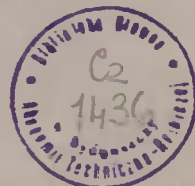


AKADEMIA TECHNICZNO-ROLNICZA
IM. JANA I JĘDRZEJA ŚNIADECKICH
W BYDGOSZCZY

ZESZYTY NAUKOWE 100

ELEKTROTECHNIKA 3



BYDGOSZCZ - 1983

AKADEMIA TECHNICZNO-ROLNICZA
IM. JANA I JĘDRZEJA ŚNIADECKICH
W BYDGOSZCZY

ZESZYTY NAUKOWE 100

ELEKTROTECHNIKA 3



BYDGOSZCZ - 1983

PRZEWODNICZĄCY KOMITETU REDAKCYJNEGO
doc. dr hab. Juliusz Skonieczny

REDAKTOR NAUKOWY
dr inż. J. Hebenstreit

OPRACOWANIE REDAKCYJNE I TECHNICZNE
mgr Halina Koziolkiewicz, Alfons Grzenkiewicz

Wydano za zgodą Rektora
Akademii Techniczno-Rolniczej
w Bydgoszczy

ISSN 0209-0670

WYDAWNICTWO UCZELNIANE AKADEMII TECHNICZNO-ROLNICZEJ
W BYDGOSZCZY

Nakład 100+50 egz. Ark. wyd. 7,5. Ark. druk. 6,7. Papier offset. kl. V - B1

Oddano do druku 15.IV.1983 r. Druk ukończono w maju 1983 r.

Zam. nr 210/83 Cena 90 zł K-2/88

Uczelniany Zakład Małej Poligrafii - ATR

Archiw. 2.01.13/82

SPIS TREŚCI

	str.
1. Mária Derecka - Rozkład prądów wirowych i mocy objętościowej we wsadzie o przekroju kwadratowym nagrzewaną we wsbudniku szoselinowym	5
2. Zbigniew Piech - Układ połączeń uzwojenia wielobiegowego silnika indukcyjnego liniowego o strukturze cylindrycznej	15
3. Grzegorz Hinz - Metoda określania kształtu napięcia wyjściowego bezpośredniego pręmiennika częstotliwości /cyklokonwertera/ zasilającego odbiornik typu R-L o szeregowo połączonych elementach	31
4. Grzegorz Hinz, Jerzy Manikowski - Zastosowanie własności równań różnicowych do analitycznego wyznaczenia liczby tyristorów cyklokonwertera, włączanych w przedziałach pracy prostowniczej i falowniczej	40
5. Paweł Granowski, Grzegorz Hinz, Edward Mażachowski - Badanie własności dynamicznych przełącznika miniaturowego	51
6. Eugeniusz Szneidrowski - Wpływ niektórych zjawisk na zdolność łączeniową przełączników kontaktronowych	60
7. Marian Żenkiewicz - Analiza porównawcza pewnych trójwartościowych układów przełączających	74
8. Wiesław Zech - O możliwości uproszczenia struktury logicznej układów asynchronicznych	88
9. Jan Wiśniewski, Bogusław Płotkowski - Przyrząd do pomiaru pojemności kondensatorów elektromagnetycznych niskiego napięcia..	99

Maria Derecka

ROZKŁAD PRĄDÓW WIROWYCH I MOCY OBJĘTOŚCIOWEJ WE WSADZIE
O PRZEKROJU KWADRATOWYM NAGRZEWANYM WE WZBUDNIKU SZCZELINOWYM

W pracy przedstawiono numeryczną metodę obliczania rozkładu mocy objętościowej w długim wsadzie niemagnetycznym o przekroju kwadratowym nagrzewanym indukcyjnie we wzbudniku szczelinowym. Zagadnienie rozwiązano przy użyciu metody równań całkowych. Jako przykład podano rozkład mocy objętościowej we wsadzie obliczony przy użyciu EBC.

Metoda może być zastosowana do obliczania mocy objętościowej we wsadzie o bardziej skomplikowanym przekroju nagrzewanym we wzbudniku szczelinowym.

1. WSTĘP

Dla wyznaczenia rozkładu temperatur we wsadzie nagrzewanym indukcyjnie niezbędna jest znajomość gęstości mocy objętościowej p_v , która jest związana z gęstością prądów wirowych J wzorem

$$p_v = J^2 \varrho \quad (1)$$

gdzie: ϱ - rezystywność wsadu

Metody obliczeniowe omówione szczegółowo w pracach [1,2,3,4,5] umożliwiają wyznaczenie rozkładu pola magnetycznego i prądów wirowych w przypadkach układów z polem wzdłużnym lub polem poprzecznym, ze wsadem o wymiarach takich, że pozwalają na założenie, iż są one nieskończenie długie w dwóch kierunkach przestrzeni.

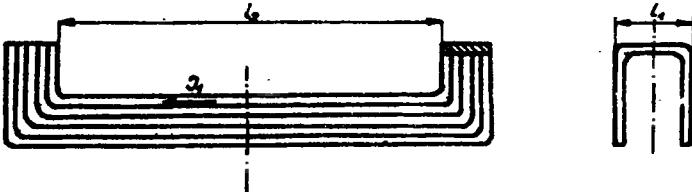
W niniejszej pracy wyznaczono rozkład prądów wirowych i mocy objętościowej we wsadzie o przekroju kwadratowym nagrzewanym we wzbudniku szczelinowym. Indukcyjny układ grzejny tego typu charakteryzuje się nierównomiernym polem w szczelinie powietrznej między wsadem a wzbudnikiem, a jego kształt nie pozwala na wprowadzenie założeń o wymiarach nieskończenie rozległych w dwóch kierunkach przestrzeni.

Do wyznaczenia rozkładów prądów wirowych i mocy objętościowej użyte metody równań całkowych [7,8,9]. Uzyskane równania całkowe rozwiązano w przybliżony sposób; przy użyciu maszyny cyfrowej ODRA 1204. Rozwiązanie dotyczy wsadów niemagnetycznych.

Metoda rozwiązania zagadnienia może być użyteczna także w przypadkach wsadów o bardziej skomplikowanym kształcie przekroju nagrzewanych we wzbudniku szczelinowym.

2. INDUKCYJNY UKŁAD GRZEJNY ZE WZBUDNIKIEM SZCZELINOWYM

Wzbudnik szczelinowy o konstrukcji pokazanej na rys.1 służy do nagrzewania wsadów przed kucia /nagrzewanie akrośne/ lub hartowaniem /nagrzewanie powierzchniowe/. Wzbudniki tego typu są chętnie używane ze względu na prostotę konstrukcji: podajników wsadu.



Rys.1 Wzbudnik szczelinowy

Na rys.2 pokazane są przykłady umieszczenia wsadów we wzbudniku szczelinowym.

Wymiary wzbudników szczelinowych są zwykle dobrane tak, że spełniają nierówność

$$\frac{2 l_1}{l_2} \leq 0,25$$

gdzie: $2l_1$ - łączna długość połączeń czołowych wzbudnika

l_2 - tzw. długość czynna, decydująca o nagrzewaniu wsadu

W pracy zostanie wyznaczony rozkład prądów wirowych i mocy objętościowej w układzie z rys.2 a.

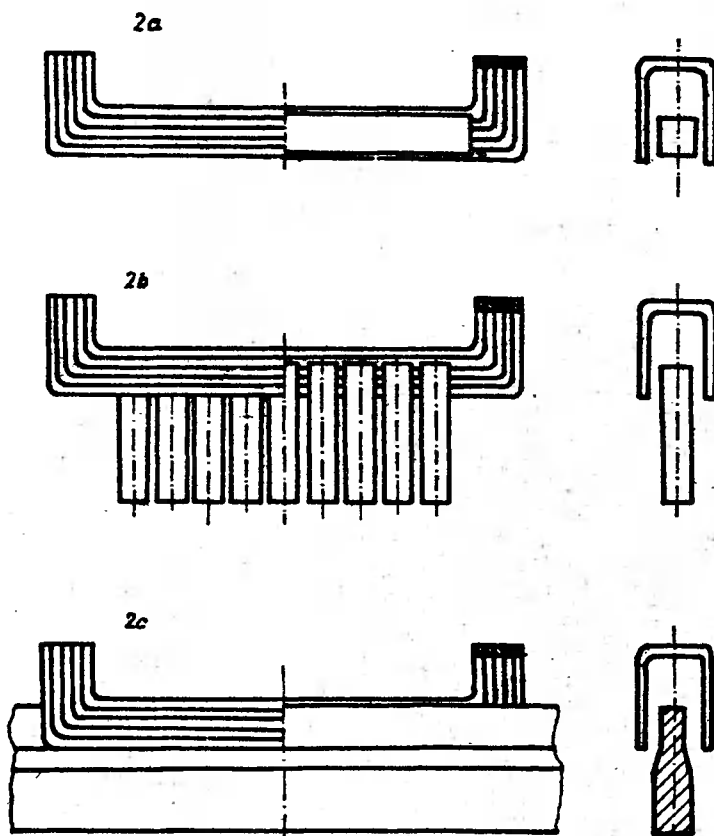
3. MODEL MATEMATYCZNY INDUKCYJNEGO UKŁADU GRZEJNEGO ZE WSADEM O PRZEKROJU KWADRATOWYM I WZBUDNIKIEM SZCZELINOWYM

Rozważany układ grzejny zastąpiono modelem, którego geometrię przedstawiono na rys.3.

Założenia dla wzbudnika i wsadu:

1. Cewkę wzbudnika zastąpiono nieskończenie cienką folią wiedzącą prąd równy amperoswojom wzbudnika $I_1 N_1$, o szerokości $2B$ równej szerokości nawojenia wzbudnika rzeczywistego, umieszczoną w odległości $A-a$ od wsadu, równej szczelinie powietrznej rzeczywistego układu grzeijnego. Wymiar wzbudnika w kierunku osi Oz przyjęto jako nieskończenie długi.
2. Prąd wzbudnika jest sinusoidalnie zmienny w czasie, a do analizy pola elektromagnetycznego użyto wektorów zespolonych charakteryzujących to pole.
3. Wsad rzeczywisty zastąpiono wsadem nieskończenie długim w kierunku osi Oz , o tych samych wymiarach przekroju poprzecznego, rezystywności ρ odpowiadającej średniej temperaturze wsadu i przenikal-

ności magnetycznej względnej $\mu_r = 1$.



Rys.2 Różne przykłady umieszczenia wsadów we wzbudniku szczelinowym

4. POLE ELEKTROMAGNETYCZNE WE WSADZIE

Rozważane zagadnienie można sprowadzić do zagadnienia jednowymiarowego dla potencjału wektorowego \vec{A} charakteryzującego to pole, uzyskując równanie całkowe Fredholma II rodzaju dla prądów wirowych we wsadzie.

Potencjał wektorowy A posiada tylko jedną składową na osi Oz :

$$\vec{A}(x,y) = \vec{1}_z A_z(x,y) \quad (2)$$

$$A_z(x,y) = A(x,y)$$

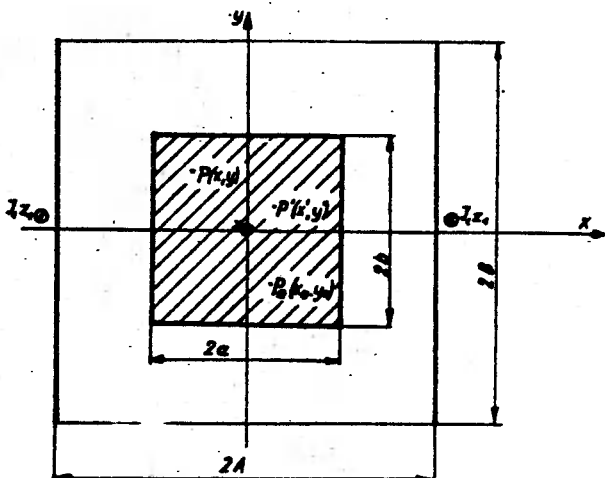
Jest on sumą dwóch składników :

$$A = A_1 + A_2 \quad (3)$$

gdzie :

$$A_1 = \frac{\rho_0 I_1 z_1}{2\pi} \frac{1}{2b} \left[\frac{y+B}{2} \ln \frac{\sqrt{y+B/2 + \sqrt{x-A/2}}}{\sqrt{y+B/2 + \sqrt{x+A/2}}} + \frac{y-B}{2} \ln \frac{\sqrt{y-B/2 + \sqrt{x+A/2}}}{\sqrt{y-B/2 + \sqrt{x-A/2}}} + \sqrt{x-A} \left(\arctg \frac{y+B}{x-A} - \arctg \frac{y-B}{x-A} \right) + \sqrt{x+A} \left(\arctg \frac{y-B}{x+A} - \arctg \frac{y+B}{x+A} \right) \right] \quad (4)$$

jest potencjałem wektorowym pola pierwotnego /pochodzącego od prądu wzbudnika/ ; A_2 jest potencjałem wektorowym pola wtórnego /pochodzącego od prądów wirowych we wsadzie/.



Rys.3 Geometria modelu indukcyjnego układu grzejnego ze wzbudnikiem szczeplinowym

Potencjał wektorowy A_2 spełnia w obszarze wsadu równanie Poissona [6, 7], którego podstawowym rozwiązaniem na płaszczyźnie jest wyrażenie [6,7]:

$$A_2 = \frac{\rho_0}{2\pi} \iint_S \frac{J(x', y')}{r} \ln \frac{1}{r} dx' dy' \quad (5)$$

gdzie : $r = \sqrt{(x-x')^2 + (y-y')^2}$ jest odległością punktu $P(x, y)$ położonego w obszarze wsadu od punktu $P'(x', y')$ wsadu, w którym gęstość prądu wynosi $J(x', y')$, a S jest powierzchnią przekroju wsadu /rys.3/.

W każdym punkcie wsadu spełnione jest równanie

$$\underline{J} = \nabla E \quad (6)$$

Po uwzględnieniu, iż $E = -j \omega \underline{A}$ można równanie (6) /podobnie jak w pracach [7, 10, 11] / doprowadzić do postaci :

$$\underline{J}/x, y/ - \underline{J}/x_0, y_0/ + \frac{j \omega \mu_0 r}{4\pi} \iint_S \underline{J}/x', y'/ \ln \frac{|x_0 - x'|^2 + |y_0 - y'|^2}{|x - x'|^2 + |y - y'|^2} dx' dy' -$$

$$= -j \omega \delta[\underline{A}_1/x, y/ - \underline{A}_1/x_0, y_0/] \quad (7)$$

gdzie : $\underline{A}_1/x, y/$, $\underline{A}_1/x_0, y_0/$ - potencjał wektorowy pola pierwotnego w punktach $P/x, y/$ i $P/x_0, y_0/$ leżących w obszarze wsadu, wyrażony wzorem (4)

Równanie (7) jest równaniem całkowym Fredholma II rodzaju. Ponadto w obszarze wsadu spełniony jest warunek

$$\iint_S \underline{J}/x', y'/ dx' dy' = 0 \quad (8)$$

5. PRZYBLIŻONE ROZWIĄZANIE RÓWNIANIA FREDHOLMA DLA PRĄDÓW WIROWYCH WE WSADZIE. ROZKŁAD MOCY OBJĘTOŚCIOWEJ WE WSADZIE

Przybliżone metody rozwiązywania równań całkowych omówione są w literaturze [7, 8, 9].

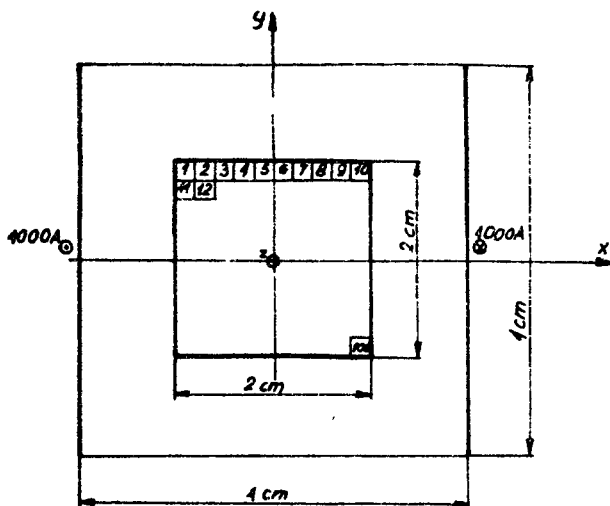
Powierzchnię przekroju wsadu S podzielono na N jednakowych kwadratowych podobszarów /rys.4/. Poszukiwana funkcja $\underline{J}/x, y/$ została rozwinięta w szereg o postaci

$$\underline{J}/x, y/ \approx \sum_{n=1}^N \underline{J}_n f_n/x, y/ \quad (9)$$

gdzie : \underline{J}_n - stałe

$f_n/x, y/$ - oznaczają funkcje bazy określonej [7, 8, 9] jako

$$f_n/x, y/ = \begin{cases} 1, & \text{gdy } P/x, y/ \in \Delta S_n \\ 0, & \text{w pozostałych podobszarach} \end{cases}$$



Rys.4 Wymiary modelu indukcyjnego układu grzejnego ze wzбудnikiem szczelinowym

Równanie całkowe (7) można sprowadzić /podobnie jak w [7,10,11]/ do układu $N-1$ liniowych równań algebraicznych

$$\sum_{n=1}^{N-1} \underline{1}_{mn} J_n = \underline{g}_m \quad /m = 1, 2, \dots, N/ \quad (10)$$

gdzie : $\underline{1}_{mn} = \delta_{mn} - \delta_{nN} + \frac{j \omega \mu_0 \gamma}{4\pi} \iint_{\Delta S_n} \ln \frac{|x_N - x'|^2 + |y_N - y'|^2}{|x_m - x'|^2 + |y_m - y'|^2} dx' dy'$

/ δ_{mn} , δ_{nN} oznacza deltę Kroneckera/, punkt $P_N/x_N, y_N/$ jest punktem odniesienia, zaś $\underline{g}_m = -j \omega \gamma [A_1/x_m, y_m/ - A_1/x_N, y_N/]$

Równanie (8) zostaje przybliżone równaniem

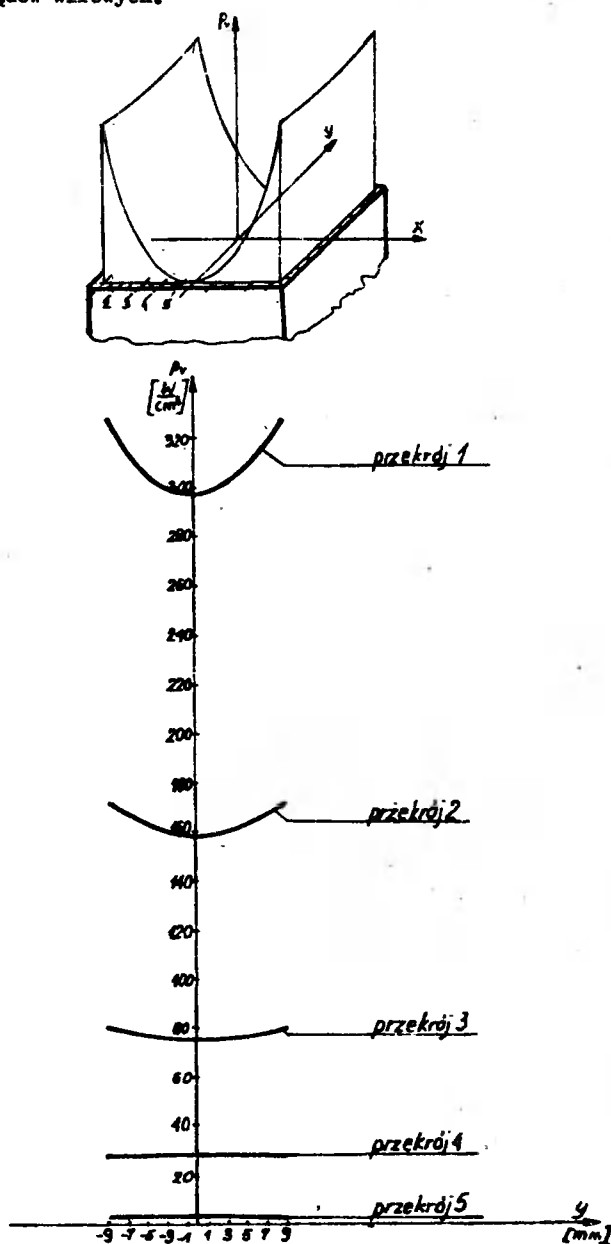
$$\sum_{n=1}^N J_n \Delta S_n = 0 \quad (11)$$

Układ N liniowych równań algebraicznych /na który składa się zbiór $N-1$ równań (10) i równanie (11)/ z N niewiadomymi J_n można rozwiązać przy użyciu maszyny cyfrowej uzyskując przybliżony rozkład gęstości prądów wirowych we wsadzie, a po uwzględnieniu równania (1) również rozkład mocy objętościowej.

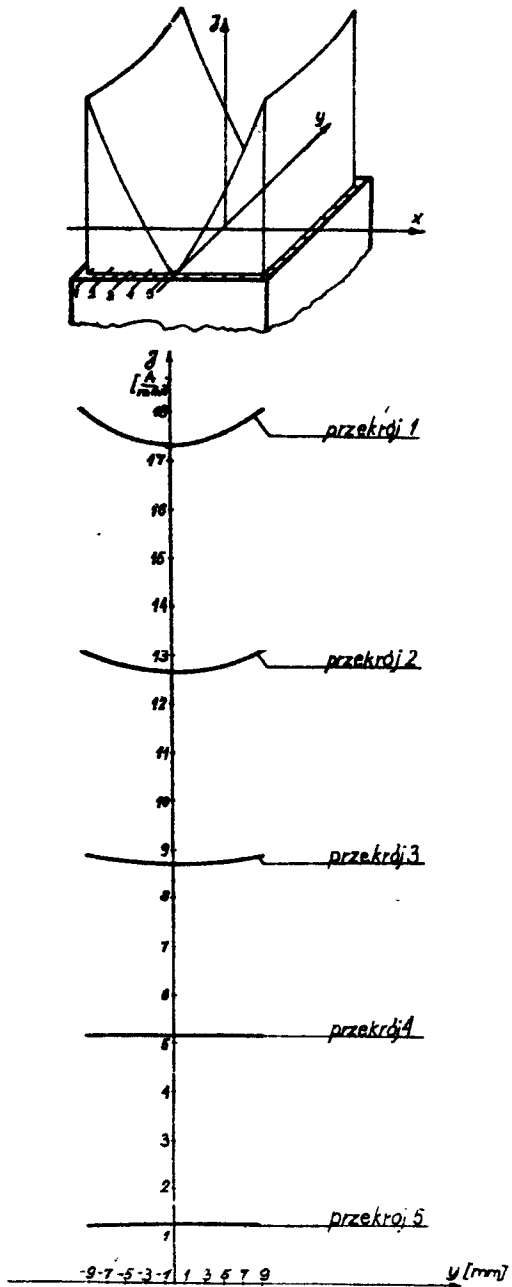
Jako przykład wyznaczono rozkład mocy objętościowej we wsadzie stałym niemagnetycznym o rezystywności $\xi = 10^{-4} \Omega \text{cm}$, nagrzewanym we wzbud-

niku szczelinowym wiodącym prąd $I_1 = 800$ A, liczba zwojów wzbudnika $z_1 = 5$, częstotliwość prądu $f = 8000$ Hz. Wymiary wzbudnika i wsadu pokazano na rys.4. Przekrój wsadu podzielono na $N = 100$ podobszarów. Wykorzystując symetrię układu zmniejszono liczbę równań do $\frac{N}{2} = 50$.

Na rys.5 przedstawiono rozkład mocy objętościowej we wsadzie, a na rys. 6 rozkład prądów wirowych.



Rys.5 Rozkład mocy objętościowej we wsadzie



Rys.6 Rozkład prądów wirowych we wsadzie

6. WNIOSKI

Przedstawiona metoda pozwala na wyznaczenie rozkładu prądów wirowych i mocy objętościowej oraz całkowitej mocy grzejnej wydzielonej we wsadzie niemagnetycznym o przekroju kwadratowym nagrzewanym we wzbudniku szczelinowym. Wykorzystanie symetrii układu pozwala na skrócenie czasu obliczeń na maszynie cyfrowej. Metoda ta może znaleźć zastosowanie także w przypadku wsadów o dowolnych przekrojach nagrzewanych we wzbudniku szczelinowym.

LITERATURA

1. Liwiński W. : Nagrzewnice indukcyjne skrócone. WNT, Warszawa 1968
2. Beresa J. : Kierunki badań i rozwoju w grzejnictwie indukcyjnym. Referat na sympozjum naukowo-technicznym nt. "Przemysłowe zastosowania grzejnictwa indukcyjnego do nagrzewania metali". Łódź 1974
3. Slukhot'sky A.E., Nemkov V.S., Makhmudov K.M. : Calculation of Electrical Parameters of Heating Inductors. Referat nr 604 VII Kongres UIE Warszawa 1972
4. Fikus P., Sajdak Cz., Wieciorak T.W. : Roskład pola elektromagnetycznego i mocy w płaskiej nagrzewnicy indukcyjnej. Arch. Elektrotechniki t. XVII z. 102/77
5. Słuchockij A.E., Ryskin S.M. : Induktery dla indukcyjnego nagrewa. Izd. "Energia" Leningradskoje Otd. 1974
6. Kącki E. : Równania różniczkowe cząstkowe w elektrotechnice. WNT, Warszawa 1971
7. Krakowski M. : Elektrotechnika teoretyczna. t.II PWN, Warszawa-Poznań 1979
8. Harrington R.F. : Field Computation by Moment Methods. Nowy Jork Macmillan Comp. 1968
9. Wycisłitielnyje metody w elektrodynamikie pod red. R.Mitry. Izd. "Mir" Moskwa 1977 /tłumaczenie z języka angielskiego/
10. Krakowski M., Szymański G. : Numerical analysis of eddy-currents induced within a metal cylinder by a.c. in parallel conductors. Arch. Elektrotechniki t.XVII z. 103/1978
11. Morawaka-Koraszevska H. : Prądy wirowe w szynie metalowej umieszczonej w równomiernym polu magnetycznym. Praca doktorska, Politechnika Łódzka 1979

POWER DENSITY AND EDDY-CURRENTS DISTRIBUTION IN BILLET OF SQUARE CROSS-SECTION HEATED IN SLOT INDUCTOR

Summary

A numerical method of calculation of power density distribution in a long non - magnetic billet of square cross - section heated in a slot inductor is presented in this paper. The problem was solved using the method of integral equations. As an example power density and eddy - currents distribution in a billet are presented. The calculation was made by the digital computer.

This method may be applied to compute power density distribution in a billet of more complicated cross - section heated in a slot inductor.

РАСПРЕДЕЛЕНИЕ УДЕЛЬНОЙ ОБЪЕМНОЙ МОЩНОСТИ И ВИХРЕВЫХ ТОКОВ В ЗАГОТОВКЕ КВАДРАТНОГО СЕЧЕНИЯ ПРИ ИНДУКЦИОННОМ НАГРЕВЕ В ЦЕЛЕВОМ ИНДУКТОРЕ

Резюме

В работе представлен метод численного вычисления распределения удельной объемной мощности и вихревых токов в немагнетической длинной заготовке квадратного сечения при индукционном нагреве в целевом индукторе. Проблема разрешена при использовании интегральных уравнений. В качестве примера представлено распределение объемной удельной мощности и вихревых токов в заготовке вычисленного при применении ЭВМ.

Этот метод пригоден также для вычисления объемной удельной мощности в заготовках более сложного сечения при индукционном нагреве в целевом индукторе.

Zbigniew Piech

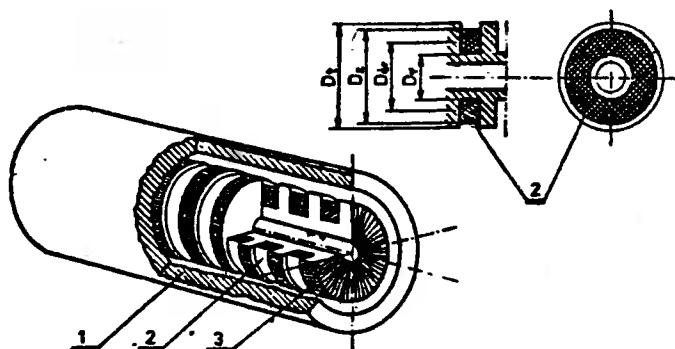
UKŁAD POŁĄCZEŃ USZWOJENIA WIELOBIEGOWEGO SILNIKA INDUKCYJNEGO
LINIOWEGO O STRUKTURZE CYLINDRYCZNEJ

W pracy przedstawiono rozkłady obciążeń liniowych wzdłuż długości twornika od jednowarstwowych uswojeń liniowej masywny indukcyjnej o strukturze cylindrycznej. Na podstawie analizy zawartości wyższych harmonicznych obciążeń liniowych przy różnych konfiguracjach połączeń międzycewkowych twornika, wybrano optymalne układy uswojeń silnika wielobiegowego.

1. WSTĘP

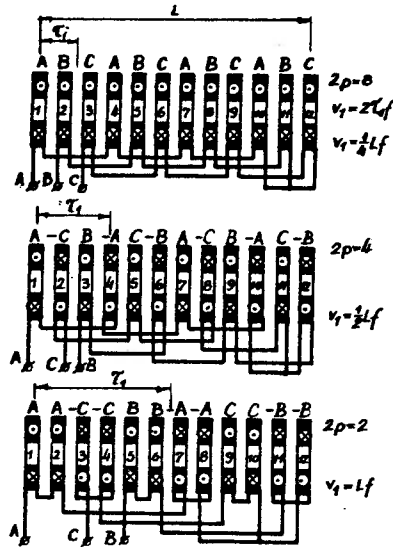
Celem artykułu jest pokazanie wpływu konfiguracji połączeń jednowarstwowego uszwojenia trójfazowej liniowej maszyny indukcyjnej na rozkład obciążenia liniowego wzdłuż twornika, oraz wskazanie optymalnych układów połączeń dla sterowania prędkością liniową za pomocą zmiany liczby par biegunów uszwojenia. Obciążenie liniowe decyduje o rozkładzie pola magnetycznego w maszynie, a więc jest głównym czynnikiem wpływającym na podstawowe parametry liniowego silnika indukcyjnego, do których należą siła ciągu i prędkość synchroniczna.

Konstrukcję oraz zasadę działania liniowego silnika indukcyjnego z częścią wtórną obejmującą twornik /dalej w pracy oznaczonego skrótem LSI/ omówiono w pracy [4].



Rys.1 Konstrukcja liniowego silnika indukcyjnego /LSI/ o strukturze cylindrycznej, 1 - część wtórna, 2 - krążkowe seswoje, 3 - twornik /uszwojona część pierwotna/

Rozpatrywana maszyna ma strukturę cylindryczną - rys.1. Uzwojenia poszczególnych faz składają się z połączonych ze sobą pojedynczych krążkowych sekwencji, z których każdy umieszczony jest w oddzielnym żłobku. Pozwala to na zmianę prędkości liniowej silnika poprzez kombinację połączeń międzycewkowych. Zmiana sposobu połączeń uzwojeń twornika wpływa na zmianę podziałki biegunowej τ_1 , a więc i na prędkość synchroniczną v_0 . Stąd możliwość sterowania prędkością liniową silnika.



Rys.2 Przykładowe układy połączeń jednowarstwowego uzwojenia twornika o 12 żłobkach

Dla osiągnięcia założonych celów, tj. pokazania wpływu konfiguracji połączeń międzycewkowych na rozkład obciążenia liniowego wzdłuż twornika oraz wskazania optymalnych połączeń uzwojenia posłużono się analizą zawartości wyższych harmonicznych w rozkładach obciążeń. Analizy dokonano przy następujących założeniach :

- twornik i biegnia LSI stanowią układ współosiowych walców,
- maszyna jest układem wielowarstwowym, którego cylindryczne powierzchnie posiadają duże promienie krzywizn w porównaniu z równoważną głębokością wnikania pola, tak że rozważania mogą być przeprowadzone w układzie współrzędnych prostokątnych,
- twornik maszyny o idealnie gładkiej powierzchni zewnętrznej wykonany jest z materiału izotropowego i jednorodnego o przenikalności magnetycznej $\mu_1 = \infty$ i konduktywności $\sigma_1 = 0$,
- uzwojenie twornika ma postać nieskończenie cienkiej przyszczeliny-

wej warstwy prądowej,

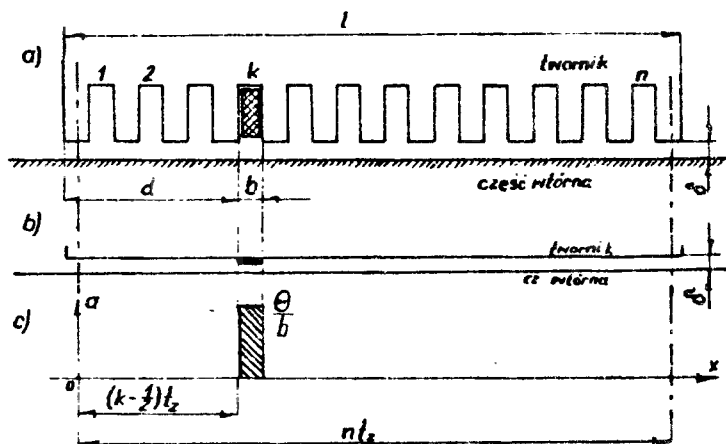
e/ część wtórna wykonana jest :

- z materiału ferromagnetycznego izotropowego i jednorodnego o $\mu_3 = \text{const}$ i $\delta_3 = \text{const}$,
- lub jako warstwa ferromagnetyczna /j.w./ pokryta izotropową i jednorodną warstwą nieferromagnetyczną o μ_2 i $\delta_2 = \text{const}$,

f/ uzwojenie silnika zasilane jest symetrycznym układem trójfazowych napięć przemiennych.

2. ROZKŁAD OBCIĄŻENIA LINIOWEGO DOWOLNEGO POJEDYNCZEGO ZEZWOJU

Obciążenie liniowe wzdłuż twornika LSI dowolnego żłobka rozpatrzone opierając się na podobnej analizie, przeprowadzonej przez autorów pracy [3] dla pola wzbudzanego przez pojedynczy zeswój tzw. uzwojenia pierścieniowego w indukcyjnej maszynie o ruchu obrotowym.



Rys.3 Układ prądowy pojedynczego zeswoju, a/ układ fizyczny, b/ i c/ okłady jednego żłobka na długości twornika

Dla LSI cylindrycznego obciążenia liniowe pojedynczego szwoju, można korzystać z rys.3 a zapisać następującą zależnością

$$a/x = \begin{cases} 0 & \text{dla } 0 \leq x \leq (d - \frac{1}{2} b) \\ \frac{\Theta_z}{b} & \text{dla } (d - \frac{1}{2} b) < x < (d + \frac{1}{2} b) \\ 0 & \text{dla } (d + \frac{1}{2} b) \leq x \leq l \end{cases} \quad (1)$$

Zależność przedstawioną wzorem (1) rozwinięto w wykładniczy szereg Fouriera [2]

$$a/x = c_0 + \sum_{\substack{v = -\infty \\ v \neq 0}}^{+\infty} c_v \cdot e^{-jv \frac{2\pi}{l} x} \quad (2)$$

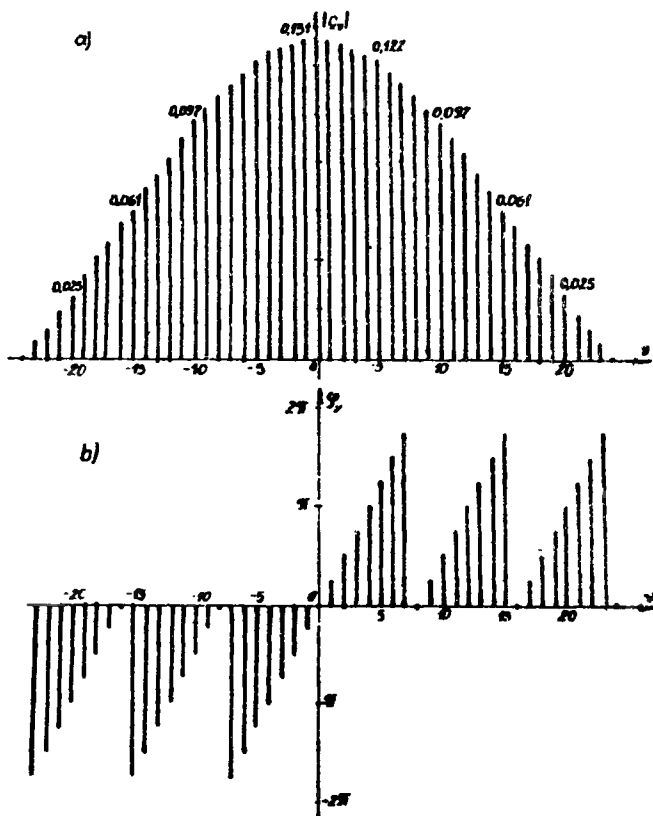
Po obliczeniu współczynników c_0 i c_v , szereg ten przyjmuje postać

$$a/x = \frac{\Theta_z}{l} + \frac{1}{\pi} \frac{\Theta_z}{b} \sum_{\substack{v = -\infty \\ v \neq 0}}^{+\infty} \frac{1}{v} \sin v \frac{\pi}{l} b \cdot e^{jv \frac{2\pi}{l} d - jv \frac{2\pi}{l} x} \quad (3)$$

Przyjmując /rys.3b, o/ : początek układu współrzędnych w osi pierwszego zęba, długość twornika l jako wielokrotność podziałki zębowej nt_z oraz odległość danego zębka od początku układu współrzędnych d jako $k \cdot \frac{1}{2} t_z$ /gdzie n - liczba zębów twornika, k - numer zębka, którego układ prądowy jest rozpatrywany, t_z - podziałka zębowa/, otrzyma się bardziej uniwersalny zapis rozkładu

$$a/x = \frac{\Theta_z}{nt_z} + \frac{1}{\pi} \frac{\Theta_z}{b} \sum_{\substack{v = -\infty \\ v \neq 0}}^{+\infty} \frac{1}{v} \sin v \frac{b}{nt_z} \pi \cdot e^{jv \frac{2k-1}{n} - j \frac{2\pi}{nt_z} x} \quad (4)$$

W celu zobrazowania wielkości poszczególnych składowych harmonicznych, można przedstawić rozwinięcie rozkładu gęstości liniowej prądu w szereg wykładniczy w sposób graficzny za pomocą widma amplitudowego i fazowego. Wygodnie jest amplitudę $\frac{1}{\pi} \frac{\Theta_z}{b}$ przyjąć jako jedność. Widmo amplitudowe jest wykresem modułów współczynników c_v , jest to więc funkcja parzysta / $|c_v| = |c_{-v}|$ /. Natomiast widmo fazowe jest funkcją nieparzystą / $\varphi_v = -\varphi_{-v}$ /. Na rys.4 przedstawiono wykresy widma amplitudowego i fazowego rozkładu wyrażonego wzorem (4) wywołanego prądem płynącym w szwoju umieszczonym w $k = 2$ zębku, przy czym przyjęto, że twornik ma $n = 12$ zębów, a sto sunek rozwarcia zębka b do podziałki zębowej t_z wynosi $\frac{b}{t_z} = \frac{1}{2}$.



Rys.4 Widmo rozkładu gęstości liniowej prądu od szłobka $k = 2$ dla twornika o $n = 12$ szłobkach, a/ amplitudowe, b/ fazowe

3. ANALIZA HARMONICZNYCH ROZKŁADU UZWOJEŃ TRÓJFAZOWYCH

Celem znalezienia optymalnych połączeń dla LSI cylindrycznego, takich aby dla twornika o zadanej z góry stałej liczbie szłobków n , uzyskać kilka różnych prędkości podstawowej harmonicznej pola, przyjęto do przeanalizowania 19 różnych schematów trójfazowych uzwojeń jednowarstwowych. Każdy z układów połączeń rozwiązano dla kilku wartości całkowitej liczby szłobków n , przy czym aby zachować równą liczbę szłobków na biegun i fazę zawsze liczba n była krotnością liczby faz. Pomimo, że na podstawie literatury traktującej o uzwojeniach maszyn obrotowych [1], można z góry przyjąć, że również dla LSI cylindrycznych uzwojenia niesymetryczne oraz o innej kolejności grup fazowych niż : $+A - C + B - A + C - B...$, będą niekorzystne elektromagnetycznie, to jednak dla pełnego obrazu analizy w celu porównania rozpatrzono również między innymi takie uzwojenia. Maksymalną całko-

wiątą liczbę żłobków ograniczono do $n = 24$, która jest wystarczająca, aby z wyników analizy wyciągnąć wnioski ogólne. Diagram analizowanych uzwojeń przedstawiono na rys.5. Korzystając z diagramu uzwojeń oraz z zależności (4) można znaleźć wyrażenia na rozkłady obciążeń liniowych od całych uzwojeń.

Sumując zgodnie z zasadą superpozycji obciążenia liniowe od zewzwojów danego pasma fazowego otrzyma się wyrażenie na rozkład obciążenia od danego pasma. Przykładowo dla układu ① z diagramu rys.5 otrzymuje się

$$\begin{aligned} a_A/x/ &= a_1/x/ + a_4/x/ + \dots + a_{n-2}/x/ \\ a_B/x/ &= a_2/x/ + a_5/x/ + \dots + a_{n-1}/x/ \\ a_C/x/ &= a_3/x/ + a_6/x/ + \dots + a_n/x/ \end{aligned} \quad (5)$$

Podstawiając zależność (4) z odpowiednią liczbą k otrzyma się po przekształceniach

$$a_A/x/ = \frac{\Theta_{zA}}{3t_z} + \frac{n}{3\pi} \frac{\Theta_{zA}}{b} \sum_{\nu} \frac{1}{\nu} \sin \nu \frac{b}{nt_z} \pi e^{j\nu \frac{\pi}{n} x} e^{-j\nu \frac{2\pi}{nt_z} x} \quad (6)$$

$$\nu = \pm \frac{n}{3}; \pm \frac{2n}{3}; \pm \frac{3n}{3}; \dots$$

$$a_B/x/ = \frac{\Theta_{zB}}{3t_z} + \frac{n}{3\pi} \frac{\Theta_{zB}}{b} \sum_{\nu} \frac{1}{\nu} \sin \nu \frac{b}{nt_z} \pi e^{j3\nu \frac{\pi}{n} x} e^{-j\nu \frac{2\pi}{nt_z} x} \quad (7)$$

$$\nu = \pm \frac{n}{3}; \pm \frac{2n}{3}; \pm \frac{3n}{3}; \dots$$

$$a_C/x/ = \frac{\Theta_{zC}}{3t_z} + \frac{n}{3\pi} \frac{\Theta_{zC}}{b} \sum_{\nu} \frac{1}{\nu} \sin \nu \frac{b}{nt_z} \pi e^{j5\nu \frac{\pi}{n} x} e^{-j\nu \frac{2\pi}{nt_z} x} \quad (8)$$

$$\nu = \pm \frac{n}{3}; \pm \frac{2n}{3}; \pm \frac{3n}{3}; \dots$$

Po uwzględnieniu zależności na przepływy żłobkowe od poszczególnych faz, które wynoszą :

$$\begin{aligned} \Theta_{zA} &= \sqrt{2} I Z_z e^{j\omega t} \\ \Theta_{zB} &= \sqrt{2} I Z_z e^{j\omega t - j\frac{2}{3}\pi} \\ \Theta_{zC} &= \sqrt{2} I Z_z e^{j\omega t - j\frac{4}{3}\pi} \end{aligned} \quad (9)$$

gdzie : Z_z - liczba zwojów w jednym żłobku /zwojność zewzwoju/

k_s - współczynnik skrótu średnicowego [5]

i - wartość skuteczna prądu jednej fazy

oras po sumowaniu rozkładów obciążenia od wszystkich pasm fazowych otrzy-
ma się rozkład obciążenia liniowego od całego uzwojenia trójfazowego

$$u_0/x; t/ = \frac{\sqrt{2}}{\pi} n \frac{1}{b} k_s I_{s2} \sum \frac{1}{v} \sin v \frac{b}{nt_s} \pi \cdot \frac{3v \frac{\pi}{n}}{n} \frac{3/\omega t - v \frac{2\pi}{nt_s} x/}{n} \quad (10)$$

$$v = +\frac{n}{3}, -\frac{2n}{3}, +\frac{4n}{3}, -\frac{5n}{3}, \dots$$

Należy zmienić oznaczenie rzędu harmonicznych ponieważ przez v ozna-
czono wcześniej rząd harmonicznych przy rozkładzie obciążenia od pojedyn-
czego seswoju. Omawiając rozkład obciążenia liniowych od całych uzwojeń trój-
fazowych rząd harmonicznej wiąże się z długością podziałki biegunowej tak,
żeby pojęcie „harmoniczna podstawowa” było nierozdzielnie związane z har-
moniczną oznaczoną liczbą 1. Stąd przez ξ oznaczono numery harmonicznych
rozkładu obciążenia liniowego od uzwojenia trójfazowego, przy czym rela-
cja między ξ a v jest następująca $\xi = \frac{v}{p} / p$ - liczba par biegunów
obliczana jako $n/2qm_1$, gdzie q - liczba żłobków na biegun i fazę/.

Dla układu ① $q = \frac{1}{2}$, więc ostatecznie rozkład obciążenia liniowego
zapisać się następującą zależnością :

$$u_0/x; t/ = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{1}{b} k_s I_{s2} \sum \frac{3}{\xi} \sin \xi \frac{b}{3\xi t_s} \pi \cdot \frac{3\xi \frac{\pi}{3}}{3} \frac{3/\omega t - \xi \frac{2\pi}{3} x/}{3} \quad (11)$$

$$\xi = +1, -2, +4, -5, \dots$$

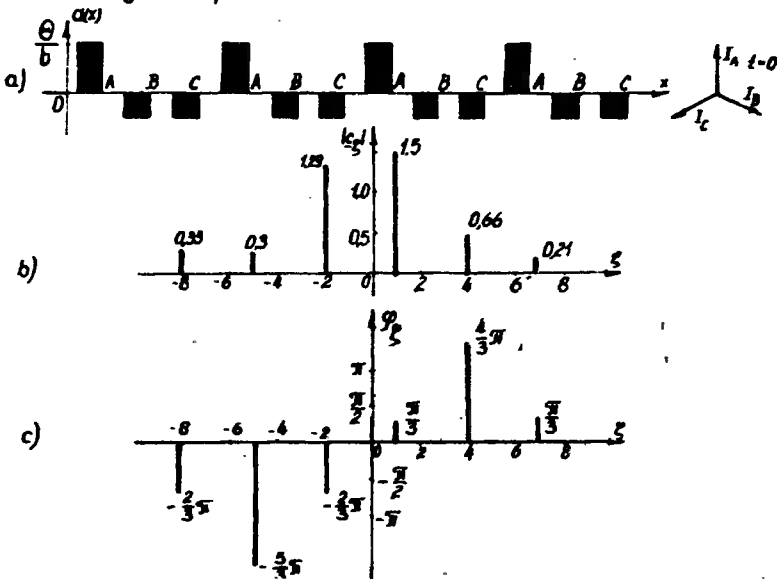
przy czym przez x' oznaczono $\frac{2\pi}{nt_s} x$.

W tym przypadku połączeń, podstawowa harmoniczna jest pierwszą har-
moniczną niezależnie od ilości żłobków twornika n . Harmoniczne ze znakiem
+ są dla składowych współbieżnych rozkładu gęstości liniowej prądu, a ze
znakiem - dla przeciwbieżnych. Układ prądowy dla układu połączeń ① dla
wybranej chwili czasowej pokazano na rys.6 a, natomiast wykresy widma am-
plitudowego i fazowego dla tego układu na rys.6 b i c. Przy czym przyjęto,
że $\frac{b}{t_s} = 0,5$ oraz że $\frac{I_{s2}}{\pi} k_s I_{s2} = 1$.

Podobne rozważania przeprowadzono prawie dla wszystkich układów po-
łączeń uzwojeń z diagram /rys.5/. Nie rozważano układu ⑤, posiadającego
niesymetryczne pasma fazowe względem siebie oraz w układzie ② pominięto
przypadek $n = 3$, jako niesymetryczny. W badaniach układów połączeń ogra-
niczono się do tych, które posiadają symetryczne pasma fazowe oraz ok-
reśloną całkowitą ilość seswojów twornika n , tj. symetrycznych jako ca-
łości.

Rezultaty rozważań zestawiono częściowo /dla układów ①-⑧/ w formie
analitycznej w tabeli 1. Podano wzory dla rozkładu obciążenia liniowego od
uzwojeń trójfazowych, rząd występujących harmonicznych, liczbę żłobków,
dla których wzór jest słuszny /dla niesymetrycznych przypadków wzory by-
łyby bardziej skomplikowane/ oraz graficzne obrasy układu prądowego przy
 $t = 0$ dla całego uzwojenia. Jest ona graficzną ilustracją prędkości sym-

chronicznej v_0 otrzymanej przy danym sposobie połączeń uswojeń LSI cylindrycznego $\sqrt{v_0} = 2\tau_1 z /$.



Rys.6 Rozkład obciążenia liniowego dla przypadku połączenia uswojeń wg (1) a/ układ prądowy, b/ i c/ widno amplitudowe i fasowe rozkładu obciążenia liniowego


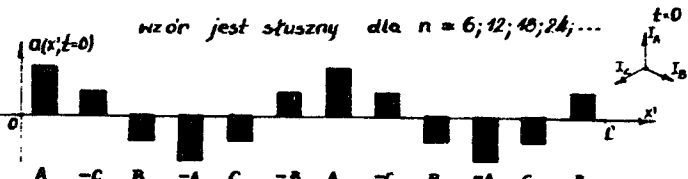
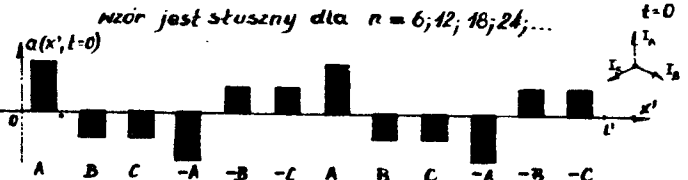
Aby dysponować rozkładem obciążeń liniowych od uswojeń o każdej liczbie szłoków n oraz o dowolnych niesymetrycznych pasmach fazowych, posłużono się maszyną cyfrową. Dla każdego układu z diagramu rys.5 ułożono programy. Według nich maszyna wykonywała obliczenia na podstawie wzoru (4) sumując rozkłady od poszczególnych zeswojów, uwzględniając sposoby połączeń i przesunięcia faszowe prądów. Przy zestawianiu programów założono, że amplituda przepływu, czyli $\frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{1}{b} k_{\xi} I_{\xi}$, równa się jedności i obliczenia przeprowadzono sumując współczynniki q_{ξ} dla poszczególnych zeswojów. Uzyskano w ten sposób po zmianie oznaczeń rzędu harmonicznej wypadkowe współczynniki q_{ξ} szeregu reprezentujące rozkład obciążenia liniowego od całego uswojenia.

4. WYNIKI OBLICZEŃ I ANALIZA PORÓWNAWCZA

W artykule z powodu ograniczonej objętości przedstawiono w postaci widm amplitudowych tylko niektóre wyniki obliczeń, tak zestawione, aby można na ich podstawie wyciągnąć konkretne wnioski. Analizując widma amplitudowe otrzymane z obliczeń należy stwierdzić ogólnie, że dla tworników o nieparzystej ilości szłoków $/n = 3, 9, 15, 21/$ nie istnieje układ połączeń uswojenia jednowarstwowego o zdecydowanie lepszych warunkach elektromagnetycznych od innych. Właściwie, tylko jeden sposób połączeń w porównaniu z innymi przy n nieparzystym zapewnia w miarę korzystną zawartość wyższych

harmonicznych, tj. układ ① oraz jemu pokrewne ⑩, ⑯ i ⑱. Praktycznie ogranicza to sterowanie prędkością synchroniczną pola podstawowej harmonicznej przez zmianę połączeń uswojeń do dwóch prędkości. Dla danego twornika przy połączeniu uswojeń według ① uzyskuje się prędkość synchroniczną pola podstawowej harmonicznej równą $v_0 = 3 f \frac{L}{n}$ - długość twornika, f - częstotliwość sieci/, a przy połączeniu ⑩, ⑯ lub ⑱ /w zależności od n i q twornika/ $v_0 = 6 f \frac{q}{n} L$.

TABELA 1

Nr ukt.	Wzór na rozkład obciążenia liniowego Układ prądowy dla czasu $t=0$
①	<p style="text-align: center;">1</p> $a_1(x;t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{1}{b} k_s I_{z2} \sum_{\zeta}^3 \sin \zeta \frac{b}{3l_2} \pi e^{j\zeta \frac{\pi}{3}} e^{j(\omega t - \zeta p x)}$ <p style="text-align: center;">$\rho = \frac{n}{3}$</p> <p style="text-align: center;">wzór jest słuszny dla $n = 3; 6; 9; 12; 15; \dots$</p> 
②	<p style="text-align: center;">2</p> $a_2(x;t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{1}{b} k_s I_{z2} \sum_{\zeta}^6 \sin \zeta \frac{b}{6l_2} \pi e^{j\zeta \frac{\pi}{6}} e^{j(\omega t - \zeta p x)}$ <p style="text-align: center;">$\rho = \frac{n}{6}$</p> <p style="text-align: center;">wzór jest słuszny dla $n = 6; 12; 18; 24; \dots$</p> 
③	<p style="text-align: center;">3</p> $a_3(x;t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{1}{b} k_s I_{z2} \sum_{\zeta}^2 \sin \zeta \frac{b}{6l_2} \pi [1 - 2\cos(\zeta + 2) \frac{\pi}{6} e^{j\zeta \frac{\pi}{6}}] e^{j\zeta \frac{\pi}{6}} e^{j(\omega t - \zeta p x)}$ <p style="text-align: center;">$\rho = \frac{n}{6}$</p> <p style="text-align: center;">wzór jest słuszny dla $n = 6; 12; 18; 24; \dots$</p> 

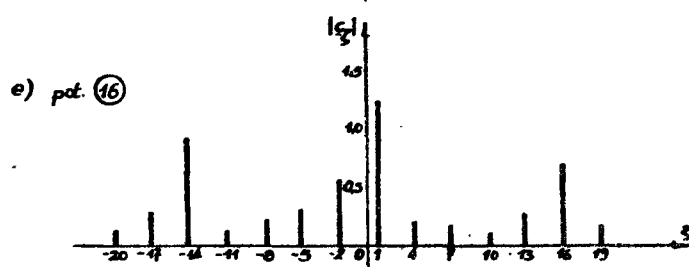
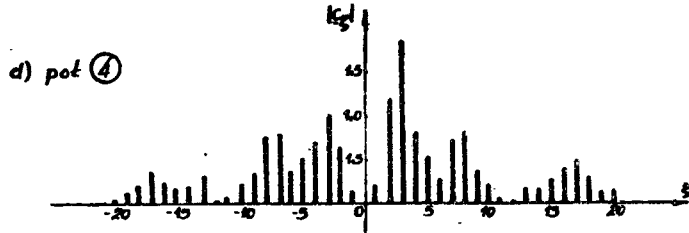
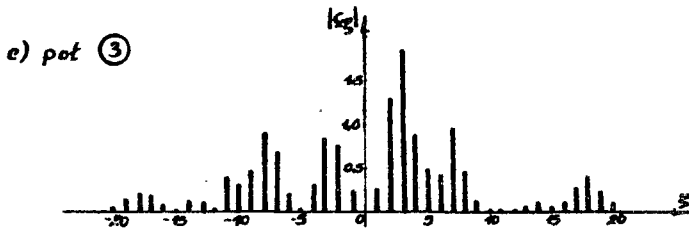
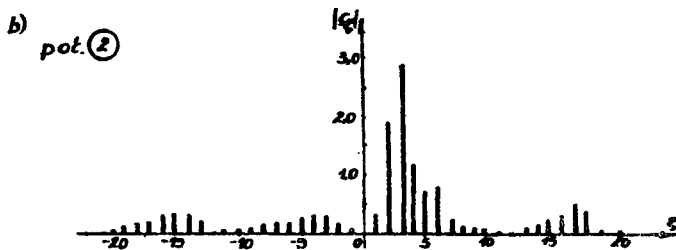
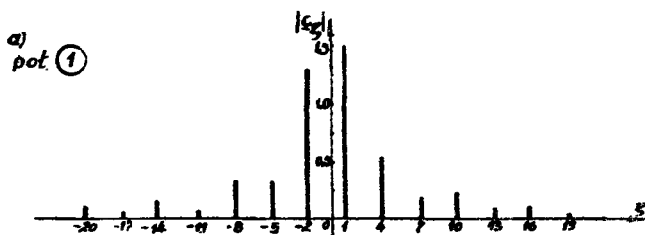
CD TABELI 1

1	2
<p>4</p>	$a(x,t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{1}{b} k_3 I_{z_2} \sum_{\xi} \frac{2}{\xi} \sin \xi \frac{b}{\delta t_2} \pi \left[1 - 2 \sin(\xi + 2) \frac{\pi}{6} e^{i(\xi + \frac{1}{2})} \right] e^{i \xi \frac{\pi}{6}} e^{j(\omega t - \xi p x)}$ <p style="text-align: center;">$\xi = \pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7, \dots$</p> <p style="text-align: center;">wzór słuszny dla $n = 6; 12; 18; 24; \dots$</p>
<p>6</p>	$a(x,t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{1}{b} k_3 I_{z_2} \sum_{\xi} \frac{6}{\xi} \sin \xi \frac{b}{\delta t_2} \pi \cos \xi \frac{\pi}{6} e^{i \xi \frac{\pi}{3}} e^{j(\omega t - \xi p x)}$ <p style="text-align: center;">$\xi = +1, -2, +4, -5, +7, \dots$</p> <p style="text-align: center;">wzór słuszny dla $n = 6; 12; 18; 24; \dots$</p>
<p>7</p>	$a(x,t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{1}{b} k_3 I_{z_2} \sum_{\xi} \frac{12}{\xi} \sin \xi \frac{b}{\delta t_2} \pi \cos \xi \frac{\pi}{12} e^{i \xi \frac{\pi}{6}} e^{j(\omega t - \xi p x)}$ <p style="text-align: center;">$\xi = +1, -5, +7, -11, \dots$</p> <p style="text-align: center;">wzór słuszny dla $n = 12; 24; 36; \dots$</p>
<p>8</p>	$a(x,t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{1}{b} k_3 I_{z_2} \sum_{\xi} \frac{6}{\xi} \sin \xi \frac{b}{\delta t_2} \pi \sin \xi \frac{\pi}{6} e^{i \xi \frac{\pi}{3}} e^{j(\omega t - \xi p x)}$ <p style="text-align: center;">$\xi = +1, -2, +4, -5, +7, \dots$</p> <p style="text-align: center;">wzór słuszny dla $n = 6; 12; 18; 24; \dots$</p>

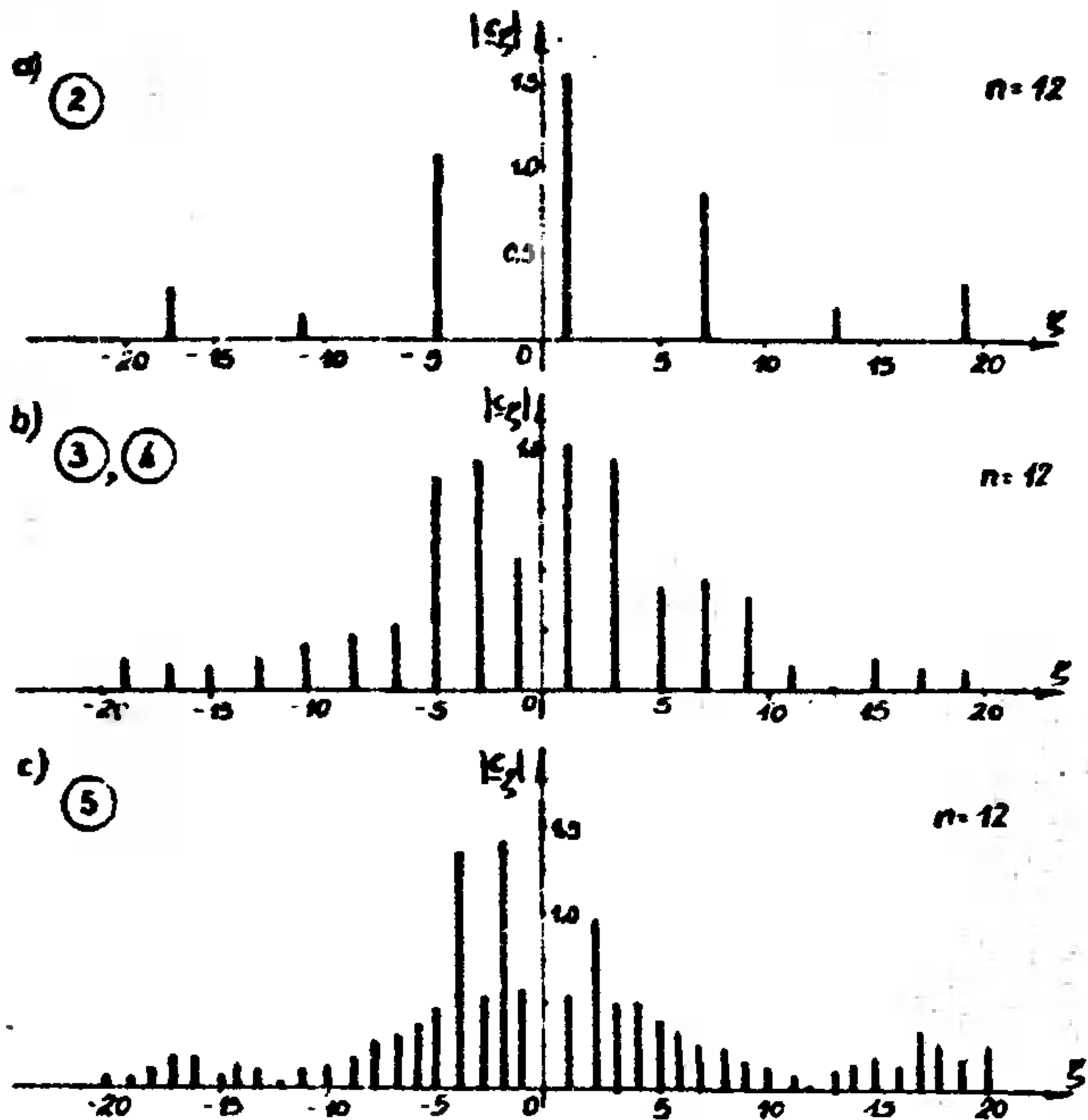
Nie można jednak zalecić tego typu połączeń do praktycznej realizacji, mimo że zapewniają najmniejszą prędkość synchroniczną pola biegnącego, ponieważ dla każdej liczby żłobków twornika w widmie amplitudowym rozkładu obciążenia liniowego amplituda największej składowej przeciwnej $/\xi = -2/$ jest tylko o połowę mniejsza od amplitudy składowej podstawowej $/\xi = +1/$, podobnie rzecz się ma i z harmonicznymi wyższych rzędów, maszyna o takim rozkładzie obciążenia charakteryzowałaby się bardzo niekorzystnymi parametrami.

W rezultacie można wnioskować, że nie należy projektować LSI cylindrycznych z nieparzystą liczbą żłobków n . Dla zobrazowania powyższych wywodów zamieszczono na rys.7 wykresy widm amplitudowych $/\xi_n/$ dla połączeń twornika o $n = 15$. Wyniki obliczeń wyraźnie potwierdzają zasadę, że najkorzystniejsze własności elektromagnetyczne wykazują uszwojenia o kolejności grup fazowych wypracowanej historycznie, tj. $+A - C + B - A + C - B \dots$ /lub $+A - B + C - A \dots$ zależnie od kierunku ruchu fali podstawowej harmonicznej/. Każdy inny sposób połączeń /np. z przeanalizowanych ③, ④, ⑤/ daje w rozkładzie obciążenia liniowego dużą zawartość wyższych harmonicznych - rys.8. Porównując widma amplitudowe rozkładu od uszwojenia połączonego według ⑨ z widmem amplitudowym od uszwojenia według ⑦ oraz widmo od uszwojenia połączonego według ⑮ z widmem od uszwojenia ⑬ wyraźnie widać, że nie znajduje żadnego uzasadnienia przeciwne łączenie poszczególnych zeswojów w grupach fazowych. Zawsze rozkład od tak połączonych uswojeń ma mniejszą amplitudę podstawowej harmonicznej niż w przypadku zgodnego połączenia wszystkich zeswojów w każdej grupie /rys.9 i 10/.

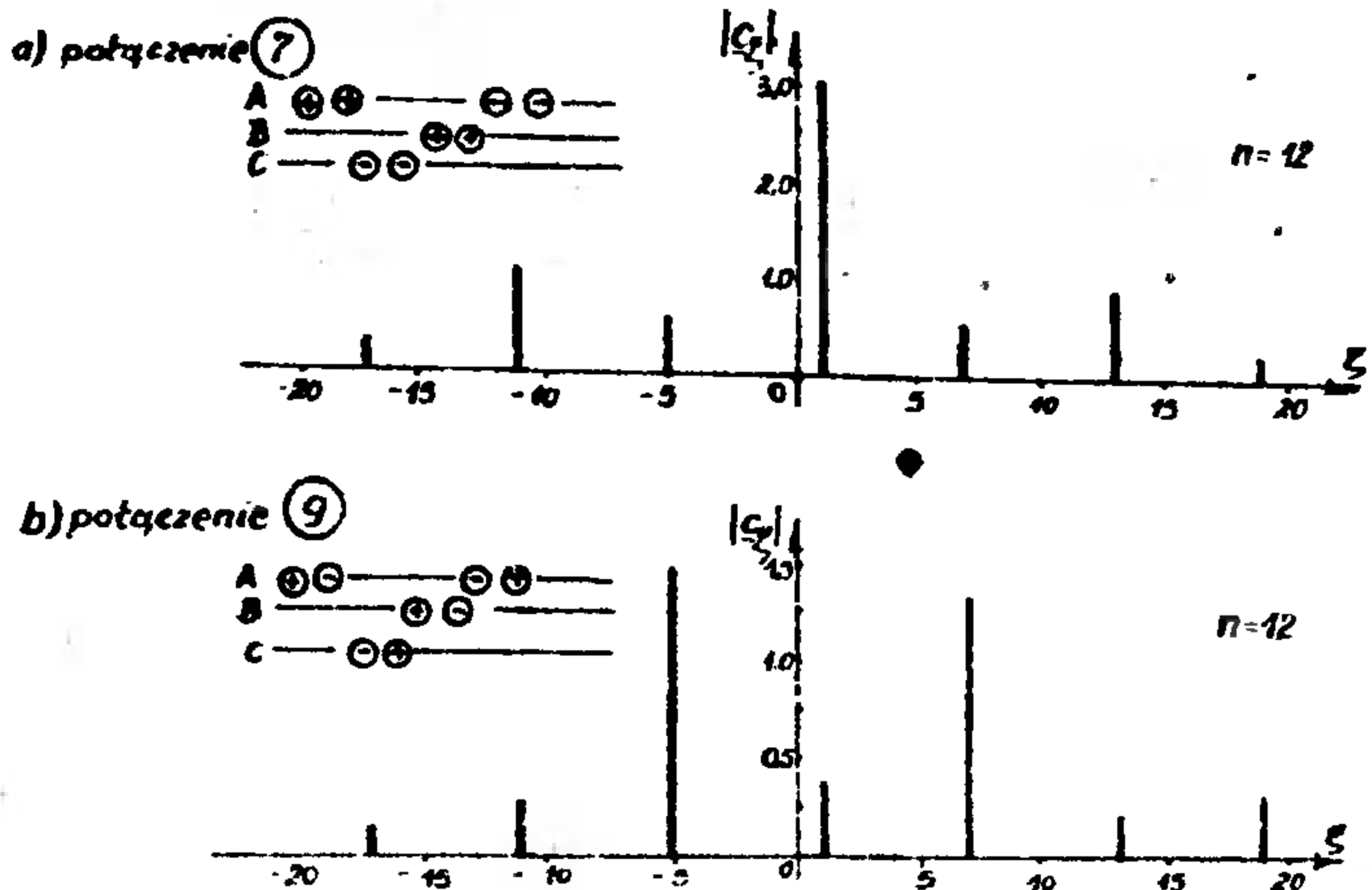
Specyficzna budowa twornika LSI cylindrycznego, gdzie poszczególne zeswoje ułożone są każdy w osobnym żłobku stwarza potencjalnie duże możliwości przełączania uswojeń w celu regulowania prędkości tego silnika. Jednak ze względu na własności elektromagnetyczne uswojeń oplaca się jedynie łączyć zeswoje krążkowe tak jak jest to wypracowane dla maszyn obrotowych. Z diagramu /rys.5/ uszwojeniami spełniającymi te warunki są: ②, ⑦, ⑪ i ⑫. Aby uzyskać połączenie ② twornik powinien posiadać minimum 6 żłobków, dla układu ⑦ minimalna liczba żłobków wynosi 12, dla ⑪ - 18 żłobków itp. Połączenie według ② jest również możliwe przy $n = 12, 18, 24$ itd. Czyli silniki z twornikami o liczbie żłobków n będącej krotnością liczby 6 są predysponowane do sterowania prędkością za pomocą zmian połączeń uswojeń. Liczbę par biegunów p dla danej liczby żłobków n , przy q zeswojach w grupie dla uswojeń typu ②, ⑦, ⑪, ⑫ i analogicznych tzn. takich, od których rozkład przepływu w szczelinie jest najkorzystniejszy, zestawiono w diagramie na rys.11. Z diagramu /rys.11/ widać, że większe możliwości przełączeń posiadają uszwojenia tworników o liczbie żłobków n będącej dla układów trójfazowych parzystą krotnością liczby 6. Np. dla twornika o $n = 24$ żłobkach można uzyskać 3. różne liniowe prędkości synchroniczne łącząc uszwojenia według ② wówczas $\tau_{\xi=1} = \frac{1}{8} L / q = 1/$ ⑦ wówczas $\tau_{\xi=1} = \frac{1}{4} L / q = 2/$, oraz ⑬ wówczas $\tau_{\xi=1} = \frac{1}{2} L / q = 4/$. Więc LSI o tworniku 24 żłobkowym może być silnikiem trzybiegowym o stosunku poszczególnych prędkości 3/2/1. Natomiast twornik o $n = 30$ /gdzie $\frac{n}{6} = 5$ - liczba nieparzysta/ pozwala uzyskać tylko dwa biegi 5/1. Silnik o tworniku 36 żłobkowym może być czterobiegowym o stosunku prędkości 6/3/2/1 przy $n = 48$ - 8/4/2/1 itp. według diagramu.



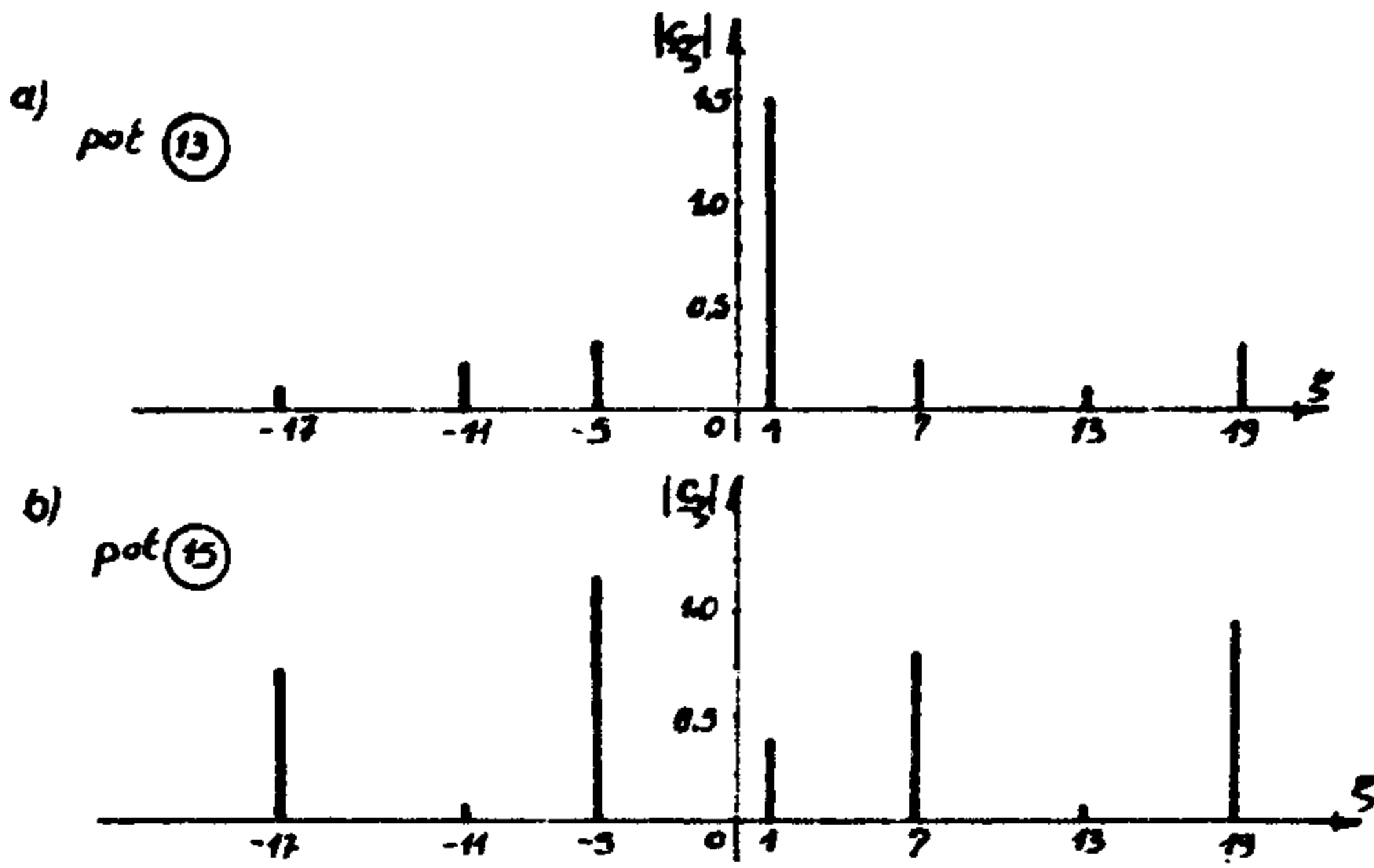
s.7 Wykresy widm amplitudowych $|K_5|$ rozkładu pól od uswojeń trójfazowych dla twornika o $n = 15$



Rys. 8 Widma amplitudowe $|c_g|$ rozkładu pól od uzwojeń a/ przy połączeniu ② o najkorzystniejszej kolejności grup fazowych, b/ przy połączeniu ③ i ④, c/ przy połączeniu ⑤



Rys. 9 Widma amplitudowe $|c_g|$ dla połączeń przy $n = 12$ dla dwóch zezwojów w grupie a/ najkorzystniejsze, b/ przy przeciwnych połączeniach zezwojów w grupie



Rys.10 Widma amplitudowe $|c_g|$ dla połączeń przy $n = 24$ dla czterech zewojów w grupie a/ najkorzystniejsze, b/ przy dwóch zewojach połączonych przeciwnie w grupie

LICZBA ŻŁOBKÓW TWORNIKA n	ILOŚĆ ZEWJÓW W GRUPIE (q)													LICZBA SPOSOBÓW POŁĄCZEŃ PRZY ZACHO- WANIU OPTYMALNYCH WARUNKÓW ELEKTROMAG.
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13 ...	
6	1													1
12	2	1												2
18	3		1											2
24	4	2		1										3
30	5				1									2
36	6	3	2			1								4
42	7						1							2
48	8	4		2				1						4
54	9		3						1					3
60	10	5			2					1				4
66	11										1			2
72	12	6	4	3		2						1		6
⋮	/ liczba par biegunów p /													

Rys.11 Liczba par biegunów p dla uzwojeń jednowarstwowych połączonych w sposób zapewniający najkorzystniejszy rozkład pola w szczelinie LSI w zależności od liczby żłobków n i ilości zewojów w grupie q

5. PODSUMOWANIE

Przedstawione w artykule rozważania dotyczą analizy układów połączeń uswojeń liniowego silnika indukcyjnego w celu wskazania najkorzystniejszych układów dla zastosowań w silnikach wielobiegowych. Z analizy wynika, że najkorzystniejsze warunki elektromagnetyczne posiadają tworniki LSI cylindrycznych, których liczba żłobków n jest parzystą krotnością liczby fasz. Uswojenia takich tworników powinny mieć kolejność grup faszowych jak w smazych, najkorzystniejszych sposobach połączeń dla maszyn obrotowych. Uszykanie 3 różnych biegów silnika z uswojeniem jednowarstwowym przy zachowaniu optymalnego obciążenia liniowego, możliwe jest przy minimum 24 żłobkach, czterech natomiast biegów przy minimum 36 żłobkach itd.

LITERATURA

1. Dubicki B. : Maszyny elektryczne. Uswojenia prądu przemiennego. t.II PWN, Warszawa 1953
2. Filippow L.I., Zinowjew A.L. : Metody analityczeskogo wyrażenia radio-signalow. Wydawnictwo „Wyższaja Szkoła”, Moskwa 1966
3. Jordan H., Klima V., Kovacs K.P. : Asynchronomaschinen, funktion, the-orie, technisches. Akademiai Kiado, Budapest 1975
4. Nazarko J., Piech Z., Tall M. : Silnik asynchroniczny z częścią wtórną obejmującą induktor. Zeszyty Naukowe ATR Bydgoszcz, „Elektrotechnika” nr 1, 1980
5. Nazarko J., Piech Z., Tall M. : Wpływ sposobu połączeń uswojenia twornika na wyższe harmoniczne pola w szesalinie i parametry cylindrycznego silnika liniowego. Prace Naukowe Inst. Układów Elektromaszynowych Polit. Wrocław. 33. Studia i Materiały 16 „Napęd elektryczny liniowy i wibra-cyjny, 1981

CONNECTION SYSTEMS OF WINDINGS FOR MULTISPEED CYLINDRICAL LINEAR INDUCTION MOTORS

Summary

The paper presents the distribution of surface current density along the stator from one pole - channel windings of the linear induction motor. A general analysis of harmonic components for the distribution of surface current density with different connections of coils winding permits to select an optimum winding system.

СХЕМЫ СОЕДИНЕНИЯ ОБМОТКОВ ДЛЯ ИНДУКЦИОННОГО ЛИНЕЙНОГО ДВИГАТЕЛЯ С ПЕРЕКЛЮЧАЕМЫМИ ОБМОТКАМИ ЦИЛИНДРИЧЕСКОЙ СТРУКТУРЫ

Резюме

В работе представлено распределение кривых возбуждения магнитного поля от однослойной обмотки линейной индукционной машины с цилиндрической структурой. На основании анализа высших гармонических в кривых возбуждения при различных соединениях якоря машины, были выбраны оптимальные схемы соединений для машины с переключаемыми обмотками.

Grzegorz Hinz

METODA OKREŚLANIA KSZTAŁTU NAPIĘCIA WYJŚCIOWEGO BEZPOŚREDNIEGO
PRZEMIENNIKA CZĘSTOTLIWOŚCI /CYKLOKONWERTORA/ ZASILAJĄCEGO OD-
BIORNIK TYPU R-L O SZEREGOWO POŁĄCZONYCH ELEMENTACH

W artykule podano możliwość zastosowania metody wyznaczania rozwiązania okresowego układu liniowego pobudzanego okresowo, w postaci skończonej, do wyznaczania przebiegów napięcia i prądu na szeregowym obciążeniu typu RL cyklokonwertora. Wyprowadzono zależność dla przemiennika o 3-fazowym wejściu i 1-fazowym wyjściu, pracującego w układzie z prostokątną modulacyjną kąta otwarcia tyrystorów i rozdzielnym sterowaniem grup tyrystorowych.

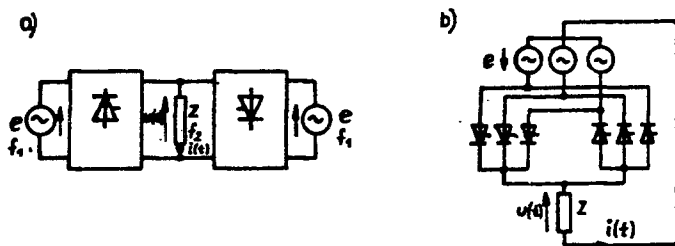
1. PODSTAWY TEORETYCZNE

Jednym z problemów analizy zjawisk elektromagnetycznych, zachodzących w układzie cyklokonwertor-obciążenie, jest konieczność dokładnego określenia liczby tyrystorów włączanych w czasie pracy prostowniczej i falowniczej - grupy zaworowej wiodącej prąd. Stan pracy falowniczej jest spowodowany przepływem składowej biernej prądu obciążenia. Znana jest z literatury np. L [2,3] metoda rozwiązywania tego zagadnienia, wykorzystująca własności równań różnicowych.

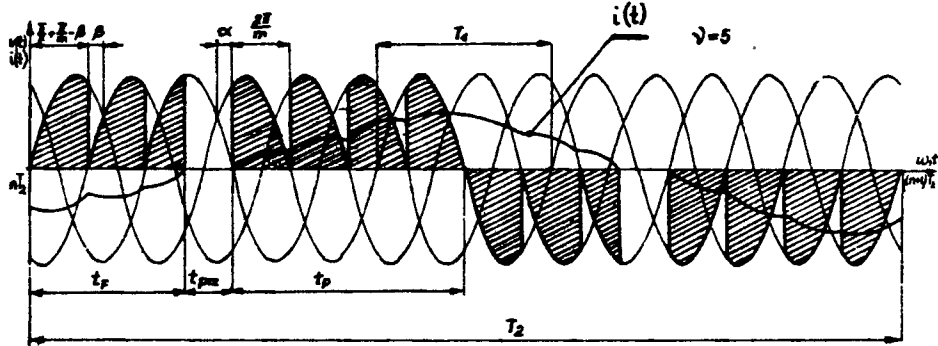
W poniższej pracy przedstawiono możliwość wykorzystania do rozwiązania problemu pewnej metody znanej z teorii układów liniowych pobudzanych okresowo L[1]. Wykorzystanie metody słusznej dla układów liniowych do nieliniowego układu elektrycznego, jaki w istocie stanowi układ : źródło sem.-prze- miennik częstotliwości - odbiornik, wymaga wyjaśnienia i podania pewnych założeń. Założmy, że przedmiotem analizy jest cyklokonwertor o trójfazowym wejściu i jednofazowym wyjściu, pracujący w układzie bez prądów wyrównawczych, z prostokątną modulacją kąta otwarcia tyrystorów. Na rys.1 a przedstawiono ogólny schemat zastępczy takiego przemiennika. Rys.1 b przedstawia schemat części energetycznej cyklokonwertora.

Zakładamy : zerowy czas komutacji zaworów /impedancja napięciowego źródła zasilającego równa zero/, występowanie stanu pracy ciągłej aktualnie przewodzącej grupy tyrystorowej oraz przyjmujemy, że odbiornikiem są szeregowo połączone elementy typu R lub R-L.

Analizowany układ posiada własności obwodu parametrycznie liniowego, gdyż zmiana charakteru wymuszenia, w czasie przerwy bezprądowej /obie grupy tyrystorów wyłączone/ z napięciowego na prądowe o wydajności prądowej równej zero, nie ma wówczas wpływu na napięcie i prąd w odbiorniku R lub R-L. Na rys.2 przedstawiono przykładowy przebieg napięcia i prądu szeregowego odbiornika R-L w stanie ustalonej pracy układu w osi jednego okresu T_2 .



Rys. 1 Schemat zastępczy cyklokonwertora /a/ i schemat części energetycznej przemiennika 3-fazowego 3-pulsowego z jednofazowym wyjściem /b/



Rys. 2 Przykładowy przebieg napięcia $u(t)$ i prądu $i(t)$ szeregowego odbiornika R-L w czasie jednego okresu T_2

Pozzczególne oznaczenia określają :

T_2 - okres napięcia wyjściowego

T_1 - okres napięcia źródła zasilającego

t_p - odcinek pracy falowniczej

t_{pr} - odcinek przerwy bezprądowej

t_p - odcinek pracy prostowniczej

α - kąt otwarcia tyrystorów w czasie pracy prostowniczej

β - kąt wyprzedzenia otwarcia tyrystorów w czasie pracy falowniczej

m - ilość faz źródła zasilającego

Dla szeregowego obciążenia RL, przy wymuszeniu napięciowym jak na rys. 2, możemy zgodnie z zależnością podaną w I [1] - str. 459, napisać równanie składowej okresowej /ustalonej/ prądu $i(t)$ w czasie odpowiadającym jednemu okresowi T_2 .

$$i(t) = d_1 \left[\int_0^t e^{-s_1 \tau} \cdot u(\tau) \cdot d\tau - \frac{\int_0^{T_2} e^{-s_1 \tau} \cdot u(\tau) \cdot d\tau}{1 - e^{-s_1 T_2}} \right] \cdot e^{s_1 \cdot t} \quad (1)$$

W równaniu tym :

$$d_1 = \lim_{s \rightarrow s_1} (s - s_1) \cdot \frac{1}{L(s - s_1)} = \frac{1}{L}$$

gdzie : $s_1 = -\frac{R}{L}$

Równanie (1) wykorzystamy do określenia przebiegu napięcia $u(t)$.

Dla czasu $t = t_F$, $i(t_F) = 0$

$$d_1 \left[\int_0^{t_F} e^{-s_1 \tau} \cdot u(\tau) \cdot d\tau - \frac{\int_0^{T_2} e^{-s_1 \tau} \cdot u(\tau) \cdot d\tau}{1 - e^{-s_1 T_2}} \right] \cdot e^{s_1 t_F} = 0 \quad (2)$$

dzieląc obie strony równania (2) przez $d_1 \cdot e^{s_1 t_F} > 0$ otrzymamy

$$\int_0^{t_F} e^{-s_1 \tau} \cdot u(\tau) \cdot d\tau - \frac{\int_0^{T_2} e^{-s_1 \tau} \cdot u(\tau) \cdot d\tau}{1 - e^{-s_1 T_2}} = 0 \quad (3)$$

Po pomnożeniu obu stron przez $(1 - e^{-s_1 T_2})$ i uporządkowaniu otrzymamy

$$(1 - e^{-s_1 T_2}) \cdot \int_0^{t_F} e^{-s_1 \tau} \cdot u(\tau) \cdot d\tau - \int_0^{T_2} e^{-s_1 \tau} \cdot u(\tau) \cdot d\tau = 0 \quad (4)$$

$$\begin{aligned}
 & \int_0^{t_P} e^{-s_1 \tau} \cdot u(\tau) \cdot d\tau - e^{-s_1 T_2} \int_0^{t_P} e^{-s_1 \tau} \cdot u(\tau) \cdot d\tau - \int_0^{t_P} e^{-s_1 \tau} \cdot u(\tau) \cdot d\tau + \\
 & - \int_{t_P}^{T_2} e^{-s_1 \tau} \cdot u(\tau) \cdot d\tau = 0 \\
 & e^{-s_1 T_2} \int_0^{t_P} e^{-s_1 \tau} \cdot u(\tau) \cdot d\tau + \int_{t_P}^{T_2} e^{-s_1 \tau} \cdot u(\tau) \cdot d\tau = 0 \quad (5)
 \end{aligned}$$

Zależność (5) stanowi podstawę do określania nieznanego przebiegu $u(t)$. W ogólnym przypadku odcinek czasu t_P jest równy

$$t_P = \frac{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m} - \beta}{\omega_1} + \frac{M \cdot \frac{2\pi}{m}}{\omega_1} + \frac{\hat{\lambda}_k}{\omega_1} \quad (6)$$

W zależności tej :

M - liczba odpowiadająca ilości kolejno włączonych tyrystorów na odcinku pracy falowniczej, przewodzących przez czas $\frac{2 \cdot \pi}{m \cdot \omega_1}$
 $\frac{\hat{\lambda}_k}{\omega_1}$ - czas przewodzenia ostatniego tyrystora na odcinku pracy falowniczej
 ω_1 - pulsacja napięcia źródła zasilającego $\omega_1 = 2 \cdot \pi \cdot f_1$

Czas odpowiadający jednemu okresowi napięcia wyjściowego jest sumą następujących składników

$$T_2 = 2(t_P + t_{prz} + t_P) = \frac{2 \cdot \pi \cdot \vartheta}{\omega_1} \quad (7)$$

gdzie : $\vartheta = \frac{T_2}{T_1} = \frac{f_1}{f_2}$

Czas trwania przerwy bezprądowej jest zawarty w granicach

$$0 \ll t_{prz} < \frac{2 \cdot \pi}{m \cdot \omega_1} \quad (8)$$

Odcinek czasu, odpowiadający pracy prostowniczej grupy tyrystorów, jest

określony zależnością

$$t_P = M \cdot \frac{2 \cdot \pi}{m \cdot \omega_1} + \frac{\pi - \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m} - \alpha}{\omega_1} \quad (9)$$

W zależności (9) M jest liczbą odcinków prostowania, w których każdy z tyrystorów przewodzi przez czas $\frac{2 \cdot \pi}{m \cdot \omega_1}$.

Ze względu na wartość czasu t_P mogą występować trzy przypadki:

Przypadek a

$$M = 0$$

$$t_P \leq \frac{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m} - \beta}{\omega_1} \quad (10)$$

Przypadek b

$$M = 0$$

$$t_P = \frac{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m} - \beta}{\omega_1} + \frac{\lambda_k}{\omega_1} \quad 0 < \frac{\lambda_k}{\omega_1} < \frac{2 \cdot \pi}{m \cdot \omega_1} \quad (11)$$

Przypadek c

$$M > 0$$

$$t_P = \frac{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m} - \beta}{\omega_1} + M \frac{2 \cdot \pi}{m \cdot \omega_1} + \frac{\lambda_k}{\omega_1} \quad (12)$$

Poszukiwanie nieznanego przebiegu $u(t)$ należy rozpocząć od przypadku a, kolejno przechodząc do przypadku b i c, jeżeli nie otrzymamy rozwiązania dla przypadku a. Sposób postępowania zostanie podany na przykładzie obliczeniowym.

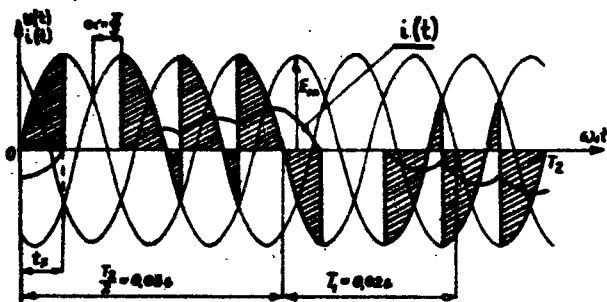
Przykład obliczeniowy

Przyjmujemy dane:

$$m = 3 \quad \checkmark = 3 \quad R = 1,98 \Omega \quad L = 0,027 \text{ H} \quad \alpha = 60^\circ \quad f_1 = 50 \text{ Hz}$$

$$\beta = 30^\circ \quad E_m = 311 \text{ V}$$

Dla małych wartości \checkmark można oczekiwać, że wystąpi przypadek a lub b. Zakładamy, że wystąpi przypadek a. Na rys.3 przedstawiony jest „zakładany do obliczeń” przebieg napięcia $u(t)$ w jednym okresie T_2 .



Rys.3 „Zakładany do obliczeń” przebieg jednego okresu napięcia $u(t)$ dla danych z przykładu obliczeniowego

$$\begin{array}{l}
 U_m \sin \omega_1 \cdot t \quad 0 < t \leq t_p \\
 U_m \sin\left(\omega_1 \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \quad a_1 < t \leq a_1 + \frac{2 \cdot \pi}{3 \cdot \omega_1} \\
 U_m \sin\left(\omega_1 \cdot t - 2 \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \quad a_1 + \frac{2 \cdot \pi}{3 \cdot \omega_1} < t \leq a_1 + 2 \frac{2 \cdot \pi}{3 \cdot \omega_1} \\
 U_m \sin\left(\omega_1 \cdot t - 3 \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \quad a_1 + 2 \frac{2 \cdot \pi}{3 \cdot \omega_1} < t \leq \frac{\pi \cdot \nu}{\omega_1} \\
 -U_m \sin(\omega_1 \cdot t - \pi \cdot \nu) \quad \frac{\pi \cdot \nu}{\omega_1} < t \leq \frac{\pi \cdot \nu}{\omega_1} + \frac{\lambda_k}{\omega_1} \\
 -U_m \sin\left(\omega_1 \cdot t - \pi \cdot \nu - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \quad a_2 < t \leq a_2 + \frac{2 \cdot \pi}{3 \cdot \omega_1} \\
 -U_m \sin\left(\omega_1 \cdot t - \pi \cdot \nu - 2 \frac{2 \cdot \pi}{3 \cdot \omega_1}\right) \quad a_2 + \frac{2 \cdot \pi}{3 \cdot \omega_1} < t \leq a_2 + 2 \frac{2 \cdot \pi}{3 \cdot \omega_1} \\
 -U_m \sin\left(\omega_1 \cdot t - \pi \cdot \nu - 3 \frac{2 \cdot \pi}{3 \cdot \omega_1}\right) \quad a_2 + 2 \frac{2 \cdot \pi}{3 \cdot \omega_1} < t \leq \frac{2 \cdot \pi \cdot \nu}{\omega_1}
 \end{array}$$

$$\text{gdzie: } a_1 = \frac{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{3} + \hat{\alpha}}{\omega_1} = \frac{5}{6} \frac{\pi + \hat{\alpha}}{\omega_1}$$

$$a_2 = \frac{\pi \cdot \nu}{\omega_1} + a_1$$

$$t_p = \frac{\lambda_k}{\omega_1}$$

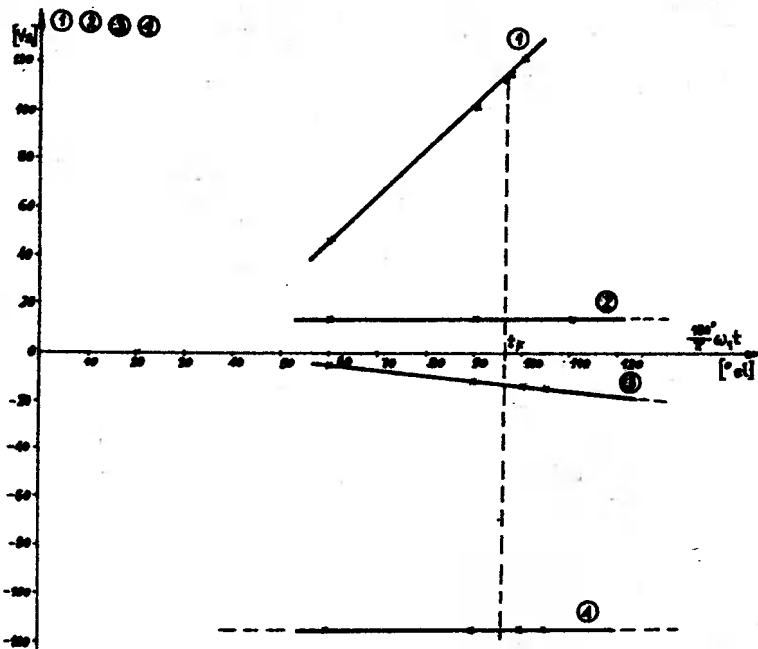
Równanie (5) można zapisać w postaci :

$$\begin{aligned}
 & -s_1 T_2 \int_0^{T_2} e^{-s_1 \tau} \cdot u(\tau) \cdot d\tau + \int_{T_2}^{\frac{T_2}{2}} e^{-s_1 \tau} \cdot u(\tau) \cdot d\tau + \int_{\frac{T_2}{2} + t_p}^{T_2} e^{-s_1 \tau} \cdot u(\tau) \cdot d\tau + \\
 & + \int_{\frac{T_2}{2} + t_p}^{\frac{T_2}{2}} e^{-s_1 \tau} \cdot u(\tau) \cdot d\tau = 0 \quad (5a)
 \end{aligned}$$

Wartość drugiej i czwartej całki tego równania jest dla danych z przykładu i przyjętego przypadku a wartością stałą. Wartość pierwszej i trzeciej całki równania (5 a) jest funkcją czasu t_p . Przy wyznaczaniu nieznanej wartości czasu t_p można posłużyć się wykresem pomocniczym /rys.4/, na którym wykreślamy krzywe wartości całek równania (5 a) w funkcji czasu t_p .

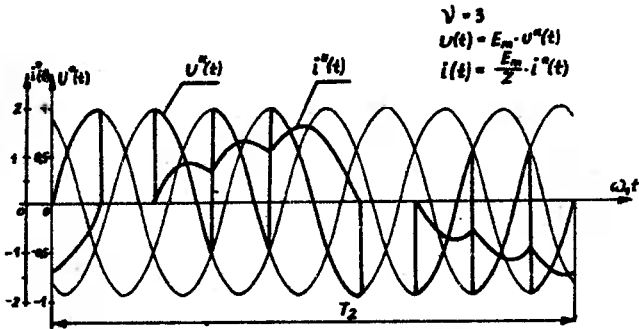
W większości przypadków wystarczy obliczyć wartość pierwszej i trzeciej całki dla kilku wartości czasu t_p , aby zorientować się w przebiegu krzywych.

Wartość czasu t_p , dla którego lewa strona równania (5 a) przyjmuje wartość równą zero jest wartością poszukiwaną. W przykładzie obliczeniowym $t_p = 0,00538$ s.



Rys.4 Wykres pomocniczy do wyznaczania wartości czasu t_p

Na rys.5 przedstawiono przebieg jednego okresu napięcia $u(t)$ i prądu $i(t)$ obliczony na podstawie podanych zależności.



Rys.5 Przebieg napięcia $u(t)$ i prądu $i(t)$ w jednym okresie T_2 dla danych z przykładu

2. WNIOSKI

- a. Przedstawiona metoda określania kształtu napięcia i prądu płynącego przez obciążenie szeregowo RL bezpośredniego przemiennika częstotliwości pozwala na dokładne i „szybkie” wyznaczenie szukanych przebiegów.
- b. Dokładność określenia rzeczywistego kształtu przebiegów napięcia i prądu ograniczona jest przyjęciem założeń o :
 - idealnej pracy układu sterowania cyklokonwertora,
 - idealnych charakterystykach napięciowo-prądowych tyrystorów,
 - idealnym źródle napięcia.

LITERATURA

1. Osowski J. : Zarys rysunku operatorowego. Teoria i zastosowanie w elektrotechnice. Wyd.2. WNT, Warszawa 1972
2. Pawłowicz S.N. : Opredelenije ziszka wkljuczeń wentilej B.P.Cz. w interwałach wypramlenija i inwertirowanija. Izv.wuzob. COCP. Energetika 1974 N° 6
3. Pawłowicz S.N. : Rasčet wychodnowo toka preobrazowatelija czastoty s nieposredstwiennoj swjazju. Izv.wuzob. COCP. Energetika 1980 N° 5

METHOD OF DETERMINATION OF OUTPUT VOLTAGE FORM OF CYCLECONVERTER SUPPLYING
R-L TYPE IN SERIES CONNECTED LOAD

Summary

In the paper a method of determination of voltage and current functions forms for R-L type in series connected load supplied by the cycle-converter is presented. It takes advantage of the calculation method in the close form of the steady - state periodical response of the electrical circuit on periodical non - sinusoidal input.

МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВИДА ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ НЕПОСРЕДСТВЕННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ ПИТАЮЩЕГО ПРИЕМНИКА ТИПА R-L С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНО СОЕДИНЕННЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ

Резюме

В статье представлена возможность применения метода определения решения периодической линейной системы стимулируемой периодически, в виде оконченной установившейся реакции цепи определения напряжения и тока последовательной нагрузки RL, тиристорного преобразователя частоты с непосредственной связью.

Grzegorz Hinz
Jerzy Manikowski

ZASTOSOWANIE WŁASNOŚCI RÓWNAŃ RÓŻNICOWYCH DO ANALITYCZNEGO WYZNACZANIA LICZBY TYRYSTORÓW CYKLOKONWERTORA, WŁĄCZANYCH W PRZEDZIAŁACH PRACY PROSTOWNICZEJ I FALOWNICZEJ

W artykule podano metodą, opartą o wykorzystanie własności równania różnicowego I rzędu, wyznaczenia liczby tyrystorów grupy saworowej włączanych w przedziałach pracy prostowniczej i falowniczej cyklokonwertera, obciążonego szeregowo połączonymi elementami R-L.

Metoda wyjaśniona jest w artykule na przykładzie cyklokonwertera pracującego z rozdzielnym sterowaniem grupami saworów, dla przypadku sterowania prostokątnego /stały kąt wyswalania/.

1. WSTĘP

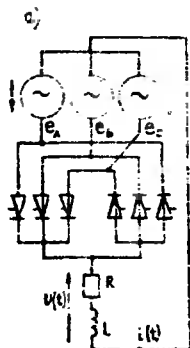
Zasilanie z cyklokonwertera /bezpośredni przeziennik częstotliwości/ odbiorników o charakterze rezystancyjno-indukcyjnym lub rezystancyjno-pojemnościowym powoduje, że w pracy tyrystorów grupy saworowej aktualnie przewodzącej prąd, wystąpi po okresie pracy prostowniczej odcinek pracy, w którym tyrystory włączone będą w stan pracy falowniczej.

Czas trwania odcinka pracy prostowniczej i falowniczej w przedziale czasu równym półokresowi napięcia wyjściowego cyklokonwertera zależy jest od wielu zmiennych, między innymi od układu połączeń tyrystorów w części energetycznej przeziennika, częstotliwości sieci zasilającej, częstotliwości sieci zasilającej, częstotliwości wyjściowej, parametrów obciążenia, kątów otwarcia tyrystorów, metody sterowania itd.

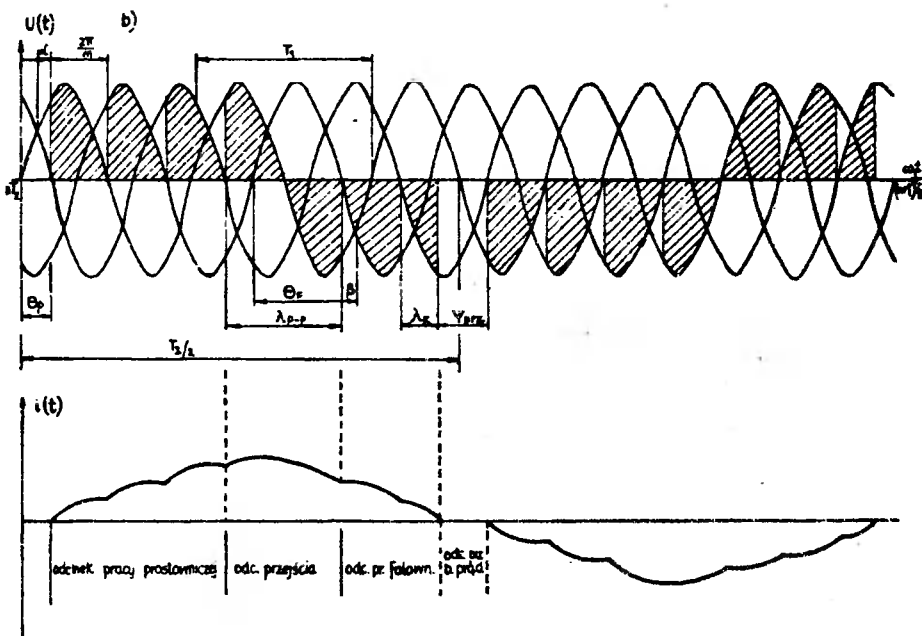
W artykule podano zależności pozwalające określić liczbę tyrystorów włączanych w przedziałach pracy prostowniczej i falowniczej, dla przypadku szeregowego obciążenia R-L cyklokonwertera pracującego z prostokątną modulacją kąta otwarcia saworów, z trójfazowym wejściem i jednofazowym wyjściem. Schemat przeziennika pokazany jest na rys.1 a. Na rys.1 b przedstawiono natomiast przykładowy „teoretyczny” oscylogram napięcia na obciążeniu i prądu płynącego przez obciążenie szeregowo R-L. Definicje wielkości oznaczonych na oscylogramie podane będą w dalszej części artykułu.

2. PODSTAWY TEORETYCZNE

Dla dowolnego odcinka pracy prostowniczej można napisać równanie różniczkowe wiążące prąd i napięcie na obciążeniu



Rys.1 a Schemat części energetycznej cyklokonwertora rozważanego w artykule



Rys.1 b Przykładowy oscylogram napięcia $U(t)$ i prądu $i(t)$ na obciążeniu R-L cyklokonwertora

$$L \frac{di}{dt} + R \cdot i = E_m \cdot \sin(\omega_1 t + \theta_p) \quad (1)$$

w równaniu tym :

R, L - parametry obciążenia, ω_1 - pulsacja sem. źródła zasilającego

E_m - wartość maksymalna sem. źródła zasilającego cyklokonwertor

Θ_p - faza początkowa wymuszenia określana z zależności (2)

$$\Theta_p = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} + \alpha \quad (2)$$

gdzie : m - ilość faz źródła zasilającego cyklokonwertor

α - kąt otwarcia tyrystorów na odcinkach pracy prostowniczej

Ogólne rozwiązanie tego równania ma postać :

$$i = \frac{E_m}{Z} \sin(\omega_1 t + \Theta_p - \varphi) + A_n \cdot e^{-\frac{R}{L} \cdot t} \quad (3)$$

gdzie : $\varphi = \arctg \left| \frac{\omega_1 L}{R} \right|$

$$Z = \sqrt{R^2 + (\omega_1 L)^2}$$

Ogólnie, czas trwania jednego odcinka prostowania /przewodzenia jednego tyrystora/ określa się z zależności (4)

$$t_{p1} = \frac{2\pi}{m \cdot \omega_1} \quad (4)$$

Stałą całkowania A_n należy wyznaczyć z warunków początkowych. Przyjmujemy, że na początku n -tego przedziału prąd był równy $i_p[n]$. Z równania (3)

$$i_p[n] = \frac{E_m}{Z} \cdot \sin(\Theta_p - \varphi) + A_n$$

stąd

$$A_n = i_p[n] - \frac{E_m}{Z} \sin(\Theta_p - \varphi) \quad (5)$$

Na końcu przedziału, dla $t = t_{p1} = \frac{2\pi}{m \cdot \omega_1}$

$$i_p[n+1] = \frac{E_m}{Z} \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{m} + \Theta_p - \varphi\right) + A_n \cdot e^{-\frac{R}{L} \cdot \frac{2\pi}{m \cdot \omega_1}} \quad (6)$$

$$i_p[n+1] = \frac{E_m}{Z} \sin\left(\frac{2\pi}{m} + \Theta_p - \varphi\right) - \frac{E_m}{Z} \sin(\Theta_p - \varphi) \cdot e^{-\frac{R}{L} \cdot \frac{2\pi}{m \cdot \omega_1}} + i_p[n] \cdot e^{-\frac{R}{L} \cdot \frac{2\pi}{m \cdot \omega_1}} \quad (7)$$

Jest to równanie różnicowe I rzędu. Z równania (7) można wyznaczyć wartość prądu $i_p[n]$ na początku n-tego przedziału prostowania. Sposób otrzymania rozwiązania jest między innymi podany w L[4]. Dodatkowo, zgodnie z rys.1 b, zakładamy, że $i_p[0] = 0$. Rozwiązanie równania (7) przyjmuje postać

$$i_p[n] = \frac{E_m}{Z} \left[\sin\left(\frac{2\pi}{m} + \Theta_p - \varphi\right) - \sin(\Theta_p - \varphi) \cdot e^{-\frac{R}{L} \cdot \frac{2\pi}{m \cdot \omega_1}} \right] \cdot \frac{1 - e^{-n \cdot \frac{2\pi}{m \cdot \omega_1} \cdot \frac{R}{L}}}{1 - e^{-\frac{R}{L} \cdot \frac{2\pi}{m \cdot \omega_1}}} \quad (8)$$

Przechodząc do wyznaczenia przebiegu prądu na odcinku przejścia od pracy prostowniczej do pracy falowniczej należy określić czas trwania tego odcinka. Oznaczmy czas trwania tego odcinka jako t_{p-f} . W ogólnym przypadku możemy czas trwania jednego półokresu napięcia wyjściowego wyrazić jako sumę następujących składników :

$$\frac{T_2}{2} = \frac{\pi \cdot \nu}{\omega_1} = \frac{2 \cdot \pi}{m \cdot \omega_1} (N+M) + \frac{\widehat{\lambda}_{F-F}}{\omega_1} + \frac{\widehat{\lambda}_k}{\omega_1} + \frac{\widehat{\psi}_{prz}}{\omega_1} \quad (9)$$

W równaniu tym :

- $\nu = \frac{T_2}{T_1} = \frac{f_1}{f_2}$ - krotność częstotliwości na wejściu i wyjściu cyklokonwertora
- N - liczba odpowiadająca ilości kolejno włączonych tyristorów w zakresie pracy prostowniczej /każdy z tyristorów przewodzi przez czas t_{p1} /
- M - liczba odpowiadająca ilości kolejno włączonych tyristorów w zakresie pracy falowniczej /każdy z tyristorów przewodzi przez odcinek czasu $t_{p1} = t_{p1}'$ /
- $\frac{\widehat{\lambda}_{F-F}}{\omega_1}$ - odcinek czasu odpowiadający stanowi przejścia, aktualnie przewodzącej grupy tyristorów, ze stanu pracy prostowniczej w stan pracy falowniczej
- $\frac{\widehat{\lambda}_k}{\omega_1}$ - odcinek czasu odpowiadający czasowi przewodzenia ostatniego tyristora w stanie pracy falowniczej

$$\frac{\bar{\lambda}_k}{\omega_1} < t_{P1} = \frac{2\pi}{m \cdot \omega_1}$$

$\frac{\widehat{\psi}_{prz}}{\omega_1}$ - odcinek pracy odpowiadający stanowi przerwy bezprądowej pomiędzy pracą tyrystorowych grup cyklokonwertora.

Czas trwania odcinka $\bar{\lambda}_{P-F} / \omega_1$ jest zależny od występowania lub też niewystępowania odcinków pracy falowniczej o czasie trwania t_{P1} .
Zależność na kąt λ_{P-F} jest następująca

$$\bar{\lambda}_{P-F} = \pi + \frac{2\pi}{m} - (\alpha + \beta) \quad (10)$$

gdzie kąt β jest kątem wyprzedzenia otwarcia zaworów przy pracy falowniczej.

Po przekształceniu zależność (10) możemy zapisać w postaci :

$$\bar{\lambda}_{P-F} = \frac{3}{2}\pi + \frac{\pi}{m} - \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} - \beta \quad (11)$$

$$\bar{\lambda}_{P-F} = (\pi - \Theta_p) + \left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m} - \beta\right)$$

W równaniu (11) składnik $\pi - \Theta_p$ będzie występował zawsze, występowanie składnika drugiego $\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m} - \beta$ jest uzależnione od wartości M. Możliwe są trzy przypadki.

Przypadek a

$M = 0$ i kąt $\bar{\lambda}_{P-F}$ obliczamy ze wzoru (11')

$$\bar{\lambda}_{P-F} = \pi - \Theta_p \quad (11')$$

i równanie (9) przyjmuje postać

$$\frac{2\pi}{m \cdot \omega_1} \cdot N + \frac{\bar{\lambda}_{P-F}}{\omega_1} + \frac{\bar{\lambda}_k}{\omega_1} + \frac{\psi_{prz}}{\omega_1} = \frac{\pi \cdot \nu}{\omega_1} \quad (12)$$

Warunkiem dodatkowym jest, aby :

$$\bar{\lambda}_k < \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m} - \beta \quad ; \quad \widehat{\psi}_{prz} < \frac{2\pi}{m \cdot \omega_1}$$

Przypadek b

$M = 0$, $\bar{\lambda}_{P-F}$ obliczamy według (11) i $\lambda_k \gg 0$

Przypadek c

$M > 0$. $\tilde{\lambda}_{P-P}$ obliczamy według (11) i $\lambda_k \gg 0$

Założmy, że mamy do czynienia z przypadkami b lub c jako ogólniejszymi. Dla tych przypadków równanie prądu, na odcinku przejścia od pracy prostowniczej do pracy falowniczej, ma analogicznie do równania (3), postać (13)

$$i(t) = \frac{E_m}{Z} \cdot \sin(\omega_1 t + \Theta_p - \varphi) + \left[i_p[N] - \frac{E_m}{Z} \cdot \sin(\Theta_p - \varphi) \right] \cdot e^{-\frac{R}{L} \cdot t} \quad (13)$$

Wartość $i_p[N]$ w równaniu (13) otrzymujemy po podstawieniu do równania (8) wartości $n = N$. Po wstawieniu tej wartości do równania (13) otrzymamy

$$i(t) = \frac{E_m}{Z} \cdot \sin(\omega_1 t + \Theta_p - \varphi) + \frac{E_m}{Z} \left[\left[\sin\left(\frac{2\pi}{m} + \Theta_p - \varphi\right) - \sin(\Theta_p - \varphi) \right] \cdot e^{-\frac{R}{L} \cdot \frac{2\pi}{m \cdot \omega_1}} \right. \\ \left. - \frac{N \cdot R}{L} \cdot \frac{2\pi}{m \cdot \omega_1} \right] \cdot e^{-\frac{R}{L} \cdot t} \\ = \frac{1 - e^{-\frac{R}{L} \cdot \frac{2\pi}{m \cdot \omega_1}}}{1 - e^{-\frac{R}{L} \cdot \frac{2\pi}{m \cdot \omega_1}}} \cdot \sin(\Theta_p - \varphi) \cdot e^{-\frac{R}{L} \cdot t} \quad (14)$$

Wartość prądu $i(t)$ obliczona z równania (14) dla czasu

$$t = t_{P-P} = \frac{\pi - \Theta_p + \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m} - \beta}{\omega_1}$$

jest jednocześnie wartością początkową prądu dla odcinków przewodzenia tyrystorów w zakresie pracy falowniczej $i_P[0]$.

$$i_P[0] = \frac{E_m}{Z} \cdot \sin\left(\frac{3}{2}\pi + \frac{\pi}{m} - \beta - \varphi\right) + \frac{E_m}{Z} \left[\left[\sin\left(\frac{2\pi}{m} + \Theta_p - \varphi\right) + \right. \right. \\ \left. \left. - \sin(\Theta_p - \varphi) \right] \cdot e^{-\frac{R}{L} \cdot \frac{2}{m \cdot \omega_1}} \right] \cdot \left[\frac{1 - e^{-\frac{R}{L} \cdot \frac{2}{m \cdot \omega_1}}}{1 - e^{-\frac{R}{L} \cdot \frac{2\pi}{m \cdot \omega_1}}} \cdot \sin(\Theta_p - \varphi) \right] \cdot e^{-\frac{R}{L} \cdot \left(\frac{\pi - \Theta_p + \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m} - \beta}{\omega_1} \right)} \quad (15)$$

W podobny sposób, jak dla odcinków pracy prostowniczej, możemy zapisać równanie różniczkowe dla odcinków pracy falowniczej

$$L \frac{di}{dt} + R \cdot i = E_m \cdot \sin(\omega_1 \cdot t + \Theta_p) \quad (16)$$

W równaniu tym Θ_P jest fazą początkową wymuszania i określamy ją z zależności (17)

$$\Theta_P = \frac{3}{2}\pi - \frac{\pi}{m} - \beta \quad (17)$$

Czas trwania każdego odcinka pracy falowniczej jest równy $t_{P1} = t_{P1} - \frac{2\pi}{m \cdot \omega_1}$ /oprócz czasu trwania ostatniego odcinka $\frac{\lambda_k}{\omega_1}$ /. Ogólne rozwiązanie równania (16) ma postać

$$i(t) = \frac{E}{Z} \cdot \sin(\omega_1 t + \Theta_P - \varphi) + A_1 \cdot e^{-\frac{R}{L} \cdot t} \quad (18)$$

Postępując podobnie jak przy obliczaniu wartości prądów dla odcinków pracy prostowniczej na początku i końcu poszczególnych odcinków otrzymamy:

Na początku 1-tego przedziału falowania prąd jest równy $i_P[1]$. Z równania (18)

$$i_P[1] = \frac{E}{Z} \cdot \sin(\Theta_P - \varphi) + A_1$$

stąd

$$A_1 = i_P[1] - \frac{E}{Z} \cdot (\sin \Theta_P - \varphi)$$

Na końcu 1-tego przedziału $t = t_{P1}$

$$i_P[1+1] = \frac{E}{Z} \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{m} + \Theta_P - \varphi\right) + A_1 \cdot e^{-\frac{R}{L} \cdot \frac{2\pi}{m \cdot \omega_1}} \quad (19)$$

Podstawiając do ostatniego równania otrzymaną zależność na A_1 otrzymamy

$$i_P[1+1] = \frac{E}{Z} \sin\left(\frac{2\pi}{m} + \Theta_P - \varphi\right) - \frac{E}{Z} \sin(\Theta_P - \varphi) \cdot e^{-\frac{R}{L} \cdot \frac{2\pi}{m \cdot \omega_1}} + \\ + i_P[1] \cdot e^{-\frac{R}{L} \cdot \frac{2\pi}{m \cdot \omega_1}} \quad (20)$$

Z równania różnicowego I rzędu przedstawionego powyżej wyznaczamy $i_P[1]$ pamiętając, że należy uwzględnić zależność (15) jako wartość początkową prądu na początku pierwszego odcinka falowania.

Rozwiązanie równania (20) ma postać

$$i_P[1] = 0 \cdot \frac{1 - a^2}{1 - a} \quad (21)$$

gdzie :

$$C = \frac{E}{Z} \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{m} + \Theta_F - \varphi\right) - \frac{E}{Z} \cdot \sin(\Theta_F - \varphi) \cdot e^{-\frac{R}{L} \cdot \frac{2\pi}{m \cdot \omega_1}} +$$

$$- \frac{R}{L} \cdot \frac{2\pi}{m \cdot \omega_1} + i_F[0] \cdot e \quad (22)$$

$$q = e \quad (23)$$

Ostatni z odcinków falowania ma numer $l = M + 1/M -$ ilość pełnych odcinków falowania o czasie trwania $t = t_{P1}/M$. Czas trwania tego odcinka jest mniejszy niż $\frac{2\pi}{m \cdot \omega_1}$.

Równanie prądu na l -tym odcinku ma postać

$$i(t) = \frac{E}{Z} \cdot \sin(\omega_1 t + \Theta_F - \varphi) + [i_F[M] - \frac{E}{Z} \cdot \sin(\Theta_F - \varphi)] \cdot e^{-\frac{R}{L} \cdot t} \quad (24)$$

wartość $i_F[M]$ występującą w równaniu (24) otrzymujemy po podstawieniu do równania (21) $l = M$.

Po czasie $t = t_k = \frac{\tilde{\lambda}_k}{\omega_1}$ prąd maleje do zera, a więc po podstawieniu tej wartości czasu do równania (24) otrzymujemy równanie

$$\frac{E}{Z} \cdot \sin(\lambda_k + \Theta_F - \varphi) + [i_F[M] - \frac{E}{Z} \cdot \sin(\Theta_F - \varphi)] \cdot e^{-\frac{R}{L} \cdot \frac{\tilde{\lambda}_k}{\omega_1}} = 0 \quad (25)$$

Równanie (25) oraz równanie (9) tworzą parę równań, z których dla przypadków b lub c $\lambda_k \gg 0$, $\tilde{\lambda}_k$ obliczone według (11) i $\tilde{\lambda}_k \gg 0$ należy wyznaczyć trzy niewiadome E , M , $\tilde{\lambda}_k$. W sposób bezpośredni nie jest to możliwe i jedynie po wstępny przyjęciu wartości E lub M , z równania (9) wyznaczamy wartość drugiej z tych wielkości M lub E odpowiednio. Następnie z równania (25) wyznaczamy wartość $\tilde{\lambda}_k$ /pamiętając, że $0 \leq \tilde{\lambda}_k < \frac{2\pi}{m}$. Jeżeli okaże się, że dla przyjętych wartości E i M nie można otrzymać wartości $\tilde{\lambda}_k$ spełniających warunek $0 \leq \tilde{\lambda}_k < \frac{2\pi}{m}$, to należy przeanalizować następny wariant wartości E i M .

Jeżeli po przeanalizowaniu wszystkich możliwych wariantów wartości E i M nie otrzymamy rozwiązania należy przeanalizować przypadek a, dla którego $M = 0$, $\tilde{\lambda}_{P-F} = \pi - \Theta_P$ i $\tilde{\lambda}_k < \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m} - \beta$.

W tym przypadku równanie prądu na odcinku przejścia, tj. dla czasu

$$0 \leq t \leq \frac{\pi - \Theta_P + \tilde{\lambda}_k}{\omega_1}$$

ma postać jak w równaniu (9)

$$i(t) = \frac{E}{Z} \cdot \sin(\omega_1 t + \Theta_P - \varphi) + [i_F[M] - \frac{E}{Z} \cdot \sin(\Theta_P - \varphi)] \cdot e^{-\frac{R}{L} \cdot t}$$

Wartość tego prądu dla $t = [t_k] = \frac{\pi - \Theta_p + \hat{\lambda}_k}{\omega_1}$ i $t_k = 0$. Tak więc otrzymujemy równanie

$$\frac{E_m}{Z} \sin(\pi + \lambda_k - \varphi) + \left[i[N] - \frac{E_m}{Z} \sin(\Theta_p - \varphi) \right] \cdot e^{-\frac{R}{L} \left(\frac{\pi - \Theta_p + \hat{\lambda}_k}{\omega_1} \right)} \quad (26)$$

Para równań (26) i (12) tworzy układ pozwalający na wyznaczenie dla przypadku a nieznanymi wartościami N i $\hat{\lambda}_k$.

Przykład obliczeniowy

Przydatność wyprowadzonych zależności i sposób postępowania pokazany zostanie na przykładzie liczbowym dla następujących danych wyjściowych

$$m = 3 \quad R = 1,98 \Omega \quad E_m = 311 \text{ V} \quad f_1 = 50 \text{ Hz} \quad L = 0,027 \text{ H}$$

$$\alpha = \frac{\pi}{3} \text{ rad} \quad \beta = \frac{\pi}{6} \text{ rad} \quad \nu = 3$$

Dla $\nu = 3$ można oczekiwać, że będzie występował przypadek a lub b. Założmy, że występuje przypadek a. Podstawiając dane do równania (12) otrzymamy równanie (1p)

$$\frac{2\pi}{m} \cdot N + \hat{\lambda}_{p-p} + \hat{\lambda}_k + \psi_{prz} = \pi \cdot \nu$$

$$\frac{2\pi}{3} \cdot N + -\frac{\pi}{2} + \hat{\lambda}_k + \hat{\psi}_{prz} = 3 \cdot \pi$$

$$\hat{\psi}_{prz} + \hat{\lambda}_k = \frac{5}{2} \cdot \pi - \frac{2}{3} \cdot \pi \cdot N \quad (1p)$$

Dodatkowo z warunków pracy układu i przyjętych założeń

$$0 \leq \lambda_k < \pi - \frac{\pi}{6} - \beta \quad 0 \leq \psi_{prz} < \frac{2\pi}{m}$$

$$0 \leq \lambda_k < \frac{2}{3}\pi \quad 0 \leq \psi'_{prz} < \frac{2\pi}{3}$$

Uwzględniając te dodatkowe ograniczenia z równania (1p) otrzymamy, że wartościami N spełniającymi to równanie są liczby $N = 2, 3$.

Obliczając z równania (8) wartość $i[N] = i[2]$ otrzymamy $i[2] = 0,95187066 \frac{E_m}{Z}$.

Podstawiając tę wartość do równania (26) otrzymamy następujące równanie

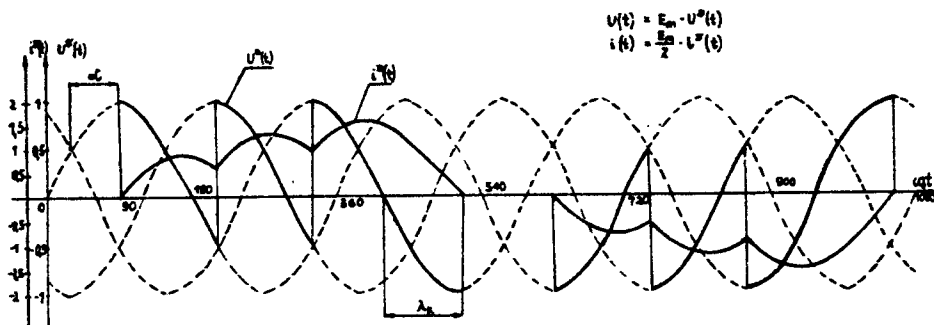
$$\sin(103,15^\circ + \lambda_k) + 0,50192949 \cdot e^{-0,00407012 \lambda_k} = 0 \quad (2p)$$

Dla łatwości obliczeń w równaniu tym kąt λ_k jest wyrażony w stopniach elektrycznych przy $\omega_1 = 314 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$. Rozwiązaniem tego równania, spełniającym wszystkie warunki, jest kąt $\lambda_k = 96^\circ 40'$.

Można sprawdzić, że dla $N = 3$ nie otrzymamy rozwiązania równania (26)

spełniającego warunki zadania.

Na rys.2 przedstawiono órzebiegi napięcia $u(t)$ i prądu $i(t)$, wyznaczone z zależności wyprowadzonych w artykule, dla danych z przykładu obliczeniowego.



Rys.2 Przebieg napięcia $u(t)$ i prądu $i(t)$ dla danych z przykładu obliczeniowego

3. WNIOSKI

- Przedstawiona w artykule metoda określania liczby tyrystorów włączanych w przedziałach pracy prostowniczej i falowniczej uwzględnia konieczność wariantowego określania czasu trwania odcinka przejścia od pracy prostowniczej do falowniczej. Wariantowość tych rozwiązań stanowi nowość w porównaniu do podobnej metody przedstawionej w L[1].
- Przedstawiona metoda słuszna jest jedynie dla obciążenia biernego składającego się z szeregowo połączonych elementów R-L.
- W artykule podano rozwiązanie dla przypadku pracy ciągłej grupy zaworowej aktualnie przewodzących prąd. Przypadki pracy przerywanej oraz pracy przerywano-ciągłej mogą być również, po pewnych modyfikacjach wyprowadzonych zależności, rozwiązane w oparciu o podaną metodę.
- Założenie natychmiastowej komutacji tyrystorów leżące u podstaw opracowanej metody ogranicza stosowanie jej do układów, w których cyklokonwertor zasilany jest ze źródła o teoretycznie nieskończonej wielkiej mocy. Uwzględnienie impedancji wewnętrznej źródła, a więc i określonego czasu trwania komutacji tyrystorów wymaga opracowania nowej metody, co jest przedmiotem dalszych prac autorów.

LITERATURA

- Pawłowicz C.N. : Opredelenije czisła wkluczeń wentilej N.P.Cz. w interwałach wypramlenija i inwertorowanija. Energetika N^o 6, 1974
- Figaro B.U., Gotowski E.C., Lias E.A. : Tiristornyje ciklokonwertory.

Isd. „Nauka i Technika” Mińsk 1973

3. Gypkin J.L. : Teoria układów impulsowych. PWN Warszawa 1965

4. Toliszow J.G. : Teoria liniowych elektryczeskich cepej. Isd. „ Wyższaja Szkoła” Moskwa 1978

APPLICATION OF DIFFERENCE EQUATIONS PROPERTIES TO ANALYTICAL DETERMINING OF NUMBER OF CYCLECONVERTER THYRISTORS SWITCHED ON IN INTERVALS OF RECTIFI-
FICAL AND INVERTICAL WORK OF THYRISTOR GROUP

Summary

In the paper a method of determining the thyristor number of thyri-
stor group switched on in intervals of rectifical and invertical work
cycleconverter supplying R-L type in series connected load is presented.
The method is based on the advantages of the properties of first order
difference equations. It is explained by the example of the cycleconverter
working with separately controlled thyristors groups for the case of the
rectangular control /constant angle of release/.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СВОЙСТВ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ УРАВНЕНИЙ ДЛЯ АНАЛИТИЧЕСКОГО ОП-
РЕДЕЛЕНИЯ ЧИСЛА ТИРИСТОРОВ ЦИКЛОКОНВЕРТОРА, ВКЛЮЧЕННЫХ В ПРОМЕЖУТКАХ
РАБОТЫ ВЫПРЯМЛЕНИЯ И ИНВЕРТИРОВАНИЯ

Резюме

Используя теорию решетчатых функций и уравнений в конечных разнос-
тях, в статье разработана методика определения числа включения вентилей
непосредственного преобразователя частоты, с прямоугольной модуляцией
углов открывания вентилей в промежутках выпрямления и инвертирования, при
последовательной нагрузке типа RL.

Paweł Granowski
Grzegorz Hinz
Edward Małachowski

BADANIE WŁASNOŚCI DYNAMICZNYCH PRZEKAŹNIKA MINIATUROWEGO

W artykule przedstawiono model matematyczny przekaźnika wprowadzony na podstawie zależności energetycznych i równań Eulera-Lagrange'a. Do opisu wprowadzono wielkości bezwymiarowe charakteryzujące własności materiału magnetocondytoru przekaźnika. Układ równań różniczkowych rozwiązano metodami numerycznymi przy pomocy zmodyfikowanej procedury SONEVELD-5.

1. WSTĘP

Projektowanie nowych, względnie ulepszanie już istniejących rozwiązań przetworników elektromechanicznych wymaga znajomości modelu matematycznego. Model ten powinien umożliwić badanie wpływu poszczególnych elementów przetwornika na jego własności statyczne i dynamiczne.

Przekaźnik miniatury jest typowym przykładem przetwornika elektromechanicznego o fizycznie niejednorodnej strukturze. Wspólną cechą łączącą układ elektryczny i mechaniczny jest występujący w obu tych układach przepływ energii. Ponieważ pod względem fizycznym energie występujące w rozmaitych układach nie różnią się od siebie, dlatego celowe wydaje się wykorzystanie do opisu matematycznego przekaźnika, metody formułującej równania równowagi na podstawie zależności energetycznych, w oparciu o tzw. funkcje stanu energii. Równania te noszą nazwę równań Eulera - Lagrange'a i są rozwiązywane wariacyjnej zasady Hamiltona [1,2].

2. OPIS MATEMATYCZNY PRZEKAŹNIKA

Jako podstawę rozwiązań przyjęto schemat zastępczy przedstawiony na rys.1.

W analizowanym modelu wprowadzono współrzędne uogólnione q_1 i q_2 określone równaniami :

$$\frac{dq_1}{dt} = 1 \qquad q_2 = x \qquad (2.1)$$

Całkowity strumień skojarzony wyliczony ze schematu zastępczego można wyrazić następująco :

$$\Psi(\dot{q}_1, q_2) = \frac{z^2 \dot{q}_1}{\frac{R_{\mu}(R_{jz} + R_z + R_{\delta} + R_{zr})}{R_{\mu} + R_{jz} + R_z + R_{\delta} + R_{zr}} + R_r + R_j + R_{jr}} \quad (2.2)$$

$$\Psi(\dot{q}_1, q_2) = \frac{z^2 \dot{q}_1}{R_{\mu}(q_2)} \quad (2.3)$$

gdzie : z - liczba zwojów cewki sterującej

$R_{\mu}(q_2)$ - wypadkowa reluktancja widziana z zacisków generatora siły magnetomotorycznej \odot

Zależność (2.3) stanowi podstawę do wyznaczenia energetycznych funkcji stanu układu. Do mianownika zależności (2.3) wprowadzono tzw. efektywne parametry magnetowodu (3).

Przyjmując liniową zależność $R_{\mu} = f(q_2)$, przy warunkach brzegowych :

$$R_{\mu 0} = R_{\mu} \Big|_{q_2 = 0} = 0 \quad (2.4)$$

$$R_{\mu k} = R_{\mu} \Big|_{q_2 = \delta} = \delta$$

otrzymano następujące wyrażenie na $R_{\mu} q_2$:

$$R_{\mu} = \frac{R_{\mu k} - R_{\mu 0}}{\delta} q_2 + R_{\mu 0} \quad (2.5)$$

Wielkości $R_{\mu 0}$ i $R_{\mu k}$ mogą być wyznaczone z przybliżonych zależności :

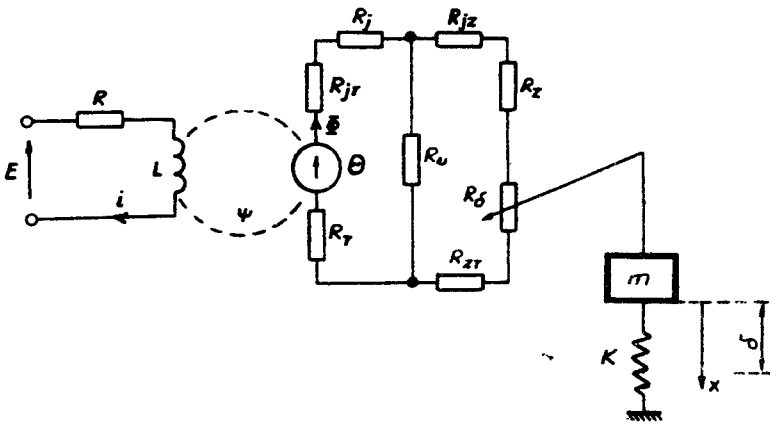
$$R_{\mu 0} \approx \frac{L N_p}{S} \quad (2.6)$$

$$R_{\mu k} \approx \frac{l N_z}{S}$$

gdzie : N_p, N_z - współczynniki odmagnesowania przy przyciąganiu i zwalnianiu zwory przekładnika

l - średnia droga strumienia magnetycznego

S - średni przekrój poprzeczny magnetowodu



Rys.1 Dynamiczny model przekaźnika miniaturowego

E - sem. źródła zasilającego cewkę sterującą przekaźnika

R - rezystancja cewki sterującej

L - indukcyjność cewki sterującej

i - wartość chwilowa prądu płynącego przez cewkę

 Ψ - wartość chwilowa strumienia skojarzonego z cewką

m - masa sprowadzona ruchomej części przekaźnika

K - wypadkowa sztywność układu sprężyn

x - przemieszczenie zwory mierzone od położenia w stanie otwartym

 δ - wymiar szczeliny roboczej Θ - wartość chwilowa przepływu magnetycznego wywołanego prądem cewki sterującej. Φ - wartość chwilowa strumienia magnetycznego R_r, R_z, R_j, R_δ - reluktancje elementów magnetowodu przekaźnika, odpowiednio : rdzenia, zwory, jarzma i szczeliny roboczej R_{jr}, R_{jz}, R_{zr} - reluktancje w miejscach połączeń elementów magnetowodu R_u - reluktancja upływu magnetycznegoOstatecznie zależność $R_u = f(q_2)$ przyjmie postać :

$$R_u q_2 = \frac{1}{S\delta} \left[(N_z - N_p) q_2 + \delta N_p \right] \quad (2.7)$$

Funkcja stanu koenergii magnetycznej jest wyrażona następującą zależ-

nością :

$$W_M^*(\dot{q}_1, \dot{q}_2) = \int_0^{\dot{q}_1} \psi(\dot{q}_1, \dot{q}_2) d\dot{q}_1 \quad (2.8)$$

Po podstawieniu do tego równania zależności (2.5) otrzymuje się :

$$W_M^*(\dot{q}_1, \dot{q}_2) = \frac{s^2 \cdot \dot{q}_1^2}{2 R_M(q_2)} \quad (2.9)$$

Całkowita kinenergia układu jest natomiast równa :

$$I^*(\dot{q}_1, \dot{q}_2, q_2) = \frac{1}{2} m \dot{q}_2^2 + W_M^*(\dot{q}_1, \dot{q}_2) \quad (2.10)$$

Całkowita energia układu jest równa :

$$V(q_1, q_2) = \frac{1}{2} K q_2^2 \quad (2.11)$$

Na podstawie równań (2.10) i (2.11) otrzymano funkcję Lagrange'a w postaci :

$$\alpha(\dot{q}_1, \dot{q}_2, q_2) = \frac{1}{2} m \dot{q}_2^2 + W_M^*(\dot{q}_1, \dot{q}_2) - \frac{1}{2} K q_2^2 \quad (2.12)$$

Funkcje dysypacji Rayleigha przy pominięciu wpływu prądów wirowych i tężenia lepkiego układu mechanicznego ma postać :

$$\mathcal{F}(\dot{q}_1, \dot{q}_2) = \frac{1}{2} R \dot{q}_1^2 \quad (2.13)$$

Otrzymane w opisany sposób funkcje Lagrange'a i Rayleigha podstawiono do ogólnej postaci równania Eulera - Lagrange'a (2.14)

$$\frac{\partial \alpha}{\partial q_i} - \frac{d}{dt} \left[\frac{\partial \alpha}{\partial \dot{q}_i} \right] = \mathcal{F}_i \quad (2.14)$$

gdzie : $i = 1, 2$

Po wykonaniu wskazanych działań otrzymuje dwa równania równowagi. Równanie równowagi mechanicznej :

$$m \ddot{q}_2 - \frac{\partial}{\partial q_2} W_M^*(\dot{q}_1, \dot{q}_2) + K q_2 = 0 \quad (2.15)$$

oraz równanie równowagi elektrycznej :

$$\frac{d}{dt} \left[\frac{\partial}{\partial \dot{q}_1} W'_m(\dot{q}_1, \dot{q}_2) \right] + \dot{q}_1 R = E \quad (2.16)$$

W równaniu (2.15) pierwszy wyraz reprezentuje siłę bezwładności, drugi siłę przyciągania działającą na sworę, trzeci siłę sprężystości swiązaną z odchyleniem przez sworę układu sprężyn.

W równaniu (2.16) pierwszy wyraz stanowi napięcie na indukcyjności L , drugi napięcie na rezystancji R .

Równania (2.15) i (2.16) po podstawieniu do nich wyrażeń (2.7) i (2.9) i dokonaniu przekształceń przybierają postać :

$$m \ddot{q}_2 + K q_2 = \frac{S \delta}{2l} \frac{z^2}{(N_p - N_s) q_2^2} \dot{q}_1^2 \quad (2.17)$$

$$\frac{z^2 S \delta}{l(N_p - N_s) q_2} \ddot{q}_1 + R \dot{q}_1 = E \quad (2.18)$$

Analizę tych równań łatwiej jest przeprowadzić sprowadzając je do postaci bezwymiarowej.

Wprowadza się zmienne bezwymiarowe X_1, X_2 będące funkcjami bezwymiarowego czasu $\tau = \omega t$, gdzie wielkość :

$$\omega = \sqrt{\frac{K}{m}} \quad (2.19)$$

jest średnią pulsacją swobodnych drgań mechanicznych sprężyn stykowych.

Zmienne X_1, X_2 są definiowane następująco :

$$X_1(\omega t) = \frac{R}{E} \dot{q}_1 \quad (2.20)$$

$$X_2(\omega t) = \frac{1}{\delta} q_2 \quad (2.21)$$

Na podstawie związków (2.20) i (2.21) otrzymano zależności :

$$\begin{aligned} \dot{q}_2 &= \omega \delta \dot{X}_2 \\ \ddot{q}_2 &= \omega^2 \delta \ddot{X}_2 \\ \dot{q}_1 &= \omega \frac{E}{R} \dot{X}_1 \end{aligned} \quad (2.22)$$

Jeżeli dodatkowo określimy bezwymiarowe parametry π_1 , π_2 , π_3 ,
gdzie :

$$\pi_1 = \frac{s s^2}{1(K_p - K_s)L_0}$$

$$\pi_2 = \frac{\omega L_0}{R} \quad (2.23)$$

$$\pi_3 = \frac{1}{2} \left(\frac{E}{R} \right)^2 \frac{L_0}{K \delta^2}$$

gdzie : L_0 - indukcyjność przekątnika w stanie niezalączonym

to w rezultacie otrzyma się równania równowagi w korzystnej do dalszych badań postaci bezwymiarowej :

$$\pi_1 \pi_2 \frac{\dot{x}_1}{x_2} + x_1 = 1 \quad (2.24)$$

$$\ddot{x}_2 + x_2 = \pi_1 \pi_3 \left(\frac{x_1}{x_2} \right)^2 \quad (2.25)$$

Wprowadzone parametry π_1 , π_2 , π_3 mają następującą interpretację :

- π_1 - jest stosunkiem przyrostu sprawowanej permeancji wypadkowej obwodu magnetycznego podczas przyciągania swory do indukcyjności początkowej przekątnika
- π_2 - jest stosunkiem elektrycznym stałej czasowej przekątnika do okresu swobodnych drgań mechanicznych sprzężyn stykowych
- π_3 - jest współczynnikiem zapasu tzn. stosunkiem amperoswojów odpowiadających danej wartości prądu sterującego cewki do amperoswojów nominalnych zapewniających przyciągnięcie swory do nabiegownika.

3. WYNIKI OBLICZEŃ

Równania równowagi (2.24) i (2.25) wygodniej jest do obliczeń na maszynie cyfrowej doprowadzić do postaci kanonicznej :

$$\dot{x}_1 = \frac{1}{\pi_1 \pi_2} (x_2 - x_1 x_2) \quad (3.1)$$

$$\dot{x}_2 = x_3 \quad (3.2)$$

$$X_3 = \pi_1 \pi_3 \left(\frac{X_1}{X_2} \right)^3 - X_2 \quad (3.3)$$

Powyższy układ równań różniczkowych został rozwiązany metodami numerycznymi na MMC GBRA-1204 za pomocą zmodyfikowanej procedury SONEVELD - 5 przy warunkach początkowych :

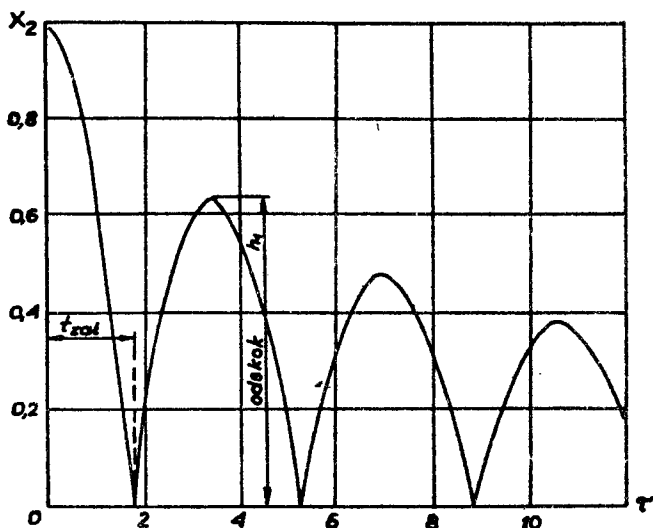
$$X_1(0) = 0, \dot{X}_1(0) = 0, \dot{X}_2(0) = 0, \dot{X}_3(0) = 0, X_2(0) = 1, X_3(0) = 0$$

Do obliczeń przyjęto wartość współczynnika odbicia, rozumianego jako stosunek prędkości odsieku swery do prędkości w momencie zderzenia, równą 0,8.

Układ równań równowagi rozwiązano dla następujących wartości parametrów :

$$\pi_1 = 1, 2, 3 \quad \pi_2 = 5, 10, 15 \quad \pi_3 = 1 ; 1,5 ; 2$$

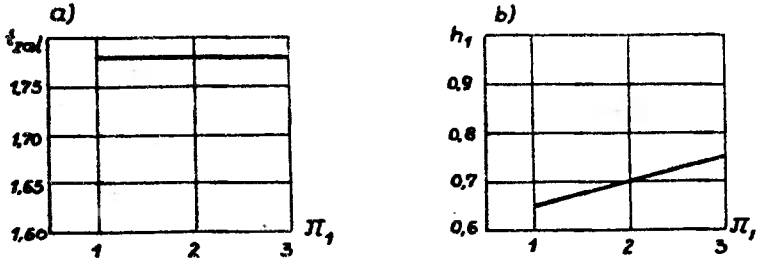
Przykładowy unormowany wykres ruchu swery $X_2 = f(\tau)$, której w analizowanym modelu przypisano własności sprężyste sprężyna stykowych, obliczony dla $\pi_1 = 1$, $\pi_2 = 5$, $\pi_3 = 1$ przedstawiono na rys.2.



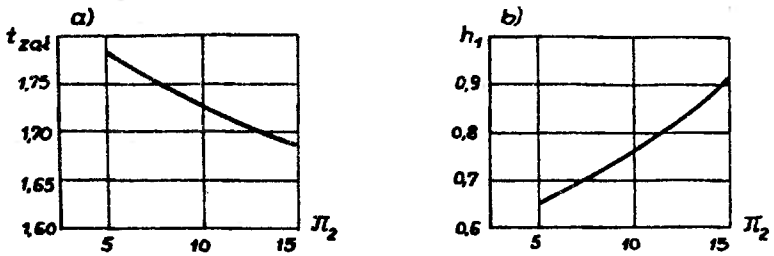
Rys.2 Przykładowy unormowany przebieg zależności przemieszczenia „sprężystej” swery w funkcji unormowanego czasu

Na podstawie obliczeń numerycznych wykonanych dla określonych parametrów bezwymiarowych π_1 , π_2 , π_3 przeanalizowano ich wpływ na czas załączania i amplitudę pierwszego odcisku. Szczególnie interesujący jest wpływ parametrów π_1 i π_2 charakteryzujących własności magnetoelektryczne i mechaniczne przekładnika miniaturowego.

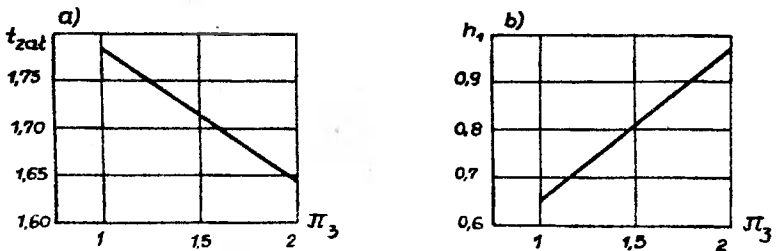
Wyniki obliczeń przedstawiono na rys.3, 4 i 5.



Rys.3 Zależność : a/ czasu załączania, b/ amplitudy pierwszego odcisku od parametru π_1 przy $\pi_2 = 5$ oraz $\pi_3 = 1$



Rys.4 Zależność : a/ czasu załączania, b/ amplitudy pierwszego odcisku od parametru π_2 przy $\pi_1 = \pi_2 = 1$



Rys.5 Zależność : a/ czasu załączania, b/ amplitudy pierwszego odcisku od parametru π_3 przy $\pi_1 = 1$ oraz $\pi_2 = 5$

4. WNIOSKI

Przedstawione wyniki obliczeń parametrów dynamicznych wykazują minimalny wpływ parametru magnetoelektrycznego π_1 na własności dynamiczne przełącznika miniaturowego przy jednoczesnym silnym wpływie bezwymiarowego parametru mechanicznego π_2 i współczynnika zapasu π_3 . Wyniki te są zgodne z pomiarami i stanowią potwierdzenie prawidłowości przyjętego modelu matematycznego [4].

5. LITERATURA

1. Meisel J. : Zasady elektromechanicznego przetwarzania energii. WNT, Warszawa 1970
2. Cannon jr. R.H. : Dynamika układów fizycznych. WNT, Warszawa 1973
3. Stefaniak Z., Granowski P. : Metoda graficzna wyznaczania współczynnika odmagnesowania w złożonych obwodach ferromagnetycznych prądu stałego. Przegląd Elektrotechniczny 76/6
4. Praca zbiorowa : Analiza parametrów i właściwości przełączników miniaturowych w zależności od konstrukcji i parametrów głównych operacji procesu wytwarzania obwodu magnetycznego. Tom III, IV. Praca badawcza, Zakład Podstaw Elektrotechniki. ATR, Bydgoszcz 1978-79

INVESTIGATION INTO DYNAMIC PROPERTIES OF MINIATURE RELAY

Summary

In the paper a mathematical model of the relay obtained on the basis of energy dependences and Euler - Lagrange equations is presented. Dimensionless quantities characterizing properties of magnetic circuit material of the relay were introduced into a description of the model. The system of differential equations was solved numerically by means of the modified procedure Soneveld-5.

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ СВОЙСТВ МИНИАТУРНОГО РЕЛЕ

Резюме

В статье представлена математическая модель электромагнитного реле полученная в результате применения энергетических соотношений и уравнений Эйлера-Лагранжа.

В модель введены безразмерные величины, которые характеризуют свойства исходного материала магнитических элементов реле.

Система уравнений решена численно с помощью модифицированной процедуры SONEVELD -5.

Eugeniusz Szneidrowski

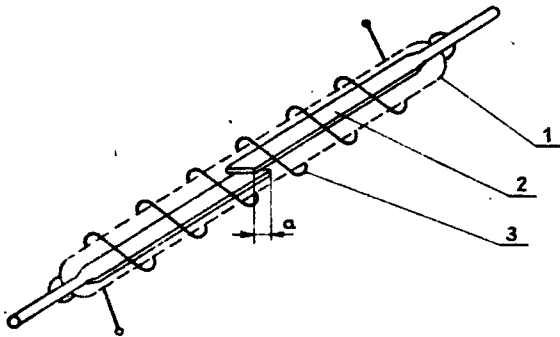
WPŁYW NIEKTÓRYCH ZJAWISK NA ZDOLNOŚĆ ŁĄCZENIOWĄ PRZEKAŹNIKÓW KONTAKTRONOWYCH

W artykule na podstawie przeprowadzonych badań, wskazano na charakterystyczne zjawiska występujące w procesie zamykania i otwierania zestyku przekaźnika kontaktronowego. Podane zostały dodatkowe wymagania, nie uwzględnione w katalogach, w celu zwiększenia niezawodności działania przekaźników kontaktronowych w ich szerokim zastosowaniu.

1. WPROWADZENIE

Kontaktren w klasycznym wykonaniu, stanowi parę płaskich sprężystych stycek wtopionych w rurkę szklaną w ten sposób, że końce ich zachodzą na siebie tworząc zakładkę /a/ i równocześnie w taki sposób, że przy braku pola magnetycznego istnieje między nimi niewielka szczelina. Umieszczając kontaktren w uzwojeniu, jak to pokazane na rys.1, otrzymuje się przekaźnik kontaktronowy, sterowany prądem przepływającym przez te uzwojenie /uzwojenie wzbudzające/.

W przekaźniku takim stycki spełniają jednocześnie rolę zestyku elektrycznego i obwodu magnetycznego.



Rys.1 Przekaźnik kontaktronowy : 1 - rurka szklana, 2 - stycki , 3 - uzwojenie wzbudzające, a - zakładka

Stycki, zwane niekiedy „sprężynami” /jako siła zwrotna wykorzystywa-

na jest ich sprężystość postaciowa/ wykonywane są na ogół ze stopu żelaza, niklu i kobaltu, którego współczynnik rozszerzalności cieplnej jest zbliżony do odpowiedniego współczynnika szkła, co umożliwia realizację szczelnego połączenia tych materiałów.

Końcówki stycepek, tworzące właściwy zestyk elektryczny są przed ztopieniem w szkle poddawane różnego rodzaju zabiegom ulepszającym i pokrywane dyfuzyjnie lub galwanicznie innymi metalami /np. rod, złoto, wolfram/.

W przekładniku kontaktronowym pod wpływem wytworzonego w uswojeniu wzbudzającym pola magnetycznego, znajdujące się w spoczynku i oddalone od siebie stycki, zostają namagnesowane. Przechodzący pomiędzy styckami strumień magnetyczny wytwarza siłę przyciągania między nimi. Siła przyciągania stycepek powoduje, że stycki zbliżają się do siebie, a całkowity strumień magnetyczny zwiększa się. Zwiększenie się strumienia powoduje z kolei wzrost wartości siły przyciągania stycepek aż do momentu ich zwarcia.

Parametry stycepek przekładnika kontaktronowego powinny gwarantować określoną oszczędność zadziałania /zwarcie zestyku/ i swalniania /rozwarcie zestyku/ przekładnika.

Siłę przyciągania stycepek, powodującą zadziałanie przekładnika kontaktronowego w zależności od wymiarów konstrukcyjnych kontaktronu wyznaczyć można według wzoru empirycznego [1,4].

$$F_p = \frac{F_0}{1 + K \frac{X}{a}} \quad (1)$$

gdzie : F_0 - siła przyciągania stycepek, obliczona dla długości szczeliny równej zero

a - długość zakładki

X - długość szczeliny

K - współczynnik wyznaczony doświadczalnie będący funkcją stosunku grubości h stycki do jej szerokości b , $K = 6,66 + 44,4 \frac{h}{b}$

Wartość siły przyciągania F_p we wzorze 1 odpowiadająca sile działającej między styckami w stanie ich zwarcia /szczelina $X=0$ / można wyrazić według znanego wzoru

$$F_0 = \frac{\phi^2}{2 \mu_0 S} \quad (2)$$

gdzie : ϕ - strumień magnetyczny w szczelinie między styckami w obszarze zakładki

S - powierzchnia zakładki

μ_0 - przenikalność magnetyczna powietrza

Siły przyciągania stycek F_p przeciwdziałają siły sprężystości, przy czym wartość ich zależy od własności mechanicznych materiału, z którego wykonane są stycki. Jak wiadomo, siła sprężystości jest proporcjonalna do stałej sprężystości i dla tak prostego układu mechanicznego jaki tworzą stycki /wspornik pryzmatyczny obciążony na końcu siłą skupioną/ można ją wyznaczyć według wzoru

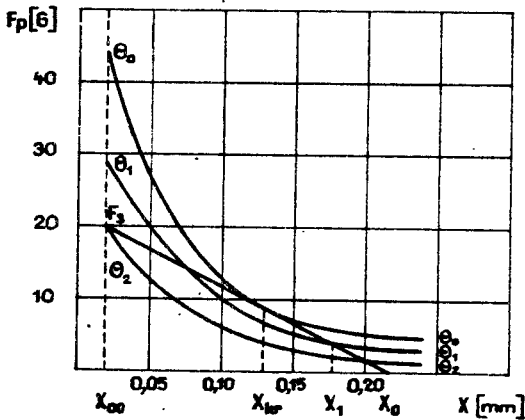
$$F_S = \frac{k}{2} / x_0 - x / \quad (3)$$

gdzie : k - stała sprężystości

x_0 - długość szczeliny w stanie spoczynku stycek

x - długość chwilowa szczeliny

Zależność siły przyciągania F_p w funkcji długości szczeliny x przy różnych wartościach siły magnetomotorycznej /przepływu/ wytwarzanej przez uzwojenie przekąźnika kontaktronowego jako parametru ilustruje rys.2. Uwidoczniono na nim także prostą siły sprężystości F_S stycek, proporcjonalną do ich ugięcia.



Rys.2 Zależność siły przyciągania stycek w funkcji długości szczeliny x : F_S - siła sprężystości stycek, Θ - siła magnetomotoryczna jako parametr /w Az/

Warunkiem zwarcia stycek kontaktronu jest wytworzenie takiej siły magnetomotorycznej Θ_0 , dla której siła przyciągania F_p będzie w całym zakresie zmienności szczeliny x , większa od siły sprężystości F_S . Po przekroczeniu punktu krytycznego x_{kr} , w którym $F_p = F_S$ powstaje nadwyżka siły przyciągającej, co przyspiesza zwarcie stycek. Różnica siły przyciągania i siły sprężystości, przy długości szczeliny $x = x_{00}$ odpowiadającej gru-

bości pokrycia końców stycek materiałem stykowym, wytwarza docisk wynoszący dla kontaktronów znormalizowanych kilkanaście gramów /kontaktron typu ZW-103/. Docisk ten jest konieczny w celu osiągnięcia odpowiednio małej rezystancji zestyku.

Do najważniejszych parametrów kontaktronów oprócz wspomnianej już siły magnetomotorycznej /amperozwojów/ zadziałania i zwalniania oraz rezystancji przejścia zestyku należy zaliczyć jeszcze czas zadziałania i zwalniania, czas trwania odbić podczas zwierania stycek, częstotliwość przełączania i częstotliwość drgań własnych stycek.

2. ZASTOSOWANIE

Produkcją kontaktronów w Polsce zajmują się Dolnośląskie Zakłady Elektronowe Unitra-Dolam we Wrocławiu.

Do niedawna stosowanie kontaktronów w układach automatyki elektroenergetycznej oraz w układach automatyki przemysłowej natrafiało na trudności formalno-prawne, gdyż nie spełniały one - i z pewnych względów nie mogły spełniać - wymogów ówczesnie obowiązujących Polskich Norm.

Nowa Polska Norma PN-75/E-88500 [7], obowiązująca od dnia 1.07.1976 r. zawiera pewne złagodzenie wymagań w zestawieniu z poprzednią, a ponadto zawiera pewne „ulgi” w stosunku do zestyków kontaktronowych - w porównaniu z wymaganiami stawianymi przekaźnikom tradycyjnym /dotyczy to głównie wytrzymałości elektrycznej izolacji/. W świetle tego należy się spodziewać, że w najbliższym czasie odpowiednie typy kontaktronów zostaną zaopatrzone w klauzule stwierdzające spełnienie wymagań PN-75/E-88500.

Innym aktem normalizacyjnym, dotyczącym kontaktronów i obowiązującym również od dnia 1.07.1976 r. jest Polska Norma PN-75/T-04400 [9], regulująca metody badań elektrycznych kontaktronów /jako stykowych elementów urządzeń elektronicznych/.

Do sterowania kontaktronami najczęściej stosuje się podłużne pole magnetyczne. Źródłem tego pola może być cylindryczna cewka, wewnątrz której umieszcza się zestyk /lub kilka zestyków i wtedy cewka jest spłaszczona/, względnie też magnes stały.

Niekiedy stosuje się inne sposoby sterowania kontaktronem, a mianowicie :

- poprzeczne i krzyżowe pole magnetyczne,
- cewki wzbudzające specjalnie ukształtowane,
- matrycowe układy sterujące,
- odpowiednio ukształtowane rdzenie z prostokątną pętlą histerezy, wyposażone w cewkę wzbudzającą, których częścią obwodu magnetycznego jest kontaktron /tzw. przekaźniki ferreedowe/.

Właściwości niektórych sposobów sterowania powodują, że określony typ przekaźnika znajduje takie a nie inne zastosowanie, np. wymieniony przekaźnik ferreedowy umożliwia wystawienie kontaktronu bardzo krótkim impulsem prądowym /rzędu kilku mikrosekund/ - impuls powoduje namagnesowanie rdzenia ferreedowego, co trwa bardzo krótko, a namagnesowany rdzeń pobudza z kolei kontaktron.

Najbardziej masowe zastosowanie znajdują kontaktrony przede wszystkim jako zestawy różnego rodzaju przełączników, przy czym przewaga tych przełączników nad tradycyjnymi pod wieloma względami jest oczywista i rośnie z roku na rok, w miarę postępu w dziedzinie samych kontaktronów [2,3,5,6].

Innego rodzaju podzespołami, w których znalazły zastosowanie kontaktrony są przełącznikowe elementy logiczne. Olbrzymia asortymentowa grupa zastosowań kontaktronów opiera się na wspomnianej już możliwości występowania ich magnesem stałym, z pewnej odległości, a nawet poprzez przesłony z materiałów para- i diamagnetycznych. Właściwością taką nie są obdarzone żadne inne elementy łączeniowe. Przykładami tej grupy zastosowań są wszelkiego rodzaju łączniki i oszukniki bezdotykowe. Znajdują one zastosowanie w najprzeróżniejszych dziedzinach, miejscach i okolicznościach jak :

- przestrzenie zagrożone wybuchem, pożarem, przestrzenie zapyłone, gorące, wilgotne itp.,
- sygnalizacja stanów i samoczynne sterowania poprzez ścianki zbierników, rurociągów, przesłód itp.,
- szybko - nawrotne napędy obrabiarek i maszyn.

Ważną dziedziną zastosowań kontaktronów jest technika pomiarowa - jeszcze inną quasi - elektroniczne centrale telefoniczne, w których połączenie abonentów zapewniają przełączniki kontaktronowe sterowane układami elektronicznymi.

Pewne właściwości kontaktronów powodują niekiedy kłopoty w projektowaniu układów. Przykładem ilustrującym tego typu kłopoty są kontaktronowe przełączniki wielostykowe. Otóż w stosunkowo powolnym przełączniku tradycyjnym stosunek czasu zadziałania przełącznika do maksymalnej różnicy w czasie zadziałania jego poszczególnych zestyków - najszybszego i najpowolniejszego - jest duży /wszystkie styki „ciągnie” jedna kotwica/ i w związku z tym nie zdarza się, aby kolejny przełącznik uruchamiany najszybszym stykiem pierwszego zamknął którykolwiek ze swych styków przed zadziałaniem najpowolniejszego styku przełącznika. Inaczej przedstawia się ta sprawa w układach wielostykowych przełączników kontaktronowych. W takich przełącznikach nie występuje mechaniczne powiązanie poszczególnych zestyków, czas zadziałania przełącznika /liczony od momentu pobudzenia, aż do zadziałania najpowolniejszego zestyku/ jest bardzo krótki, natomiast rozrzut w czasie zadziałania poszczególnych zestyków może dochodzić do stu lub więcej procent. Wspomniany wyżej współczynnik jest w tym przypadku bardzo niewielki, w związku z czym dochodzi do zadziałania zestyków drugiego stopnia kaskady przed zadziałaniem wszystkich zestyków jej pierwszego stopnia. W takiej sytuacji nawet niezbyt skomplikowany układ logiczny nie będzie działał poprawnie. W skrajnych przypadkach może to doprowadzić do przerywanych konsekwencji /naruszenie blokad, zwarcia itp./.

Omówione zagadnienie jest kłopotliwe z kilku względów :

- wątpliwa selekcja zestyków w zakresie oszczędności działania nie rozwiązuje problemu, gdyż warunki ich pracy w przełączniku wielostykowym zależą od położenia w cewce /np. skrajne kontaktrony są lepiej wzbudzone niż środkowe/,
- zbadanie i odpowiednie oznaczenie kolejności działania zestyków po wykonaniu przełącznika przez wytwórcę, lub przez warsztat montujący

układ, nie jest rozwiązaniem racjonalnym, gdyż również i w układach automatyki przemysłowej istnieje tendencja do coraz szerszego stosowania techniki obwodów drukowanych /co w prawidłowy sposób łączy się z tendencją do rozpowszechniania się kontaktronów/,

- nawet gdyby wytwórca przekaźników zastosował określony i jednolity porządek ustawienia zestyków w przekaźniku, np. według wzrastających czasów działania, to pozostaje jeszcze otwarta kwestia czasów zwalniania i zagadnienie wpływu stopnia względnie różności wzbudzenia na ustalony porządek.

3. NIEKTÓRE ZJAWISKA WYSTĘPUJĄCE W KONTAKTRONIE PODCZAS PROCESÓW ŁĄCZENIA

Podobnie jak w innych łącznikach, podczas procesów łączeniowych w kontaktronie występują określone fazy i związane z nimi zjawiska.

Charakterystyczne dla kontaktronów w fazie włączania, przewodzenia, a następnie wylączania są cztery zjawiska, a mianowicie :

- odbicie stycek przy włączeniu,
- sczepienie się stycek,
- samoczynne rozłączanie zestyku przekaźnika znajdującego się w stanie pobudzenia,
- drgania stycek.

Pierwsze dwa zjawiska występują również w innych typach łączników, lecz nie odgrywają w nich specjalnej roli. Zespawanie styków prowadzi wprawdzie do zniszczenia łącznika, ale występuje dopiero przy dłuższych i długotrwałych przetężeniach, wzg. zwarciach.

Inaczej jest w kontaktronach - sczepienie i odbijanie stycek limitują ich ograniczony prąd łączenia, przy czym jego wartość jest mniejsza od wartości prądu znamionowego kontaktronu.

Trzecie i czwarte z wymienionych zjawisk nie występuje w łącznikach innych typów i jest osobliwością kontaktronu - w określonych warunkach może limitować jego trwałą obciążalność.

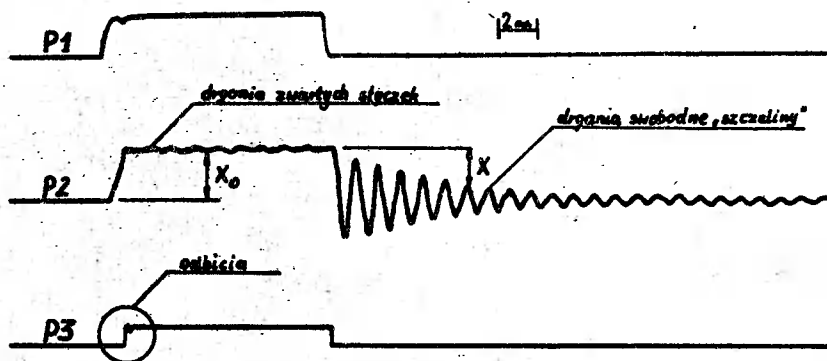
Dla lepszego zobrazowania zjawisk zachodzących w przekaźniku kontaktronowym na rys.3 podano przykład przebiegu zamykania i otwierania zestyku przekaźnika kontaktronowego, uzyskanego za pomocą specjalnego układu pomiarowego [18].

Oznaczone przez F1, F2 i F3 galwanometry magnetoelektryczne rejestrują odpowiednio przebieg prądu w uzwojeniu kontaktronu, przemieszczenia i drgania mechaniczne stycek oraz prąd w obwodzie elektrycznym, łączonym przez zestyk badanego kontaktronu. Należy zwrócić uwagę, że galwanometr F2 rejestruje każdorazową zmianę odległości między styckami.

Na podstawie teoretycznych wywodów [18] równanie długości szczeliny podczas drgań swobodnych w sposób uproszczony, odpowiedni dla praktyki, przedstawia się następująco

$$x = x_0 (1 - e^{-\delta t} \cos \omega_0 t) \quad (4)$$

gdzie : x_0 - długość szczeliny w stanie spoczynku stycek
 φ - współczynnik tłumienia
 ω_0 - pulsacja drgań własnych stycek
 t - czas



Rys.3 Oscylogram przebiegu zamykania i otwierania przełącznika kontaktowego

Jak widać na przedstawionym oscylogramie zmiany prądu w uzwojeniu wzbudzającym wywołują odpowiednie zmiany ruchu stycek kontaktoru. Podczas działania kontaktoru oprócz odbić stycek występują różnego rodzaju drgania, różniące się między sobą częstotliwością, amplitudą i czasem trwania. I tak np. drgania swobodne stycek występują po rozwarciu się uprzednio ugiętych sprężystości stycek z chwilą zaniku prądu w uzwojeniu. Innym rodzajem drgań są drgania wspólnie zwartych stycek, których częstotliwość, amplituda i czas trwania znacznie różnią się od podobnych parametrów drgań swobodnych stycek.

Wspomiane zjawiska omówiono nieco szerzej w kolejnych podpunktach niniejszego artykułu.

3.1. Odbicia stycek przy włączeniu

Jak już wspomniano, pod wpływem wytworzonego pola magnetycznego /np. przez uzwojenie wzbudzające/ znajdujące się w spoczynku i oddalone od siebie sprężyste stycki kontaktoru zostają namagnesowane. Przechodzący pomiędzy styckami strumień magnetyczny wytwarza siłę przyciągania między nimi. Siła przyciągania powoduje, że stycki zbliżają się do siebie, a całkowity strumień zwiększa się. Zwiększenie się strumienia magnetycznego powoduje z kolei zwiększenie się siły przyciągania stycek, aż do momentu

ich sprężystego zderzenia. Wskutek zderzenia sprężystego, rozpoczyna się ruch stycek w odwrotnym kierunku, a tym samym powstaje przerwa w obwodzie elektrycznym. Ponieważ pobudzenie trwa nadal, siła przyciągająca powoduje ponowną zmianę kierunku ruchu stycek /w czym pomagają jej siły sprężystości stycek/ i następuje wielokrotne powtórzenie procesu. Zjawisko trwa $0,3 + 1/$ ms i kończy się ostatecznie zamknięciem zestyku.

Odbicia stycek są tym silniejsze im większa jest siła magnetyczna. Mechanizm powstawania odbić jest złożony i został opisany przez Jenkisa [10]. Oprócz zjawisk mechanicznych na odbicia stycek mają również wpływ zjawiska elektrodynamiczne, związane z oddziaływaniem na zestyk kontaktronu sił odpychających stycki od siebie, wskutek występujących przerw dla przepływu prądu w zestyku kontaktronu. Wartość prądu przepływającego przez zestyk kontaktronu może, w pierwszej fazie łączenia, zależnie od charakteru łączonego obwodu elektrycznego niekiedy znacznie przekroczyć wartość prądu znamionowego kontaktronu.

Zjawisko odbić stycek jest więc szkodliwe i to z kilku względów, a mianowicie :

- prowadzi do wielokrotnego powtarzania procesu włączania, który jest słabą stroną kontaktronu,
- kolejne procesy włączania przedzielone są procesami wyłączenia, którym mogą towarzyszyć wyładowania łukowe,
- wielokrotne, kolejno powtarzające się procesy włączania przebiegają w coraz mniej korzystniejszych warunkach wyjściowych, ze względu na narastanie temperatury stycek kontaktronu,
- zjawisko odbić wywołane siłami elektrodynamicznymi limituje graniczny prąd łączeniowy kontaktronu,
- w elektronice jest ono źródłem przekłamań.

Istnieją wprawdzie różne sposoby ograniczania, względnie eliminowania odbić, ale żaden z nich nie zdobył większej popularności. Niektóre z tych sposobów są chronione patentami [11]. Odbicia nie występują w zestykach zwilżonych rtęcią, jednak i te zestyki mają pewne mankamenty. Przemysł krajowy jeszcze nie produkuje zestyków zwilżanych rtęcią.

3.2. Szczepianie się stycek

Analiza materiałów katalogowych pozwala stwierdzić, że żywotność kontaktronu przy nieobciążonym /elektrycznie/ zestyku jest o jeden do dwóch rzędów większa niż przy - nawet bardzo skromnym obciążeniu elektrycznym. Nie budzi to na pierwszy rzut oka specjalnych zastrzeżeń.

Z drugiej strony wiadomo [12, 13, 14], że istnieją pewne krytyczne wartości prądów i napięć, poniżej których nie występują niszczące zestyk wyładowania łukowe, przy czym wartości te są różne /lecz zbliżone/ dla różnych materiałów stykowych. Zdawać by się mogło, że w zakresie podkrytycznych wartości prądów i napięć nie powinny występować termoelektryczne uszkodzenia stycek kontaktronu /i innych łączników/, a jednak tak nie jest. Uszkodzenia takie występują i to - jak się wydaje - w fazie załączania kontaktronu. Ich efektem jest szczepianie się stycek, niekiedy już przy pier-

wszym /dziewiczym/ załączeniu. Stopień tego szepienia jest różny - czasami wystarczy lekkie uderzenie kontaktronu i styżki odskakują. Innym razem dochodzi do takiego zgrzania się styżek, że uderzenia /nie powodujące zniszczenia szklanej rurki/ nie doprowadzają do rozwarcia styżek. Zachodzi prawdopodobieństwo, że zjawisko szepienia polega na chwilowym, powierzchniowym nadtopieniu, a następnie ostygnięciu mikroobszaru przejścia, jeszcze w procesie załączania zestyku. W ten sposób może powstać jeden, kilka lub jeszcze więcej mikromostków metalicznych pomiędzy styżkami kontaktronu.

W łącznikach masywniejszych, o większych siłach odciągających styżki, w procesie odłączania, owe mikromostki ulegają niezauważalnemu zerwaniu.

W kontaktronie sprawa przedstawia się nieco inaczej. Otóż siły sprężystości styżek w momencie odzwbudzenia kontaktronu są niewielkie i nie zawsze wystarczają do zerwania mikromostków. Czasami siły sprężystości styżek są bliskie granicy wytrzymałości mikromostków na zerwania i wtedy, jak wspomniano wyżej, lekkie uderzenie kontaktronu doprowadza do odakoczenia styżek. Taką interpretację zagadnienia zdaje się potwierdzać fakt, że kontaktrony o większej czułości wykazują większe tendencje do szepienia się niż kontaktrony o mniejszej czułości, a także fakt, że kontaktrony z końcówkami pokrytymi złotem /niższy punkt topliwości/ wykazują większe tendencje do szepienia się, niż kontaktrony z końcówkami pokrytymi wolframen /wyższy punkt topliwości/.

Po dokonaniu analizy przyczyn zjawisk zachodzących w fazie załączania kontaktronu, można wyrazić przypuszczenia [15], że w fazie tej zachodzi zjawisko spiętrzenia temperaturowego w mikroobszarach przejścia zestyku i że jest ono związane z prędkością narastania prądu. To z kolei pozwala wysunąć wniosek, że faza załączania jest słabą stroną kontaktronu, zwłaszcza wtedy kiedy kontaktron komutuje w obwodzie z kondensatorem i żarówką. Elementy te cechuje bowiem w momencie załączania duży prąd i duża stromość jego narastania [16].

3.3. Samoczynne rozłączanie zestyku znajdującego się w stanie pobudzenia

Zjawisko to można wytłumaczyć w sposób następujący. Stycżki kontaktronu pełnią wieloraką rolę : są przewodnikami prądu, zestykiem łączącym obwód, magnetycznym elementem napędowym i sprężystym elementem zwrotnym. Po przekroczeniu określonej wartości prądu, ciepło Joule'a, wydzielane w materiale styżek oraz na rezystancji przejścia zestyku, powoduje wzrost temperatury mikroobszaru przejść zestyku do punktu przemiany magnetycznej /punkt Curie/. W tym momencie styżki tracą swe własności magnetyczne nie tracąc przy tym sprężystości i następuje samoczynne otwarcie zestyku. W krajowych kontaktronach próżniowych wielkości standard, samoczynne rozłączenie występuje przy prądzie ustalonym $/3,5 + 5/ A$ [17].

3.4. Drgania styżek

W przekaźniku kontaktronowym jak wiadomo, styżki spełniają rolę jed-

nocześnie sestyku elektrycznego i obwodu magnetycznego. Po zaniku siły magnetomotorycznej powodującej ugięcie sprężyste styczek, podlegają one drganiom swobodnym tłumionym. Z przeprowadzonych badań [18] wynika, że są to drgania harmoniczne tłumione wiskotycznie. Tłumienie drgań w decydującej mierze zależy od tarcia wewnętrznego materiału, z którego wykonane są styczki. Przeprowadzone badania wykazały między innymi, że nie ma korelacji między wymiarami i parametrami elektrycznymi kontaktronów, a przebiegiem drgań styczek nawet w odniesieniu do identycznych parametrów kontaktronów ale wykonanych przez różne firmy. Stała mechaniczna tłumienia dla kontaktronów standardowych waha się w szerokich granicach /od 6-40 ms/. Kontaktrony charakteryzujące się małą stałą tłumienia /parametr ten nie jest niestety podawany w katalogach/ są lepsze, ponieważ czas trwania zbliżeń jego styczek podczas drgań swobodnych jest znacznie krótszy - krótszy też będzie ich wpływ na obwód elektryczny, w którym komutuje kontaktron. Z punktu widzenia praktyki istotne jest również aby dany kontaktron wykazywał w czasie drgań swobodnych możliwie jak najmniejsze zbliżenie styczek. Jeżeli np. w czasie drgań styczek w uzwojeniu wzbudźającym pojawi się prąd mniejszy od wartości rozruchowej odpowiadającej stanowi spoczynkowemu styczek, to może dojść do niepożądanego trwałego ich zetknięcia, co jak wiadomo jest zjawiskiem niekorzystnym.

Innym zjawiskiem wywierającym określony wpływ na niezawodność przełączników kontaktronowych jest zmniejszenie się odległości między styczkami już przy stosunkowo niewielkiej wartości siły magnetomotorycznej pojawiającej się w uzwojeniu wzbudźającym. Podczas przejścia z jednego do drugiego stanu równowagi statycznej, tzn. równowagi między siłami przyciągania i siłami sprężystości, występują również drgania, które są dodatkowo tłumione przez istniejące pole magnetyczne.

Oprócz wspomnianych drgań występują jeszcze drgania wspólne zwartych styczek /rys.3/, których częstotliwość, amplituda i czas trwania znacznie różnią się od podobnych parametrów drgań swobodnych. W takim bowiem przypadku styczki, po ich zwarciu, tworzą układ mechaniczny o długości równej sumie długości styczek o sztywno zamocowanych końcach i węzle w środku. Drgania tego rodzaju mogą mieć istotny wpływ na zjawiska stykowe w kontaktronach, a ponadto mogą być przyczyną generowania szumów, co w niektórych zastosowaniach kontaktronów jest zjawiskiem niepożądanym.

4. WPŁYW GAŁĘZI TŁUMIĄCEJ PRZEPIĘCIA ŁĄCZENIOWE NA TRWAŁOŚĆ KONTAKTRONÓW

Jak wykazały badania [20], trwałość kontaktronów zależna jest również w dużej mierze od przebiegu ich rozwierania. Zwiększenie trwałości styczek /zmniejszenie zjawiska erozji elektrotermicznej/ uzyskać można między innymi przez zastosowanie odpowiednich układów gasikowych. Układ taki dołączony jest zwykle jako bocznik do odbiornika lub bezpośrednio do chronionego sestyku.

Na ogół przy rozwieraniu obwodu najbardziej niepożądaną jest istnienie napięcia na sestyku wówczas, gdy szczelina jest bardzo mała. Ma to miejsce w czasie występowania drgań swobodnych, podczas których następuje

okresowe sblizanie się stycek. Napięcie przebicia dla danego materiału stykowego i gazu wypełniającego kontaktron zależy bowiem od iloczynu ciśnienia tego gazu i długości szczeliny, co przedstawia się zwykle w postaci krzywej Paschena. Na podstawie badań [12] najkorzystniej pracuje gasik RC, ponieważ w początkowej chwili rozwierania zestyku napięcie na nim jest znacznie mniejsze, niż przy innych gasikach. W technice kontaktronowej parametry gasika RC powinno się dobierać tak, aby występujące na rozwieranym zestyku napięcie w każdym przypadku /tzn. również w czasie okresowego zmniejszania szczeliny wskutek drgań swobodnych/ było mniejsze niż napięcie zapłonu, w przeciwnym razie może dojść do wielokrotnych wyładowań, obniżających trwałość kontaktronu. W odniesieniu do kontaktronów próżniowych /np. ZP3/ mogących pracować w obwodach wysokiego napięcia występuje ponadto wpływ tego napięcia na działanie kontaktronu podczas występowania drgań swobodnych po zaniku siły magnetomotorycznej w cewce takiego przekąźnika. Na podstawie wykonanych badań [19], stwierdzono, że dla napięcia stałego o wartości 12,5 kV przyłożonego do stycek badanego kontaktronu następuje ciągłe okresowe zwieranie się stycek. Zjawisku temu towarzyszy efekt akustyczny w postaci słyszalnego brzęczenia /częstotliwość drgań około 900 Hz dla kontaktronu ZP3/. Wspomniane okresowe zwieranie się stycek wskutek występowania sił elektrostatycznych, ma wpływ na stopień erozji elektrotermicznej powodując w takich przypadkach zmniejszenie ich trwałości.

Jeżeli chodzi o trwałość kontaktronów należy jeszcze wspomnieć o wpływie gałęzi ograniczających przepięcia łączeniowe uzwojenia kontaktronu na prędkość rozwierania się stycek. Przypadek taki zachodzi wówczas, gdy przekąźnik kontaktronowy stanowi element wyjściowy przekąźnika statycznego, względnie innego przyrządu elektronicznego.

Po stwierdzeniu [21], że w takim przypadku przepięcia przekraczają wielokrotnie wartość napięcia zasilającego uzwojenie kontaktronu, zaleca się słusznie ograniczenie ich za pomocą diody równoległej przyłączonej do danego przekąźnika. Zastosowanie diody likwiduje wprawdzie skutecznie przepięcia łączeniowe uzwojenia, lecz - jak wiadomo - powoduje jednocześnie wydłużenie czasu odpadu przekąźnika, co nie zawsze jest pożądane.

Przeprowadzone doświadczenia wykazały [18], że zastosowanie diody powoduje ponadto i inne zjawisko, mianowicie zmniejszenie się prędkości rozwierania stycek. W przekąźniku zbocznikowanym diodą po przerwaniu jego wzbudzenia zostaje wytworzona wewnętrzna zanikająca siła magnetomotoryczna działająca hamująco na rozwierające się stycki. Przebieg drgań swobodnych w takim przypadku znacznie różni się od przebiegu drgań stycek przekąźnika kontaktronowego bez diody. I tak amplituda drgań stycek przekąźnika kontaktronowego zbocznikowanego diodą jest mniejsza, mniejsza jest również prędkość w fazie rozwierania się stycek. Ponieważ istotny wpływ na trwałość zestyku ma prędkość jego rozwierania, dlatego też o wspomnianym wpływie gałęzi bocznikującej uzwojenie przekąźnika kontaktronowego należy pamiętać przy projektowaniu układów elektrycznych z zastosowaniem kontaktronów.

Należy w tym miejscu zwrócić uwagę na pewien czynnik wyzykający się czasami spod kontroli projektanta układów przekąźnikowych - są nimi pojem-

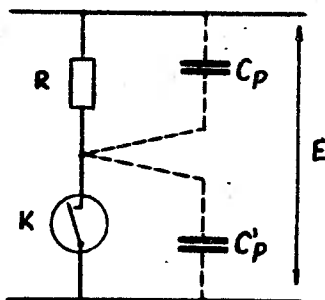
ności montażowe.

Prąd ładowania kondensatora jak wiadomo określony jest zależnością :

$$i = \frac{E}{R} e^{-\frac{t}{RC}} \quad (5)$$

Z zależności tej wynika, że szczytowa wartość natężenia prądu w chwili $t = 0$ nie zależy od wielkości pojemności C kondensatora, lecz tylko od SEM oraz rezystancji R .

Jest faktem, że pojemności montażowe są w skali układów przekaźnikowych bardzo niewielkie, ale jak wykazano wyżej, ma to tylko wpływ na czas trwania przetężenia, a nie na jego wartość. Sytuację ilustruje rys.4.



Rys.4 Schemat pasożytniczych pojemności montażowych

W momencie załączania zestyku pojemność pasożytnicza C_p będzie ładowana, natomiast pojemność pasożytnicza C'_p będzie rozładowana.

Rezystancja kontaktromu w momencie zamykania /i po zamknięciu/ zestyku jest stosunkowo mała, tak że jej rola jako ogranicznika prądu ładowania pojemności pasożytniczej jest bardzo niemała.

Z przeprowadzonych rozważań wynika, że zagadnienie jest bardzo kłopotliwe, gdyż tylko w rzadkich przypadkach da się zastosować odpowiednie rezystory ograniczające prąd ładowania pojemności montażowych.

Ostatecznie projektując, względnie konstruując układ należy dążyć do maksymalnego ograniczenia pojemności montażowych, gdyż prowadzi to do ograniczenia czasu trwania niekorzystnych sjawisk.

5. WNIOSKI

Z przedstawionych zagadnień można sformułować ogólne kryteria doboru kontaktromów pracujących z podzespołami w fasie włączania i wyłączania.

I tak maksymalny prąd załączania kontaktromu /parametr określony przez wytwórcę/ powinien być większy, a co najmniej równy maksymalnej, chwilowej

wartości natężenia prądu jaka może wystąpić podczas pracy podzespołu /bez względu na czas jej trwania/.

Przedstawione kryterium jest bardzo niekorzystne dla podzespołów, które charakteryzują się dużymi przetężeniami w momencie załączania, jednakże gwarantuje poprawną pracę kontaktronu. Zastosowanie tego kryterium w odniesieniu do wielu podzespołów automatyki, sterowania, blokady i sygnalizacji nie powinno sprawiać specjalnego kłopotu. Należy każdorazowo przeanalizować jaki może mieć wpływ obwód elektryczny na przełącznik kontaktronowy, uwzględniając przy tym w szczególności drgania mechaniczne stycek.

W związku z tym należy stosować kontaktrony charakteryzujące się minimalnym zbliżeniem stycek zarówno podczas drgań swobodnych jak i pod wpływem siły magnetomotorycznej mniejszej od czułości zadziałania kontaktronu. Ponadto należy stosować kontaktrony charakteryzujące się małą stałą czasową tłumienia drgań swobodnych. Wspomniane parametry drgań nie są niestety podawane w katalogach.

W układach elektronicznych, w których przełącznik kontaktronowy stanowi element wyjściowy/wykonawczy/, w przypadku dużej liczby działań należy się liczyć ze znacznym obniżeniem jego trwałości w przypadku, gdy uzwojenie przełącznika kontaktronowego zbocznikowane jest diodą tłumiącą przepięcia łączeniowe uzwojenia tego przełącznika.

Należy zwrócić również uwagę na fakt, że w przypadku prądu przemienionego zachodzi potrzeba uwzględniania mnożnika $\sqrt{2}$. Taki dobór kontaktronu przy uwzględnieniu wyżej przedstawionych zjawisk gwarantuje niezawodność łączenia i przewodzenia zestyku w odpowiednio długim okresie czasu /wyznaczonym z rzeczywistej ilości łączeń oraz żywotności kontaktronu/.

LITERATURA

1. Peek R.L., Wagar H.N. : Switching relay design. Princeton, N.J., D. Van Nostrand Co, USA, 1955
2. Wierzba H.J. : Właściwości fizyczne i zastosowania nowoczesnych elementów przełączających. Przegląd Elektroniki, 1967, Nr 10, s.482-492
3. Bery Susheel : Consider dry reed switches for low level switching operations. Automation, USA, 1971, 18, Nr 10, s.37-41
4. Baizer D. : Einige Dimensionierungsprobleme bei Schutzrohrkontakten. Nachrichtentechn.-Elektron., 1979, 29, Nr 9, s.385-386
5. Katalog : E.Schrack Elektrizitäts - A.G., Reedschalter, Wien, 1980
6. Katalog : Potter-Brumfield, Dry Reed Relays, Wien, 1980
7. Polska Norma PN-75/E-88500 „Przełączniki energoelektryczne” - Ogólne wymagania i badania
8. Polska Norma PN-75/E-88507 „Przełączniki pośredniczące i czasowe do automatyki przemysłowej” - Wymagania i badania
9. Polska Norma PN-75/T-04400 „Elementy stykowe urządzeń elektronicznych - Kontaktrony - Metody badań elektrycznych”
10. Jenkins R.O. : Contact bounce in dry reed relays. Proc. IEE, 1967, Nr 11, s.1617-1622
11. Niewiński Z., Szczepański St. : Zabezpieczenie styku kontaktronu przed

uszkodzeniem od zuku elektrycznego. Patent wynalazony nr 163225

12. Miłkowska M. : Zestyki elektryczne w telekomunikacji. WNT Warszawa, 1970
13. Kryński J. : Elektryczne aparaty rozdzielcze. PWN Łódź, 1964
14. Dzierżbicki St. : Wyłączniki wysokonapięciowe. PWT Warszawa, 1955
15. Kaczmarek J., Wierśba H. : Zjawiska ograniczające zakres maksymalnych obciążeń prądowych kontaktorów. Kontaktornika 80-A s.22-35
16. Lenartowski A. : Analiza własności żarówki jako elementu sterowanego kontaktorem. Praca magisterska pod kierunkiem dr inż. E.Smeidrowskiego, 1977
17. Miedziński B, Okraszewski Z. : Kontaktorny jako elementy wykonawcze w automatyce elektroenergetycznej. Kontaktornika 80-B, s.80-81
18. Smeidrowski E. : Analiza drgań stysepek kontaktorów i ich wpływu na działanie elektroenergetycznych przełączników kontaktorowych. Praca doktorska, Warszawa 1975
19. Smeidrowski E. : Metoda pomiaru i analiza wpływu sił elektrostatycznych na działanie kontaktorów próżniowych. Kontaktornika 78-A, s.185-191
20. Bechert L., Rau K.L. : Die Kenngrößen induktiver Lastkreise für die Bestimmung der Lebensdauer von Kontakten. Arch. Elektr. Übertr. 1964, Nr 1, s.60-66
21. Fiedorow K. : Pieronapriadeniaja pri bezdugowom otkljuczenii induktiwnych cepiej postojannowo teka w sistemach relejnoj zasszcity i awtomatiki. Elektrieseskije Stanci. 1973, Nr 2, s.71-75

SOME PHENOMENA APPEARING DURING CONNECTING CONTACTS OF
SOME PHENOMENA APPEARING DURING CONNECTING CONTACTS OF REED RELAYS

Summary

Basing on the research the author presents in this paper characteristic phenomena appearing during opening and closing the contact of reed relays.

Some additional requirements, which up till now have not been taken into account in catalogues, are given for the purpose of increasing reed relays reliability.

ВЛИЯНИЕ НЕКОТОРЫХ ЯВЛЕНИЙ НА СОЕДИНИТЕЛЬНУЮ СПОСОБНОСТЬ ТЕРМОКОНТАКТОВ РЕЛЕ

Резюме

На основе проведенных исследований обращено внимание на характерные явления вступавшие в процессе замыкания и обрщания контактов термореле. Представленные дополнительные требования на упомянуты в каталогах с целью увеличения надёжности действия термореле в широком их применении.

Marian Żenkiewicz

ANALIZA PORÓWNAWCZA PEWNYCH TRÓJWARTOŚCIOWYCH UKŁADÓW PRZEŁĄCZAJĄCYCH

W pracy dokonano porównania wybranych parametrów kombinacyjnych układów przełączających trójwartościowych, budowanych z funkcyjnych odpowiadających różnym logikom trójwartościowym.

Przeprowadzono obliczenia statystyczne dla funkcji trójwartościowych dwóch zmiennych, określając zminimalizowaną strukturę odpowiadających tym funkcjom układów przełączających oraz wyznaczając wartości badanych parametrów.

Uzyskane rezultaty wskazują na celowość stosowania w budowie kombinacyjnych układów przełączających trójwartościowych rozszerzonego zbioru funkcyjnych podstawowych.

1. WSTĘP

Szybki wzrost wymagań jakie stawiają układom sterowania i regulacji nowoczesne maszyny, urządzenia i linie technologiczne realizujące zadania opisywane przy pomocy złożonych algorytmów, zmusza projektantów i konstruktorów do poszukiwania nowych rozwiązań z dziedziny automatyki przemysłowej. Duży postęp jaki nastąpił w ostatnim dwudziestolecu w technologii wytwarzania funkcyjnych elektronicznych, pneumatycznych i hydraulicznych, stanowiących podstawowe elementy kombinacyjnych i sekwencyjnych układów przełączających, umożliwia praktyczną realizację układów przełączających wielowartościowych [8]. Dotychczas poza tradycyjnymi układami dwuwartościowymi /boolowskimi/ najlepsze rezultaty praktyczne osiągnięto w grupie układów działających w oparciu o logikę trójwartościową. Możliwości zastosowań tych układów przedstawiono w [5,8,12,14,15].

Zastosowanie kombinacyjnych układów przełączających trójwartościowych /KUPT/ w urządzeniach przemysłowych powoduje ograniczenie liczby zewnętrznych torów transmisji sygnałów i połączeń, liczby połączeń wewnętrznych, liczby elementów funkcjonalnych układu oraz liczby zewnętrznych elementów wykonawczych. W skrajnym przypadku zmniejszenie każdej z wymienionych wyżej wielkości sięgać może do 37 % w stosunku do układów dwuwartościowych [14]. Ponieważ w warunkach eksploatacji przemysłowej w tych właśnie fragmentach układów można zaobserwować największą intensywność występowania uszkodzeń, zastosowanie KUPT pozwala na zwiększenie wzrostu niezawodności pracy urządzeń przemysłowych.

W celu uzyskania maksymalnych korzyści wynikających z zastosowania KUPT, niezbędnym jest określenie zbioru funkcyjnych podstawowych służących do budowy KUPT. Zbiór ten musi spełniać zasadniczy warunek umożliwiający pracę KUPT według wymaganego algorytmu, tzn. zbiór ten musi być zbiorem funkcyjnych funkcjonalnie pełnym. Jednak spełnienie tego warunku w minimal-

nym zakresie, czyli określenie zbioru funkcyj funkcjonalnie pełnego, którego każdy podzbiór właściwy nie jest już zbiorem funkcjonalnie pełnym, w praktyce ogranicza możliwości pełnego wykorzystania zalet KUPŁ. Dlatego istotnym problemem jest wybór optymalnego zbioru funkcyj podstawowych, przeznaczonych do budowy KUPŁ. Problem ten nie jest dotychczas rozwiązany. Jedną z metod jakie można stosować przy rozwiązywaniu tego zagadnienia jest analiza porównawcza wybranych cech KUPŁ realizowanych w oparciu o różne zbiory funkcyj.

W pracy przedstawiono analizę porównawczą KUPŁ budowanych z funkcyj odpowiadających operatorom logik Rossera-Turquett'a [10], Rosenfelda [9] oraz Allena i Givone'a [1]. Analizą objęte zostały następujące cechy mieralne KUPŁ: liczba funkcyj sumy i iloczynów /FM/, liczba funkcyj jednoweściowych typu v_1/x /FV/, liczba wejść na funkcyj sumy i iloczynów /WM/, liczba połączeń pomiędzy funkcyjami /P/, koszt względny elementów układu /K/. Koszt względny elementów układu określony został dla KUPŁ, które charakteryzują się minimalnymi wartościami liczb FM, FV, WM i P.

Rozważania przeprowadzono w oparciu o fragmenty teorii prawdopodobieństwa i analizy statystycznej. Wybór tej metody i ograniczenie obliczeń do przypadku KUPŁ zawierających dwie zmienne wynikało z praktycznych możliwości dokonywania obliczeń przy pomocy maszyny cyfrowej.

2. WYBÓR FUNKCYÓW

Analiza przeprowadzona została dla dwóch zbiorów funkcyj V_1 i V_2 . Zbiory te oraz ich elementy spełniają ważne ze względu na zasady budowy KUPŁ warunki:

1. Formalny opis KUPŁ jest izomorficzny z jego strukturą, tzn. operatorom poszczególnych logik używanych do zapisu funkcyj trójwartościowej odpowiadają w sposób wzajemnie jednoznaczny funkcyj należące do zbiorów V_1 i V_2 .
2. Zbiory V_1 i V_2 są zbiorami funkcjonalnie pełnymi. Zbiory te nie są minimalnymi zbiorami funkcjonalnie pełnymi. Ze względu na warunek 1 w dalszej części pracy pojęcie „operator” będzie utożsamiane z pojęciem „funkcyj”.

Dobór elementów zbiorów V_1 i V_2 dokonany został ze względu na:

- a/ własności wymienione w punktach 1 i 2, które umożliwiają budowę dowolnych KUPŁ w oparciu o te elementy,
- b/ możliwości prostej realizacji funkcyj przy pomocy podstawowych elementów stosowanych w elektronice [2,12] /rezystory, diody, tranzystory/,
- c/ celowość dokonania analizy cech KUPŁ budowanych przy zastosowaniu rozszerzonego w stosunku do V_1 zbioru funkcyj V_2 . Wnioski dotyczące zbioru V_2 a w szczególności zastosowania funkcyj v_5/x przedstawione w [1] posiadają charakter zbyt ogólny, dotyczą układów logicznych wielowartościowych i nie są poparte żadnymi obliczeniami.

Definicja zbioru V_1

$$V_1 = \{0, 1, 2, \text{Max}/x, y/, \text{Min}/x, y/, v_0/x/, v_1/x/, v_2/x/\} \quad (1)$$

Poszczególne elementy zbioru V_1 definiowane są następująco :

a. Elementy 0, 1, 2 /tzw. stałe logiczne/ odpowiadają kolejnym wartościom fizycznym, jakie przyjmują zmiennne x, y w KUPT.

b. Suma dwóch zmiennych :

$$\text{Max } /x, y/ = x + y = \begin{cases} x & \text{dla } y \leq x \\ y & \text{dla } x < y \end{cases} \quad (2)$$

c. Iloczyn dwóch zmiennych :

$$\text{Min } /x, y/ = x \cdot y = \begin{cases} x & \text{dla } x \leq y \\ y & \text{dla } y < x \end{cases} \quad (3)$$

d. Funktory jednej zmiennej :

$$v_1/x/ = \begin{cases} 2 & \text{dla } x = 1 \\ 0 & \text{dla } x \neq 1 \end{cases} \quad i = 0, 1, 2 \quad (4)$$

Definicja zbioru V_2

$$V_2 = V_1 \cup \{v_3/x/, v_4/x/, v_5/x/\} \quad (5)$$

gdzie :

$$v_3/x/ = \begin{cases} 0 & \text{dla } x = 2 \\ 2 & \text{dla } x \neq 2 \end{cases} \quad (6)$$

$$v_4/x/ = \begin{cases} 0 & \text{dla } x = 0 \\ 2 & \text{dla } x \neq 0 \end{cases} \quad (7)$$

$$v_5/x/ = \begin{cases} 0 & \text{dla } x = 1 \\ 2 & \text{dla } x \neq 1 \end{cases} \quad (8)$$

Funktory zbioru V_1 zdefiniowane zostały przez Rossera i Turquette'a [10], funktory $v_3/x/$ i $v_4/x/$ zdefiniowane zostały przez Rosenfelda [9] natomiast funktor $v_5/x/$ określony został przez Allena i Givone'a [1]. Z (1) i (5) wynika, że zbiór V_1 jest podzbiorem właściwym zbioru V_2 . Pomiędzy elementami zbiorów V_1 i V_2 zachodzą następujące istotne związki :

$$v_3/x/ = \text{Max } /v_0/x/, v_1/x// \quad (9)$$

$$v_4/x/ = \text{Max } /v_1/x/, v_2/x// \quad (10)$$

$$v_5/x/ = \text{Max } /v_0/x/, v_2/x// \quad (11)$$

Korzystając z zależności (9), (10) i (11) można dla dowolnej funkcji trójwartościowej budować niezależnie z elementów zbioru V_1 lub zbioru V_2 równoważne sobie KUPT.

Proces syntezy i minimalizacji KUPT jest analogiczny dla obu przypadków.

3. POSTAĆ FUNKCJI I STRUKTURA UKŁADU

Niech :

$$E = \{0, 1, 2\} \quad (12)$$

będzie zbiorem wartości logicznych logiki trójwartościowej. Funkcją trójwartościową n zmiennych $f /X/$ nazywamy odwzorowanie :

$$f : E^n \rightarrow E \quad (13)$$

gdzie : E^n - n-ta potęga kartesjańska zbioru E

X - zmienna ogólna, $X = /x_1, x_2, \dots, x_n/$

Zgodnie z [6] każda funkcja trójwartościowa może być przedstawiona w tzw. alternatywno-koniunkcyjnej postaci kanonicznej :

$$f/X/ = \sum_{a \in E^n} f/a/ \cdot v_{a_1}/x_1/ \cdot v_{a_2}/x_2/ \cdot \dots \cdot v_{a_n}/x_n/ \quad (14)$$

gdzie : symbol \sum oznacza wieloargumentowe działanie zdefiniowane według zależności (2) a sumowanie dokonywane jest po wszystkich elementach zbioru E^n

symbol "·" oznacza działanie zdefiniowane według zależności (3) element $a = /a_1, a_2, \dots, a_n/ \in E^n$; oraz $a_i \in E$ dla $1 \leq i \leq n$

Zależność (14) można przedstawić w postaci

$$f/X/ = A/X/ + B/X/ \quad (15)$$

$$\text{gdzie : } A/X/ = \begin{cases} \sum_{a \in E^n} v_{a_1}/x_1/ \cdot \dots \cdot v_{a_n}/x_n/ & ; \text{ dla } f/a/ = 2 \\ 0 & ; \text{ dla } f/a/ \neq 2 \end{cases} \quad (16)$$

$$B/X/ = \begin{cases} 1 \cdot \sum_{a \in S} v_{a_1}/x_1/ \cdot \dots \cdot v_{a_n}/x_n/ & ; \text{ dla } f/a/ = 1 \\ 0 & ; \text{ dla } f/a/ \neq 1 \end{cases} \quad (17)$$

Z zależności (14)-(17) wynika, że postać zapisu funkcji trójwartościowej, a tym samym struktura KUPT są wyraźnie uzależnione od liczby zestawów wartości argumentów $a = /a_1, a_2, \dots, a_n/$ takich, że $f/a/ \neq 0$.

KUPT budowane z funkcyj zbioru V_1 z wykorzystaniem przedstawionych wyżej zależności mają strukturę trójpoziomową. Pierwszy poziom stanowią funkcje jednoargumentowe $v_i/x_i/$, natomiast pozostałe dwa poziomy stanowią wieloargumentowe funkcje „iloczynu” i „sumy”. Minimalizacja funkcji może prowadzić do uzyskania struktur nie posiadających w pełnym zakresie niektórych poziomów.

4. METODA I ZAKRES ANALIZY

Znane autorowi wnioski dotyczące oceny KUPT budowanych z różnych funkcyj [2,4,5] oraz wnioski dotyczące oceny kombinacyjnych układów przełączających wielowartościowych [8] formułowane są ogólnikowo. Brak jest jednoznacznie określonych kryteriów oceny, a przedstawiona w [1] analiza kosztów układów wielowartościowych nie wykracza poza określenie niektórych składników tych kosztów.

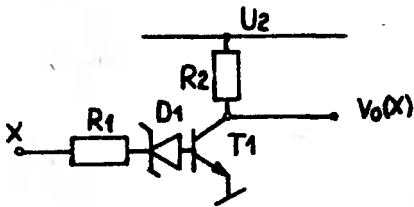
Dlatego w niniejszej pracy podjęta została próba dokonania analizy porównawczej KUPT dwóch zmiennych budowanych z elementów elektronicznych przy pomocy funkcyj tworzących zbioru V_1 i V_2 .

Schematy tych funkcyj przedstawione są na rys.1. Funkcje sumy i iloczynu realizowane są techniką diodową, funkcje jednoargumentowe $v_i/x_i/$ realizowane są techniką RTL. Poziomy napięcie dla poszczególnych sygnałów odpowiadających wartościom logicznym „0”, „1” i „2” wynoszą odpowiednio: 0 - 1,1 V, 4 - 6,5 V, 9,5 - 12 V. Oczywiście jest, że funkcje te są w obu systemach V_1 i V_2 kompatybilne.

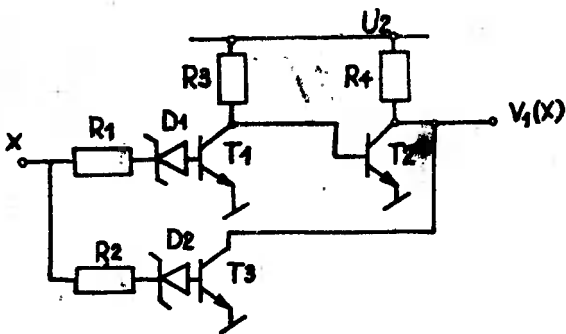
Analiza oparta jest na następujących założeniach:

1. Ponieważ liczba KUPT dwóch zmiennych /populacja generalna/ wynosi $N = 19683$, więc dla oceny cech mierzalnych tych układów można zastosować metody statystyki matematycznej.
2. W celu ustalenia metody wyboru próby z populacji generalnej wykorzystano elementy teorii reprezentacji [13], która umożliwia analizę własności pewnych schematów losowania. Z metod proponowanych przez tę teorię wybrano schemat losowania warstwowego jako adekwatny w stosunku do własności badanej populacji generalnej /populacja zawierająca skończoną liczbę elementów, możliwość podziału populacji na warstwy rozłączne według cech mierzalnych badanych elementów. Uwzględniając wnioski wynikające ze wzorów (15)-(17) zastosowano podział populacji generalnej na dziesięć warstw $W_0 - W_9$

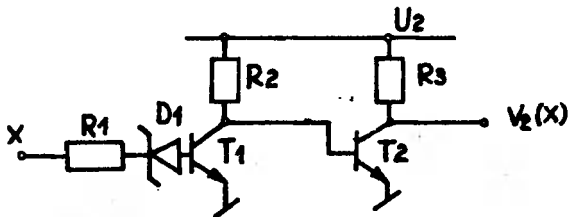
a)



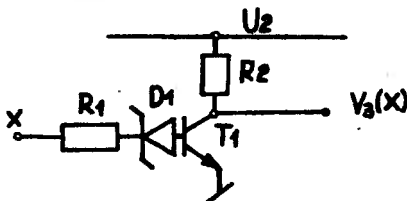
b)



c)

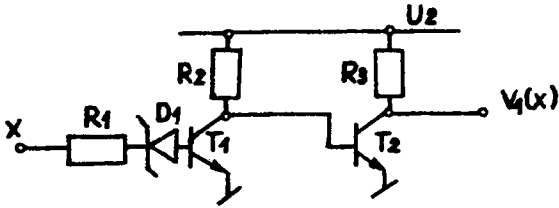


d)

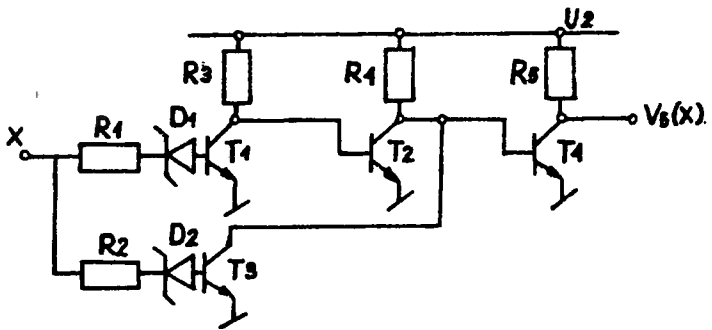


Rys. 1 a, b, c, d Schematy funkcyj wchodzących w skład zbiorów V_1 i V_2

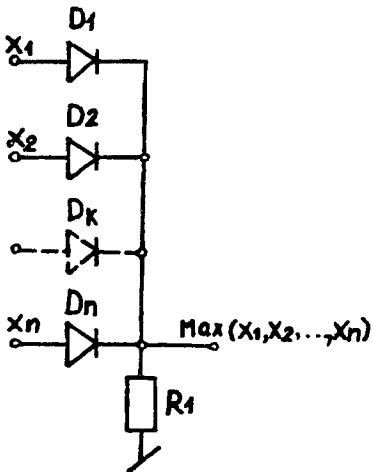
e)



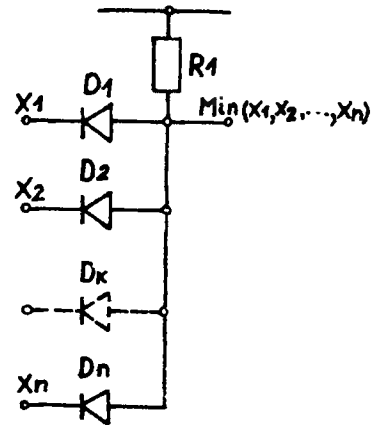
f)



g)



h)



Rys.1 e, f, g, h Schematy funkcjów wchodzących w skład zbiorów V_1 i V_2

według zależności :

$$x/x \in W_1 \Leftrightarrow |x/x| = 1 \quad /i = 0, 1, \dots, 9/ \quad (18)$$

gdzie symbol $|x/x|$ oznacza liczbę zestawów wartości argumentów, dla których $x/x = 0$.

Podobne zasady podziału stosowane są w przypadku analizy binarnych układów przełączających /np.[3]/. Liczność poszczególnych warstw $L/W_1/$ określona jest przy pomocy wzoru :

$$L/W_1/ = \binom{9}{1} \cdot 2^{9-1} \quad (19)$$

Liczność poszczególnych warstw przedstawiono w tabeli 1, z której wynika, że podstawowe znaczenie dla wyników analizy posiadają warstwy W_1-W_5 , natomiast warstwy W_8 i W_9 nie posiadają praktycz - nie żadnego znaczenia.

3. Liczność próby n_1 dla danej warstwy W_1 ustalona została na podstawie wzoru [13] :

$$n_1 = \frac{L/W_1/}{1 + \frac{L/W_1/ \cdot d^2}{4 \cdot S^2}} + 1 \quad (20)$$

gdzie : d - maksymalny dopuszczalny błąd występujący przy szacowaniu cechy badanej

S^2 - wariancja szacowana indywidualnie w poszczególnych warstwach na podstawie zależności :

$$S^2 \approx \frac{Y_{\max} - Y_{\min}}{4} \quad (21)$$

gdzie : Y_{\max} i Y_{\min} są odpowiednio największą i najmniejszą wartością badanej cechy. Jako cechę badaną przyjęto łączną liczbę funk - torów sumy, iloczynu i funk - torów $v_1/x/$ określonych zależnościami (4), (6), (7) i (8).

Liczbę funk - torów dla każdej warstwy szacowano na podstawie zależ - ności (14). Przyjęto, że maksymalny dopuszczalny błąd występujący przy szacowaniu cechy badanej wynosi : $d = 1$, co wynika z postaci funkcji trójwartościowej. Liczność prób z poszczególnych warstw przedstawiono w tabeli 1. Ze względu na duży rozrzut szacowanych parametrów w kolejnych warstwach /różne wartości wariancji w róż - nych warstwach/ procentowy udział prób w poszczególnych warstwach jest różny.

4. Wyboru próby z danej warstwy dokonano w oparciu o tablicę liczb pseudolosowych [7]. Ze względu na małe licznosci prób analiza pe - pulacji generalnej przeprowadzona została w oparciu o statystykę t-Studenta. W obliczeniach przyjęto współczynnik ufności = 0,95.

Tabela 1

Zestawienie licznosci poszczególnych warstw L/W_1 / populacji generalnej N , oraz licznosci prób n_i reprezentujących daną warstwę W_1

i	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
L/W_1	512	2304	4608	5376	4032	2016	672	144	18	1
$\frac{L/W_1}{N} \cdot 100 \%$	2,601	11,705	23,411	27,313	20,485	10,242	3,414	0,732	0,009	$\sim 5 \cdot 10^{-5}$
n_i	50	50	50	43	37	31	26	11	18	1

5. Po dokonaniu wyboru z danej warstwy wszystkie wybrane funkcje zostały poddane indywidualnie procesowi minimalizacji. Proces ten przeprowadzono stosując metodę implikantów prostych [11] według specjalnie dla celów niniejszej pracy opracowanego programu komputerowego [16].
6. Określenie wartości wybranych parametrów charakteryzujących KUPT dokonane zostało w sposób następujący :
 - a. Określenie zbioru wszystkich postaci danej funkcji, dla których liczba funkcyj sumy i iloczynów jest najmniejsza /ta sama dla wszystkich postaci/. Nie wprowadzono tutaj ograniczeń liczby wejść na poszczególne funktry.
 - b. Wybór ze zbioru określonego w punkcie „a” zbioru wszystkich postaci funkcji posiadających najmniejszą liczbę różnych funkcyj v_1/x .
 - c. Wybór ze zbioru określonego w punkcie „b” zbioru wszystkich postaci badanej funkcji, w których liczba wejść na funktry sumy i iloczynu jest najmniejsza.
 - d. Wybór ze zbioru określonego w punkcie „c” zbioru wszystkich postaci badanej funkcji, dla której liczba połączeń związanych bezpośrednio z torami przepływu sygnałów występujących w KUPT jest najmniejsza.
 - e. Wybór ze zbioru określonego w punkcie „d” takiej postaci funkcji, dla której koszt względny elementów zastosowanych do budowy KUPT jest najmniejszy. Jako jednostkę podstawową przyjęto koszt według cen 1982 roku elementów funkcyj v_1/x przedstawionego na rys.1 b, tzn. koszt czterech rezystorów, dwóch diod Zenera i trzech tranzystorów. Pominięto dla wszystkich funkcyj koszt ich wykonania, gdyż parametr ten uzależniony jest od konkretnych warunków produkcyjnych i aktualnie brak jest na ten temat danych.
7. Procedura określona w punkcie 6 powtarzana była dla każdego elementu próbki /funkcji/ oddzielnie. Ostateczne określenie wartości wybranych parametrów w kolejnych warstwach zostało dokonane poprzez obliczenia średnich wartości statystycznych w zakresie poszczególnych próbek [16].

W części programu [16], dotyczącej minimalizacji funkcji trójwartościowej uwzględniono możliwość uzyskania postaci funkcji prostszej niż wynika to z zależności (14) lub (15 - 17). Postać ta może być uzyskana w przypadkach, kiedy w formule będącej zapisem funkcji istnieją również iloczyny zawierające zmienną x_1 , a nie tylko funktry v_1/x_j .

W praktyce pozwala to uzyskać KUPT, w którym pewna liczba zmiennych /w poszczególnych przypadkach wszystkie/ doprowadzonych jest bezpośrednio na wyższy poziom struktury, tj. do funkcyj iloczynu lub sumy.

Wyniki obliczeń wykonanych przy pomocy maszyny cyfrowej według sformułowanych wyżej zasad przedstawione zostały w tabeli 2 oraz na rys.2. Obliczenia te przeprowadzone były w przypadku każdej funkcji oddzielnie dla zbiorów V_1 i V_2 .

Ze względów praktycznych najbardziej istotne są rezultaty uzyskane dla

Tabela 2

Wstawienie wartości poszczególnych parametrów w kolejnych warstwach. Dla danego parametru w górnym wierszu tabeli podane są wartości dla siewu V_1 , a w dolnym wierszu dla siewu V_2

Oznaczenia parametrów: FM - liczba funktorów sumy i iloczynów

FV - liczba funktorów typu V_1/Z_1

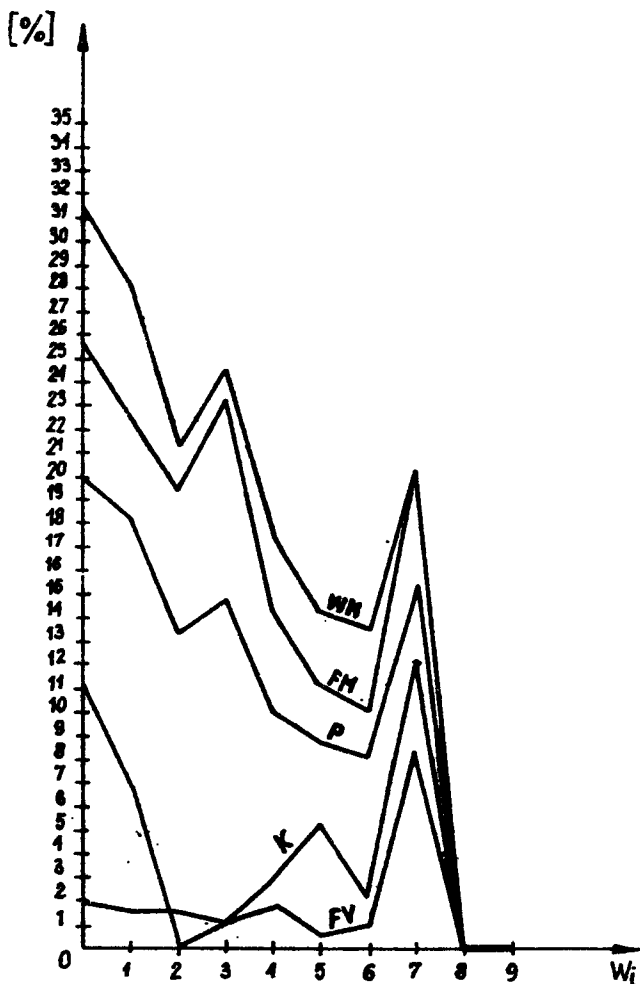
VM - liczba wejść na funktory sumy i iloczynów

P - liczba połączeń pomiędzy funktorami

K - koszt wglądny elementów układu

Rodzaj parametru	Numer warstwy									
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
FM	3,52	5,18	5,38	5,53	4,57	4,19	3,78	2,64	1,00	0
	2,62	4,02	4,32	4,35	3,92	3,71	3,38	2,10	1,00	0
FV	3,08	3,74	4,38	4,65	4,38	4,12	4,00	3,18	2,00	0
	3,02	3,68	4,31	4,60	4,30	4,10	3,96	2,91	2,00	0
VM	9,38	13,12	13,80	14,65	11,76	10,48	9,38	6,27	2,50	0
	6,44	9,44	10,86	11,05	9,68	9,00	8,11	5,00	2,50	0
P	19,06	25,78	28,04	29,49	25,08	22,93	21,15	15,27	7,50	0
	15,25	21,06	24,30	25,15	22,40	20,90	19,42	12,91	7,50	0
K	7,47	9,08	10,22	10,94	9,80	8,97	8,48	6,73	3,82	0
	6,64	8,45	10,21	10,82	9,53	8,49	8,30	5,91	3,82	0

warstw $W_1 - W_5$, które stanowią około 93,2 % populacji generalnej.



Rys.2 Procentowe różnice w wartościach cech miarzalnych KEPT budowanych w oparciu o zbiory funkterów V_1 i V_2 . Oznaczenia literowe krzywych są zgodne z oznaczeniami w tabeli 2

5. WNIOSKI

Na podstawie analizy przeprowadzonej w niniejszej pracy oraz wykonanych przy pomocy maszyny cyfrowej obliczeń można sformułować następujące wnioski :

1. Opracowana wyżej metoda określania wartości poszczególnych para-

metrów charakteryzujących KUPF, wyznaczająca zstępujący ciąg zbiorów postaci danej funkcji, pozwala uzyskać na każdym etapie funkcję posiadającą postać minimalną w sensie kryterium obowiązującego dla danego etapu. Dlatego metoda ta umożliwia niezależne porównanie poszczególnych cech KUPF.

2. Rozszerzenie podstawowego zbioru funkcyj V_1 do zbioru V_2 pozwala uzyskać KUPF, w którym istotnemu zmniejszeniu ulegają: liczba funkcyj $\text{Max}/x,y/$ i $\text{Min}/x,y/$ w granicach 10-23 %, liczba wejść na funkcyj $\text{Max}/x,y/$ i $\text{Min}/x,y/$ w granicach 14-28 % oraz liczba połączeń wewnętrznych występujących w układzie w granicach 8-18 %. Natomiast obniżenie liczby funkcyj jednej zmiennej i kosztu KUPF jest nieznaczne i nie może być traktowane jako czynnik istotny przy ogólnej ocenie KUPF /rys.2/.
3. Ze względu na wymagania eksploatacyjne, a szczególnie problemy niezawodności, testowania oraz lokalizacji uszkodzeń rozszerzenie zbioru V_1 do zbioru V_2 należy uznać jako zasadne. Szczególnie istotne jest to dla funkcyj budowanych z elementów pneumatycznych i hydraulicznych, gdzie zmniejszenie liczby połączeń występujących w KUPF jest bardzo korzystne.

Ze względu na przyjętą metodę oceny i licznosc badanych próbek przedstawione wyżej wnioski mają charakter probabilistyczny. Zakres badań ograniczony do funkcji dwóch zmiennych dotyczył jedynie najprostszycch układów spotykanych w praktyce przemysłowej. Pomimo tych ograniczeń uzyskane rezultaty dowodzą celowości uwzględniania przedstawionych wyżej problemów podczas projektowania i konstrukcji KUPF oraz stanowić mogą podstawę dla wyboru metod i kierunków dalszych badań w zakresie oceny wielowartościowych układów przełączających.

LITERATURA

1. Allen C.M., Givone D.D. : The Allen - Givone implementation oriented algebra, w 8
2. Estemle D., Israel M. : Implementation of ternary circuits with binary integrated circuits, IEEE Trans.on Comp.Nr 12, 1977
3. Kellerman E. : A formula for logical network cost. IEEE Trans on Comp. Nr 9, 1968
4. Mouftah H.T., Jordan I.B. : Integrated circuits for ternary logic.Proc. 1974. 1974 Intern.Symp.on Multiplevalued Logic, Morgantown W.Va.1974
5. Mouftah H.T., Jordan I.B. : Design of ternary COS/MOS memory and sequential circuits, IEEE Trans. on Comp. Nr 3, 1977
6. Muhlendorf E. : Ternare Schaltungsgebra, Arch.Electr. Band 12, Heft 3, 1958
7. Muller P.H., Neumann P., Storm R. : Tafeln der mathematischen Statistik, VEB Fachbuchverlag Leipzig 1973
8. Rine D.C. /editor/ : Computer science and multiplevalued logic. Theory and applications, NHPC, Amsterdam-New York-Oxford 1977
9. Rosenfeld G., Yoeli M. : Logical design of ternary switching circuit, IEEE Trans. on El.Comp. vol. EC-14, february 1965

10. Rosser J.B., Turquette A.R. : Many valued logic, NHO, Amsterdam 1952
11. Smith W.R. : III Minimization of multivalued functions, w 8
12. Thelliez S. : Introduction to the study of ternary switching structures, Gordon and Breach, London 1975
13. Zasepa R. : Metoda reprezentacyjna, FWE Warszawa 1972
14. Żenkiewicz M. : Zastosowanie logiki trójwartościowej w teorii i budowie dyskretnych struktur przełączających. PAK Nr 11, 1980
15. Żenkiewicz M. : Wybrane zagadnienia syntezy trójwartościowych układów logicznych. Rozprawa doktorska, Politechnika Gdańska, Gdańsk 1979
16. Zbiór programów : KLA 1, ANV3, ANV6, SPO 1 w języku FORTRAN 305, OBR „Metalohem” Toruń, 1982

COMPARATIVE ANALYSIS OF SOME THREE-VALUED SWITCHING SYSTEMS

Summary

In the paper a comparison is made of selected combinative parameters of three-valued systems constructed of functors corresponding to different three - valued logics.

Statistical computations are made for three - valued functions of two variables defining minimalized structure of switching systems corresponding to these functions and determining examined parameters values.

The obtained results indicate the purposefulness of applying an enlarged set of basic functors in the construction of combinative threevalued switching systems.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ТРЕХВАЛЕНТНЫХ ПЕРЕКЛЮЧАЮЩИХ СИСТЕМ

Резюме

В работе проведено сравнение избранных параметров сочетательных, переключающих, трехвалентных систем, построенных из функций соответствующих разным трехвалентным логикам.

Проведены статистические расчеты для трехвалентной функции двух переменных, определяя минимизационную структуру, соответствующую этим функциям переключающих систем, а также определяя значение исследованных параметров.

Полученные результаты указывают на целесообразность применения в построении сочетательных, переключающих трехвалентных систем расширенного множества основных функций.

Wiesław Zech

O MOŻLIWOŚCI UPROSZCZANIA STRUKTURY LOGICZNEJ UKŁADÓW
 ASYNCHRONICZNYCH

W pracy przedstawiany został sposób uproszczenia struktury logicznej i zmniejszenia indeksu sprzężenia swrotnego w układach asynchronicznych przy jednoczesnym SFT¹ kodowaniu stanów.

1. WSTĘP

Stosowanie metod jednoczesnego SFT kodowania stanów prowadzi do większej liczby mianowych stanów, a tym samym składowych funkcji kodującej stany niż byłoby wymagane jedynie ze względu na jednoczesność kodowania [1,2,6]. Każda dodatkowa składowa funkcja kodującej stany powoduje rozbudowę układu. Prowadzi to również do zwiększenia indeksu sprzężenia swrotnego², co ma niekorzystny wpływ na analizę pracy układu [6].

W pracy wykorzystano metodę jednoczesnego SFT kodowania, uwzględniającą zmniejszenie rzędu funkcji³ boolewskich [1,7]. W powiązaniu z powyższą metodą przedstawiony został sposób dalszego uproszczenia struktury logicznej układu. Dokonano tego poprzez reaktualizację rewersyjnego układu funkcji przejść.

2. PODSTAWOWE DEFINICJE

Definicja 1

Automatem asynchronicznym nazywamy skończony automat Mealy'ego $A_{as} = \langle S, A, B, \delta, \lambda \rangle$, dla którego spełnione są dwa poniższe warunki

$$/I/ \quad \bigwedge_{s' \in S} \bigvee_{\langle s, a \rangle \in D_f} \delta(s, a) = s'$$

$$/II/ \quad \langle s, a \rangle \in D_f \quad [(\delta(s, a), a)] = \delta(s, a) \wedge \lambda(\delta(s, a), a) = \lambda(s, a)$$

Przy czym: S jest zbiorem stanów wewnętrznych, A jest zbiorem symboli wejściowych, B jest zbiorem symboli wyjściowych oraz $D_f \subset S \times A$ jest dziedziną określoności funkcji przejść.

1 - Single Transition Time

2 - Definicja 6

3 - Definicje 10 i 11

Definicja 2

Binarnym automatem asynchronicznym nazywamy automat asynchroniczny $E = \langle Q, U, V, \delta, \lambda \rangle$ taki, że $Q \subset \{0,1\}^P$, $U \subset \{0,1\}^M$, $V \subset \{0,1\}^N$, gdzie $\{0,1\}^P$, $\{0,1\}^M$, $\{0,1\}^N$ potęgami kartezjańskimi zbioru $\{0,1\}$ oraz δ i λ są funkcjami odp. przejść i wyjść zdefiniowanymi jak wyżej.

Definicja 3

Jeśli $A_{as} = \langle S, A, B, \delta, \lambda \rangle$ jest pewnym automatem asynchronicznym to automat binarny $E = \langle Q, U, V, \delta, \lambda \rangle$ taki, że E jest izomorficzny z A_{as} nazywamy zakodowanym automatem A_{as} i oznaczamy $Kod/A_{as}/$. Automaty A_{as} i E są izomorficzne jeśli istnieją bijekcje: $h_1: A \rightarrow U$, $h_2: S \rightarrow Q$, $h_3: B \rightarrow V$ spełniające następujący diagram

$$\begin{array}{ccccc} A & \xleftarrow{\delta} & S \times A & \xrightarrow{\lambda} & B \\ h_1 \downarrow & = & \downarrow h_2 \times h_1 = & \downarrow & h_3 \\ U & \xleftarrow{\delta} & X \times U & \xrightarrow{\lambda} & V \end{array}$$

Definicja 4

Niech $E = \langle Q, U, V, \delta, \lambda \rangle$ będzie binarnym automatem asynchronicznym. Mówimy, że wektorowa funkcja boolowska

$$f = (f_1, f_2, \dots, f_p) : \{0,1\}^P \times \{0,1\}^M \rightarrow \{0,1\}^P$$

jest rozszerzeniem boolowskim funkcji przejść δ automatu E , jeśli $f|_{D_f} = \delta$. W analogiczny sposób określamy rozszerzenie boolowskie funkcji wyjść

$$g = (g_1, g_2, \dots, g_n) : \{0,1\}^P \times \{0,1\}^M \rightarrow \{0,1\}^N$$

Definicja 5

Układem asynchronicznym $UA/A_{as}/$ realizującym asynchroniczny automat $A_{as} = \langle S, A, B, \delta, \lambda \rangle$ nazywac będziemy system opisywany za pomocą dwu następujących funkcji boolowskich

$$f = (f_1, f_2, \dots, f_p) : \{0,1\}^P \times \{0,1\}^M \rightarrow \{0,1\}^P$$

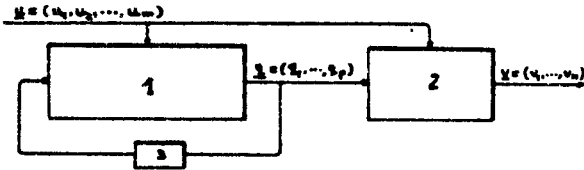
$$g = (g_1, g_2, \dots, g_n) : \{0,1\}^P \times \{0,1\}^M \rightarrow \{0,1\}^N$$

będących rozszerzeniem funkcji przejść automatu $Kod/A_{as}/$.

Ogólną strukturę układu $UA/A_{as}/$ przedstawić można za pomocą schematu blokowego pokazanego na rys.1, w którym blok pierwszy realizuje funkcję f , a drugi funkcję g , blok trzeci realizuje opóźnienie sygnałów.

Zgodnie z przedstawionymi wyżej definicjami w pracy rozważane są układy asynchroniczne należące do klasy układów Huffmana z jednokrotną zmia-

na wyjść i opisywane normalnymi tablicami przejść.



Rys.1 Blokowy model układu asynchronicznego

Definicja 6.

Indeksem sprzężenia zwrotnego nazywamy moc zbioru składowych $\{f_1, f_2, \dots, f_p\}$ rozszerzenia boolowskiego \underline{f} , a w przypadku rozkładu funkcji \underline{f} - zgodnie z diagramem (4.1) $\underline{f} = I^m \times (Y \cdot \underline{F})$ - indeksem sprzężenia zwrotnego jest moc zbioru $\{F_1, F_2, \dots, F_p\}$ składowych funkcji F .

Definicja 7

Niech $A_{as} = \langle S, A, B, \delta, \lambda \rangle$ będzie automatem asynchronicznym. Pełnym stanem tego automatu - krótko stanem nazywamy parę $\langle s, a \rangle \in D_0 \subset S \times A$.

Powyższy stan jest stabilny jeśli $\delta(s, a) = s$, lub niestabilny jeśli $\delta(s, a) \neq s$.

Niech $\langle s_1, s_j \rangle_a$ oznacza przejście automatu asynchronicznego $A_{as} = \langle S, A, B, \delta, \lambda \rangle$ ze stanu pełnego $\langle s_1, a' \rangle$ w stan pełny $\langle s_j, a \rangle$

Definicja 8

Przejścia: $\langle s_1, s_j \rangle_a$ i $\langle s_k, s_v \rangle_{a'}$ automatu A_{as} nazywamy parą przejść - oznaczaną $(\langle s_1, s_j \rangle_a, \langle s_k, s_v \rangle_{a'})$ - jeśli:

$$/i/ \quad a = a'$$

$$/ii/ \quad s_j \neq s_v$$

Określenie 1

Niech $B = \langle Q, U, V, \delta, \lambda \rangle$ będzie automatem asynchronicznym, gdzie $Q \subset \{0, 1\}^p$ oraz niech $\underline{y} = (y_1, y_2, \dots, y_p)$ będzie p-elementowym ciągiem /wektorem/ zmiennych boolowskich i niech $\{y\}_p$ oznacza zbiór składowych tego ciągu. Przez $y_j(q)$ będziemy oznaczać fakt przyjęcia przez zmienną $y_j \in \{Y\}_p$ wartości q_j , tzn. j-tej składowej pewnego stanu $q = (q_1, q_2, \dots, q_1, \dots, q_p)$ automatu B . Jeśli dodatkowo przyjmujemy, że $\underline{E} = \text{Kod}(A_{as})$ dla pewnego asynchronicznego automatu $A_{as} = \langle S, A, B, \delta, \lambda \rangle$; i jeśli $\underline{Y}' = (y'_1, y'_2, \dots, y'_p) : S \rightarrow Q$

jest bijekcją kodującą stany tego automatu, to wówczas : $y_j(q) = y_j^*(s)$ wtedy gdy $X'(s) = q$, dla $s \in S$ i $q \in Q$.

Definicja 9

Niech $(\langle q_1, q_j \rangle, \langle q_k, q_v \rangle)_{\underline{u}}$ będzie parą przejść automatu $\underline{B} = \text{Kod}(A_{as})$. Mówimy, że zmienna $y_t \in \{y\}_p$ pokrywa tę parę przejść, jeśli prawdziwe będzie następujące zdanie :

$$y_t(q_1) = y_t(q_j) \wedge y_t(q_k) = y_t(q_v) \neq y_t(q_w)$$

Wniosek 1

Para przejść $(\langle q_1, q_j \rangle, \langle q_k, q_v \rangle)_{\underline{u}}$ automatu $\text{Kod}(A_{as})$ jest pokryta przez zmienną $y_t \in \{y\}_p$ wtedy i tylko wtedy gdy dla pary przejść $(\langle s_1, s_j \rangle, \langle s_k, s_v \rangle)_{\underline{a}}$ automatu A_{as} takiej, że $Y'(s_1) = q_1$, $Y'(s_j) = q_j$, $Y'(s_k) = q_k$, $Y'(s_v) = q_v$ i $X'(a) = \underline{u}$ /gdzie $X' : A \rightarrow U$ jest bijekcją kodującą symbole wejściowe/ zachodzi :

$$y_t^*(s_1) = y_t^*(s_j) \wedge y_t^*(s_k) = y_t^*(s_v) \neq y_t^*(s_w)$$

Oznacza to, że składowa y_t^* pokrywa tę parę przejść.

Definicja 10 [4]

Funkcja boolowska $f(x_1, \dots, x_1, \dots, x_n)$ n-argumentowa zależy istotnie od zmiennej x_1 , jeśli istnieją takie stałe boolowskie :

$$a_1, \dots, a_{i-1}, a_{i+1}, \dots, a_n \in \{0, 1\}, \text{ że}$$

$$f(a_1, \dots, a_{i-1}, 0, a_{i+1}, \dots, a_n) \neq f(a_1, \dots, a_{i-1}, 1, a_{i+1}, \dots, a_n)$$

W przypadku przeciwnym funkcja f nie będzie zależała istotnie od x_1 .

Definicja 11 [4]

Rzędem funkcji boolowskiej nazywamy liczbę zmiennych /argumentów/ od których ta funkcja istotnie zależy /w szczególności funkcja boolowska stała ma rząd równy 0/.

3. KODOWANIE STANÓW Z MINIMALIZACJĄ RZĘDU SZKŁADOWYCH FUNKCJI f

Przytoczone niżej dwa twierdzenia zostały zaczerpnięte z pracy Fiedmana, Menona [1], podano je tu w nieco zmienionej formie. Dowód formalny tych twierdzeń zawarty jest w [7].

Z twierdzeń tych bezpośrednio wynika sposób kodowania stanów, taki by

uniknąć szkodliwych skutków wyścigu przy jednoczesnej minimalizacji rzędu funkcji f .

T w i e r d z e n i e 1

Następujące dwa zdania :

- (i) Układ asynchroniczny $UA(A_{as})$ wolny jest od wyścigu krytycznego
 (ii) Dla dowolnego $k \in \{1, 2, \dots, p\}$ składowa f_k funkcji f nie zależy w sposób istotny od argumentów ze zbioru $\{y\}_p \setminus \{y_{k1}, y_{k2}, \dots, y_{kp}\}$ są prawdziwe wtedy i tylko wtedy, gdy dla dowolnego $k \in \{1, 2, \dots, p\}$ i dowolnej pary przejść $(\langle q_1, q_2 \rangle, \langle q_k, q_v \rangle) \in \mathbb{E}$ automatu $Kod(A_{as})$ takiej, że $y_k(q_1) \neq y_k(q_v)$ istnieje w zbiorze $\{y_{k1}, y_{k2}, \dots, y_{kp}\}$ zmienna pokrywająca tę parę przejść.

Przy założeniu, że automat asynchroniczny A_{as} jest minimalny słuszne jest następujące twierdzenie.

T w i e r d z e n i e 2

W wolnym od wyścigu krytycznego układzie asynchronicznym $UA(A_{as})$ dla dowolnej składowej f_t funkcji f /gdzie $t \in \{1, 2, \dots, p\}$ / zachodzi jeden i tylko jeden z przypadków :

1. f_t zależy w sposób istotny od argumentu $y_t \in \{y\}_p$
2. Składowa bijekcji $\underline{X}' = (y'_1, y'_2, \dots, y'_t, \dots, y'_p)$ o numerze t jest zbędna w kodowaniu.

P r z y k ł a d 1

Dla automatu synchronicznego $A_{as} = \langle S, A, B, \delta, \lambda \rangle$ danego przez tablice: przejść i wyjść /rys.2/ należy wyznaczyć wyrażenie boolowskie opisujące strukturę logiczną układu $UA(A_{as})$.

δ	a_1	a_2	a_3	a_4
a_1	0 ₁	0 ₃	0 ₂	0 ₄
a_2	0 ₂	0 ₃	0 ₁	0 ₄
a_3	0 ₄	0 ₃	0 ₄	0 ₁
a_4	0 ₄	0 ₁	0 ₂	0 ₃

λ	a_1	a_2	a_3	a_4
a_1	b_1	b_2	b_3	b_4
a_2	b_2	b_3	b_4	b_1
a_3	b_3	b_4	b_1	b_2
a_4	b_4	b_1	b_2	b_3

Rys.2 Tablica przejść i wyjść automatu AU

Symbole wejściowe oraz wyjściowe zakodowano w następujący sposób :

$$\begin{aligned} \underline{X}'(a_1) &= (0,0) & \underline{X}'(a_2) &= (0,1) & \underline{X}'(a_3) &= (1,1) & \underline{X}'(a_4) &= (1,0), \\ \underline{Z}'(b_1) &= (0,0) & \underline{Z}'(b_2) &= (0,1) & \underline{Z}'(b_3) &= (1,1) & \underline{Z}'(b_4) &= (1,1) \end{aligned}$$

Wartości funkcji \underline{Y} przedstawiono w tablicy kodów /rys.3/.

s	$y_1'(s)$	$y_2'(s)$	$y_3'(s)$
s_1	0	0	0
s_2	1	0	0
s_3	0	1	0
s_4	0	1	1

Rys.3 Tablica kodów /do przykładu 1/

Składowa y_1 funkcji \underline{Y} dobrana została w ten sposób, że dla dowolnego $s \in S : y_1'(s) = y_1'(\delta(s, a_1))$. Istnieją dwie pary przejść : $(\langle s_1, s_2 \rangle, \langle s_3, s_4 \rangle)_{a_2}$ i $(\langle s_1, s_2 \rangle, \langle s_4, s_3 \rangle)_{a_3}$, dla których $y_1'(s_j) \neq y_1'(s_v)$, ($j = 2, v = 4$) i nie są pokryte przez y_1' .

Składową y_2' dobrano tak, by pokrywała te pary przejść i jednocześnie by dla każdego $s_t (t \in \{1, 2, 3, 4\})$ zachodziło $y_2'(s_t) = y_2'(\delta(s_t, a_2))$. Wynika stąd /wobec twierdzenia 1/, że w skład wyrażenia odpowiadającego funkcji f_1 wejdą zmienne y_1, y_2 i tylko one ze zbioru zmiennych stanu $\{y\}_p$. Natomiast w skład wyrażenia odpowiadającego funkcji f_2 wejdzie zmienna y_2 i tylko ona spośród zmiennych ze zbioru $\{y\}_p$, ponieważ wszelkie pary przejść $(\langle s_i, s_j \rangle, \langle s_k, s_v \rangle)_{a_1}$ /gdzie $i, j, k, v, l \in \{1, 2, 3, 4\}$ / są pokryte przez y_2' .

Składowe y_1' i y_2' nie zapewniają jednoznaczności kodowania, więc dobrano jeszcze jedną składową : y_3' tak, by kodowanie było jednoznaczne i jednocześnie zachodziło : $y_3'(s_t) = y_3'(\delta(s_t, a_2))$, ($t \in \{1, 2, 3, 4\}$). Wszelkie pary przejść $(\langle s_i, s_j \rangle, \langle s_k, s_v \rangle)_{a_1}$ takie, że $y_3'(s_j) \neq y_3'(s_v)$ /gdzie $i, j, k, v, l \in \{1, 2, 3, 4\}$ / są pokryte przez y_3' lub y_2' , więc spośród zmiennych y_1, y_2, y_3 tylko y_3 i y_2 wejdą w skład wyrażenia odpowiadającego f_3 .

Wyrażenia opisujące strukturę logiczną układu $UA(A_{AB})$ są następujące :

$$f_1(y_1, y_2, y_3, x_1, x_2) = y_1 y_2 \bar{x}_1 \bar{x}_2 \vee y_1 \bar{y}_2 x_1 x_2 \vee \bar{y}_2 x_1 x_2 \quad (3.1)$$

$$f_2(y_1, y_2, y_3, x_1, x_2) = y_2 x_2 \vee y_2 x_1 \vee \bar{x}_1 x_2 \vee x_1 \bar{x}_2 \quad (3.2)$$

$$f_3(y_1, y_2, y_3, x_1, x_2) = y_3 x_2 \vee y_2 x_1 \vee x_1 \bar{x}_2 \quad (3.3)$$

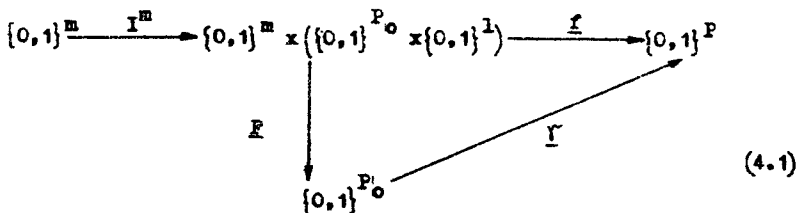
$$g_1(y_1, y_2, y_3, x_1, x_2) = \bar{x}_1 \quad (3.4)$$

$$g_2(y_1, y_2, y_3, x_1, x_2) = y_1 \bar{y}_2 \vee y_2 \bar{y}_3 \vee x_1 \bar{x}_2 \vee \bar{x}_1 x_2 \vee \bar{x}_1 \bar{x}_2 \quad (3.5)$$

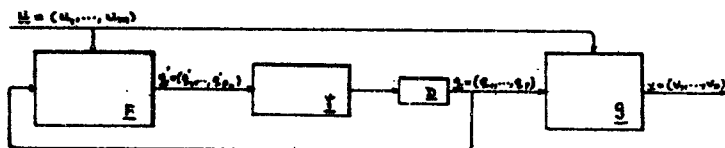
W przykładzie tym indeks sprzężenia zwrotnego wynosi 3.

4. REORGANIZACJA STRUKTURY LOGICZNEJ UA(A_{as})

Zagadnienie to polega na rozkładzie funkcji $f : \{0,1\}^m \times \{0,1\}^m \rightarrow \{0,1\}^p$ według następującego diagramu :



Co można zapisać : $I^m \times (Y \circ F) = f$, przy czym : I^m jest odwzorowaniem tożsamościowym zbioru $\{0,1\}^m$ w siebie, $p_0 = \lfloor \log_2 \text{card} S \rfloor$ (card S jest mocą zbioru stanów wewnętrznych A_{as} oraz $p_0 + 1 = p$). Blokowy model układu asynchronicznego, odpowiadający powyższemu rozkładowi przedstawia rys.4.



Rys.4 Blokowy model układu asynchronicznego /po reorganizacji struktury logicznej/

Dla układu asynchronicznego UA(A_{as}) /wyznaczonego jak w pkt.3/ rozkładu funkcji f dokonuje się według poniższych reguł :

1. Ze zbioru $\{y_p\}$ składowych funkcji Y' odrzucamy $l = p - p_0$ takich składowych $y_{t_e} \in \{y_p\}$, dla których odpowiadające im funkcje f_{t_e} mają największy rząd. Nowo powstała w ten sposób funkcja $Y'_{p_0} = (y'_{a_1}, y'_{a_2}, \dots, y'_{a_{p_0}})$ nie jest już różnowartościowa, ponieważ zgodnie z twierdzeniem 2 funkcja Y' nie zawiera zbędnych składowych. Dla uniknięcia powiększania liczby składowych i jednoczesnego zapewnienia różnowartościowości funkcji kodującej stany należy kolejno /aż do uzyskania różnowartościowości/ w zbiorze $\{y'_p\}$ zastępować składowe y'_{a_i} /dla których f_{a_i} mają największy rząd/ nowymi. Uzyskany w ten sposób zbiór $\{y''_{a_i}\}_{p_0} = \{y''_{a_1}, y''_{a_2}, \dots, y''_{a_{p_0}}\}$ składowych nowej funkcji kodującej stany $Y'' = (y''_{a_1}, y''_{a_2}, \dots, y''_{a_{p_0}})$ dzieli się na dwa podzbiory : $\alpha = \{y''_{a_i}\}_{p_0} \cap \{y'_p\}$ oraz $\beta = \{y''_{a_i}\}_{p_0} \setminus \alpha$. Elementy zbioru β są nowo dobranymi składowymi, natomiast elementy zbioru α są jednocześnie składowymi funkcji Y' .
2. Wyznaczenie funkcji $F = (F_{a_1}, F_{a_2}, \dots, F_{a_{p_0}}) : \{0,1\}^m \times \{0,1\}^{p_0} \rightarrow \{0,1\}^p$

$$F_{\sigma_1}(y_1, y_2, \dots, y_p, x_1, x_2, \dots, x_m) \begin{cases} = f_k(y_1, y_2, \dots, y_p, x_1, x_2, \dots, x_m) \\ \text{jeśli } \bigvee_{y_k' \in \{y'\}_p} y_{\sigma_1}' = y_k' \\ \\ = y_{\sigma_1}' \text{ jeśli } \bigwedge_{y_k' \in \{y'\}_p} y_{\sigma_1}' \neq y_k' \end{cases}$$

Oznacza to, że jeśli składowa $y_{\sigma_1}' \in \{y_{\sigma}'\}_p$ jest identyczna z pewną składową y_k' funkcji \underline{Y}' , to funkcja F_{σ_1} jest tożsamościowo równa funkcji f_k . Jeśli natomiast składowa $y_{\sigma_1}' \in \beta$ to funkcja F_{σ_1} przyjmuje takie same wartości jak składowa y_{σ_1}' dla poszczególnych stanów $s \in S$.

3. Wyznaczanie funkcji $\underline{f} = (\delta_1, \delta_2, \dots, \delta_p) : \{0, 1\}^p \rightarrow \{0, 1\}^p$

$$\delta_t(y_{\sigma_1}', \dots, y_{\sigma_p}') \begin{cases} = y_t \text{ jeśli } \bigvee_{y_{\sigma_1}' \in \{y_{\sigma}'\}_p} y_{\sigma_1}' = y_t' \in \{y'\}_p \\ \\ = y_t' \text{ jeśli } \bigwedge_{y_{\sigma_j}' \in \{y_{\sigma}'\}_p} y_{\sigma_j}' \neq y_t' \end{cases}$$

Oznacza to, że jeśli w zbiorze $\{y_{\sigma}'\}_p$ istnieje składowa y_{σ_1}' pokrywająca się ze składową $y_t' \in \{y'\}_p$ to funkcja δ_t równa jest tożsamościowo wyrażeniu boolowskiemu zawierającemu tylko jedną zmienną y_t . W przeciwnym wypadku funkcja δ_t przyjmuje takie same wartości jak składowa y_t' dla poszczególnych stanów $s \in S$.

Wniosek 2

Wyznaczone w powyższy sposób funkcje \underline{f} i \underline{F} zapewniają przemiennność diagramu 4.1.

Wniosek 3

Zmiennie odpowiadające elementom zbioru β nie należą do zbioru argumentów funkcji \underline{F} .

Jest tak istotnie, ponieważ zmiennie te nie należą do zbioru wartości funkcji \underline{f} /p.1./, a na mocy rekurencyjności tej funkcji nie należą do zbioru jej argumentów. Na mocy wniosku 2 nie są one również argumentami \underline{F} .

Wniosek 4

Indeks sprzężenia swrotnego w zmodyfikowanym układzie asynchronicznym $UA'(A_{2n})$ jest równy p_c .

T w i e r d z e n i e 3

Jeśli układ asynchroniczny $UA(A_{as})$ o strukturze logicznej wyznaczonej przez funkcje f i g jest wolny od skutków wysięgu w wyniku jednoznacznego SRT kodowania stanów oraz jeśli funkcja F i Y są wyznaczone zgodnie z regułami 1., 2., 3. to układ asynchroniczny $UA'(A_{as})$ wyznaczony przez funkcje F, \bar{F}, g jest wolny od skutków wysięgu.

Dowód

Rozważmy parę przejść $(\langle s_1, s_j \rangle, \langle a_k, a_v \rangle)_a$ automatu A_{as} taką, że dla pewnej składowej $y_{\sigma_t}'' \in \{y_{\sigma_t}''\}_p$ zachodzi $y_{\sigma_t}''(s_j) \neq y_{\sigma_t}''(a_v)$. Wystarczy pokazać, że w zbiorze argumentów funkcji F_{σ_t} istnieje taki argument y_1 , że składowa y_1 pokrywa tę parę przejść. W przypadku gdy istnieje taka składowa $y_1 \in \{y_{\sigma_t}''\}_p$, że $y_{\sigma_t}'' = y_1$ zachodzi tożsamościowa równość $F_{\sigma_t} \equiv f_1$. Wówczas: $y_1(s_j) \neq y_1(a_v)$, więc na mocy twierdzenia 1 y_1 należy do zbioru argumentów funkcji f_1 , a tym samym i do zbioru argumentów funkcji F_{σ_t} .

Rozważmy przypadek gdy dla wszelkich $y_{\sigma_t}'' \in \{y_{\sigma_t}''\}_p$: $y_{\sigma_t}'' \neq y_{\sigma_t}''$. Z definicji 8 wynika, że $s_j \neq a_v$, a ponieważ Y' jest różnowartościowa więc w zbiorze $\{y_{\sigma_t}''\}_p$ istnieje przynajmniej jedna zmienna y_k rozdzielająca stany $q_j = Y'(s_j)$ i $q_v = Y'(a_v)$. Prawdziwy jest więc zapis: $y_k(s_j) \neq y_k(a_v)$, co na mocy twierdzenia 1 gwarantuje istnienie składowej y_1 pokrywającej tę parę przejść. W szczególnym przypadku $y_1 = y_k$. Składowa $y_{\sigma_t}'' \in \beta$ jest zbędna w kodowaniu Y' , więc na mocy twierdzenia 2 odpowiadająca jej zmienna y_{σ_t} nie należy do zbioru argumentów funkcji F_{σ_t} , co oznacza, że y_1 musi być argumentem funkcji F_{σ_t} , co kończy dowód.

P r z y k ł a d 2

Dla automatu z przykładu 1 mamy card $S = 4 = 2^2$, więc $p = 2$. Zgodnie z pkt.1 należy odrzucić jedną składową z funkcji Y' . Najkorzystniej będzie odrzucić składową y_1' / f_1 na największy rząd/. Składowe y_2' i y_3' nie zapewniają jednak jednoznacznego kodowania. Składowa y_3' zastąpiona zostanie więc nową składową y_4' , tak dobraną, by funkcja $Y' = (y_2', y_4')$: $S \rightarrow Q$ była różnowartościowa.

Tablica kodów przedstawiona jest na rys.5.

s	Y''		Y'	
	y ₁ '(s)	y ₂ '(s)	y ₃ '(s)	y ₄ '(s)
s ₁	0	0	0	0
s ₂	1	0	1	0
s ₃	0	1	0	0
s ₄	1	1	0	1

Rys.5 Tablica kodów /do przykładu 2/

Łatwo sprawdzić na podstawie rys.2 i 3, że wszelkie pary przejść $\langle s_1, s_j \rangle, \langle s_k, s_v \rangle$ automatu A_{as} takie, że $y_4^1(s_1) \neq y_4^1(s_v)$ są pokryte przez y_1^1 lub y_2^1 . Funkcja $f: \{0,1\}^2 \times \{0,1\}^3 \rightarrow \{0,1\}^2$ posiada dwie składowe, przy czym dla składowej F_2 zachodzi $F_2(y_1, y_2, y_3, x_1, x_2) = f_2(y_1, y_2, y_3, x_1, x_2)$, ponieważ $y_2^1 \in \mathcal{C}$. Składową F_4 otrzymuje się na podstawie tablicy przejść /rys.2/ automatu A_{as} po zakodowaniu za pomocą y_1^1 stanów wewnątrz niej. Funkcja $\gamma: \{0,1\}^2 \rightarrow \{0,1\}^3$ posiada dwa argumenty y_2 i y_4 . Dla składowej γ_2 tej funkcji zachodzi: $\gamma_2(y_2, y_4) = y_2$, gdyż y_2 należy do zbioru jej argumentów.

Zmienne y_1 i y_3 nie należą do zbioru argumentów funkcji $\underline{\gamma}$, więc γ_1 i γ_3 przyjmują wartości od poszczególnych stanów takie same jak składowe y_1^1 i y_3^1 funkcji \underline{Y} . Wyrażenia boolowskie odpowiadające tym funkcjom otrzymane zostały na podstawie tablicy z rys.5.

Wyrażenia opisujące strukturę logiczną układu $UA'(A_{as})$.

$$F_2(y_1, y_2, y_3, x_1, x_2) = y_2 x_1 \vee y_2 x_2 \vee \bar{x}_1 x_2 \vee x_1 \bar{x}_2 \quad (4.1)$$

$$F_4(y_1, y_2, y_3, x_1, x_2) = y_1 \bar{x}_2 \vee y_3 x_2 \vee x_1 \quad (4.2)$$

$$\delta_1(y_2, y_4) = \bar{y}_2 y_4, \quad \delta_2 = y_2, \quad \delta_3(y_2, y_4) = y_2 y_4 \quad (4.3)$$

$$g_1(y_1, y_2, y_3, x_1, x_2) = \bar{x}_1 \quad (4.4)$$

$$g_2(y_1, y_2, y_3, x_1, x_2) = y_1 \bar{y}_2 \vee y_2 \bar{y}_3 \vee \bar{x}_1 x_2 \vee x_1 \bar{x}_2 \vee \bar{x}_1 \bar{x}_2 \quad (4.5)$$

Wyrażenia (3.1) i (3.2) zastąpiono tu grupą wyrażeń (4.2) i (4.3), które są zdecydowanie prostsze /8 liter różnicy/.

5. UWAGI KOŃCOWE

W wyniku przedstawionej metody reorganizacji struktury logicznej układu asynchronicznego uzyskuje się sporą minimalizację liczby liter wchodzących w skład wyrażeń opisujących tę strukturę, przy czym brane jest to w odniesieniu do metody podawanej w [4] jako metodę minimalizującą liczbę liter w wyrażeniach boolowskich /co zilustrowano przykładem/.

Pewnym dodatkowym rezultatem jest zmniejszenie indeksu sprężenia swrotnego, co ma znaczenie podczas analizy pracy układu. Wystarczy wówczas rozłączyć mniej przewodów i wprowadzić mniejszą liczbę dodatkowych sygnałów wejściowych, by móc analizować układ jako sieć kombinacyjną [6]. Unger w [6] podaje sposób minimalizacji indeksu sprężenia swrotnego, lecz metoda przez niego podana nie łączy się z minimalizacją struktury logicznej układu. Wadą powyższej metody jest jednak fakt, że tak otrzymana struktura sprzyja powstawaniu hasardu. Celem wyeliminowania jego wpływu na pracę układu włącza się na wyjściu bloku realizującego funkcję /rys.4/ inercyjne elementy opóźniające odfiltrowujące krótkotrwałe szkodliwe impulsy [3,5,6].

Ze względu na dość częste występowanie ryzyka istotnego w automatach asynchronicznych konieczne jest /jak wykazał Unger [5,6]/ włączenie elementów opóźniających w gałęzie sprzężenia zwrotnego układu asynchronicznego realizującego ten automat. Tak więc powyższa reorganizacja struktury logicznej układu asynchronicznego nie jest jedynym powodem włączania w układ tych elementów.

LITERATURA

1. Friedman A.D., Manon P.R.: Teorija i projektirovanije pierieklincsa - tielnych ustrojstv. Isd. Mir 1978
2. Friedman A.D., Gracham R.L., Ulman I.D.: Universal Single Transition Time Asynchronous State Assignments. IEEE Trans Computers Vol.C-18 1969
3. Jakubajtis E.A.: Logiczieskije awtomaty i mikromoduli. Isd. Zinatnje Riga 1975
4. Krentopf P.: Niektóre własności zbiorów pseudofunkcji boolwskich. Warszawa 1974
5. Unger S.H.: Hazards and Delays in Asynchronous Sequential Switching Circuits. IRE Trans Elec. Computers Vol. EC-15 1966
6. Unger S.H.: Asynchronnyje posliedowatielnyje schemy. Nauka 1977
7. Zech W.: Kryteria kodowania stanów w skończonych automatach asynchronicznych. Instytut Matematyki UMK, Toruń 1981./praca magisterska/

POSSIBILITY OF SIMPLIFICATION OF LOGICAL STRUCTURE IN ASYNCHRONOUS SEQUENTIAL CIRCUITS

Summary

The paper presents a method of simplification of logical structure in asynchronous sequential circuits with unambiguous STT¹ state assignments. The simplification of the structure has been made by factoring of the vectorial transition function. The additional results are the reduction of the feedback index.

О ВОЗМОЖНОСТИ УПРОЩЕНИЯ ЛОГИЧЕСКОЙ СТРУКТУРЫ АСИНХРОННЫХ СХЕМ

Резюме

В работе рассматривается упрощение логических структур асинхронных схем при однозначном ТТ состоянии кодирования. Упрощающую реорганизацию этих структур выполнено путем распределения векторной функции переходов.

Дополнительным результатом является уменьшение индекса обратной связи.

Jan Wiśniewski
Bogusław Płotkowski

PRZYRZĄD DO POMIARU POJEMNOŚCI KONDENSATORÓW ELEKTROENERGETYCZNYCH NISKIEGO NAPIĘCIA

W artykule omówiono zasadę pomiaru pojemności 3-fazowych kondensatorów elektroenergetycznych. Przedstawiono również opis przyrządu realizującego automatyczny cyfrowy pomiar pojemności 3-fazowych kondensatorów oraz zasadę jego działania.

1. WSTĘP

Praktyczne mierzenie pojemności kondensatorów elektroenergetycznych nastęrcza dużych trudności ze względu na ich wewnętrzny układ połączeń, jak też dużą pojemność.

Producenci baterii kondensatorów elektroenergetycznych oraz użytkownicy tych baterii chcieliby w łatwy sposób mierzyć wartości ich pojemności. Pomiary takie muszą też być okresowo wykonywane przez użytkowników baterii.

Brak tego typu przyrządu produkcji krajowej podjęto się wypełnić w Zakładzie Elektroenergetyki ITiE, realizując zapotrzebowanie bydgoskiego „Elektromontażu”, producenta baterii kondensatorów elektroenergetycznych. Podstawowe wymagania stawiane przyrządowi określa PN-79/E-06090 [6]. Dotyczą one pomiaru pojemności kondensatorów [6] i są następujące :

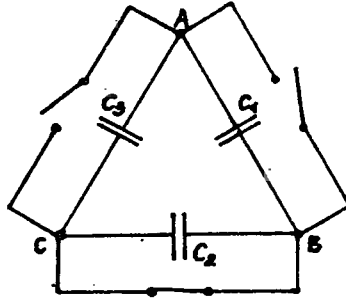
- błąd pomiaru nie powinien przekraczać 1 %,
- miar pojemności należy wykonywać napięciem $0,9 \pm 1,1 U_n$ /dopuszcza się też wykonanie pomiaru napięciem niższym/,
- do pomiaru pojemności metodą techniczną należy używać mierników klasy 0,5.

Zlecniodawca wymagał prostoty obsługi i szybkiego pomiaru przyrządem oraz uwzględnienia konstrukcji baterii kondensatorów /połączenia wewnętrzne/. Zakres pomiarowy powinien wynosić do 2000 μF .

2. ZASADA POMIARU POJEMNOŚCI 3-FAZOWYCH KONDENSATORÓW ELEKTROENERGETYCZNYCH

Pojemność 3-fazowych kondensatorów wyznacza się jako sumę wartości pojemności poszczególnych faz. Pojemności fazowe mogą być wewnątrz kondensatora połączone w trójkąt lub w gwiazdę. Nie ma więc możliwości bezpośredniego pomiaru poszczególnych pojemności fazowych.

W przypadku połączenia kondensatora w trójkąt /rys.1/ należy mierzyć pojemności pomiędzy dwoma zaciskami swartymi ze sobą z zaciskiem trzecim.



Rys.1 Kondensator 3-fazowy połączony w trójkąt

Przy kolejno zwieranych zaciskach mierzymy następujące pojemności :

$$C_{\text{I}} = C_{\text{B-C}} = C_1 + C_3$$

$$C_{\text{II}} = C_{\text{C-A}} = C_1 + C_2$$

$$C_{\text{III}} = C_{\text{A-B}} = C_2 + C_3$$

Pojemność kondensatora 3-fazowego równa się sumie algebraicznej pojemności trzech faz.

$$C_{\text{W}} = C_1 + C_2 + C_3$$

Pojemności fazowe kondensatora, przy mierzonych pojemnościach $C_{\text{I}}, C_{\text{II}}, C_{\text{III}}$ wynoszą :

$$C_1 = \frac{C_{\text{I}}}{2} + \frac{C_{\text{II}}}{2} - \frac{C_{\text{III}}}{2}$$

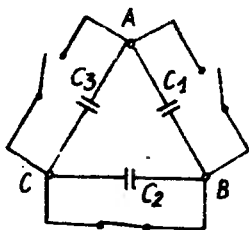
$$C_2 = -\frac{C_{\text{I}}}{2} + \frac{C_{\text{II}}}{2} + \frac{C_{\text{III}}}{2}$$

$$C_3 = \frac{C_{\text{I}}}{2} - \frac{C_{\text{II}}}{2} + \frac{C_{\text{III}}}{2}$$

Pojemność wypadkowa 3-fazowego kondensatora będzie więc równa

$$C_{\text{W}} = \frac{3C_{\text{I}}}{2} + \frac{C_{\text{II}}}{2} + \frac{C_{\text{III}}}{2}$$

Dla kondensatorów 3-fazowych połączonych w gwiazdę /rys.2/, pomiar pojemności przeprowadza się między dwoma zaciskami, pozostawiając trzeci zacisk wolny. Pojemności mierzone wynoszą :



Rys.2 Kondensator 3-fazowy połączony w gwiazdę

$$C_I = C_{AB} = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$$

$$C_{II} = C_{BC} = \frac{C_2 \cdot C_3}{C_2 + C_3}$$

$$C_{III} = C_{CA} = \frac{C_3 \cdot C_1}{C_3 + C_1}$$

Korzystając z wartości zmierzonych, pojemność 3-fazowego kondensatora możemy określić

$$C_W = 2 C_I + 2 C_{II} + 2 C_{III}$$

3. CHARAKTERYSTYKA PRZYRZĄDU

Realizacja pomiarów metodą techniczną nie spełnia wymogów producenta w pełni, gdyż wartości mierzone należałoby przeliczać, aby otrzymać wartość pojemności 3-fazowego kondensatora. Ponadto czas pomiarów byłby długi. Na błąd pomiarów wpływałaby zmiana częstotliwości napięcia sieci.

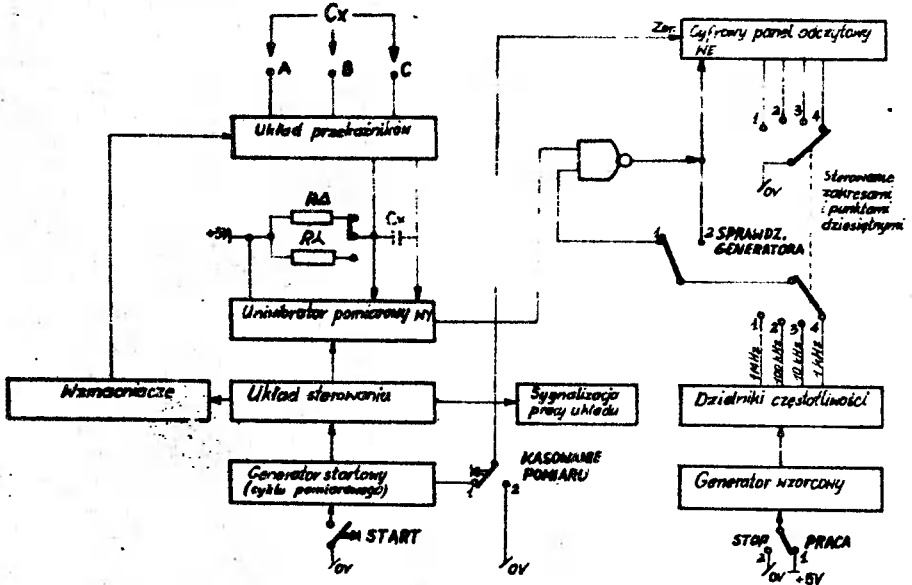
W skonstruowanym przyrządzie zastosowano cyfrowy układ pomiarowy, oparty na metodzie pomiaru czasu rozładowania kondensatora [7]. Czas ten jest zamieniany na proporcjonalny do niego sygnał sterujący elektronicznym układem mierzącym /zgłoszenie wniosku patentowego nr P-232717/[9]. Pomiar pojemności C_W 3-fazowego kondensatora odbywa się automatycznie. Czas pomiaru jest krótki i nie wymaga żadnych obliczeń. Błąd pomiaru nie przekracza 1 %. Gabaryty przyrządu /niewielkie/ umożliwiają łatwe jego przenoszenie i wykonywanie pomiarów w miejscach zainstalowanych baterii kondensatorów. Jedno podłączenie przyrządów z zaciskami 3-fazowego kondensatora umożliwia wykonanie pomiaru, który jest wyświetlany na cyfrowym panelu odczytowym.

4. SCHEMAT BLOKOWY CYFROWEGO UKŁADU POMIAROWEGO

Schemat cyfrowego układu pomiarowego /rys.3/ można podzielić na następujące bloki :

- a/ generator wzorcowy,
- b/ dzielniki częstotliwości,
- c/ generator startowy,
- d/ uniwersalny pomiarowy,
- e/ wzmacniacze,
- f/ układ sterowania z sygnalizacją pracy układu,
- g/ układ przełączników,
- h/ cyfrowy panel odczytowy.

Cały układ smontowany jest na uniwersalnej płytce do obwodów scalonych produkcji „Toral” w Toruniu.

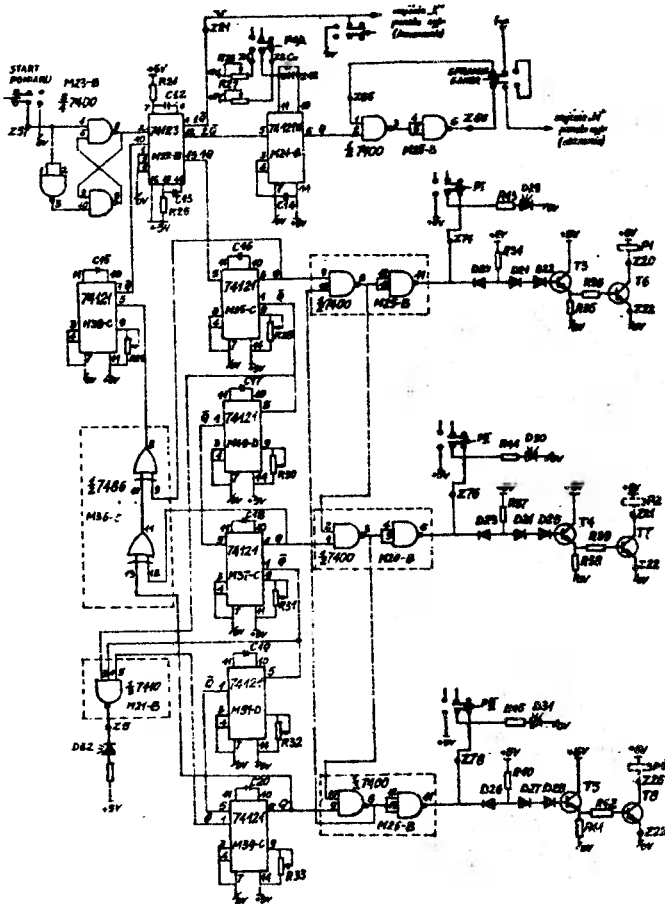


Rys.3 Schemat blokowy cyfrowego układu przyrządu do pomiaru pojemności

4.1. Generator wzorcowy

Jako generator wzorcowy wykorzystany został układ generatora kwarcowego [8] z zastosowanym kwarcem o częstotliwości rezonansowej 8 MHz oraz układ scalony 74 H 00, czterobramkowy. Generator ten mimo prostej budowy ma wystarczającą stabilność częstotliwości i czasu. W układzie wykorzystano trzy bramki: B_1 , B_2 i B_3 . Bramki B_1 i B_2 tworzą wzmacniacz z dodatnim sprzężeniem zwrotnym podany przez szeregowe połączenie kwarcu z regulowaną pojemnością. Regulacja ta umożliwia przestrajanie generatora w niewielkim zakresie. Branka B_3 jest separatorem pomiędzy generatorem a obciąż-

żeniem oraz umożliwia kluczkowanie generatora. Dołączenie do wejścia „1A” /rys.4/ napięcia o wartości poniżej 0,8 V /logiczne „0”/ zamyka bramkę B₂ i na wyjściu 3 Y nie ma napięcia generowanego. Wyjście generatora połączone jest z dzielnikiem częstotliwości. Kluczkowanie generatora rozpoczyna się podaniem stanu logicznego „0” przez włączenie isostatu oznaczonego „stop generatora”.



Rys.4 Schemat generatora wzorcowego

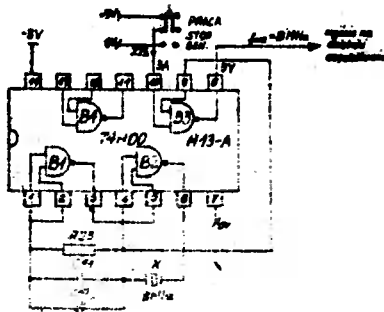
4.2. Dzielniki częstotliwości wzorcowej

Dzielniki częstotliwości wzorcowej zostały wykonane na licznikach scalonych UCY 7493 i UCY 7490. Pierwszy licznik UCY 7493 slicza modulo 8, a następne cztery liczniki UCY 7490 sliczają modulo 10. Liczniki te są połączone szeregowo. Częstotliwości wzorcowe /wyjściowe/ z kolejnych liczników wynoszą : 1000 kHz, 100 kHz, 10 kHz, 1 kHz, 0,1 kHz. Częstotliwości wzorcowej 0,1 kHz nie wykorzystano w układzie, gdyż obarczałoby pomiar zbyt dużym błędem. Wyjścia liczników dzielnika częstotliwości wyprowadzone są na szlache wielostykowe, do których przyłączono przełącznik zakresów i sterowanie punktami dziesiętnymi. Przełącznik zakresów składa się z esterach isostatów zależnych. Umożliwia on sprawdzenie pracy generatora z dzielnikiem częstotliwości. Wyjście z przełącznika zakresów podane jest na isostat stabilny niezależny, po włączeniu którego częstotliwość wzorcową jest bezpośrednio podawana na panel odczytowy. Przy wyłączeniu isostacie częstotliwość wzorcową podawana jest stale na bramkę dwujęściową i będzie liczona przez panel odczytowy wtedy, gdy na drugim wejściu tej bramki pojawi się z uniwibratora sygnał log. „1”.

Częstotliwości wzorcowe odpowiadające poszczególnym zakresom pomiarowym przyrządu są następujące : 1 MHz - 1 μ F ; 100 kHz - 10 μ F ; 10 kHz - 100 μ F ; 1 kHz - 1000 μ F.

4.3. Generator startowy

Generator startowy zbudowany jest z przerzutnika dającego jeden krótki impuls / $\frac{1}{4}$ UCY 7400, M 23 - B/ i przerzutnika monostabilnego / $\frac{1}{2}$ UCY 74123, M 22 - B/ /rys.5/, który zakłada cykl pracy układu sterowniczego /1 Q/. Przerzutnik zbudowany z bramek UCY 7400 nie pozwala na podanie więcej impulsów startowych, nawet gdyby przycisk „start” /isostat niestabilny/ został włączony i przytrzymany przez dłuższy okres czasu. Wyjście z przerzutnika UCY 74123 /1 Q/ daje w tym czasie /włączony przycisk „start”/ krótki impuls serujący panelu cyfrowy.



kys.5 Schemat elektronicznego układu pomiarowego

4.4. Układ sterowania z sygnalizacją pracy

Układ sterowania /rys.5/ powoduje załączanie przełączników P_I, P_{II}, P_{III} poprzez wzmacniacze według ustalonego programu, załącza uniwibrator w odpowiedniej chwili i sygnalizuje przebieg pomiaru.

Cykl pracy układu sterowania po jego uruchomieniu przez generator startowy przebiega następująco : impuls wyjściowy wychodzący z przerzutnika monostabilnego UCY 74123 /M 22-B/ swoim narastającym zboczem uruchamia przerzutnik monostabilny UCY 74121 /M 35-C/, a z wyjścia 1 Q podawany jest krótki impuls kasujący /zerujący panel cyfrowy/ panel cyfrowy. Na wyjściu Q przerzutnika /M 35-C/ pojawia się stan log. „1”, zaś na wyjściu Q stan log. „0”. Wyjście Q /M 35-C/ poprzez dwie bramki dwujściowe podaje impuls na wzmacniacz pierwszy /M 47-D/, załączając przełącznik P_I i kontrolkę /diode luminescencyjną/. Jednocześnie impuls ten podawany jest na układ sumy logicznej UCY 7486 EX-OR /M 36-C/, który uruchamia układ monostabilny UCY 74121 /M 38-C/, na którego wyjściu Q po czasie $t = R_{29} \cdot C_{15} \cdot \ln 2$ wyzwoli przerzutnik 74123 /M 22-B/, a wyjście 2 Q tego przerzutnika po czasie $t = R_{24} \cdot C_{12} \cdot \ln 2$ uruchomi uniwibrator 74121 N, M 24-B, na wyjściu którego /Q/ pojawi się stan log. „1” i odblokuje bramki wyjściowe. Bramki wyjściowe podają impulsy zliczane w czasie pomiaru pojemności, których liczba będzie zależała od czasu odblokowania bramki $t = R_{26} \cdot C_x \cdot \ln 2$ lub $t = R_{27} \cdot C_x \cdot \ln 2$, przy tym samym zakresie częstotliwości wzorcowej. Na wyjściu Q 74121 /M 35-C/ jest stan log. „0”, dopóki układ jest załączony na pierwszy pomiar, w czasie $t = R_{28} \cdot C_{16} \cdot \ln 2$, po którym na wyjściu tego układu Q pojawi się log. „1”. Narastające zbocze sygnału na Q /M 35-C/ wyzwala układ 74121 /M 40-D/ oraz podaje sygnał na układ 7410 /bramkę trójwyjściową, M 21-B/ i zapala się lampka sygnalizacyjna - „pomiar nie odbywa się”. W tym czasie /gdy pomiar nie odbywa się/ załączone są rezystory, przez które rozładowuje się mierzona pojemność C_x . Po czasie $t = R_{30} \cdot C_{12} \cdot \ln 2$ na wyjściu Q układu M 49-C pojawia się log. „1” i uruchomiony zostaje układ 74121 /M 37-C/, który także poprzez bramki NAND i wzmacniacz /drugi M 48-D/ załączy przełącznik P_2 /załączy się kontrolka sygnalizująca jego załączenie/, a jednocześnie poprzez układy M 36-C, M 38-C, M 22-B uruchomiony zostanie uniwibrator, który dokona drugiego pomiaru pojemności. Po załączeniu drugiego pomiaru włączony zostaje układ 74121 /M 51-D/ i rozładowuje się pojemność C_x , gdyż pomiar się już nie odbywa. Następnie po czasie $t = R_{32} \cdot C_{19} \cdot \ln 2$ załączony zostaje układ 74121 /M 39-C/, który załącza trzeci układ pomiarowy, tak samo jak poprzednio. Układ pomiarowy załączony jest zawsze przed rozpoczęciem pomiaru, a wyłączony po jego zakończeniu. Czas opóźnienia przed rozpoczęciem pomiaru można regulować za pomocą R_{29} . Czas załączenia układu do pomiaru można regulować przez zmianę rezystancji R_{28} , R_{31} i R_{33} . Natomiast czas między zakończeniem pomiaru a wyłączeniem układu pomiarowego jest zależny od wielkości pojemności mierzonej.

Jeżeli chcemy odczytywać każdy ze składowych pomiarów, to po każdym z nich należy włączyć przycisk „kasowanie”.

4.5. Uniwibrator pomiarowy

Uniwibratorem pomiarowym jest układ scalony UCY 74121 N, do którego przyłączone są rezystancje R_{26} /pomiar pojemności łączonych w trójkąt/ i R_{27} /pomiar pojemności łączonych w gwiazdę/ oraz mierzona pojemność 3-fazowego kondensatora. Uniwibrator pomiarowy w przyrządzie jest podstawowym układem. Przetwarza on mierzoną pojemność na czas trwania impulsu, który na jego wyjściu związany jest z wartością pojemności i rezystorem zewnętrzną następującą zależnością :

$$t = R \cdot C_x \cdot \ln 2 = 0,69 R \cdot C_x$$

Rezystor R_{26} został tak dobrany, że czas generowanych impulsów jest o połowę krótszy od rzeczywistego /odpowiadającego mierzonej pojemności/. Wyświetlana na panelu odczytowym wartość pojemności C_x jest o połowę mniejsza od rzeczywistej pojemności mierzonej. Może więc być realizowany pomiar pojemności 3-fazowego kondensatora połączanego w trójkąt zgodnie ze wzorem

$$C_W = \frac{C_I}{2} + \frac{C_{II}}{2} + \frac{C_{III}}{2}$$

Rezystor R_{27} dobrano tak, aby mierzona pojemność była dwukrotnie większa od rzeczywistej, co pozwala realizować pomiar 3-fazowego kondensatora połączanego w gwiazdę zgodnie ze wzorem

$$C_W = 2 C_I + 2 C_{II} + 2 C_{III}$$

4.6. Wzmacniacze

Wzmacniacze w układzie przyrządu /rys.5/ służą do wzmocnienia sygnału pochodzącego z elektronicznego układu sterowania, w celu uruchomienia przełączników P_I , P_{II} , P_{III} .

Działanie wzmacniacza jest następujące : sygnał na wejściu o potencjale bliskim zero powoduje przewodzenie diody D_{26} /rys.5/. Diody D_{27} i D_{28} nie przewodzą, a więc i tranzystory T_5 i T_8 nie przewodzą. Gdy na wyjściu wzmacniacza podany zostanie sygnał równy $\log_e 2 \approx 0,7$ /2,2 ÷ 5 V/, to dioda D_{26} nie przewodzi a przewodzą diody D_{27} i D_{28} . Przez rezystor R_{40} i diody D_{27} i D_{28} oraz bazę emiter T_5 i R_{41} zaczyna płynąć prąd. Jeżeli przewodzi T_5 , to również zostaje podany prąd na T_8 poprzez rezystor R_{42} . Tranzystor T_8 jest więc też w stanie przewodzenia. Tranzystor T_5 jest tranzystorem impulsowym typu KC 507, a tranzystor T_8 jest tranzystorem mocy typu KU 611.

4.7. Układ przekaźników

Przekaźniki P_I , P_{II} , P_{III} umożliwiają automatyczną realizację pomiarów pojemności 3-fazowych kondensatorów łączonych w trójkąt lub w gwiazdę. Są one zasilane napięciem stałym o wartości 6 V. Przekaźnik $P_{\Delta/\star}$ sterowany isostatem stabilnym zasilany napięciem przemiennym o wartości 220 V pozwala na przełączenie układu pomiarowego w zależności od układu połączeń 3-fazowego kondensatora.

4.8. Cyfrowy panel odczytowy

Cyfrowy panel odczytowy służy do wyświetlania wartości mierzonych pojemności. W układzie przyrządu został wykorzystany cyfrowy panel odczytowy typu CPO-4507-1 produkowany przez Zakłady Wytwórcze Lamp Elektrycznych „POLAM” w Warszawie.

5. SPOSÓB DOKONYWANIA POMIARÓW

Pomiar 3-fazowego kondensatora łączonego w trójkąt :

- a/ odłączyć rezystory rozładownicze kondensatora,
- b/ połączyć zaciski badanego kondensatora z zaciskami przyrządu oznaczonymi $C_x / A, B, C /$,
- c/ włączyć isostat największego zakresu pomiarowego,
- d/ włączyć isostat pomiaru „załączenie”,
- e/ włączyć wyłącznik „sieć” co sygnalizuje kontrolka w wyłączniku,
- f/ włączyć przycisk „start”,
- g/ chcąc odczytywać pojemności mierzone $\frac{C_I}{2}$, $\frac{C_{II}}{2}$, $\frac{C_{III}}{2}$ / w poszczególnych pomiarach należy włączać przycisk „kasowanie” po zakończeniu pierwszego i drugiego pomiaru. Jeżeli chce się mierzyć pojemność wypadkową C_w - nie należy kasować kolejnych pomiarów, a zostanie wyświetlony wynik $C_x = C_w$ w μF ,
- h/ ponowne załączenie „start” można dokonać dopiero po zakończeniu cyklu pomiarowego,
- i/ pomiaru pojemności 3-fazowych kondensatorów łączonych w gwiazdę dokonujemy w ten sam sposób, po uprzednim włączeniu isostatu oznaczonego ∇/\star .

6. WNIOSKI

Znane dotychczas sposoby pomiaru pojemności kondensatorów 3-fazowych łączonych w trójkąt lub gwiazdę sprowadzały się do wykonywania trzech pomiarów oraz związanych z nimi przełączeń w celu wyznaczenia pojemności wypadkowej. Pomiaru te były wykonywane najczęściej metodą techniczną i wymagały przeprowadzania obliczeń w celu uzyskania wypadkowej wartości pojemności.

Zaprezentowany przyrząd do pomiaru pojemności kondensatorów elektroenergetycznych charakteryzuje się dużą funkcjonalnością. Czas pomiaru wypadkowej pojemności wynosi około 30 sekund. Podłączenie przyrządu do badanego kondensatora jest proste. Pomiar, z chwilą uruchomienia przyrządu odbywa się automatycznie i jest wyświetlany w postaci cyfrowej, wypadkowej wartości pojemności kondensatora w μF . Błąd pomiaru nie przekracza 1%, a przy odpowiednim skalowaniu przyrządu można go zmniejszyć nawet do 0,5%. Niewątpliwą zaletą przyrządu jest jego dość prosty układ elektroniczny oraz możliwość produkcji tego typu przyrządów w kraju.

LITERATURA

1. Grzybowski S., Kordus A., Królikowski C., Seidekl S., Zeydler J., Zborowski : Kondensatory w energetyce. WNT, Warszawa 1969
2. Halawa T., Kinsner K., Wiśniewski J. : Miernictwo elektroenergetyczne . Politechnika Wrocławska 1976
3. Kalisz J. : Cyfrowe układy scalone w technice systemowej. WMON, Warszawa 1977
4. Pankratiew J.I. : Urządzenie do mierzenia pojemności kondensatorów. Промышленная Энергетика Nr 4, 1978
5. Pieńkoś J., Turoczyński J. : Układy TTL w systemach cyfrowych. Wyd. Komunikacji i Łączności, Warszawa 1980
6. Polska Norma PN-79/E-06090
7. Żakowski A. : Cyfrowy miernik pojemności. Radioelektronik 10/80
8. Wojtarowicz A. : Zestawy radioamatorskie diód, tranzystorów i układów scalonych. Radioelektronik 7-8/79
9. Biuletyn Urzędu Patentowego 15/82

AN APPARATUS MEASURING CAPACITY OF LOW VOLTAGE CAPACITORS

Summary

In this paper the authors present the principle of measuring the capacity of the 3-phase capacitors. The description and principles of the operation of the apparatus, which realizes automatic digital measurement of capacity of 3-phase capacitors, is included in the paper.

ПРИБОР ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ЕМКОСТИ ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ КОНДЕНСАТОРОВ НИЗКОГО НАПЯЖЕНИЯ

Резюме

В этой работе представлен принцип измерения емкости 3-фазных электроэнергетических конденсаторов. Представлено также описание и действия прибора, который выполняет автоматические цифровые измерения емкости 3-фазных конденсаторов.

Biblioteka Główna ATR
w Bydgoszczy

CZ

1436

3

1983