. Szerokie możliwości zastosowania tego typu sterowania wynikają z szybkiego rozwoju badań i rozwiązań konstrukcyjnych półprzewodnikowych przekształtników częstotliwości.

Ze względu na złożoność i dokładność modelu matematycznego określającego własności dynamiczne SIL [1] proces projektowania układów napędowych należy rozdzielić na dwa etapy. Pierwszy, który stanowi treść artykułu, polega na doborze podstawowych parametrów decydujących o własnościach statycznych układu. Natomiast zadaniem drugiego jest wybór parametrów i struktury układu automatycznej regulacji prędkości posuwu.

Cel pierwszego etapu projektowania można sformułować następująco: zadaniem projektanta, który mając do dyspozycji szereg produkowanych induktorów silnika liniowego oraz układów zasilających jest taki wybór zmiennych deey-

zyjnych i układu zasilającego, aby układ napędowy w sposób optymalny realizował postawione zadanie napędowe.

Jako kryterium optymalizacyjne proponuje się przyjęcie minimalizacji energii elektrycznej czynnej i biernej oraz nakładów inwestycyjnych.

Proces projektowania układów napędowych zawierających SIL jest w stosunku do maszyn wirujących bardziej złożony. Złożoność ta wynika z faktu, że SIL produkowany jest i sprzedawany w postaci gotowych induktorów a projektant układu poprzez dobór parametrów części wtórnej, struktury i algorytmu sterowania częstotliwościowego określa własności całego silnika. Katalogi firmowe zawierają tylko charakterystyki statyczne dla określonej struktury i konstrukcji bieźni oraz częstotliwości napięcia zasilania  $f = 50$  Hz.

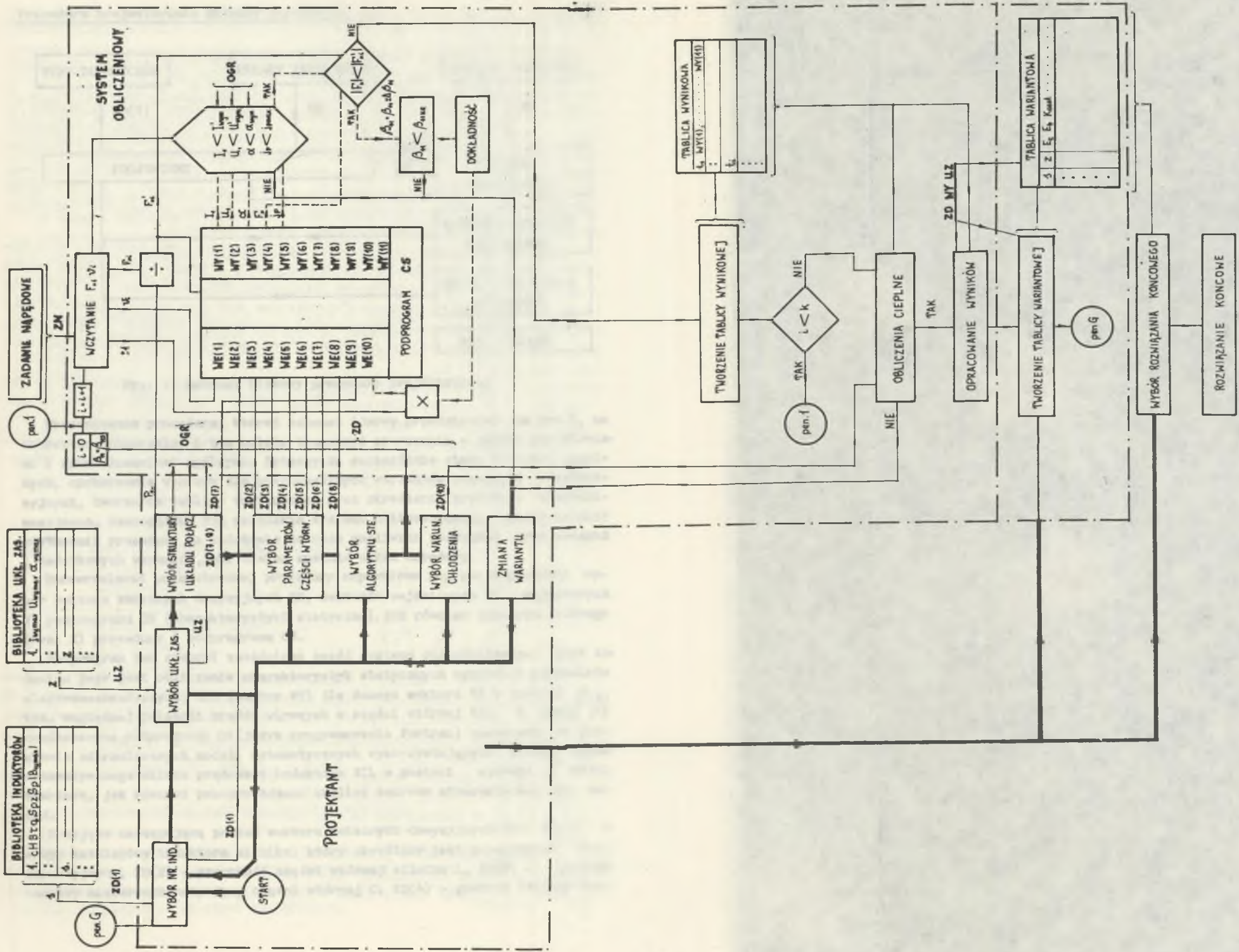
Złożoność ta wynika również z możliwości zwielokrotnienia mocy poprzez szeregowo lub równoległe łączenie kilku induktorów w jeden system napędowy, szerokiego zakresu zmian parametrów induktorów oraz wielkości rozwiązań konfiguracji mechanicznej układu (ruchomy induktor - nieruchoma bieźnia lub odwrotnie).

Dlatego też, konieczne staje się użycie w procesie projektowania układów elektromechanicznych zawierających sterowany częstotliwościowo SIL modeli matematycznych określonych parametrami elektryczno-konstrukcyjnymi, które umożliwiają obliczenie charakterystyk statycznych jak również rozbudowanych procedur obliczeniowych wykorzystujących maszyny cyfrowe.

## 2. OPIS PROCEDURY PROJEKTOWANIA

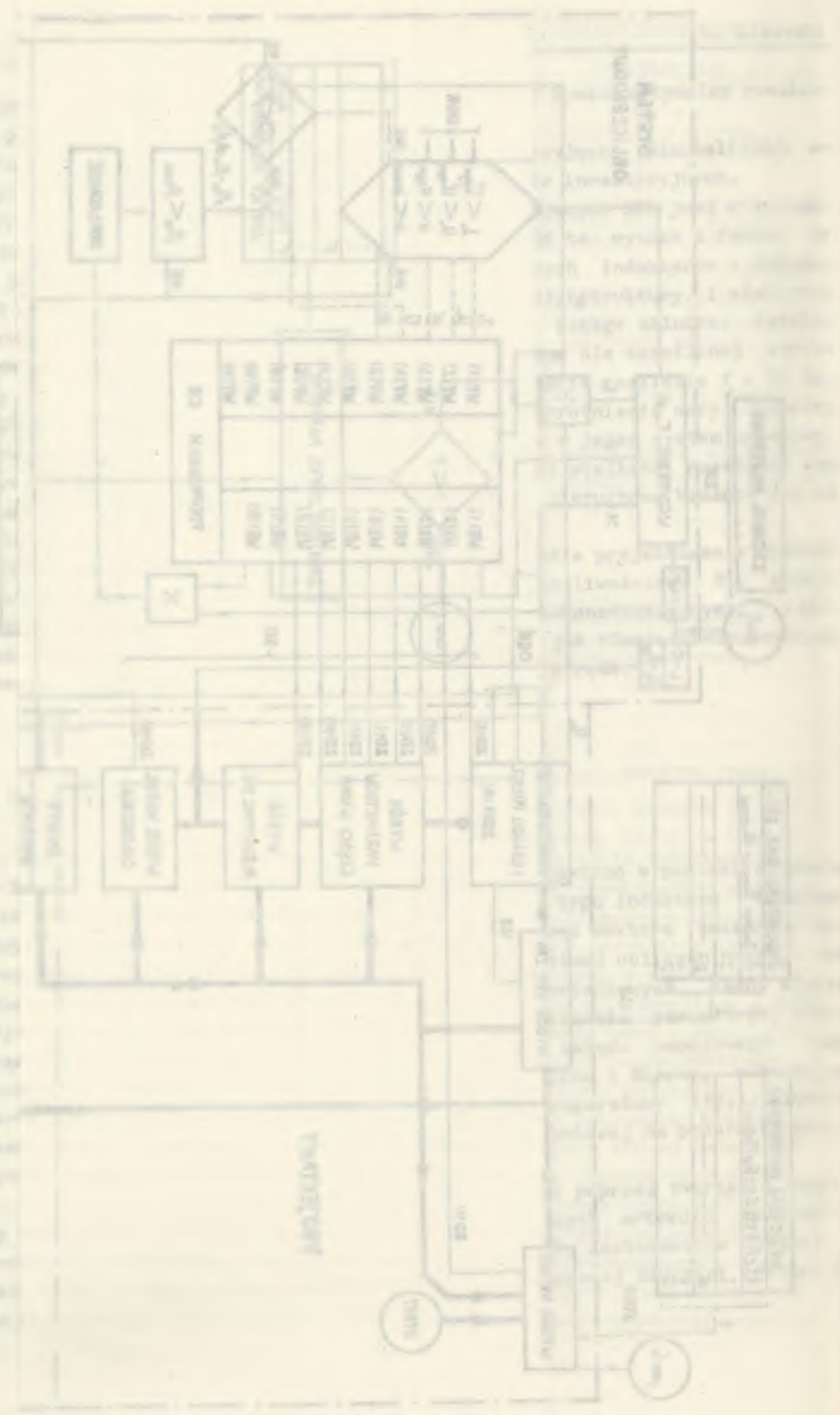
Procedurę projektowania (pierwszy etap) przedstawiono w postaci schematu blokowego na rys. 1. Projektant dokonując wyboru typu induktora (zmienna decyzja  $ZD(1)$ ), układu zasilającego (wektor  $UZ$ ) oraz wektora zmiennych decyzyjnych  $ZD$  i ograniczeń  $OGR$  tworzy za pomocą systemu obliczeniowego, dla danego zadania napędowego  $ZN$ , tablicę rozwiązań wariantowych. Każdy wiersz tej tablicy zawiera wartości wybranych przez projektanta parametrów, odnoszących się do poszczególnych wariantów rozwiązań układu napędowego (typ induktora, układ zasilający, całkowita energia czynna i bierna, maksymalna wartość siły normalnej  $F_y$ , maksymalne przyrosty temperatury itp.). Wyboru rozwiązania końcowego dokonuje się z tablicy wariantowej na podstawie przyjętego kryterium optymalizacyjnego.

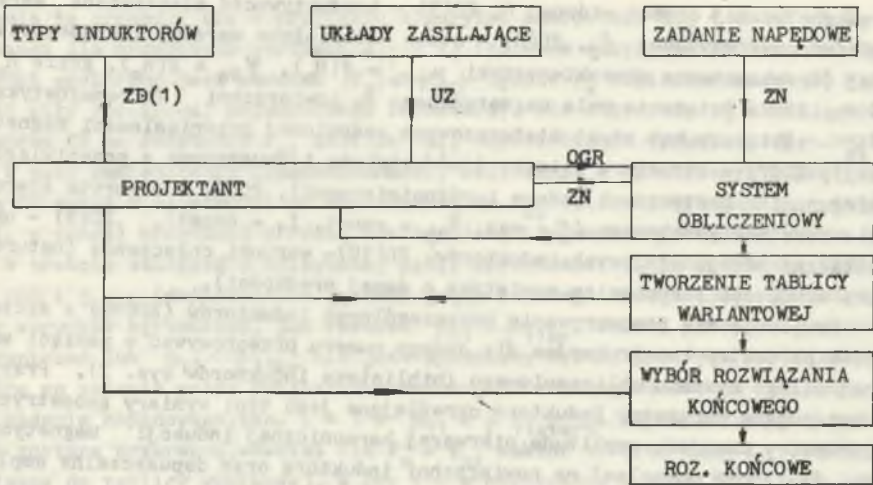
Przyjęcie metody wyboru rozwiązania optymalnego poprzez tworzenie tablicy wariantowej wynika z opisanej w uwagach wstępnych artykułu złożoności projektowania układów napędowych zawierających SIL. Zastosowanie jednej z metod optymalizacyjnych [2] prowadziłoby, dla wymaganej długości wektora  $ZD$ , do zbyt dużej rozbudowy systemu obliczeniowego.



Rys. 2. Schemat ideowy procedury projektowania układów napędowych zawierających SIL

PROCESSED DATA FROM THE INDUCTIVE COUPLED PLASMA MASS SPECTROMETER (ICP-MS) IS USED TO MONITOR THE CONCENTRATION OF METALS IN WATER SAMPLES.





Rys. 1. Schemat blokowy procedury projektowania

Prezentowana procedura, której schemat ideowy przedstawiono na rys.2, ma charakter uniwersalny i tym należy tłumaczyć operowanie w opisie określeniami i sformułowaniami ogólnymi. Dotyczy to szczególnie etapu obliczeń cieplnych, opracowania wyników dla poszczególnych wariantów rozwiązań konstrukcyjnych, tworzenia tablicy wariantowej oraz określenia kryterium optymalizacyjnego. Szczegółowy tok działania systemu obliczeniowego winien ustalić użytkownik procedury na podstawie zakresu możliwych rozwiązań oraz wymagań i dodatkowych warunków, jaki winien spełnić układ napędowy.

Uniwersalność prezentowanej procedury zapewniono poprzez odpowiedni wybór wektora zmiennych decyzyjnych ZD, wektorów wejściowych WE i wyjściowych WY podprogramu CS (charakterystyki statyczne), jak również schematu ideowego (rys. 2) procedury i podprogramu CS.

Podprogram ten stanowi zasadniczą część systemu obliczeniowego, gdyż zadaniem jego jest obliczenie charakterystyk statycznych wybranych parametrów elektromechanicznych SIL (wektor WY) dla danego wektora WE w funkcji  $\beta_{11}$ , tzn. względnej pulsacji prądów wirowych w części wtórnej SIL. W pracy [1] zamieszczono podprogramy CS (język programowania Fortran) opracowane na podstawie sformułowanych modeli matematycznych wykorzystujących metodę opisu matematycznego okładu prądowego induktora SIL w postaci szeregu i całki Fouriera, jak również przeprowadzono analizę zakresu stosowalności obu metod.

Przyjęto następującą postać wektora zmiennych decyzyjnych ZD : ZD(1) - typ katalogowy induktora silnika, który określony jest parametrami konstrukcyjnymi, ZD(2) - szerokość części wtórnej silnika L, ZD(3) - grubość warstwy nieferromagnetycznej części wtórnej C, ZD(4) - grubość warstwy fer-

romagnetycznej części wtórnej D, ZD(5) - konduktywność elektryczna warstwy nieferromagnetycznej  $\beta_2$ , ZD(6) - stałe materiałowe warstwy ferromagnetycznej (aprosymowane charakterystyki  $\mu_{rFe} = f(H_m)$ ,  $\psi_{Fe} = f(H_m)$ , gdzie  $H_m$  - amplituda natężenia pola magnetycznego na powierzchni ferromagnetyka, a  $\psi_{Fe}$  - zastępczy kąt strat histerezowych zespolonej przenikalności magnetycznej), ZD(7) - struktura silnika (jednostronna i dwustronna z przeciwległymi biegunami magnetycznymi jedno- i różnoimiennymi), ZD(8) - algorytm sterowania częstotliwościowego ( $\varphi = \max$ ,  $B_{1y} = \text{const}$ ,  $I_1 = \text{const}$ ), ZD(9) - układ połączeń uzwojeń fazowych induktorów, ZD(10) - warunki chłodzenia (naturalne lub wymuszone strumieniem powietrza o danej prędkości).

Proponuje się ponumerowanie poszczególnych induktorów (ZD(1)) a szczególne parametry konstrukcyjne dla danego numeru przechowywać w pamięci wspólnej całego systemu obliczeniowego (biblioteka induktorów rys. 2). Przyjęto następujące parametry induktora określające jego typ: wymiary geometryczne, parametry uzwojeń, amplituda pierwszej harmonicznej indukcji magnetycznej  $B_{1y}$  (składowa normalna) na powierzchni induktora oraz dopuszczalna amplituda prądu fazowego  $I_1$ .

Parametry układów zasilających przedstawiono w postaci następującego wektora UZ: UZ(1) - maksymalny prąd fazowy, UZ(2) - maksymalne napięcie fazowe, UZ(3) - maksymalna względna częstotliwość prądu wyjściowego  $\alpha$ .

Zadanie napędowe ZN, jakie powinien realizować układ napędowy, tzn. zależność siły pociągowej  $F_x$  i prędkości posuwu  $\dot{\psi}$  w funkcji czasu można przedstawić w postaci tablicy (1).

$$ZN = \begin{bmatrix} t_1 & F_{x1} & \dot{\psi}_1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ t_1 & F_{x1} & \dot{\psi}_1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ t_k & F_{xk} & \dot{\psi}_k \end{bmatrix} \quad (1)$$

W bloku: wybór struktury i układu połączeń (rys. 2) projektant na podstawie przyjętej struktury ZD(7) i układu połączeń ZD(9) oraz parametrów UZ wybranego układu zasilającego określa wektor ograniczeń OGR odnoszących się do pojedynczego induktora układu napędowego. Współczynnik  $P_{Fx}$  równy jest ilości induktorów.

System obliczeniowy działając wzdłuż pętli PEN1 oblicza dla danego wariantu ZD i UZ wartość tablicy wynikowej, tzn. dla każdego  $t_1$  wpisuje wektor wynikowy WY podprogramu CS oraz sprawdza spełnienie warunków ograniczeń.

Obliczenia wektora WY prowadzi się wzdłuż pętli zaznaczonej na rys. 2 przerywaną linią powiększając  $\beta_{11}$  o przyrost  $\pm \Delta \beta_{11}$  od wartości startowej  $\beta_{11} = \beta_{11start}$  przy czym o znaku  $\pm \Delta \beta_{11}$  decyduje znak  $F_{x1}$  względem  $\dot{\psi}_1$ . Obli-

czenia te prowadzi się w przypadku algorytmu sterowania  $B_{1y} = \text{const}$  i  $I_1 = \text{const}$  dla przyjętych wartości  $B_{1y}$  i  $I_1$  (zmienna decyzyjna ZD(1)) dopóty, dopóki spełniony jest warunek  $|F_x| < |F_{xi}|$  (gdzie  $F_x$  obliczona przez CS wartość siły pociągowej pojedynczego induktora). Dla algorytmu  $\eta = \max$  podprogram CS na podstawie  $F_{xi}$  oblicza  $\beta_{11}$  odpowiadająca warunkowi  $\eta = \max$ .

W celu zmniejszenia czasochłonności, obliczenia w opracowanym podprogramie CS można w zależności od stosunku  $F_x$  do  $F_{xi}$  (dla algorytmu  $B_{1y} = \text{const}$  i  $I_1 = \text{const}$ ) prowadzić z różną dokładnością i ograniczoną długością wektora WY.

W trakcie obliczeń w opisywanej pętli sprawdzane są, na podstawie wektora OGR i  $j_{pmax}$  (dopuszczalna gęstość prądu fazowego uzwojenia), spełnienia się warunków ograniczeń, jak również  $\beta_{11} < \beta_{11kr}$ . Jeżeli któryś z warunków ograniczeń lub  $\beta_{11} < \beta_{11kr}$  nie jest spełniony system przerywa obliczenia, które po zmianie przez projektanta wektora ZD zostaną wznowione od początku zadania napędowego, tzn.  $i = 1$  a  $\beta_{11} = \beta_{11start}$ . Gdy obliczenia w pętli nie zostaną przerwane, wówczas dla  $F_x = F_{xi}$  wektor WY oraz czas  $t_1$  zostanie wpisany do tablicy wynikowej, a gdy  $i < k$  obliczenia w pętli PEN1 będą kontynuowane.

Wektor zmiennych wejściowych podprogramu CS przyjęto następującej postaci:

- WE(1) - prędkość posuwu  $v$ ,
- WE(2)  $\div$  WE(9) = ZD(1)  $\div$  ZD(8),
- WE(10) - stała określająca dokładność obliczeń, znak  $\pm \Delta \beta_{11}$  oraz długość wektora WY.

Natomiast wektor zmiennych wyjściowych WY podprogramu CS:

- WY(1) - amplituda prądu fazowego induktora  $I_1$ ,
- WY(2) - napięcie fazowe  $U_1$ ,
- WY(3) - względna częstotliwość prądu  $\alpha$ ,
- WY(4) - siła pociągowa  $F_x$ ,
- WY(5) - gęstość prądu fazowego  $j_p$ ,
- WY(6) - siła normalna  $F_y$ ,
- WY(7) - straty mocy  $\Delta P_{cu}$ ,
- WY(8) - straty mocy  $\Delta P_s$ ,
- WY(9) - pulsacja względna prądów wirowych części wtórnej  $\beta_{11}$ ,
- WY(10) - kąt fazowy  $\varphi$ ,
- WY(11) - położenie na charakterystyce mechanicznej, tzn. określenie zasady sterowania ( $\eta = \max$ ,  $B_{1y} = \text{const}$ ,  $I_1 = \text{const}$ ) dla danego  $\beta_{11}$ .

Gdy  $i = k$ , tzn. po zakończeniu obliczeń dla danego wariantu wektora ZD, system obliczeniowy na podstawie tablicy wynikowej i ZD(1) przeprowadza obliczenia cieplne, tzn. sprawdza spełnienie warunków ograniczenia maksymalnych przyrostów temperatury. Jest to jeden z istotniejszych etapów projektowania, gdyż produkowane induktory charakteryzują się niską, znamionową wartością względnego czasu pracy. W etapie tym stosować można metodę przyrostów temperatury lub strat zastępczych.

W publikacji [3] zamieszczono wiele interesujących informacji i wyników badań stanów termicznych SIL z zastosowaniem chłodzenia naturalnego lub wymuszonego strumieniem powietrza, na podstawie których można dokonać wyboru warunków chłodzenia SIL (ZD(10)).

Po przeprowadzeniu obliczeń cieplnych system obliczeniowy opracowuje dla danego wariantu ZD wartości stanowiące wiersz tablicy wariantowej. Obliczenia na tym etapie uzależnione są od przyjętego kryterium optymalizacyjnego i dodatkowych wymagań zadania napędowego (np. ograniczenia temperatury części wtórnej). Obliczenia te polegają na wyznaczeniu całkowitej dla danego ZN energii elektrycznej czynnej i biernej (na podstawie odpowiednich elementów WY i UZ), wielkości nakładów inwestycyjnych, maksymalnych przyrostów temperatury uzwojeń induktora i bieźni, maksymalnej wartości siły normalnej  $F_y$  itp.

Ostatnim etapem przedstawionej procedury projektowania (pierwszy etap) jest wybór rozwiązania końcowego. Wybór ten w przypadku układów napędowych zawierających indukcyjny silnik linowy wymaga, ze względu na opisaną we wstępie złożoność, uwzględnienia wielu czynników. Dlatego też, zastosowano metodę projektowania poprzez tworzenie tablicy wariantowej.

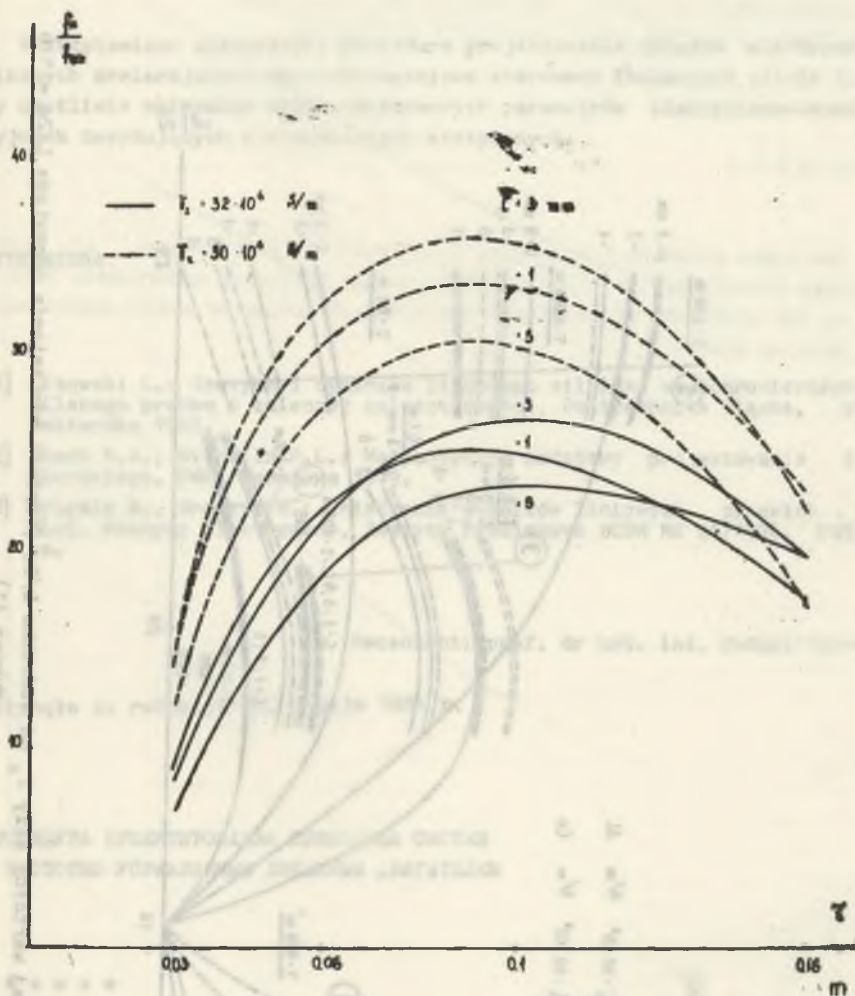
Na podstawie wyników obliczeń stanowiących tablicę wariantową można wyznaczyć wartość funkcji celu sformułowanej na podstawie wymagań stawianych przez użytkownika układu napędowego i przyjętego kryterium.

Zdecydowane usprawnienie toku projektowania, tzn. tworzenia poszczególnych wariantów konstrukcyjnych, można uzyskać poprzez wykorzystanie wyników analizy własności statycznych SIL przeprowadzonej w pracy [1]. Wyniki te prezentują zależność podstawowych parametrów elektromechanicznych SIL od wybranych zmiennych stanowiących wektor ZD. Umożliwiają więc, przyjęcie odpowiedniej strategii zmian wartości zmiennych ZD w trakcie tworzenia tablicy wariantowej stanowiącej podstawę wyboru rozwiązania końcowego.

Na rys. 3 i 4 przedstawiono przykładowo zależności względnej wartości siły pociągowej  $f_x$  odpowiadającej długości 1 m nieskończenie długiego (wzdłuż kierunku ruchu) induktora od wartości podziałki biegunowej  $\tilde{\epsilon}$  i względnej szerokości części wtórnej  $L/2c$  ( $f_{ox}$  - wartość odniesienia odpowiadająca minimalnym, technologicznie uzasadnionym wymiarom geometrycznym induktora [1],  $2c$  - szerokość induktora).

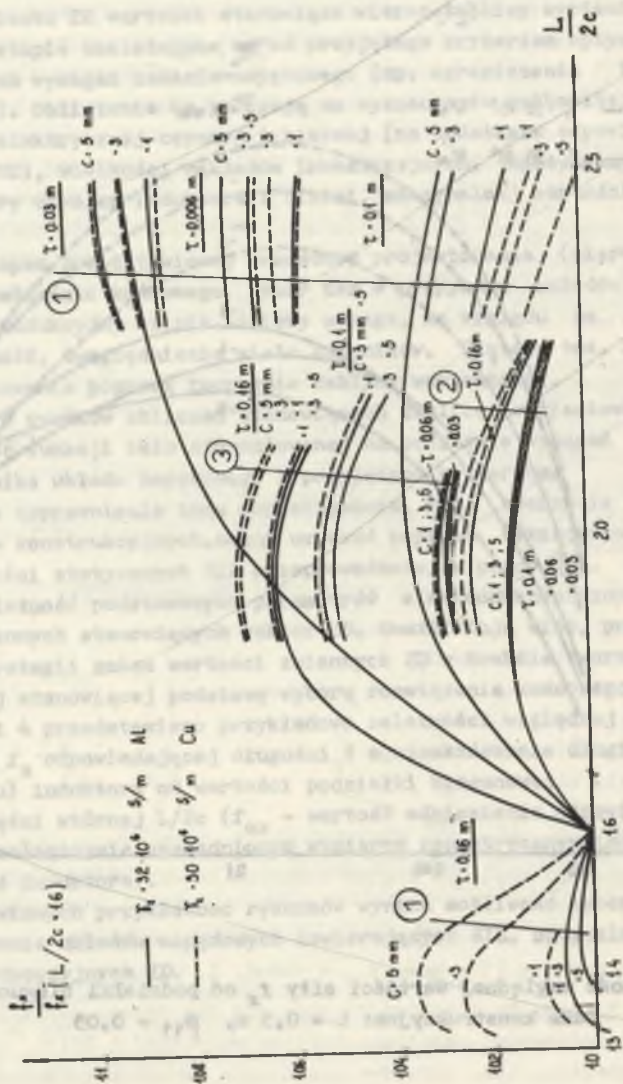
Z przedstawionych przykładowo rysunków wynika możliwość wyboru, w procesie projektowania układów napędowych zawierających SIL, optymalnych wartości zmiennych decyzyjnych ZD.





Rys. 3. Zależność względnej wartości siły  $f_x$  od podziałki biegunowej  $\tau$ .

Dane konstrukcyjne:  $L = 0,5$  m,  $\beta_{11} = 0,05$



Rys. 4. Zależność względnej wartości siły  $f_x$  od stosunku  $L/2c$  (wartość odniesienia odpowiada  $L/2c = 1.6$ )  
 Wykres A1

Dane konstrukcyjne:  $B'' = 0.002 \text{ m}$ ,  $D = 0.007 \text{ m}$ ,  $\mu_{rFe} = 100$ , ① -  $2c = 7$ ; ② -  $2c = 27$ ; ③ -  $2c = 57$ .

## 3. PODSUMOWANIE

Представлена универсальная процедура проектирования электромеханических систем, содержащих частотно-регулируемый индукционный двигатель линейного типа, позволяющая оптимально выбрать основные параметры электрических и конструктивных решений, влияющих на статические свойства системы.

## LITERATURA

- [1] Lisowski L.: Statyka i dynamika liniowego silnika asynchronicznego zasilanego prądem o zmiennej częstotliwości. Politechnika Śląska, praca doktorska 1983.
- [2] Stark R.S., Nicholls R.L.: Matematyczne podstawy projektowania inżynierskiego. PWN, Warszawa 1979.
- [3] Mrugała B., Graczyk M.: Chłodzenie silników liniowych płaskich typu SL-5. Maszyny elektryczne, Zeszyty Problenowe BOBR ME 24/1976, Katowice.

Recenzent: prof. dr hab. inż. Janusz Turowski

Wpłynęło do redakcji dn. 9 maja 1984 r.

ПРОЦЕДУРА ПРОЕКТИРОВАНИЯ ПРИВОДНЫХ СИСТЕМ  
С ЧАСТОТНО УПРАВЛЯЕМЫМ ЛИНЕЙНЫМ ДВИГАТЕЛЕМ

## Р е з ю м е

В работе представлена процедура первого этапа проектирования приводных систем с частотно управляемым, индукционным, линейным двигателем. Этот этап дает возможность выбора основных параметров определяющих статические свойства системы.

PROCEDURE OF PROJECTING OF DRIVING SYSTEMS CONTAINING THE LINEAR INDUCTION MOTORS FREQUENCY CONTROLLED

Summary

The paper presents a procedure of projecting (first stage) of driving systems containing the linear induction motor frequency controlled. This stage is the selection of essential parameters deciding on static performances of driving system.

