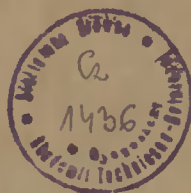


AKADEMIA TECHNICZNO-ROLNICZA
IM. JANA I JĘDRZEJA ŚNIADECKICH
W BYDGOSZCZY

ZESZYTY NAUKOWE NR 156

ELEKTROTECHNIKA 8



BYDGOSZCZ - 1988

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

ZESZYTY NAUKOWE NR 156

ELEKTROTECHNIKA 8



BYDGOSZCZ - 1988

PRZEWODNICZĄCY KOMITETU REDAKCYJNEGO
doc. dr hab. Juliusz Skonieczny

REDAKTOR NAUKOWY
dr inż. Janusz Hebenstreit

OPRACOWANIE REDAKCYJNE I TECHNICZNE
mgr Halina Koziolkiewicz, Zbigniew Gackowski

Wydano za zgodą Rektora
Akademii Techniczno-Rolniczej
w Bydgoszczy

ISSN 0209-0570

WYDAWNICTWO UCZELNIANE AKADEMII TECHNICZNO-ROLNICZEJ
W BYDGOSZCZY

Wyd. I. Nakład 150 egz. Ark. wyd. 7, ark. druk. 6,5. Papier kl. V, 70 g
Oddano do druku we wrześniu 1988 r. Druk ukończono w listopadzie 1988 r.
MEN Cena 175 zł

Prasowe Zakłady Graficzne RSW „Prasa-Książka-Ruch” w Bydgoszczy, ul. Dworcowa 13.
Zamówienie nr 3443/88. TR E-8

Nw inw. P. 377/89

89 D 3/18

SPIIS TREŚCI

	str.
1. Maciej Hippner, Piotr Sajdak, Michał Strom - Zastosowanie mikrokomputera IBM PC do obliczeń cieplnych silników indukcyjnych konstrukcji specjalnej	5
2. Janusz Hebenstreit - Uwzględnianie poprzecznego efektu krańcowego w obliczeniach składowych siły ponderomotorycznej działających na płytę stalową przemieszczającą się w stacjonarnym polu magnetycznym	15
3. Jan Szymik - Badanie przestrzennego rozkładu indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej łożyska magnetycznego aktywnego.....	41
4. Mirosław Łozowicki - Symulacja cyfrowa układu rezonansowego lewitacji elektromagnetycznej	53
5. Ryszard Borowski - Symulacja komputerowa niezawodności zasilania w energię elektryczną z tyrystorowymi układami rezerwy zasilania	63
6. Ryszard Borowski - Współpraca agregatu prądotwórczego i układu tyrystorowego w systemie rezerwy zasilania	71
7. Zbigniew Piech - Wybrane zagadnienia zasilania systemów mikroprocesorowych	79
8. Piotr Brewka, Piotr Kłosiński, Zbigniew Piech - Liniowy zasilacz do systemów mikroprocesorowych - realizacja praktyczna	93

Maciej Hippner
Piotr Sajdak
Michał Strom

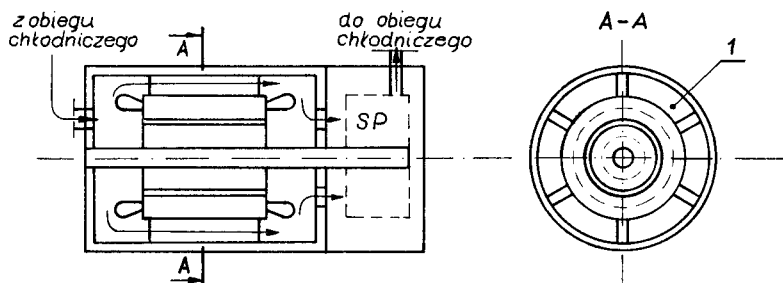
ZASTOSOWANIE MIKROKOMPUTERA IBM PC DO OBLICZEŃ CIEPLNYCH
SILNIKÓW INDUKCYJNYCH KONSTRUKCJI SPECJALNEJ

W artykule przedstawiono algorytm oraz program obliczeń cieplnych trójfazowych silników indukcyjnych, z wymuszonym wewnętrznym bieżącym chłodzeniem. Program, napisany dla mikrokomputera IBM PC, dzięki wprowadzaniu danych w trybie konwersacyjnym i krótkim czasie wykonywania obliczeń, będzie przydatny w procesie projektowania. Algorytm programu oparto na metodzie zastępczej sieci cieplnej. Przedstawiono wyniki obliczeń cieplnych serii silników.

1. WSTĘP

Obliczenia cieplno-wentylacyjne są ważnym elementem procesu projektowania maszyn elektrycznych. Szczególnego znaczenia nabierają one w przypadku projektowania maszyn elektrycznych o nietypowym sposobie chłodzenia, kiedy to nie można polegać na sprawdzonych schematach obliczeniowych i intuicji konstruktora.

Do maszyn takich należą silniki indukcyjne napędzające sprężarki chłodnicze. Cechami charakterystycznymi tych silników są: zamknięty, wymuszony obieg chłodzenia i zwarta konstrukcja, zintegrowana z napędzaną sprężarką. Jako czynniki chłodzące stosuje się freony (R-12, R-22, R-502), będące jednocześnie chłodziwami w obwodach chłodniczych napędzanych przez silnik.



Rys.1. Układ chłodzenia silnika indukcyjnego do napędu agregatów chłodniczych
1 - kanał wentylacyjny, SP - sprężarka chłodnicza

Obieg chłodzenia silnika indukcyjnego stosowanego w agregatach chłodniczych pokazano na rys.1. Główną drogą odprowadzania ciepła z silnika jest unoszenie go przez przepływający freon. Część ciepła jest również odprowadzana z zewnętrznej powierzchni kadłuba do otoczenia.

Celem jaki postawili sobie autorzy niniejszego artykułu, było opracowanie metody obliczeń cieplnych silników omówionych powyżej.

2. ZARYS METODY OBLICZEŃ

2.1. Zastępcza sieć cieplna

Do obliczania przyrostów temperatury w stanie cieplnie ustalonym zastosowano metodę zastępczej sieci cieplnej [1,2,3,5,6]. Metoda ta polega na podziale silnika na określoną liczbę brył. Każdej z tych brył przyporządkowuje się właściwą jej część strat mocy czynnej, wydzielanych w maszynie. Środek geometryczny każdej bryły stanowi węzeł zastępczej sieci cieplnej (z.s.c.). Przepływ ciepła określają przewodności cieplne łączące poszczególne bryły.

W rozpatrywanym silniku indukcyjnym wyodrębniono następujące bryły:

- kadłub,
- osiowe kanały wentylacyjne,
- rdzeń (pakiet) stojana,
- część uzwojenia stojana umieszczoną w żłobkach,
- części niezaplecione połączeń czołowych uzwojenia stojana,
- części zaplecione połączeń czołowych uzwojenia stojana,
- pręty uzwojenia wirnika,
- pierścienie zwierające uzwojenia wirnika.

W celu uzyskania możliwości wyznaczania rozkładu temperatur wzdłuż osi maszyny, kadłub, pakiety stojana i wirnika, wraz z uzwojeniami, "pocięto" wzdłuż płaszczyzn prostopadłych do osi silnika. Prowadzi to do dodatkowego podziału brył a), b), c), d) i g).

Z.S.C. silnika podzielonego przykładowo na trzy "plastry" przedstawiono na rys.2.

Rozkład temperatur i rozptyw strumieni cieplnych w z.s.c. określają:

- równanie i-tego węzła

$$\sum \dot{\Phi}_i = P_i \quad (1)$$

- zależność pomiędzy strumieniem cieplnym a różnicą przyrostów temperatury w węzłach i, j

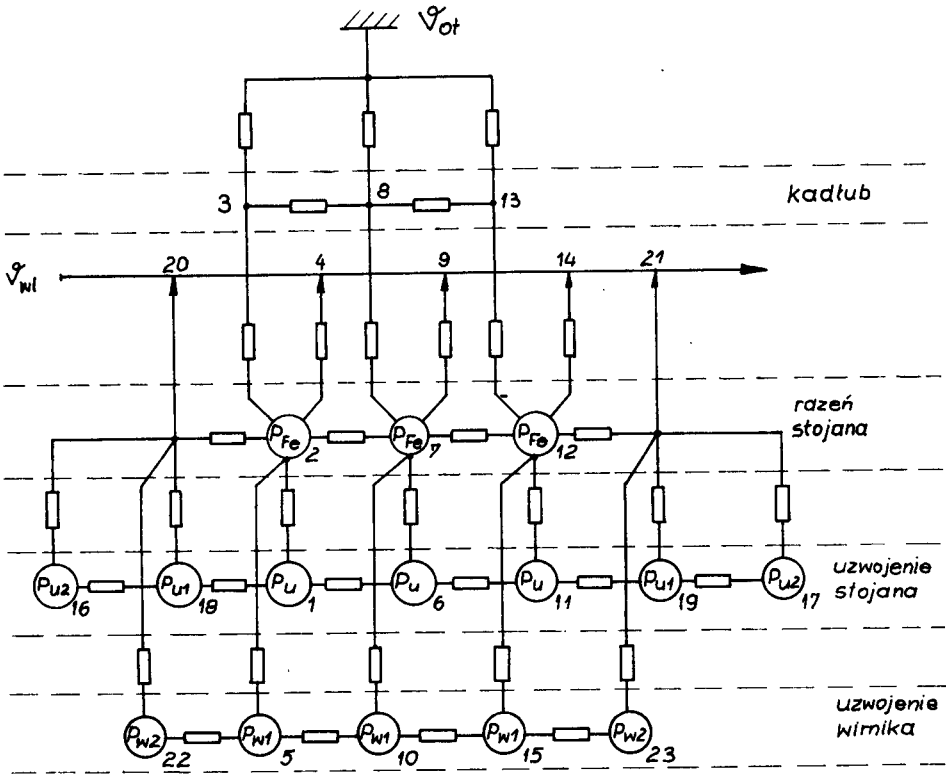
$$\dot{\Phi}_{i,j} = \Lambda_{i,j} (\vartheta_i - \vartheta_j) \quad (2)$$

- równanie podgrzewania chłodziwa

$$\vartheta_i = \vartheta_{i-1} + \frac{1}{\Lambda_q} \left(\sum \dot{\Phi}_{j,i-1} + \sum \dot{\Phi}_{j,i} \right) \quad (3)$$

gdzie:

- Φ - strumień cieplny,
- P - straty mocy czynnej,
- Λ - przewodność cieplna,
- $\Lambda_q = 2c_p Q$ - zastępcza przewodność cieplna chłodziwa,
(c_p - ciepło właściwe chłodziwa, Q - wydatek chłodziwa),
- ϑ - temperatura w węźle z.s.c.



Rys.2. Zastępcza sieć cieplna silnika

Korzystając z równań typu (1) i (2) dla węzłów z.s.c. nie należących do chłodziwa oraz równań typu (3) dla węzłów należących do chłodziwa (4,9,14, 20,21 na rys.2), otrzymujemy układ równań liniowych, który zapisany w postaci macierzowej ma postać

$$A\vartheta = P \tag{4}$$

gdzie:

$$\vartheta = \begin{bmatrix} \vartheta_1 \\ \vartheta_2 \\ \vdots \\ \vartheta_n \end{bmatrix} \tag{5}$$

jest wektorem zawierającym poszukiwane temperatury w węzłach z.s.c.

$$A = \begin{bmatrix} A_{1,1} & A_{1,2} & \cdots & A_{1,n} \\ A_{2,1} & A_{2,2} & \cdots & A_{2,n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ A_{n,1} & A_{n,2} & & A_{n,n} \end{bmatrix} \quad (6)$$

jest tzw. macierzą współczynników, której elementy są kombinacjami przewodności cieplnych występujących w z.s.c.,

$$P = \begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \\ \vdots \\ P_n \end{bmatrix} \quad (7)$$

jest tzw. wektorem prawych stron. Jego składowe są postaci:

$$P_i = \Delta P_i \left[1 + \alpha_t (\vartheta_i - \vartheta_{oi}) \right] \quad (8)$$

gdzie:

ϑ_{oi} - temperatura w węzle, dla której obliczono straty o mocy ΔP_i .

Wyznaczenie temperatur w węzłach z.s.c. sprowadza się do rozwiązywania układów równań (4).

2.2. Obliczanie przewodności cieplnych i strat mocy

W przedstawionej na rys.2 z.s.c. można wyróżnić dwa typy przewodności cieplnych. Przewodności cieplne powierzchniowe, odpowiadające oddawaniu ciepła drogą promieniowania i konwekcji np. $\Lambda_{16,20}$, $\Lambda_{23,21}$. Wartość ich wyraża się zależnością:

$$\Lambda_s = \alpha_s S \quad (9)$$

gdzie:

S - powierzchnia oddająca ciepło,

α_s - współczynnik oddawania ciepła z powierzchni S .

Drugi typ przewodności cieplnych występujących w z.s.c. to przewodności cieplne związane z oddawaniem ciepła drogą przewodzenia, np. $\Lambda_{2,7}$, $\Lambda_{1,6}$. Dla jednokierunkowego przepływu ciepła w bryle o długości l , przekroju poprzecznym S i współczynniku przewodzenia ciepła λ , oblicza się je z zależności:

$$\Lambda_p = \frac{\xi \lambda S}{l} \quad (10)$$

gdzie:

ξ - współczynnik zależny głównie od kształtu i warunków chłodzenia rozpatrywanego elementu.

Wartość współczynników α_s , ξ , λ przyjęto na podstawie literatury [1, 2, 6]

Nietypowym, ze względu na warunki oddawania ciepła, elementem jest szczelina powietrzna między stojanem a wirnikiem. Do obliczenia jej prze-

wodności cieplnej posłużono się zależnością zaczerpniętą z [6] :

$$\lambda_{\delta} = \frac{0,21n}{0,18 (1,14 + 2 \log \frac{\delta}{0,09})^2} \quad (11)$$

gdzie:

- δ - długość szczeliny powietrznej, mm;
- D - średnica wewnętrzna stojana, m;
- l - długość pakietu stojana, m;
- n - znamionowa prędkość obrotowa wirnika, obr/min.

W węzłach z.s.c. występują straty mocy czynnej. Są to straty mocy w uzwojeniach stojana i wirnika oraz w rdzeniu stojana.

Występujące w silniku straty mechaniczne i straty dodatkowe oszacowano na 5% mocy znamionowej i przypisano po połowie do strat mocy występujących w stojanie i wirniku. Straty mocy w uzwojeniach podzielono na straty występujące w częściach uzwojeń leżących w żłobkach i straty w połączeniach czołowych. Dla stojana, ze względu na różne warunki oddawania ciepła, wprowadzono dodatkowy podział na straty w zaplecionej i niezaplecionej części połączeń czołowych.

Wpływ temperatury na straty mocy w uzwojeniach uwzględniono poprzez zależność (8).

Wartość poszczególnych strat mocy czynnej uzyskano z programu obliczeń elektromagnetycznych, z którym współpracuje opisywany program obliczeń ciepłych.

3. ALGORYTM I PROGRAM OBLICZEŃ

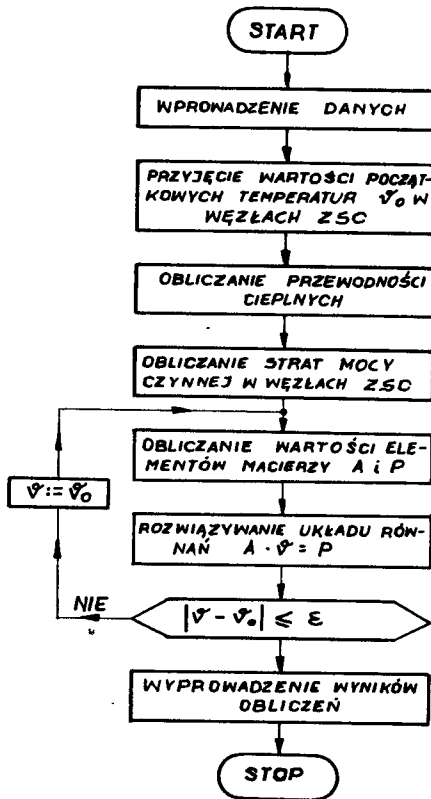
Schemat blokowy algorytmu obliczeń przedstawia rys.3. Do komputera wprowadza się dane potrzebne do obliczenia przewodności cieplnych i strat mocy czynnej wydzielanych w silniku. Dane do obliczeń cieplnych pochodzą z programu obliczeń elektromagnetycznych silników indukcyjnych, z którym współpracuje opisywany program. Dodatkowo wprowadza się, w trybie konwersacyjnym, wydatek chłodziwa, liczbę kanałów chłodzących, liczbę łopatek wirnika, temperaturę otoczenia, temperaturę chłodziwa przy wlocie do silnika.

Oblicza się wartości przewodności cieplnych występujące w z.s.c. oraz straty mocy czynnej dla założonego wstępnie rozkładu temperatur.

Po rozwiązaniu układu równań liniowych (4), porównuje się otrzymane rozwiązanie (rozkład temperatur) z wstępnie założonym. W przypadku niedostatecznej zbieżności koryguje się przyjęty rozkład temperatur i po obliczeniu nowych wartości elementów wektora P równania (4), ponawia obliczenia.

Ze względu na krótki czas rozwiązywania układu równań liniowych zastosowano metodę iteracji prostej (Jacobięgo). Dla bardziej rozbudowanych z.s.c., celowym jest, zastosowanie metod iteracyjnych zapewniających szybszą zbieżność rozwiązania np. metod relaksacyjnych.

Wyniki wyprowadzane są w postaci tablicy i wykresów przedstawiających rozkład temperatur wybranych elementów silnika wzdłuż jego osi.



Rys.3. Schemat blokowy algorytmu obliczeń cieplnych

Program umożliwia wykonanie dwu wersji obliczeń:

- obliczanie rozkładu temperatur w stanie cieplnie ustalonym,
- obliczanie tylko najwyższej temperatury uzwojenia stojana i rdzenia stojana.

Wykonanie wersji b) spełnia wymagania normy [7], wersja a) dostarcza pełniejszych informacji konstruktorowi.

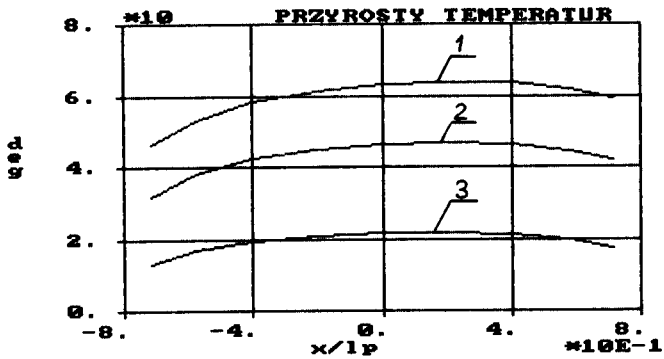
4. PRZYKŁADOWE WYNIKI OBLICZEŃ

Przykładowe obliczenia przeprowadzono na mikrokomputerze IBM PC, dla projektowanej serii silników indukcyjnych przeznaczonych do napędu agregatów chłodniczych. Sposób chłodzenia tych silników pokazano na rys.1. Czynnikiem chłodzącym był freon R-12, ilość osiowych kanałów chłodzących - B.

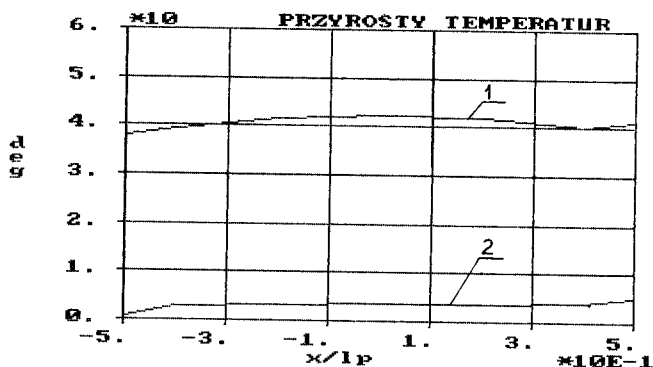
Wybrane wyniki obliczeń zestawiono w załączonej tablicy. Przykłady wyznaczonych rozkładów temperatury pokazano na rys.4 i 5.

Zestawienie wybranych wyników obliczeń cieplnych
serii silników indukcyjnych do napędu agregatów chłodniczych

Lp.	Moc silnika	Rodzaj wirnika	Wydatek chłodziwa	Przyrosty temperatury, °C		
	kW	----	m ³ /h	uzwojenie stojana	rdzeń stojana	uzwojenie wirnika
1	2,5	jednoklatkowy	12,5	18,8	19,5	27,0
2	3,1	jednoklatkowy	16,0	21,7	21,8	29,0
3	4,0	jednoklatkowy	20,0	29,7	21,2	28,3
4	5,0	jednoklatkowy	25,0	25,8	28,4	35,8
5	6,2	jednoklatkowy	31,5	32,0	36,1	42,9
6	8,0	jednoklatkowy	40,0	38,0	42,3	51,0
7	6,2	dwuklatkowy	31,5	43,4	47,6	55,9
8	8,0	dwuklatkowy	40,0	46,7	50,1	59,7



Rys.4. Rozkład przyrostów temperatur wzdłuż osi silnika 8,0 kW (jednoklatkowy) pracującego znamionowo.
1 - uzwojenie wirnika, 2 - uzwojenie stojana;
x - współrzędna równoległa do osi silnika,
lp- długość pakietu stojana

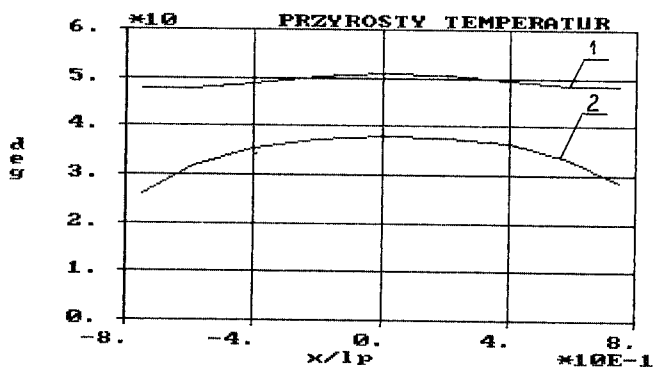


Rys.5. Rozkład przyrostów temperatur wzdłuż osi silnika.

Dane silnika jak na rys.4.

1 - rdzeń stojana, 2 - kanał chłodzący

Badanie wpływu wydatku chłodziwa na przyrosty temperatur wybranego elementu silnika ilustruje rys.6.



Rys.6. Wpływ intensywności przepływu (wydatku) chłodziwa na przyrosty temperatur uzwojenia stojana. Silnik 3,2 kW, jednofazowy, pracujący znamionowo. Wydatek freonu: 1 - 2 m³/h, 2 - 4 m³/h, 3 - 16 m³/h

5. WNIOSKI

Prezentowana metoda obliczeń cieplnych silników indukcyjnych konstrukcji specjalnej pozwala na uzyskanie rozkładu temperatur wzdłuż osi silnika, dla jego wszystkich istotnych elementów konstrukcyjnych.

Wydaje się, że wykazuje ona przydatność praktyczną ze względu na krótki czas trwania obliczeń, dogodny tryb wprowadzania danych oraz dostępność mikrokomputera IBM PC, dla którego napisano program.

Zamieszczone wyniki obliczeń, a także nie opublikowane w artykule wyniki badania wpływu poszczególnych przewodności cieplnych na rozkład temperatur w silniku, świadczą o poprawności zastosowanego modelu matematycznego. Jednak dla potwierdzenia wiarygodności wyników obliczeń, konieczna jest ich weryfikacja doświadczalna.

LITERATURA

- [1] Dubicki B.: Maszyny elektryczne, T.1, Silniki prądu stałego. PWN, Warszawa 1968
- [2] Dubicki B.: Maszyny elektryczne, T.3, Silniki indukcyjne. PWN, Warszawa 1963
- [3] Latek W.: Turbogeneratory. WNT, Warszawa 1973
- [4] PN-72/E-06000. Maszyny elektryczne wirujące. Ogólne wymagania i badania
- [5] Praca zbiorowa: Poradnik inżyniera elektryka, T.2, WNT, Warszawa 1975
- [6] Zapaśnik R., Mukosiej J., Klimek S.: Chłodzenie maszyn elektrycznych. Przegląd Elektrotechniczny, 1981, nr 2, ss. 59-61
- [7] Zapaśnik R., Klimek S., Kobylecki M., Muksiej J., Zaręba C.: Przybliżona metoda obliczeń cieplno-wentylacyjnych silników indukcyjnych o mocy 0,6 do 100 kW. Dokumentacja Instytutu Elektrotechniki nr 221/61

IBM PC APPLICATION TO THERMAL CALCULATIONS OF SPECIAL DESIGN
INDUCTION MOTORS

Summary

In the paper, an algorithm and computer programme of thermal calculations of three-phase induction motors with forced internal cooling circuit are described. The algorithm of the calculations is based on the equivalent thermal network method. The results of the calculations are presented.

ПРИМЕНЕНИЕ МИКРОКОМПЬЮТЕРА ВМРС ДЛЯ ТЕПЛОВЫХ РАСЧЕТОВ АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРО-
ДВИГАТЕЛЕЙ СПЕЦИАЛЬНОЙ КОНСТРУКЦИИ

Резюме

Представлен алгоритм и программа тепловых расчётов трёхфазных асинхронных электродвигателей с вынужденной внутренней циркуляцией охлаждающего агента. Программа, написанная для микрокомпьютера ВМ РС, благодаря вводу данных в разговорном порядке и короткого времени выполнения расчётов может оказаться пригодной в процессе проектирования. Алгоритм программы основан на методе эквивалентной тепловой сети. Приведены результаты тепловых расчётов серии электродвигателей.

Janusz Hebenstreit

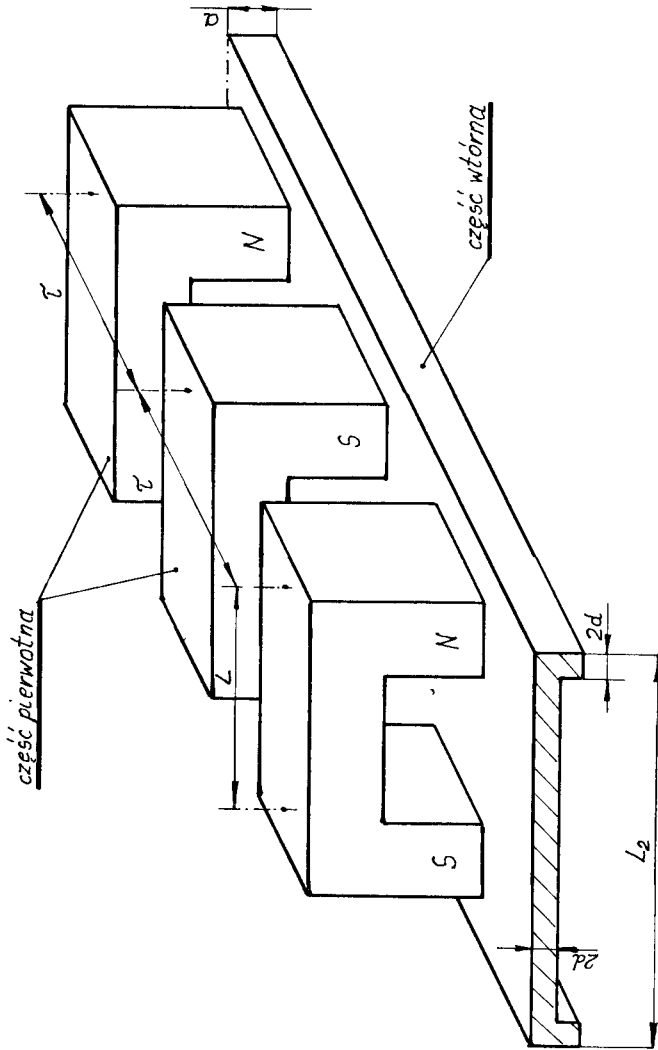
UWZGLEONIANIE POPRZECZNEGO EFEKTU KRAŃCOWEGO
W OBLICZENIACH SKŁADOWYCH SIŁY PONDEROMOTORYCZNEJ
DZIAŁAJĄCYCH NA PŁYTĘ STALOWĄ
PRZEMIESZCZAJĄCA SIĘ W STACJONARNYM POLU MAGNETYCZNYM

W pracy, na podstawie trójwymiarowej analizy pola elektromagnetycznego, przeprowadzonej przy uwzględnieniu występowania poprzecznego efektu krańcowego, wyznaczono równania składowych siły ponderomotorycznej działających na litą płytę ferromagnetyczną przemieszczającą się w stacjonarnym polu magnetycznym. Rozważania teoretyczne zilustrowano przykładami obliczeniowymi przeprowadzonymi na mikrokomputerze "COMMODORE 64". Podane zależności mogą znaleźć zastosowanie w analizie i projektowaniu hamulców wiroprowadowych /zwłaszcza liniowych/, urządzeń lewitacyjnych, pracujących w systemie lewitacji elektromagnetycznej /LEM/, łożysk magnetycznych o litej ferromagnetycznej części wtórnej oraz elektromagnesów o rdzeniach typu U.

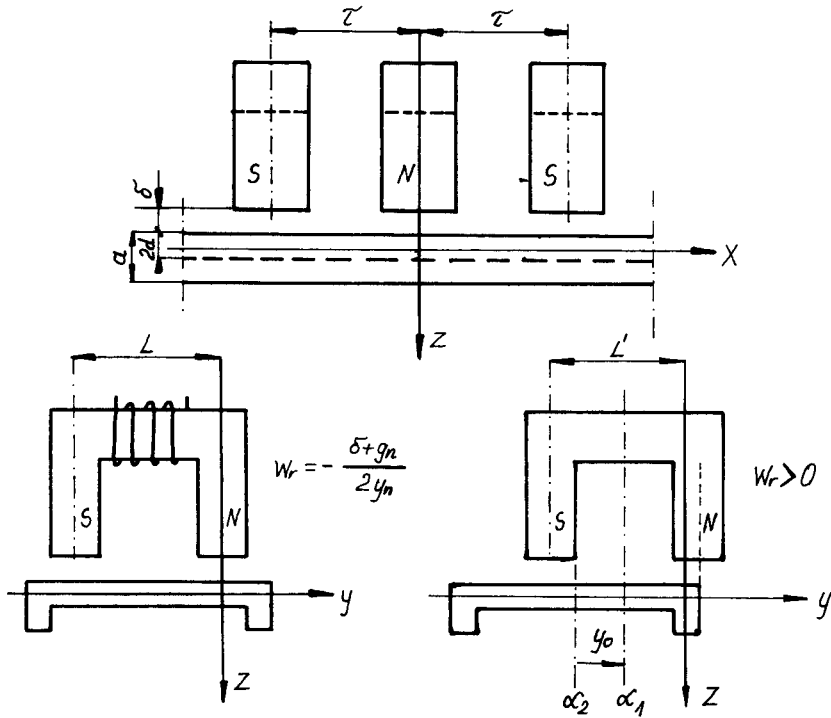
1. WPROWADZENIE

Obiektem analizy jest przetwornik elektromechaniczny prądu stałego przedstawiony na rys.1. Zbudowany jest on z części pierwotnej, którą tworzą elektromagnesy o rdzeniu typu U zasilane prądem stałym oraz z części wtórnej w postaci litej płyty ferromagnetycznej, np. ze stali konstrukcyjnej. Analiza zjawisk elektromagnetycznych w przetwornikach o budowie zbliżonej do prezentowanej na rys.1 była przedmiotem rozważań m.in. prac [1,2,7,8,9,10,11,12,13], przy czym nie uwzględniano w nich występowania poprzecznego efektu krańcowego, chociaż rozpatrywano trójwymiarowy rozkład pola elektromagnetycznego. Uwzględnianie efektu krańcowego w omawianym przetworniku jest ważne nie tylko z punktu widzenia teorii, ale również ze względów czysto praktycznych - dotyczy to przede wszystkim urządzeń lewitacyjnych, w których jednym z podstawowych problemów jest zagadnienie stabilizacji bocznej [3,14,15,16]. Poprzeczny efekt krańcowy pojawia się wtedy, gdy występuje przesunięcie pomiędzy geometrycznymi płaszczyznami symetrii części pierwotnej α_1 i wtórnej α_2 o odcinek y_0 (rys.2), a jego skutkami są:

- a/ zmiana, w porównaniu z przypadkiem, gdy $y_0 = 0$; rozkładu indukcji magnetycznej pod biegunami N i S elektromagnesu, a w tym także zmiana wartości maksymalnych indukcji;
- b/ zmiana wektora gęstości objętościowej siły ponderomotorycznej [5] pod biegunami elektromagnesu;
- c/ pojawienie się składowej F_y /zgodnie z przyjętym układem odniesienia, rys.2/ siły.



Rys.1. Niesymetryczny przetwornik elektromechaniczny prądu stałego o litej ferromagnetycznej części wtórnej



Rys.2. Przetwornik zorientowany w układzie współrzędnych x,y,z

W prezentowanej pracy, będącej kontynuacją [7], zaproponowano metodę uwzględniania poprzecznego efektu krańcowego w analizie zjawisk elektromagnetycznych w niesymetrycznym przetworniku elektromechanicznym prądu stałego pokazanym na rys.1, który jest modelem fizycznym hamulców wiropędowych, urządzeń lewitacyjnych pracujących w systemie LEM, a także łożysk magnetycznych o litej ferromagnetycznej części wtórnej. Główny cel pracy sprowadzono jednak do wyznaczenia równań składowych siły ponderomotorycznej, w których uwzględniony zostanie poprzeczny efekt krańcowy.

Rozważania teoretyczne zilustrowano przykładami obliczeniowymi przeprowadzonymi raz przy założeniu występowania tylko podstawowych harmonicznych rozkładu przestrzennego pola, drugi raz zaś - z uwzględnieniem wyższych harmonicznych, za pomocą mikrokomputera "COMMODORE 64".

2. MODEL MATEMATYCZNY

2.1. Założenia

Analizę przeprowadzono przy następujących założeniach:

- a/ pole magnetyczne w szczelinach powietrznych wytwarzane jest przez stały w czasie przepływu Θ_f , którego wartość nie zależy od prędkości liniowej V części wtórnej;
- b/ układem odniesienia jest ortokartezjański układ współrzędnych x, y, z , nieruchomy względem wymuszanego pola magnetycznego, o początku umieszczonym w połowie grubości płyty na osi symetrii części nabiegunnika wysuwanego pozostającej nad płytą - rys.2 /jeżeli nabiegunnik w całości znajduje się nad częścią wtórną, to początek układu współrzędnych leży na osi bieguna wysuwanego/;
- c/ stopień przesunięcia płaszczyzn symetrii części pierwotnej i wtórnej określa współczynnik wysunięcia względnego $w_r = \frac{y_0 - \delta + g_n}{2y_n}$, którego wartość zawiera się w przedziale $-\delta + g_n / 2y_n \leq w_r \leq 1$, (gdy $L_2 = L + 2y_n + 2\delta + 2g_n$), przy czym dla $w_r = 1$ nabiegunnik bieguna wysuwanego znajduje się poza krawędzią boczną części wtórnej tak, że jego krawędź wewnętrzna pokrywa się z krawędzią płyty;
- d/ część wtórna jest środowiskiem jednorodnym i izotropowym o przenikalności magnetycznej $\mu_2 = \text{const}$ /dla danej prędkości V / i konduktywności $\gamma_2 = \text{const}$.

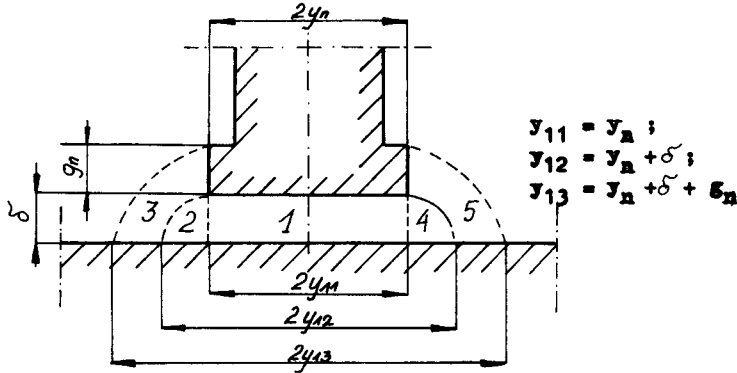
W rozważaniach przyjęto, że przekrój poprzeczny nabiegunników jest prostokątem o wymiarach $2x_n \times 2y_n$, gdzie: $2x_n, 2y_n$ - wymiary nabiegunnika wzdłuż osi x i y . Dowolny kształt przekroju poprzecznego można uwzględnić metodą proponowaną w [7].

2.2. Rozkład pola magnetycznego w szczelinie powietrznej

Analiza zjawisk elektromagnetycznych w przetworniku omawianego typu sprowadza się do wyznaczenia rozkładu pola magnetycznego i elektrycznego w części wtórnej przetwornika, a następnie równań składowych siły ponderomotorycznej. Z uwagi na to, że część wtórna jest środowiskiem o parametrach rozłożonych, problem teoretyczny przy poczynionych założeniach, sprowadza się do rozwiązania wewnętrznego zagadnienia typu Dirichleta, tj. warunku brzegowego pierwszego rodzaju [5,7].

Warunkiem brzegowym, czyli tzw. obłożeniem Dirichleta, w rozpatrywanym przypadku jest rozkład składowej indukcji magnetycznej normalnej do powierzchni części wtórnej. Dążąc do uwzględnienia poprzecznego efektu krańcowego należy tak sformułować warunki brzegowe, aby w nich zawierało się występowanie tego efektu. W proponowanej metodzie szczeliny powietrzne, zarówno pod nabiegunnikiem stale pozostającym nad płytą, jak i pod nabiegunnikiem wysuwającym, w kierunku współrzędnej y , zastępuje się układem z brył elementarnych o jednostkowej długości wzdłuż osi x analogicznie jak w [8]. Zgodnie z metodą Rotersa [8], w analizowanym przetworniku szczelinę powietrzną pod

biegunem stale pozostającym nad częścią wtórną można zastąpić układem jak na rys.3, pod biegunem wysuwany zaś, jak na rys.4. Dla każdej bryły elementarnej można w sposób jednoznaczny, określić jednostkową permeancję Λ w [H/m]



Rys.3. Szczelina powietrzna pod biegunem pozostającym nad częścią wtórną

ze wzorów:

- pod biegunem pozostającym nad płytą

$$\left. \begin{aligned} \Lambda_{11} &= 2y_n \mu_0 / \delta \quad ; \quad \Lambda_{12} = \Lambda_{14} = 0.52 \mu_0 \quad ; \\ \Lambda_{13} &= \Lambda_{15} = \frac{2\mu_0}{\pi} \ln (1 + g_n / \delta) \end{aligned} \right\} \quad (2.1)$$

wypadkową szczeliny:

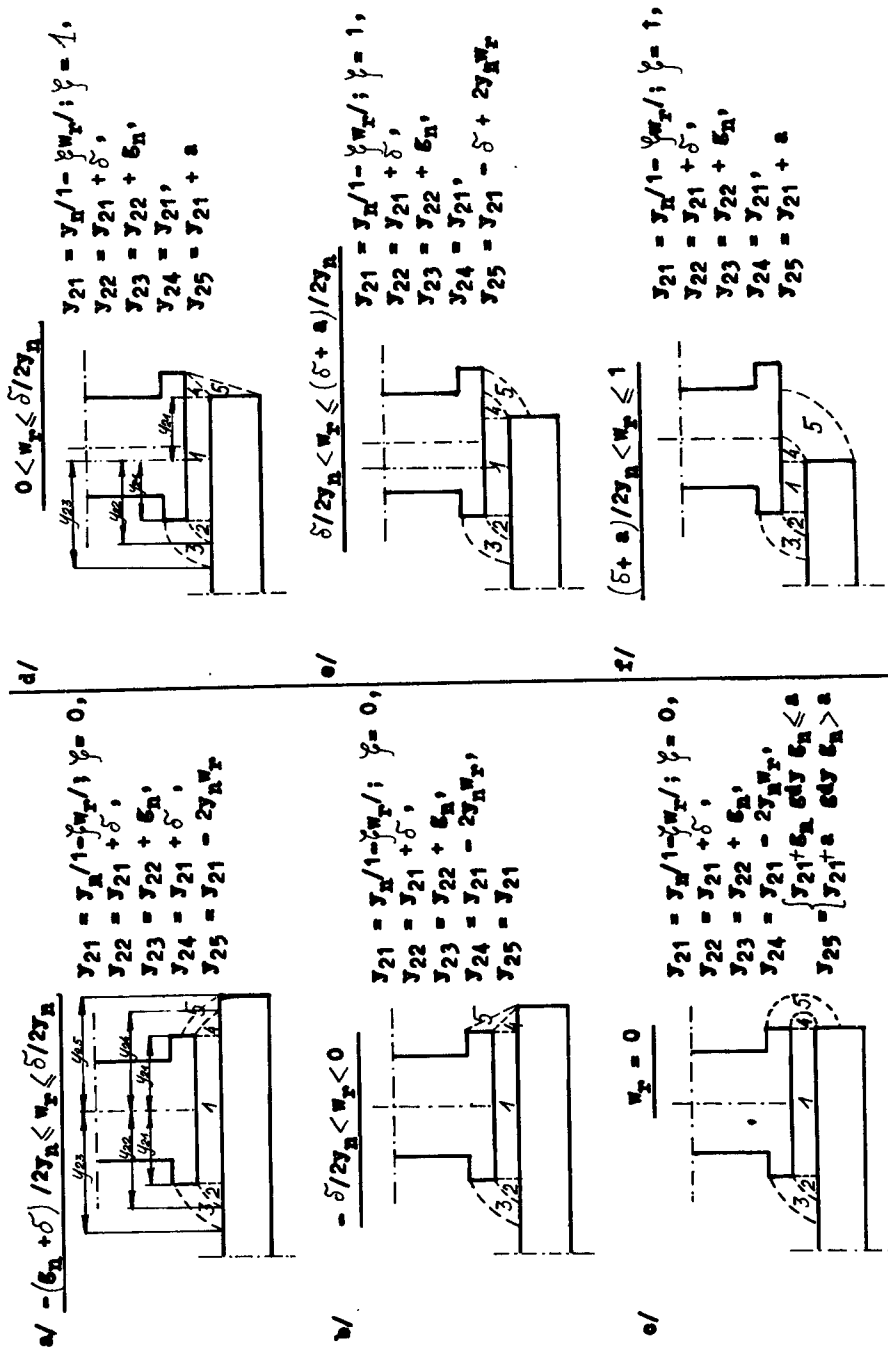
$$\Lambda_1 = \Lambda_{11} + 2 (\Lambda_{12} + \Lambda_{13}) \quad (2.2)$$

- pod biegunem wysuwany

$$\left. \begin{aligned} \Lambda_{21} &= 2y_n / (1 - \xi w_r / \delta) \quad ; \quad \Lambda_{22} = 0.52 \mu_0 \quad ; \\ \Lambda_{23} &= \frac{2\mu_0}{\pi} \ln (1 + g_n / \delta) \end{aligned} \right\} \quad (2.3)$$

przy czym: $\xi = 0$ dla $w_r \leq 0$ lub $\xi = 1$ dla $w_r > 0$

$$\Lambda_{24} = \begin{cases} 0.52 \mu_0 & \text{przy } -(\delta + g_n) / 2y_n \leq w_r \leq -\delta / 2y_n, \\ -w_r y_n \mu_0 / \delta & \text{przy } -\delta / 2y_n < w_r < 0, \\ 0.26 \mu_0 & \text{przy } w_r = 0, \\ w_r y_n \mu_0 / \delta & \text{przy } 0 < w_r \leq \delta / 2y_n, \\ 0.52 \mu_0 & \text{przy } \delta / 2y_n < w_r \leq 1 \end{cases} \quad (2.4)$$



Rys.4. Szczeliny powietrzne pod biegunem wysuwany przy różnych wartościach współczynnika w_T

$$\Lambda_{25} = \begin{cases} \frac{2\mu_0}{\pi} \ln(-w_r 2y_n / \delta) & \text{dla } -(\delta + g_n)/2y_n \leq w_r \leq -\delta/2y_n, \\ -\frac{0.25g_n\mu_0}{w_r y_n} \frac{\ln(g_{w1}/\delta_w)^{(1)}}{\ln(g_w/(-2y_n w_r))} & \text{dla } -\delta/2y_n < w_r < 0, \\ \frac{\mu_0}{\pi} \ln(1 + g_n/\delta) & \text{jeżeli } g_n > a^{(2)} \\ \frac{\mu_0}{\pi} \ln(1 + a/\delta) & \text{jeżeli } g_n > a \end{cases} \quad \text{dla } w_r = 0, \quad (2.5)$$

$$\begin{cases} \frac{0.25a\mu_0}{w_r y_n} \frac{\ln(a_{w1}/\delta_w)^{(1)}}{\ln(a_w/2y_n w_r)} & \text{dla } 0 \leq w_r \leq \delta/2y_n, \\ \frac{2\mu_0}{\pi} \ln(2y_n w_r / \delta) & \text{dla } \delta/2y_n < w_r \leq (\delta + a)/2y_n, \\ \frac{2\mu_0}{\pi} \ln(1 + a/\delta) & \text{dla } (\delta + a)/2y_n < w_r \leq 1, \end{cases}$$

gdzie:

$$g_{w1} = g_n + \delta + \sqrt{4y_n^2 w_r^2 + (g_n + \delta)^2}, \quad g_w = g_n + \sqrt{4y_n^2 w_r^2 + g_n^2},$$

$$a_{w1} = a + \delta + \sqrt{4y_n^2 w_r^2 + (a + \delta)^2}, \quad a_w = a + \sqrt{4y_n^2 w_r^2 + a^2},$$

$$\delta_w = \delta + \sqrt{4y_n^2 w_r^2 + \delta^2}; \quad \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$$

Permeancja wypadkowa szczeliny jest sumą permeancji jednostkowych brył elementarnych:

$$\Lambda_2 = \sum_{i=1}^5 \Lambda_{2i} \quad (2.6)$$

Zastępując szczelinę powietrzną odpowiednim układem jednostkowych permeancji geometrycznych, można przyjąć w rozważaniach, że w obszarze ograniczonym konturem danej bryły wartość indukcji magnetycznej jest stała. Dotyczy to podstawy bryły stykającej się z powierzchnią części wtórnej. Takie założenie było czynione we wcześniejszych pracach autora m.in. w [7,10,11, 12], przy czym dotyczyło stałej wartości indukcji w obszarze ograniczonym konturem nabiegownika, a zatem jego przyjęcie tutaj jest w pełni zasadne. Uwzględniając powyższe założenie, wartość średnią indukcji u podstawy i-tej bryły oblicza się z zależności:

$$B_{i1,2} = \frac{\Lambda_{i1,2}}{\Delta y_{i1,2}} V_{1,2} \quad [T] \quad (2.7)$$

- (1) - wzory zostały wyprowadzone przez autora dla brył nie analizowanych przez Rotersa,
 (2) - wymiar a zawarty jest w przedziale $2d \leq a \leq 2y_n + g_n$.

gdzie:

$\Lambda_{i1,2}$ - permeancja jednostkowa i-tej bryły pod biegunem pozostającym nad płytą /1/ i wysuwany /2/,

$\Delta y_{i1,2}$ - szerokość podstawy bryły,

$V_{1,2}$ - napięcie magnetyczne w szczelinach powietrznych.

Odnosząc wartości indukcji B_{i1} oraz B_{i2} do B_{21} /gdzie: B_{21} jest to indukcja pod częścią bieguna wysuwanego pozostającą nad płytą / uzyskuje się następujące wartości względne:

- pod biegunem pozostającym nad częścią wtórną

$$b_{11} = \Lambda_2 / \Lambda_1 ; \quad b_{12} = b_{14} = 0.52 \Lambda_2 / \Lambda_1 ; \quad b_{13} = b_{15} = \frac{\Lambda_{13} \Lambda_2}{\mu_0 g_n \Lambda_1} \delta \quad (2.8)$$

- pod biegunem wysuwany

$$b_{21} = 1 ; \quad b_{22} = 0.52 ; \quad b_{23} = \frac{\delta \Lambda_{23}}{\mu_0 g_n} \quad (2.9)$$

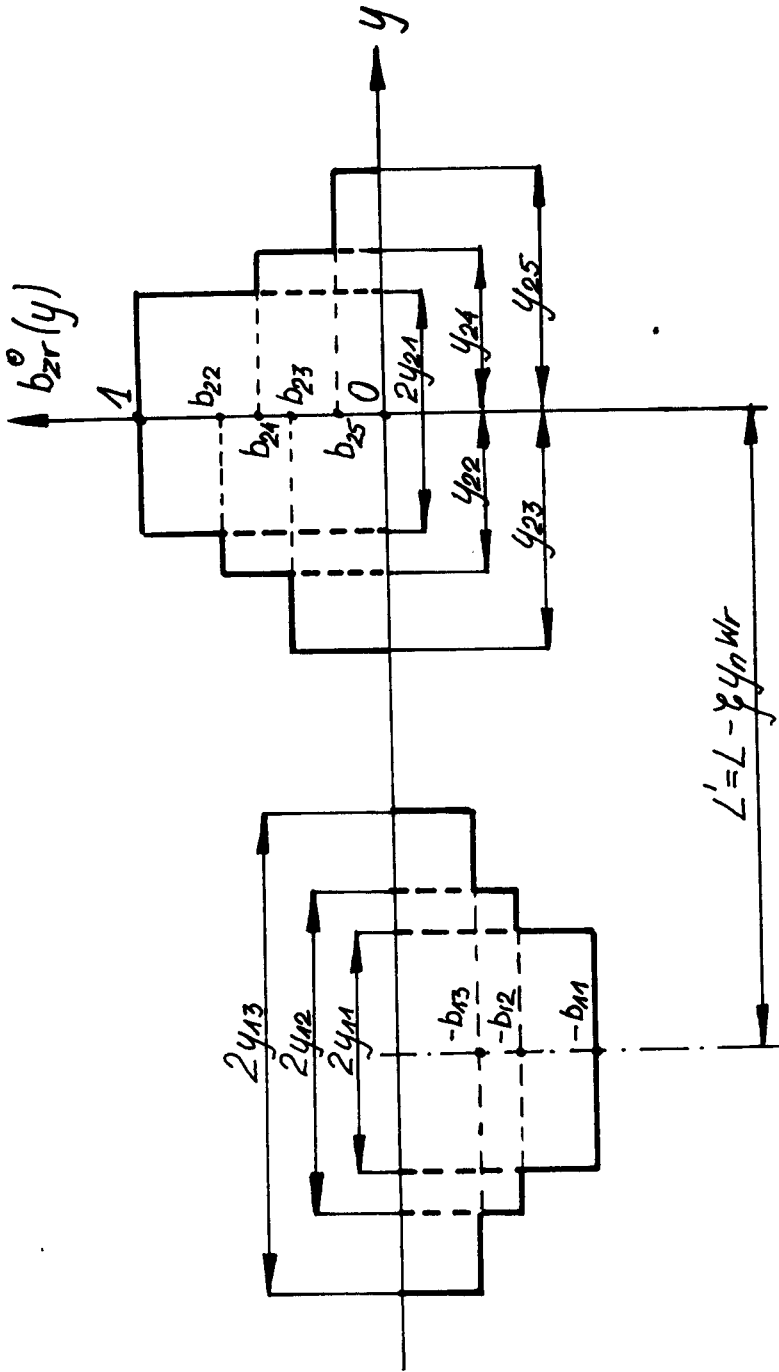
$$b_{24} = \begin{cases} 0.52 & \text{przy } -(\delta + g_n)/2y_n \leq w_r \leq -\delta/2y_n, \\ 0.50 & \text{przy } -\delta/2y_n < w_r < 0, \\ 0 & \text{przy } w_r \geq 0 \end{cases} \quad (2.10)$$

$$b_{25} = \frac{\delta \Lambda_{25}}{\mu_0 k} \quad (2.11)$$

przy czym: $k = -\delta/2y_n w_r + \delta$ dla $-(\delta + g_n)/2y_n \leq w_r < -\delta/2y_n$; $= \infty$ dla $-\delta/2y_n = w_r < 0$; $= g_n$ jeżeli $g_n \leq a$ lub $= a$ jeżeli $g_n > a$
dla $w_r = 0$; $= a$ dla $0 < w_r \leq \delta/2y_n$ i $(\delta + a)/2y_n < w_r \leq 1$; $= 2y_n w_r - \delta$ dla $\delta/2y_n < w_r \leq (\delta + a)/2y_n$.

Uwzględniając zależności (2.8) - (2.11) oraz dodatkowo podane wcześniej założenia, można dokonać umyślnego rozwinięcia krawędzi bocznych części wtórnej tak, aby nową strukturę geometryczną tworzyła płyta o szerokości $L_2 + 2a$ i grubości $2d$, dla której rozkład składowej normalnej indukcji magnetycznej na powierzchni, wzdłuż osi y , jest taki jak przedstawiony na rys.5. Funkcja $b_{zr}^0/y/$ spełnia warunki Dirichleta, a zatem można ją rozwinąć w szereg trygonometryczny Fouriera zawierający harmoniczne rzędu N od 1 do ∞ . Przyjmując zmienność N -tej harmonicznej funkcji $b_{zr}^0/y/$ wzdłuż osi x analogiczną jak dla przetwornika niesymetrycznego w pracy [7] otrzymuje się następujący opis analityczny warunku brzegowego na płaszczyźnie $z = -d$:

$$B_z^0/x, y/ = \sum_{N=1}^{\infty} \cos(\tau_N y + \psi_N) \sum_{\nu=1}^{\infty} \operatorname{Re} \left\{ B_{m\nu N} e^{j\beta_\nu x} \right\} \quad (2.12)$$



Rys.5. Rozkład wartości względnej składowej normalnej indukcji magnetycznej na powierzchni części wtórnej wzdłuż osi y

gdzie:

$B_{m \nu N} = B_{m \nu N} \exp / - j \varphi \nu /$, $B_{m \nu N} = \frac{16}{\pi^2} B_0 \frac{A_N}{N \nu \cos \psi_N} \sin \beta_\nu x_n$ - przy czym B_0 wartość maksymalna indukcji pod biegunem wysuwany;

$\beta_\nu = \nu \pi / l'$, $\eta_N = N \pi / L'$, $L' = L - \xi y_{n w_r}$, φ_ν - argument wartości maksymalnej zespolonej indukcji uwzględniający deformację pola w szczelinie powietrznej w wyniku reakcji prądów wirowych [7] /w obliczeniach uproszczonych można przyjmować $\varphi_\nu = 0$; $\psi_N = \arctg (B_N/A_N)$ - kąt przesunięcia fazowego amplitudy indukcji magnetycznej w kierunku współrzędnej y; A_N i B_N - stałe wynikające z rozwinięcia funkcji b_{zr}^0 / y wzdłuż osi y opisane wzorami:

$$A_N = \sin \eta_N y_{21} + b_{22} \cos (0.5 \eta_N / y_{22} + y_{21} /) \sin (0.5 \eta_N / y_{22} - y_{21} /) + \\ + b_{23} \cos (0.5 \eta_N \times / y_{23} + y_{22} /) \sin (0.5 \eta_N / y_{23} - y_{22} /) + b_{24} \cos (0.5 \eta_N / y_{24} + y_{21} /) \sin \\ (0.5 \eta_N / y_{24} - y_{21} /) + b_{25} \cos (0.5 \eta_N / y_{25} + y_{24} /) \sin (0.5 \eta_N / y_{25} - y_{24} /) - \cos \eta_N L' \left\{ b_{11} \sin \eta_N y_{11} \right. \\ \left. + b_{12} \cos (0.5 \eta_N / y_{11} + y_{12} /) \sin (0.5 \eta_N \delta) + b_{13} \cos (0.5 \eta_N / y_{12} + y_{13} /) \times \sin (0.5 \eta_N \theta_n) \right\};$$

$$B_N = b_{22} \sin (0.5 \eta_N / y_{21} + y_{22} /) \sin (0.5 \eta_N \delta) + b_{23} \sin (0.5 \eta_N / y_{22} + y_{23} /) \times \sin (0.5 \eta_N \theta_n) - \\ b_{24} \sin (0.5 \eta_N / y_{24} + y_{21} /) \sin (0.5 \eta_N / y_{24} - y_{21} /) - b_{25} \sin (0.5 \eta_N / y_{25} + y_{24} /) \sin \\ (0.5 \eta_N / y_{25} - y_{24} /)$$

Zależność (2.12) jest słuszna dla dowolnej wartości współczynnika w_r , a zatem w warunku brzegowym uwzględniono już fakt występowania poprzecznego efektu krańcowego.

2.3. Równania różniczkowe opisujące pole elektromagnetyczne w części wtórnej

Dokonując umyślnego rozwinięcia krawędzi bocznych części wtórnej oraz uwzględniając zależność (2.12) sprowadza się omawiany przetwornik do modelu matematycznego identycznego jak w pracy [7], tj. do płyty o szerokości $L_2 + 2a$ i grubości $2d$, nieskończenie długiej w kierunku osi x, na powierzchni której znany jest rozkład składowej normalnej indukcji magnetycznej. Dla takiego modelu pole elektromagnetyczne w części wtórnej opisane jest układem równań w postaci:

$$\text{rot } \vec{H}_2 = \vec{J}_2 = \gamma_2 \vec{E}_2 \quad (2.13a)$$

$$\text{rot } \vec{E}_2 = \text{rot } (\vec{V} \times \vec{B}_2) \quad (2.13b)$$

przy czym: \vec{H}_2 - wektor natężenia pola magnetycznego, \vec{B}_2 - wektor indukcji magnetycznej, \vec{E}_2 - wektor natężenia pola elektrycznego, \vec{J}_2 - wektor gęstości prądu, $\vec{V} = \mathbf{1}_x v$ - wektor prędkości liniowej.

Poddając zależność (2.13a) operacji rotacji dochodzi się, po uwzględnieniu (2.13b), do równania:

$$\nabla^2 \vec{H}_2 - \mu_2 \delta_2 [\nabla \times (\nabla \times \vec{H}_2)] = 0 \quad (2.14)$$

Rozpisując je na zależności skalarne we współrzędnych x, y, z uzyskuje się trzy równania różniczkowe cząstkowe, które można rozwiązać metodą rozdzielania zmiennych. W rozpatrywanym przypadku otrzymuje się analogiczne równania składowych natężenia pola magnetycznego i wektora gęstości prądu jak w [7], przy czym w miejsce argumentu η_{ny} podstawić należy $\eta_{Ny} + \psi_N$.

Z przytoczonych rozważań wynika, że za pomocą proponowanej metody uwzględniania poprzecznego efektu krawcowego można rzeczywisty obiekt zastąpić układem o modelu matematycznym jak w [1,2,7,9,10,11,12], wprowadzając równocześnie tylko modyfikację w opisie warunku brzegowego na powierzchni części wtórnej.

3. SKŁADOWE SIŁY PONDEROMOTORYCZNEJ

Na płytę stalową o szerokości $L_2 + 2a$ działa:

- siła opisana wzorem Maxwella [5,7,11], która w rozpatrywanym przypadku ma postać

$$\vec{F}_M = - l_z \frac{\mu_2^2}{2\mu_0} \iint_S [H_{2z}^2/x, y, -d/ - H_{2z}^2/x, y, d/] dS \quad (3.1)$$

- siła opisana wzorem Ampera

$$\vec{F}_A = \mu_2 \delta_2 \iiint_U (\vec{E}_2 \times \vec{H}_2) du \quad (3.2)$$

przy czym: H_{2z} - składowa natężenia pola magnetycznego w części wtórnej w kierunku osi z , μ_2 - przenikalność magnetyczna części wtórnej, S - pole powierzchni przestrzeni podbiegunowej, u - objętość elementu w obszarze podbiegunowym, l_z - wektor jednostkowy.

Wypadkowa siła ponderomotoryczna, działająca w obszarze pojedynczego biegunu, jest sumą obydwu sił:

$$\vec{F} = \vec{F}_M + \vec{F}_A \quad (3.3)$$

Uwzględniając równania składowych pola elektromagnetycznego w części wtórnej podane w [7] wraz z uwagą z rozdziału 2.3, a także rzeczywisty kształt części wtórnej, tj. taki jak na rys.1, otrzymuje się następujące równania składowych siły ponderomotorycznej:

a/ pod biegunem pozostającym nad płytą

- składowa w kierunku osi x

$$F_{x1} = - 0.5 \tau v \delta_2 \left(\frac{\beta v}{\alpha v N} B_{m \nu N} \right)^2 \left[y_{13} + \frac{1}{2} \frac{1}{\eta_N} \cos 2 \psi_N \sin 2 \eta_{Ny13} \right] \int_{-d}^d |E/z| dz \quad (3.4)$$

- składowa w kierunku osi z

$$F_{z1} = -\frac{\tau}{4\mu_0} \sum_{N=1}^{\infty} \sum_{\nu=1}^{\infty} \left\{ (1-k_T) B_{m\nu N}^2 \left[y_{13} + \frac{1}{2\eta_N} \cos 2\psi_N \sin 2\eta_N y_{13} \right] + \right. \\ \left. - 2\mu_0 \nu \delta_2 B_{m\nu N}^2 \left[y_{13} + \frac{\beta_\nu^2 - \eta_N^2}{2\eta_N \alpha_{\nu N}^2} \cos 2\psi_N \sin 2\eta_N y_{13} \right] \operatorname{Im} \left[\int_{-d}^d \frac{F(z)}{z} \frac{\partial F^*/z}{\partial z} dz \right] \right\} \quad (3.5)$$

b/ pod biegunem wysuwany

- składowa w kierunku osi x

$$F_{x2} = -0.25 \tau \nu \delta_2 \sum_{N=1}^{\infty} \sum_{\nu=1}^{\infty} \left\{ \left(\frac{\beta_\nu}{\alpha_{\nu N}} B_{m\nu N} \right)^2 \left[\int_{-d}^d |F(z)|^2 dz \right] \left\{ y_{21} + y_{23} + a + \frac{1}{\eta_N} \left[\cos [\eta_N (g_N + \delta)] - 2\psi_N \right] \sin [\eta_N (y_{21} + y_{23})] + \cos [\eta_N (2y_{21} + a) + 2\psi_N] \sin \eta_N a \right\} \right\} \quad (3.6)$$

- składowa w kierunku osi y

$$F_{y2} = \frac{\tau}{8\mu_0} \sum_{N=1}^{\infty} \sum_{\nu=1}^{\infty} \left\{ (1-k_T) B_{m\nu N}^2 \left[a + \frac{1}{\eta_N} \cos [\eta_N (a + y_{21}) + 2\psi_N] \sin \eta_N a \right] + \right. \\ \left. - 2\mu_0 \nu \delta_2 \beta_\nu B_{m\nu N}^2 \left[\operatorname{Im} \int_{-d}^d \frac{F(z)}{z} \frac{\partial F^*/z}{\partial z} dz \right] \left[a + \frac{\beta_\nu^2 - \eta_N^2}{\eta_N \alpha_{\nu N}^2} \cos [\eta_N (a + 2y_{21}) + 2\psi_N] \sin \eta_N a \right] \right\} \quad (3.7)$$

- składowa w kierunku osi z

$$F_{z2} = -\frac{\tau}{8\mu_0} \sum_{N=1}^{\infty} \sum_{\nu=1}^{\infty} \left\{ (1-k_T) B_{m\nu N}^2 \left[y_{21} + y_{23} + \frac{1}{\eta_N} \cos [\eta_N (\delta + g_N) - 2\psi_N] \sin [\eta_N (y_{21} + y_{23})] - 2\mu_0 \nu \delta_2 \beta_\nu B_{m\nu N}^2 \operatorname{Im} \left[\int_{-d}^d \frac{F(z)}{z} \frac{\partial F^*/z}{\partial z} dz \right] \left[y_{21} + y_{23} + \frac{\beta_\nu^2 - \eta_N^2}{\eta_N \alpha_{\nu N}^2} \times \right. \right. \right. \\ \left. \left. \times \cos [\eta_N (\delta + g_N) - 2\psi_N] \sin [\eta_N (y_{21} + y_{23})] \right] \right\} \quad (3.8)$$

gdzie:

$$\alpha_{\nu N} = \sqrt{\beta_\nu^2 - \eta_N^2}; \quad \alpha_{2\nu N} = \alpha_{2\nu N} + j \lambda_{2\nu N}$$

$$\delta_{2\nu N} = \sqrt{0.5 \left[\alpha_{\nu N}^2 + (\mu_2 \delta_2 \nu \beta_\nu)^2 + \alpha_{\nu N}^2 \right]}$$

$$\lambda_{2\nu N} = 0.5 \left[\alpha_{\nu N}^4 + (\mu_2 \delta_2 \nu \beta_\nu)^2 - \alpha_{\nu N}^2 \right]$$

$$\frac{F(z)}{z} = \frac{\operatorname{sh} \alpha_{2\nu N} / z - d / - \frac{\mu_0 \alpha_{2\nu N}}{\mu_2 \alpha_{\nu N}} \operatorname{ch} \alpha_{2\nu N} / z - d /}{\operatorname{sh} 2 \alpha_{2\nu N} d + \frac{\mu_0 \alpha_{2\nu N}}{\mu_2 \alpha_{\nu N}} \operatorname{ch} 2 \alpha_{2\nu N} d}$$

$$k_T = \left| \frac{F}{d} \right|^2, \quad F^*/z/ - \text{funkcja zespolona sprzężona z } F/z/.$$

Znak minus występujący w zależnościach (3.4) i (3.6) oznacza, że są to siły hamujące, w zależności zaś (3.5) i (3.8), że występuje przyciąganie płyty przez bieguny elektromagnesu.

Równocześnie na część pierwotną działają siły o tej samej wartości lecz przeciwnego znaku. Wypadkowe składowe siły ponderomotorycznej są sumami arytmetycznymi składowych działających pod każdym z biegunów.

4. ALGORYTMY OBLICZEŃ NUMERYCZNYCH

Wykorzystując podane wyżej równania składowych siły opracowano dwa programy obliczeń na mikrokomputer "COMMODORE 64". Pierwszy z programów o nazwie "LEW.A" służy do obliczania składowych siły ponderomotorycznej, działających na część pierwotną przetwornika, przy uwzględnieniu harmonicznych podstawowych rozkładu przestrzennego pola.

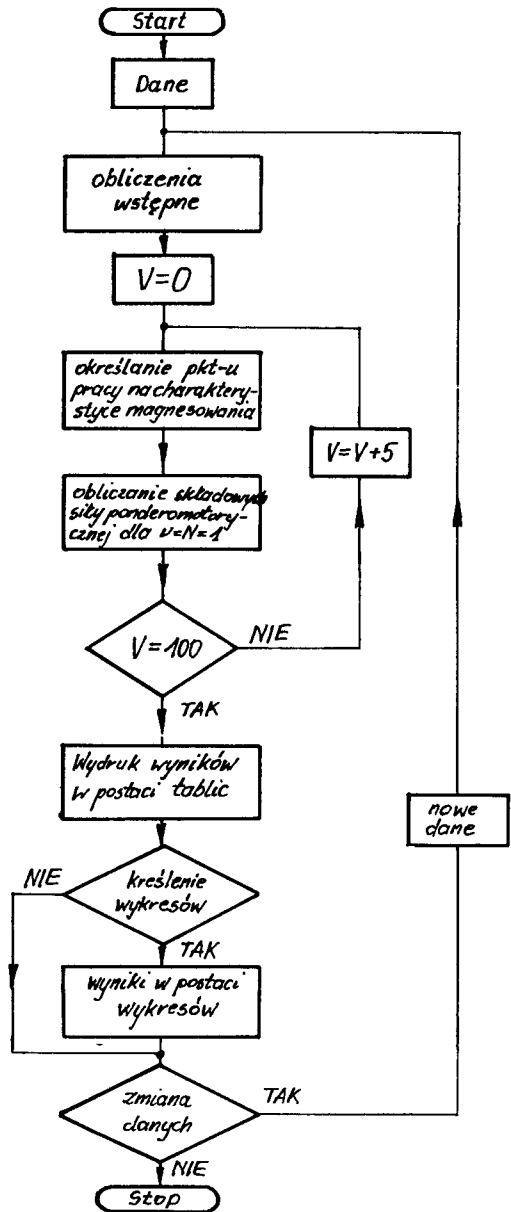
Program drugi, o nazwie "LEW.B" oblicza składowe pochodzące od podstawowych oraz wyższych harmonicznych. Obliczenia numeryczne są realizowane za pomocą dwóch programów, z uwagi na zbyt małą pojemność pamięci operacyjnej komputera. Uproszczone schematy blokowe obydwu programów przedstawiono odpowiednio na rys.6 i 7. W każdym z programów danymi wejściowymi są: wymiary geometryczne przetwornika, przepływ uzwojenia wzbudzenia pojedynczego elektromagnesu oraz wartość względnego współczynnika wysunięcia w_T - dodatkowo w programie "LEW.B" wprowadza się tablicę prędkości liniowych i odpowiadającą im tablicę wartości średnich natężenia pola magnetycznego na powierzchni części wtórnej. O ile program "LEW.A" jest w pełni niezależny, to program "LEW.B" stanowi moduł pierwszego programu.

Dane do programów wprowadzane są do komputera z klawiatury. Wyniki obliczeń są wyprowadzane na ekran monitora najpierw w postaci tablicy, a następnie, po uzyskaniu rozkazu z klawiatury, w postaci wykresów.

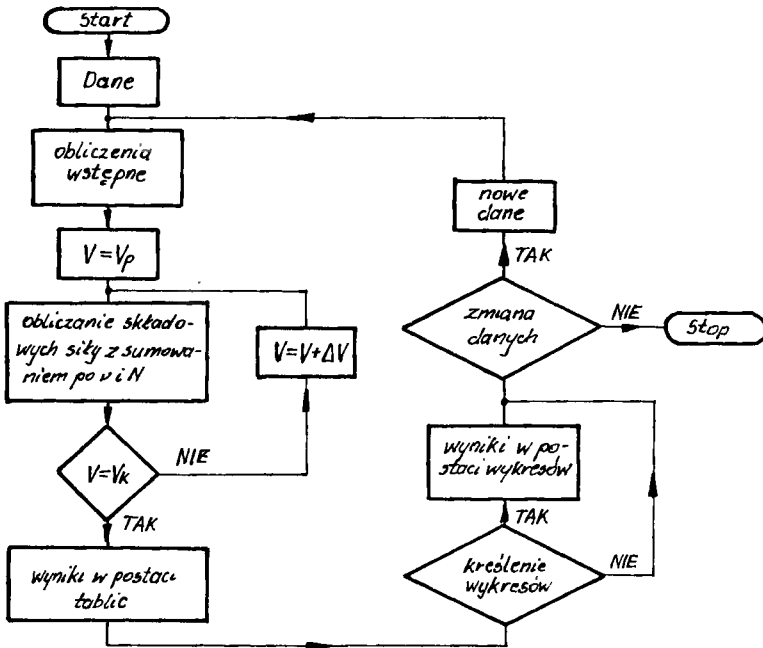
Zasadę funkcjonowania obydwu programów w pełni ilustrują schematy blokowe (rys.6 i 7).

Blizszego wyjaśnienia wymaga blok "określanie punktu pracy na charakterystyce magnesowania" zawarty w programie "LEW.A". Zgodnie z założeniem $a/$, dla każdej prędkości liniowej V części wtórnej, przepływ Θ_f pozostaje stały, a zatem ze wzrostem prędkości maleje indukacja w szczelinie [7]. Zmiana indukacji powoduje również zmianę przenikalności magnetycznej części wtórnej. Określanie punktu pracy na charakterystyce magnesowania polega na wyznaczeniu wartości średniej natężenia pola magnetycznego na powierzchni części wtórnej z równania przepływu, a następnie na odczytaniu z charakterystyki $\mu_2 = f/H_m$ wartości przenikalności. Uwzględniając dowolne położenie względem części wtórnej bieguna wysuwanego, równanie przepływu przyjmuje postać:

$$k_f \Theta_f = L' H_m + \frac{\mu_2 H_m}{2 \mu_0} \frac{(\sigma + \sigma_z) L' \alpha_{11}^2}{\operatorname{Re} \left\{ \frac{dF}{dz} / z/ \right\} z = -d} \quad (4.1)$$



Rys.6. Uproszczony schemat blokowy programu "LEW.A"



Rys.7. Uproszczony schemat blokowy programu "LEW.8"

gdzie:

k_f - współczynnik uwzględniający napięcie magnetyczne w części pierwotnej / $k_f < 1$; δ_z - zastępcza umyślona długość szczeliny powietrznej pod biegunem wysuwany, wyznaczona dla części bieguna stałe pozostającej nad płytą, dla której $\Lambda_2(\delta_z) = \Lambda_2$ - interpretację geometryczną δ_z podano na rys.8.

Wartość liczbowa δ_z wyznacza się metodą iteracyjną ze wzoru:

$$\Lambda_{21} \left(\delta / \delta_z \right) + \frac{4 \mu_0}{\pi} \ln \left(1 + g_n / \delta_z \right) = \Lambda_2 - 2 \Lambda_{22} \quad (4.2)$$

przy czym w pierwszym przybliżeniu należy przyjąć $\delta_z = \delta_{z0} = \frac{\Lambda_{21}}{\Lambda_2 - 2\Lambda_{22}}$

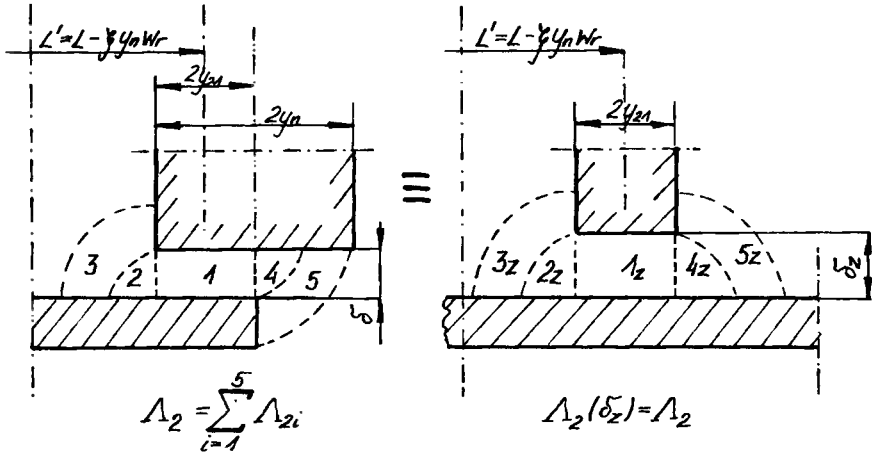
- dla $w_r = - (\delta + g_n) / 2y_n$, δ_{z0} jest wprost pierwiastkiem równania (4.2).

Wyznaczanie wartości średniej natężenia pola magnetycznego odbywa się metodą iteracyjną, przy uwzględnianiu tylko pierwszych harmonicznych rozkładu przestrzennego pola. Proces iteracyjny zostaje zakończony po spełnieniu warunku:

$$\left| 1 - \Theta(H_m) / k_f \Theta_f \right| \leq 0.01 \quad (4.3)$$

gdzie:

$\Theta(H_m)$ - wartość przepływu obliczona dla przyjętego natężenia H_m .



Rys.8. Interpretacja graficzna zastępczej długości δ_z szczeliny powietrznej pod biegunem wysuwany

Przy obliczaniu natężenia H_m oraz przenikalności magnetycznej μ_2 korzysta się z tzw. przeliczonej charakterystyki magnesowania w postaci [4,6,7] :

$$\mu_2 = (a_\mu H_m - b_\mu) / H_m^2 \quad (4.4)$$

przy czym: a_μ i b_μ - współczynniki aproksymacji.

W opracowanych programach posłużono się trzydcinkową aproksymacją przeliczonej charakterystyki magnesowania.

Na podstawie obliczeń testujących obydwaj programy stwierdzono, że czas pełnych obliczeń za pomocą programu "LEW.A" wynosi od 4 do 5 minut, programu "LEW.B" natomiast około 50 minut /przy $N = 1,2,3 \dots 11$, $\nu = 1,3 \dots 11$ dla 11 prędkości V /.

5. WYNIKI OBLICZEŃ I ICH ANALIZA

Obliczenia wykonano dla przetwornika o następujących wymiarach geometrycznych i parametrach elektromagnetycznych:

- szerokość płyty $L_2 = 0.2526$ m i grubość $2d = a = 0.01$ m;
- nabiegunknik o przekroju kwadratowym $2x_n = 2y_n = 0.071$ m i grubości $g_n = 0.0155$ m;
- długość podziałki biegunowej $T = 0.1139$ m;
- długość szczeliny powietrznej $\delta = 3_{10}^{-3}$ m;
- przepływ uzwojenia wzbudzenia $\mathcal{Q}_1 = 4100$ A;

- materiał obwodu magnetycznego stal St-3 - charakterystykę tej stali podaną w [4], zastąpiono przeliczoną, przyjmując następujące wartości współczynników a_μ i b_μ w zależności od przedziału natężenia pola H_m :

$$a_\mu = 1.48 \text{ Vs/m}^2, b_\mu = 203 \text{ Ws/m}^3 \quad 137.2 \leq H_m \leq 2700 \text{ A/m},$$

$$a_\mu = 1.67 \text{ Vs/m}^2, b_\mu = 736 \text{ Ws/m}^3 \quad 2700 < H_m \leq 6900 \text{ a/m},$$

$$a_\mu = 1.92 \text{ Vs/m}^2, b_\mu = 2461 \text{ Ws/m}^3 \quad H_m > 6900 \text{ A/m};$$

- konduktywność płyty $\gamma_2 = 4 \cdot 10^6 \text{ S/m}$;

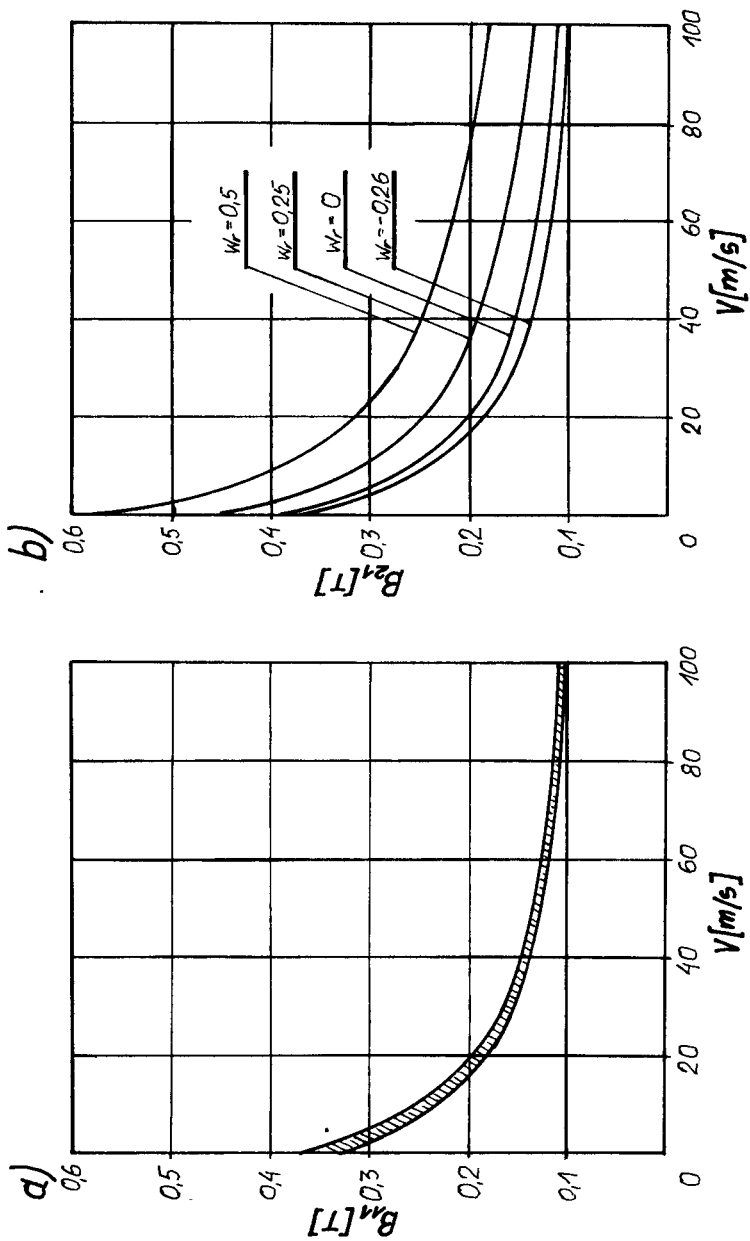
przy czterech wartościach względnego współczynnika wysunięcia w_r , tj. $w_r = 0.26/y_0 = 0$, a zatem brak poprzecznego efektu krańcowego/, $= 0$, $= 0.25$ i $= 0.5$.

Wyniki obliczeń przedstawiono w postaci wykresów. Na rys.9 pokazano wartości maksymalne indukcji w funkcji prędkości liniowej V pod biegunem po - zostającym nad płytą /rys.9a/ oraz wysuwany /rys.9b/; na rys.10 charakterystyki $F_{x1} = f/V$ i $F_{x2} = f/V$; na rys.11 charakterystyki $F_y = f/V$ oraz wartość średnią natężenia pola magnetycznego na powierzchni części wtórnej $H_m = f/V$ przy w_r jako parametr; na rys.12 natomiast charakterystyki $F_{z1} = f/V$ i $F_{z2} = f/V$. Dodatkowo na rys.13 przedstawiono wykresy $F_{x1} = f/V$ i $F_{z1} = f/V$ obliczone przy uwzględnieniu tylko harmonicznych podstawowych /krzywe 1/ oraz wyższych harmonicznych - krzywe 2.

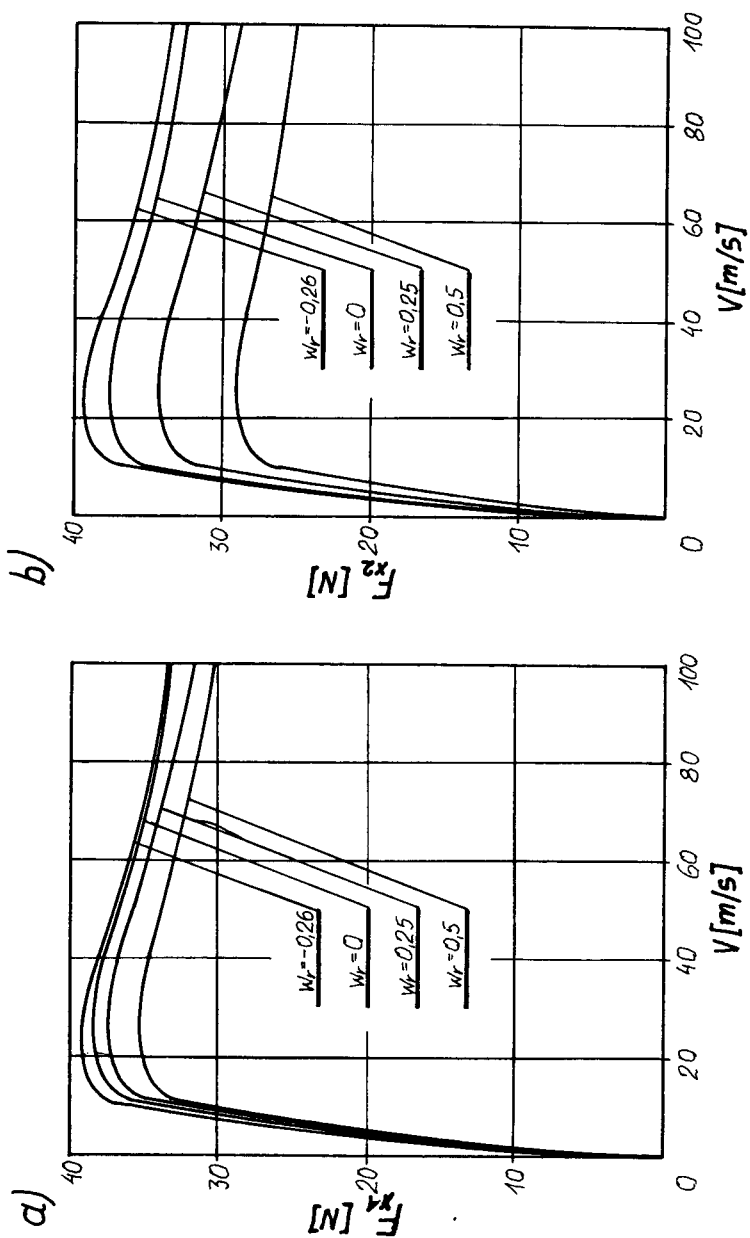
Jak wynika z wykresów, przesunięcie płaszczyzn symetrii części pierwotnej względem wtórnej, wyrażone poprzez współczynnik w_r , ma wyraźny wpływ na wartości maksymalne indukcji w szczelinach powietrznych, przy czym wpływ ten jest największy pod biegunem wysuwany. Zmiany indukcji znajdują swoje odzwierciedlenie w składowych siły ponderomotorycznej, gdyż te są wprost proporcjonalne do kwadratu indukcji.

Analizując zależność składowych siły od prędkości V , a zwłaszcza F_y i F_z /zależność F_x od V jest ogólnie znana chociażby z teorii silników liniowych [6] i nie wymaga komentarza/, można zauważyć, że przy $V = V_{oy}$, $F_y = 0$; a przy $V = V_{oz}$, $F_z = 0$ i ponadto $F_y > 0$ dla $V > V_{oy}$, $F_z < 0$ dla $V > V_{oz}$. Obydwie składowe są wynikiem superpozycji naprężeń powierzchniowych Maxwella i wektora gęstości objętościowej, którego pochodzenie ma charakter elektrodynamiczny, a zatem sił o przeciwnych zwrotach. Przy prędkościach $0 \leq V < V_0$ siła pochodzenia elektrodynamicznego jest mniejsza od siły wywołanej naprężeniami Maxwella, przy $V > V_0$ natomiast występuje zjawisko odwrotne - to wyjaśnia kształt omawianych charakteryst. Na uwagę zasługuje fakt, iż $V_{oy} > V_{oz}$, a ponadto stosunkowo małe są wartości F_y dla $V > V_{oy}$ - oznacza to że w składowej F_y zdecydowanie największy jest udział siły powodowanej naprężeniami powierzchniowymi. W przypadku składowej F_z natomiast przeważa udział siły elektrodynamicznej.

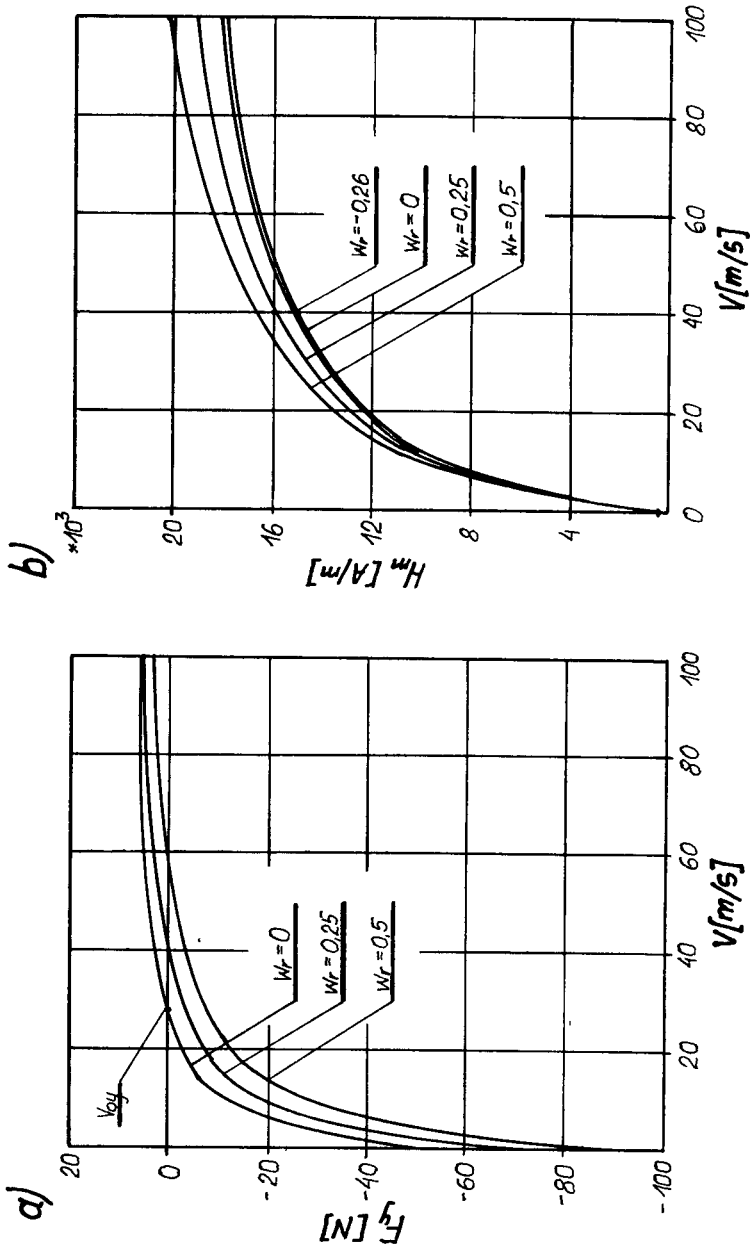
Wyniki obliczeń prowadzą do wniosku, że przy ujemnych wartościach współczynnika w_r wpływ poprzecznego efektu krańcowego jest niewielki, a zatem w obliczeniach przybliżonych można go w całości zaniedbać - błąd popełniony



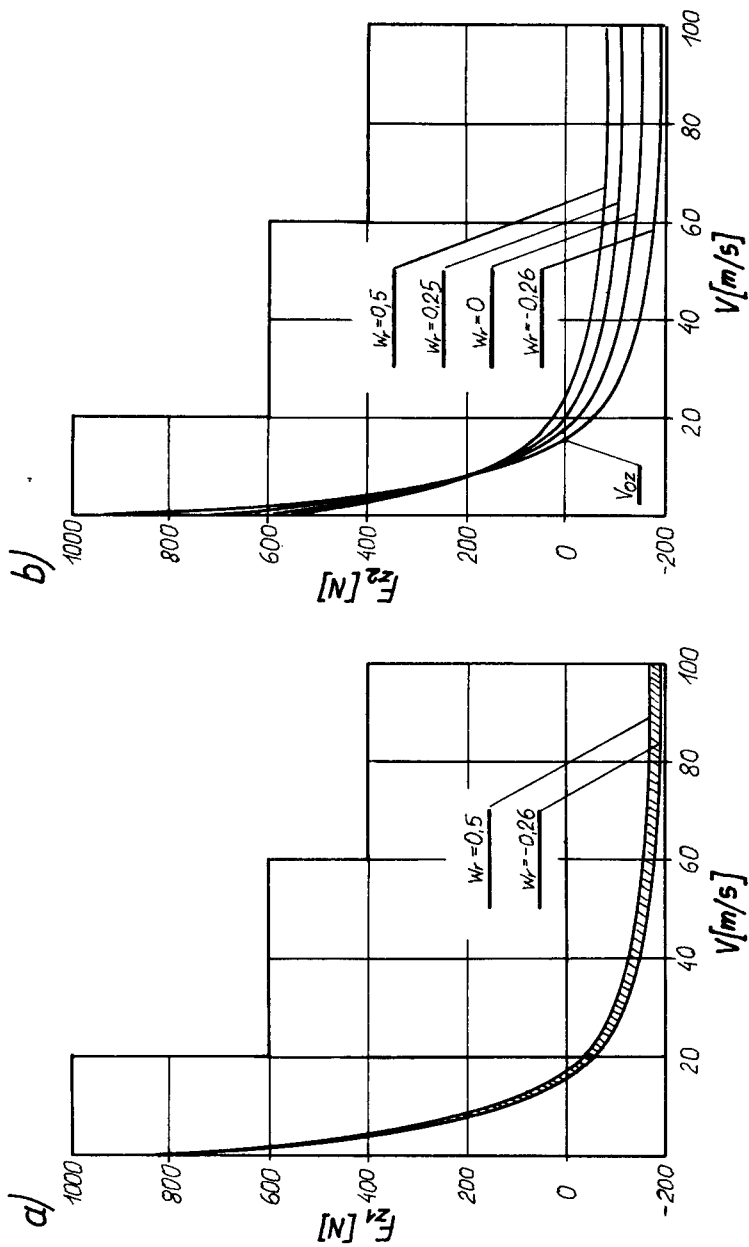
Rys.9. Zależność wartości maksymalnych indukcji magnetycznej od prędkości liniowej V : a - pod biegunem pozostającym nad częścią wtórną, b - pod biegunem wysuwającym



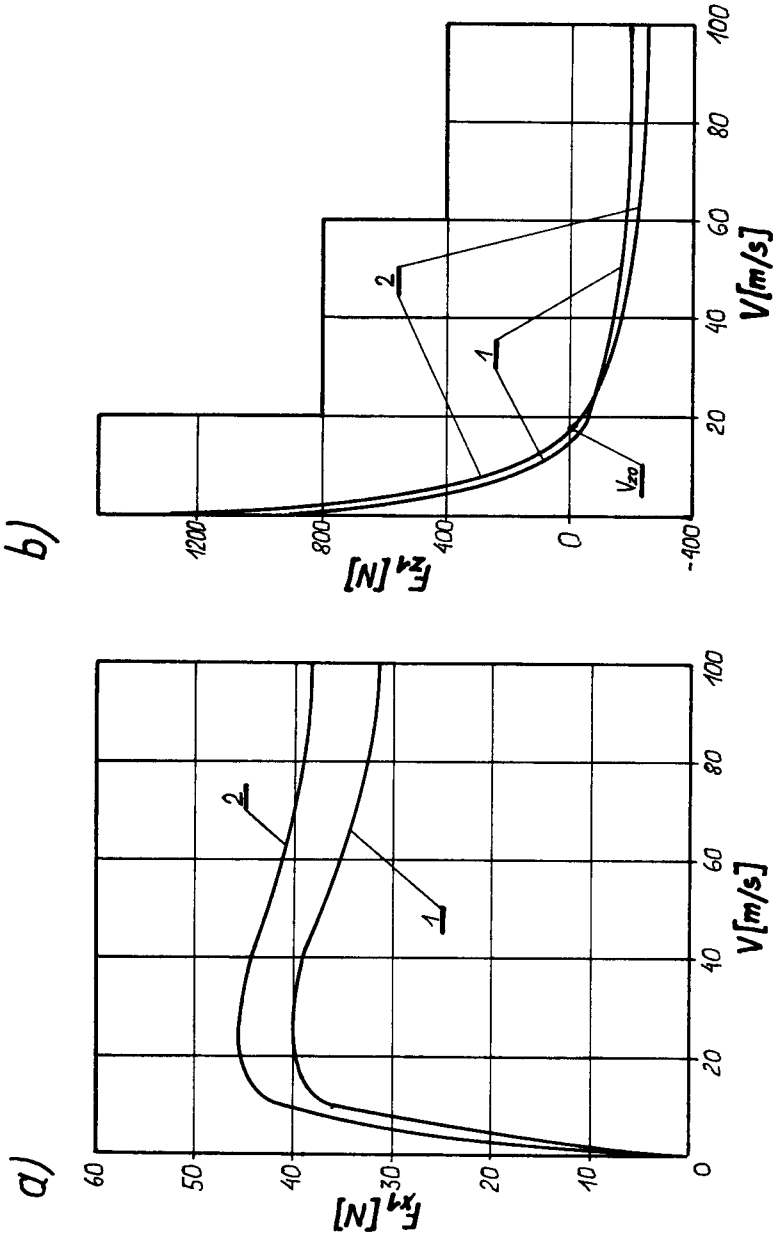
Rys.10. Charakterystyki składowych $F_x = f(V)$ siły ponderomotorycznej: a - pod biegunem pozostającym nad częścią wlotową, b - pod biegunem wysuwającym



Rys.11. Charakterystyki $F_x = f/V$ oraz $H_m = F/V$ przy różnych wartościach wysunięcia względnego w_r



Rys.12. Charakterystyki składowych $F_z = f/V$ siły ponderomotorycznej:
 a - pod biegiem pozostającym nad częścią wtórną, b - pod biegiem wysuwanym



Rys.13. Wpływ harmonicznych rozkładu przestrzennego pola na składowe $F_x = f/V$ i $F_z = f/V$ przy $w_r = -0.26$: 1 - dla $N = \gamma = 1$; 2 - dla $N = 1,2 \dots 11$ i $\dots 1,3 \dots 11$

w tym przypadku jest dużo mniejszy niż przy pominięciu udziału wyższych harmonicznych rozkładu przestrzennego pola (rys.13). Udział poprzecznego efektu krańcowego w zjawiskach elektromagnetycznych zachodzących w omawianym przetworniku jest znaczący dopiero przy $w_r \geq 0$.

6. WNIOSKI

Na podstawie przeprowadzonych obliczeń można wysunąć następujące wnioski:

1. Zaproponowana w pracy metoda uwzględniania poprzecznego efektu krańcowego jest zgodna z sensem fizycznym zjawisk zachodzących w rozpatrywanym przetworniku przy przesunięciu płaszczyzn symetrii części pierwotnej i wtórnej.
2. Opis analityczny metody jest stosunkowo prosty i w pełni przydatny do analizy zjawisk elektromagnetycznych w niesymetrycznym przetworniku elektromagnetycznym prądu stałego o litej ferromagnetycznej części wtórnej.
3. Uwzględnienie efektu poprzecznego daje pełniejszy obraz zjawisk fizycznych niż np. w pracach [1,7,9,11,13] .
4. Proponowana metoda może znaleźć zastosowanie w obliczeniach inżynierskich przy projektowaniu hamulców wiropędowych, łożysk magnetycznych o litej ferromagnetycznej części wtórnej, a przede wszystkim urządzeń lewitacyjnych pracujących w systemie lewitacji elektromagnetycznej.

LITERATURA

- [1] Appun P., Weh H.: Wirbelströme im feststehenden Teil von Zugmagneten zur magnetischen Aufhängung von Fahrzeugen, ETZ-A, Bd. 92, H.11,1971, ss. 623-627
- [2] Atherton D.L., Eastham A.R.: Limitations of Levitation by iron-cored electromagnets, IEEE Trans. on Magnet., vol. MAG-10, No 3, 1974, pp. 410-412
- [3] Bohn G., Steinmetz G.: The electromagnetic levitation and guidance technology of the "TRANSRAPID" test facility Emsland, IEEE Trans. on Magnet., vol. MAG-20, No 5, 1984, pp.1666-1671
- [4] Cichy J., Dąbrowski M.: Badania własności magnetycznych stali konstrukcyjnych, Arch. Elektrotechniki, t.XXIV, z.2, 1975, ss.329-343
- [5] Dąbrowski M.: Pola i obwody magnetyczne maszyn elektrycznych, WNT, Warszawa, 1971
- [6] Dąbrowski M., Gieras J.: Maszyny indukcyjne o wirniku masywnym, PWN, Warszawa, 1977

- [7] Dąbrowski M., Hebenstreit J.: Analiza zjawisk elektromagnetycznych w płycie stalowej przemieszczającej się w stacjonarnym polu magnetycznym, Arch.Elektrotechniki, t.XXXIV, z.1/2, 1985, ss. 3-30
- [8] Elbaum J.: Elektromagnesy przemysłowe, WNT, Warszawa, 1964
- [9] Gieras J.: Electrodinamic forces in electromagnetic levitation systems, Acta Technica No 5, 1982, pp. 532-545
- [10] Hebenstreit J.: Analiza zjawisk w tarczowym przetworniku elektromechanicznym z tarczą ferromagnetyczną, Rozprawa doktorska, Poznań, 1980
- [11] Hebenstreit J.: Siły elektrodynamiczne działające na płytę stalową przemieszczającą się w stacjonarnym polu magnetycznym. II Konferencja Teorii Pola Elektromagnetycznego, t.2, 1983, ss.106-117
- [12] Hebenstreit J.: Uprozczone obliczenia elektromagnetyczne przetwornika elektromechanicznego prądu stałego o tarczowej ferromagnetycznej części wtórnej. Zesz.Nauk. ATR, nr 129, Elektrotechnika 5, 1985, ss. 19-32
- [13] Lee S.W., Menedez R.C.: Force on current coil moving over a conducting sheet with application magnetic levitation, Proc.IEE, vol. 62, 1974, pp. 567-577
- [14] Rogg D.: General survey of the possible applications and development tendencies of magnetic levitation technology, IEEE Trans. on Magnet., vol.MAG-20, No 5, 1984, pp.1696-1700
- [15] Sinha P.K.: Desing of magnetically levitated vehicle, IEEE Trans. on Magnet., vol.MAG-20, No 5, 1984, pp.1672-1674
- [16] Suzuki S., Kawashima M., Hosoda Y., Tanida T.: HSST-03 system, IEEE Trans. on Magnet., vol.MAG-20, No 5, 1984, pp.1675-1680

CALCULATION OF ELECTROMAGNETIC AND ELECTRODYNAMIC FORCES ACTING ON
STEEL PLATE MOVING IN STATIDNARY MAGNETIC FIELD WITH TRANSVERSE
EDGE EFFECTS TAKEN INTO ACCOUNT

Summary

On the basis of the three-dimensional analysis of electromagnetic field, there were developed equations for forces acting on a solid steel plate moving in stationary magnetic field. The analysis presented includes transverse edge-effects. In addition to theoretical considerations, some examples of calculations using the "Commodore 64" microcomputer are given. The relationships presented can find some applications in an analysis and design problems pertain to eddy-current linear and rotary brakes, electromagnetic levitation, magnetic bearings with solid rotor and the U-type core electrom

УЧИТЫВАНИЕ ПОПЕРЕЧНОГО КОНЕЧНОГО ЭФФЕКТА В СОСТАВЛЯЮЩИХ РАСЧЁТАХ ПОНДЕМОТОРНОЙ СИЛЫ ДЕЙСТВУЮЩИХ НА СТАЛЬНУЮ ПЕРЕМЕЩАЮЩУЮСЯ ПЛИТУ В СТАЦИОНАРНОМ МАГНИТНОМ ПОЛЕ.

Резюме

В работе, на основе трёхмерного анализа электромагнитного поля, проведённого при учёте выступления поперечного крайнего эффекта, определены уравнения составных пондеomotorной силы влияющих на литую ферромагнитную плиту перемещающуюся в стационарном магнитном поле. Теоретические исследования проиллюстрированы расчётными примерами проведенными на компьютере "COMMODERE

64". Приведённые зависимости могут найти применение в анализе и проектировании динамометрических тормозов /особенно линейных/, левитационных устройств, работающих в системе электромагнитной левитации, / /, электромагнитных подшипников с литой ферромагнитной вторичной частью, а также электромагнитов со стержнями типа "U".

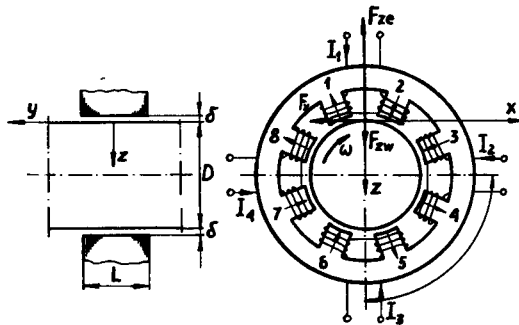
Jan. Szymik

BADANIE PRZESTRZENNEGO ROZKŁADU INDUKCJI MAGNETYCZNEJ
W SZCZELINIE POWIETRZNEJ ŁOŻYSKA MAGNETYCZNEGO
AKTYWNEGO

Artykuł dotyczy badania wpływu prędkości obrotowej na rozkład przestrzennej indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej łożyska magnetycznego aktywnego. Badania eksperymentalne przeprowadzono na modelu łożyska, dla wirnika wykonanego z litej stali St3 oraz dla wirnika pakietowanego z blach E8-4 produkcji polskiej. Analizę krzywej indukcji magnetycznej przeprowadzono stosując przybliżoną metodę wyznaczania harmonicznych Bessela, wykorzystując mikrokomputer. Wyniki badań eksperymentalnych porównano z wynikami analizy teoretycznej.

1. WSTĘP

Łożysko magnetyczne aktywne pracuje na zasadzie wykorzystania sił przyciągania magnetycznego wywołanego przez pole magnetyczne stojana i działających na wirnik ferromagnetyczny, którym jest zazwyczaj wał łożyskowanej maszyny. Konstrukcja łożyska magnetycznego przypomina maszynę indukcyjną (rys.1).



Rys.1. Łożysko magnetyczne aktywne, promieniowe

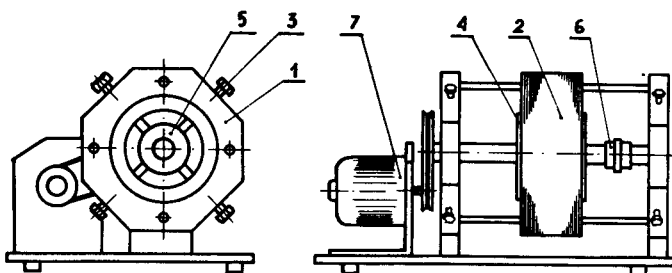
Stojan posiada uzwojenie skupione w postaci cewek elektromagnesów (zwykle czterech) rozmieszczonych równomiernie na jego obwodzie. Szczelina powietrzna pomiędzy wirnikiem i stojanem wynosi na ogół od 0,3 do 1 mm.

Wirnik jest utrzymywany w położeniu równowagi trwałej względem osi stojana przez siły przyciągania elektromagnesów, które równoważą ciężar wirnika (i wału) oraz przyłożone siły zewnętrzne. Ustalone położenie wirnika jest utrzymywane za pomocą elektronicznego układu regulacji automatycznej, który steruje prądami w uzwojeniach stojana. Powoduje to odpowiednią zmianę indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej. Od wartości indukcji magnetycznej w szczelinie zależy wartość siły przyciągania F_{ze} oraz pasożytniczych sił elektrodynamicznych reakcji prądów wirowych F_x i F_{zw} (rys.1).

Rozkład przestrzenny indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej był badany eksperymentalnie na specjalnie zaprojektowanym i zbudowanym modelu łożyska i stanowisku doświadczalnym.

2. KONSTRUKCJA STANOWISKA DO BADANIA ROZKŁADU POLA

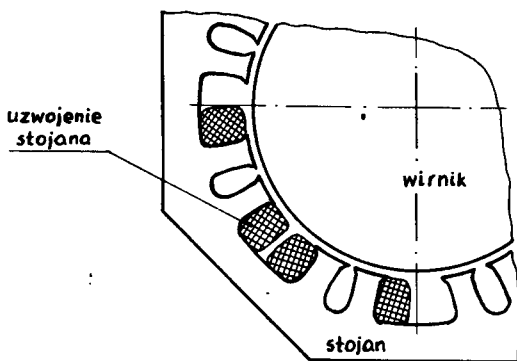
Stanowisko umożliwia wyznaczenie rozkładu przestrzennego indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej oraz pomiar siły działającej na wirnik łożyska. Szkic stanowiska przedstawia rys.2. Pomiędzy płytami czołowymi (1) umocowany jest stojan (2). W płytach czołowych znajdują się śruby mocujące (3) (w dwóch prostopadłych do siebie osiach), na których osadzony jest wirnik (4). Na wale wirnika zamocowane są łożyska kulkowe w obudowach niemagnetycznych (5). Na wirniku nawinięta jest cewka pomiarowa średnicowa, przeznaczona do pomiaru indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej. Napięcie indukowane w cewce jest doprowadzane do pierścieni ślizgowych (6), zbierane za pomocą szczotek metalowych srebrzonych i rejestrowane na taśmie oscylografu pętlicowego lub obserwowane na ekranie oscyloskopu. Prędkość wirnika może być regulowana w przedziale od 0 do 20 000 obr/min. za pomocą odpowiedniego silnika komutatorowego (7).



Rys.2. Stanowisko do badania rozkładu pola i sił w łożysku magnetycznym aktywnym

Do budowy stanowiska wykorzystano stojan silnika AC-32 produkcji bułgarskiej o liczbie żłobków $Z=24$. Obwód magnetyczny stojana ukształtowano wycinając odpowiednie zęby w pakiecie blach. Powstały w ten sposób bieguny elektromagnesu (rys.3). W skład stanowiska wchodzi dwa wirniki: jeden wykonany ze stali St3 - jako masywny oraz drugi - wykonany z blachy elektro-

technicznej EB-4. Średnica zewnętrzna wirników D wynosi 72 mm, długość $L=45$ mm, szczelina powietrzna natomiast $\delta = 0,5$ mm.



Rys.3. Wycinek obwodu magnetycznego modelu łożyska

3. POLE MAGNETYCZNE I SIŁY

Jak wiadomo, pole elektromagnetyczne w ośrodku przewodzącym, poruszającym się w stacjonarnym polu magnetycznym opisane jest następującymi równaniami:

$$\text{rot } \vec{H} = \vec{J} \quad (1a)$$

$$\text{rot } \vec{E} = - \text{rot } (\vec{B} \times \vec{v}) \quad (1b)$$

$$\text{div } \vec{B} = 0$$

w których:

\vec{H} - wektor natężenia pola magnetycznego,

\vec{E} - wektor natężenia pola elektrycznego,

\vec{J} - wektor gęstości prądu,

\vec{B} - wektor indukcji magnetycznej,

\vec{v} - wektor prędkości.

Równania pola elektromagnetycznego łożyska magnetycznego przedstawionego na rys.1 zostaną rozwiązane przy następujących założeniach upraszczających:

- promień krzywizny wału jest dużo większy od szczeliny powietrznej pod biegunami oraz od równoważnej głębokości wnikania pola elektromagnetycznego do wirnika,
- pole elektromagnetyczne jest polem dwuwymiarowym o składowych magnetycznych H_{mx} , H_{mz} oraz składowej elektrycznej E_{my} ,
- przepływ stojana jest stały w czasie,
- wirnik wykonany jest z jednorodnego i izotropowego materiału ferromagnetycznego o stałej konduktywności γ oraz zastępczej zespolonej

przenikalności magnetycznej [8]

$$\underline{H}_z = \mu_0 \mu_{rzs} / \mu' - j\mu'' /$$

e/ składowa normalna indukcji magnetycznej $B_z/x/$ na powierzchni wirnika przedstawiona jest w postaci szeregu Fouriera (5),

f/ układ jest nieważki, nie działają na niego żadne siły zewnętrzne,

g/ przepływy uzwojeń wszystkich biegunów są jednakowe,

h/ stojan posiada nieskończenie wielką rezystywność i wykonany jest z pakietu blach elektrotechnicznych o przenikalności magnetycznej dużo większej od przenikalności wirnika.

Rozwiązując powyższy układ równań dla pola dwuwymiarowego metodą rozdzielania zmiennych (uwzględniając, że składowe $H_{my} = 0$, $E_{mx} = 0$ oraz $\vec{v} = \vec{i}_x v_x$), otrzymuje się następujące wyrażenia na składowe pola magnetycznego H_{mx} i H_{mz} oraz składową gęstości prądu J_{my} [10]

$$\underline{H}_{mx}(x, z) = -j \frac{1}{\mu_0 \mu_{rzs}} \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{\underline{H}_{\nu}}{\beta_{\nu}} B_{m\nu} e^{j\beta_{\nu} x} e^{-\underline{H}_{\nu} z} \quad (2)$$

$$\underline{H}_{mz}(x, z) = \frac{1}{\mu_0 \mu_{rzs}} \sum_{\nu=1}^{\infty} B_{m\nu} e^{j\beta_{\nu} x} e^{-\underline{H}_{\nu} z} \quad (3)$$

$$\underline{J}_{my}(x, z) = -\gamma v_x \sum_{\nu=1}^{\infty} B_{m\nu} e^{j\beta_{\nu} x} e^{-\underline{H}_{\nu} z} \quad (4)$$

gdzie:

$B_{m\nu}$ - ν -ta harmoniczna składowej normalnej indukcji magnetycznej na powierzchni wirnika,

$\nu = 1, 3, 5$ - harmoniczne przestrzenne rozkładu pola magnetycznego,

$\mu_0 = 0,4\pi \cdot 10^{-6}$ H/m,

μ_{rzs} - względna przenikalność magnetyczna [8],

γ - konduktywność,

$\beta_{\nu} = \nu \frac{\pi}{\tau}$ - stała rzeczywista,

\underline{H}_{ν} - zespolona stała propagacji [8],

τ - długość podziałki biegunowej.

Rozkład składowej normalnej indukcji magnetycznej wzdłuż współrzędnej x na powierzchni wirnika ($z=0$) wynika z równania (3) i jest wyrażony za pomocą szeregu Fouriera:

$$B_z(x) = \sum_{\nu=1}^{\infty} \operatorname{Re} [\underline{B}_{m\nu} e^{j\beta_{\nu} x}] \quad (5)$$

gdzie: $B_{m\nu} = B_{m\nu} e^{-j\varphi\nu}$

Wartość harmonicznej podstawowej indukcji magnetycznej B_{m1} można określić analitycznie na podstawie prawa przepływu

$$2\Theta_f = 2 \frac{B_{m1}}{\mu_0} k_C \delta + \tau H_{ms} \quad (6)$$

gdzie:

$2\Theta_f$ - przepływ uzwojenia stojana,

δ - długość szczeliny powietrznej,

k_C - współczynnik Cartera uwzględniający zwiększenie szczeliny powietrznej na skutek podziału bieguna elektromagnesu na dwie części (rys.3),

H_{ms} - natężenie pola magnetycznego na powierzchni wirnika.

Korzystając z zależności (2) otrzymuje się następujące wyrażenie określające wartość harmonicznej podstawowej B_{m1} [10]

$$B_{m1} = \frac{H_{ms} \tau \beta_1^2 \mu_0 \mu_{rs}}{2 \sqrt{\frac{\nu_x \beta_1^2 \mu_0 \mu_{rs} \delta^2}{2}}} \sqrt{\frac{(a_R a_x)^2 + \left(\frac{a_R^2 - a_x^2}{2}\right)^2}{a_{R1}^2 + a_{x1}^2}} \quad (7)$$

Wyższe harmoniczne indukcji magnetycznej $B_{m\nu}$ należy wyznaczyć na podstawie założonego rozkładu indukcji $B_z(x)$ w szczelinie powietrznej łożyska. Przenikalność magnetyczna μ_{rs} wyrażona jest poprzez wartość natężenia pola magnetycznego H_{ms} z zależności $\mu_0 \mu_{rs} H_{ms}^2 = f(H_{ms})$, którą można aproksymować odcinkami linii prostej [6].

Analizę sił w łożysku magnetycznym przedstawionym na rys.1 można ograniczyć do pojedynczej strefy obejmującej jeden elektromagnes, w którym siła przyciągania elektromagnesu, na podstawie wzoru Maxwella [5], wynosi:

$$F_{ze} = - \frac{L}{2\mu_0} \sum_{\nu=1}^{\infty} \int_0^{\tau/2} B_{z\nu} dx = - \frac{L \tau}{4\mu_0} \sum_{\nu=1}^{\infty} |B_{m\nu}|^2 \quad (8)$$

Siły elektrodynamiczne reakcji prądów wirowych wynoszą natomiast

$$\begin{aligned} F_x &= L \tau \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{1}{2} \mu_0 \operatorname{Re} \left[\underline{L}_{rz}^* \int_0^{\tau/2} \underline{J}_{my} \underline{H}_{mz}^* dz \right] = \\ &= - \frac{L \tau}{2\mu_0 \mu_{rs}} \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{|B_{m\nu}|^2}{a_R \beta_\nu} k \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned}
 F_{zw} &= -Lr \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{2} \mu_0 \operatorname{Re} \left[\mu_{rz}^* \int_0^{\infty} J_{my} H_{mx}^* dz \right] = \\
 &= \frac{Lr}{2\mu_0 \mu_{rs}} \sum_{v=1}^{\infty} \frac{a_{xv} |B_{mv}|^2}{a_{Rv} \beta_v} k_v^2 \quad (10)
 \end{aligned}$$

gdzie:

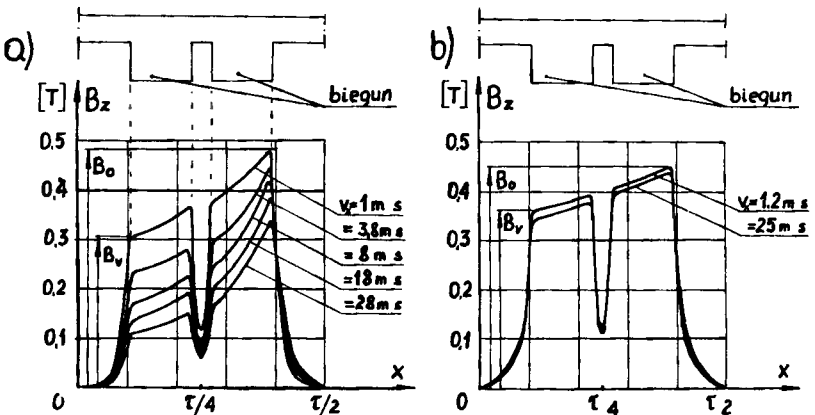
- a_{Rv} , z_x , a_{Rv} , a_{xv} - współczynniki Nejmanna uwzględniające zmienną przenikalność magnetyczną oraz straty histerezowe [6],
 k_v - współczynnik tłumienia pola elektromagnetycznego.

Siły F_{ze} oraz F_{zw} są skierowane przeciwnie względem siebie.

Jak widać z powyższych zależności, wartości sił działających na wirnik łożyska zależą od rozkładu indukcji magnetycznej w szczelinie. Istotny jest udział poszczególnych harmonicznych indukcji, gdyż siły zależą od ich wartości w kwadracie.

4. BADANIA EKSPERYMENTALNE I ANALIZA WYNIKÓW

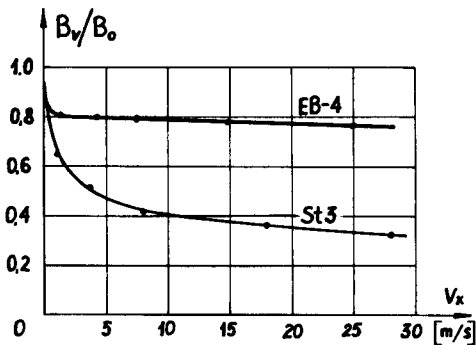
Rozkład indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej modelu łożyska wyznaczono na pomocą cewki pomiarowej nawiniętej na powierzchni wirnika. W trakcie pomiarów przepływ uzwojenia stojana był stały i wynosił $2\theta_f = 330A$. Na rys.4a przedstawiono rozkład przestrzenny składowej normalnej indukcji $B_z(x)$ zarejestrowany dla łożyska o wirniku masywnym ze stali St3, przy różnych prędkościach liniowych v_x . Na rys.4b przedstawiono analogiczny przebieg $B_z(x)$ dla łożyska o wirniku pakietowanym z blach EB-4. Na rysunkach tych przedstawiono jedynie połowę okresu funkcji $B_z(x)$.



Rys.4. Rozkład składowej normalnej indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej dla różnych prędkości v_x
 a) wirnik ze stali St3
 b) wirnik z pakietu blach EB-4

Z przedstawionych na rys.4 przebiegów wynika, że prądy wirowe rotacji indukowane w wirniku powodują osłabienie indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej. Deformacja pola pierwotnego przez reakcję pola prądów wirowych rotacji jest tym większa, im wyższa jest prędkość v_x wirnika. Bardzo silne osłabienie indukcji magnetycznej ma miejsce w przypadku wirnika masywnego ze stali St3. Pole magnetyczne ulega największemu osłabieniu pod częścią bieguna, od strony której nabiega wirnik. Ponadto, na skutek "bezwładności" procesów elektromagnetycznych w przetwornikach masywnych, pole magnetyczne nie zdąży całkowicie wnikać do wirnika pod nabiegającą stroną bieguna [8].

Stopień deformacji pola pierwotnego w szczelinie powietrznej określa stosunek wartości minimalnej indukcji magnetycznej pod biegunem do wartości maksymalnej. Stosunek indukcji B_v/B_0 w zależności od prędkości v_x przedstawia rys.5.



Rys.5. Zależność B_v/B_0 od prędkości v_x

Zarejestrowane przebiegi poddano obróbce komputerowej. Analizę rozkładu indukcji przeprowadzono stosując przybliżoną metodę wyznaczania harmonicznych i wykorzystując wzory Bessela [2]

$$B_z(x) = \frac{a_0}{2} + \sum_{v=1}^m a_v \cos \frac{2v\pi}{T} x + \sum_{v=1}^m b_v \sin \frac{2v\pi}{T} x \quad (11)$$

$$na_0 = \sum_{k=0}^{2n-1} y_k, \quad na_v = \sum_{k=0}^{2n-1} y_k \cos \frac{k v \pi}{n}, \quad nb_v = \sum_{k=0}^{2n-1} y_k \sin \frac{k v \pi}{n}$$

gdzie:

- T - okres funkcji,
- 2n - ilość równych części, na które podzielony jest okres T,

$$x_k = \frac{kT}{2n} - \text{odcięte punktów podziału,}$$

$$y_k = f(x_k) - \text{odpowiednie rzędne punktów podziału,}$$

$$k = 0, 1, 2, \dots, 2n-1,$$

$$v = 1, 2, \dots, n, \quad \text{przy czym zawsze } b_n = 0,$$

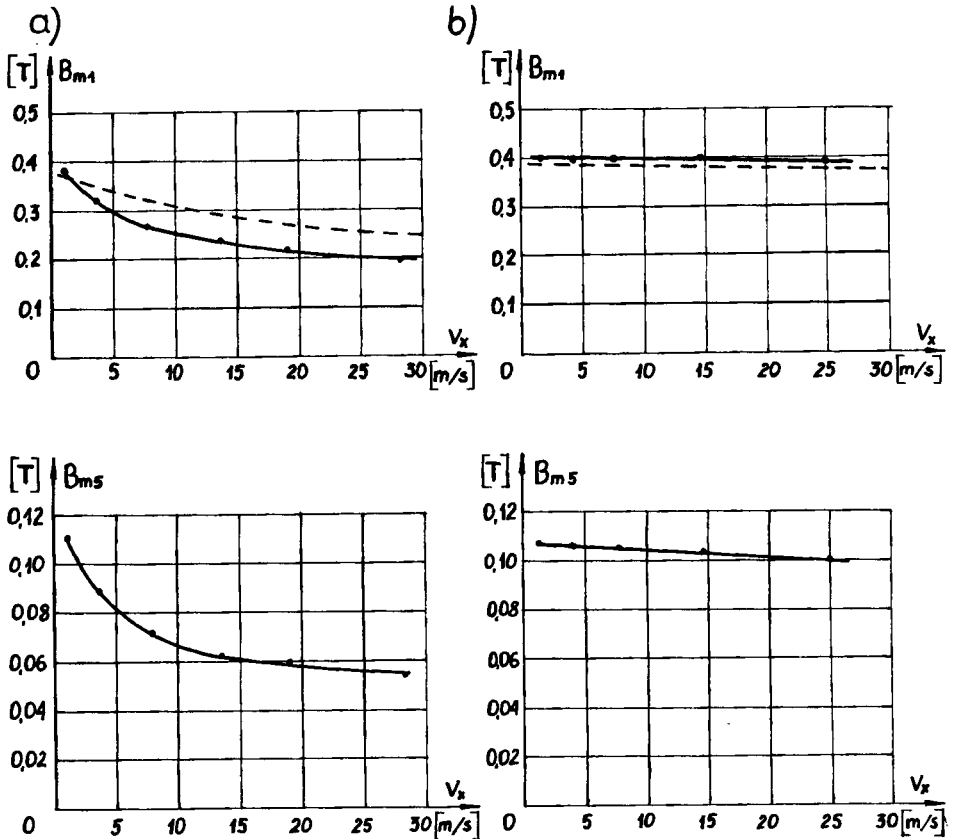
$$m \leq n$$

Funkcja $B_z(x)$ nie zawiera składowej stałej, wobec czego współczynnik a_0 jest równy zero. Otrzymuje się więc:

$$B_z(x) = \sum_{v=1}^n \operatorname{Re} [B_{mv} e^{j\beta v x}] \quad (12)$$

$$B_m = a_v - j b_v \quad (13)$$

W analizowanych przebiegach okres T funkcji $B_z(x)$ podzielono na $2n=100$ części. Wyniki analizy rozkładu przestrzennego indukcji magnetycznej przedstawiono na rys.6.



Rys.6. Zależność harmonicznej podstawowej indukcji B_{m1} oraz piątej B_{m5}

w funkcji prędkości v_x

a) wirnik ze stali St3,

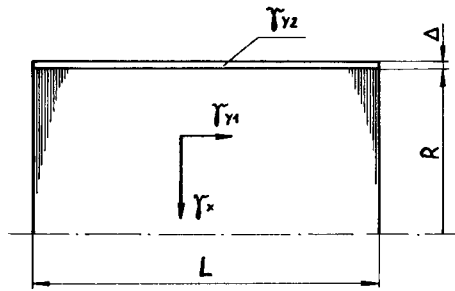
b) wirnik z blach EB-4

— pomiary

----- obliczenia

W przebiegu $B_z(x)$ zdecydowaną przewagę ma harmoniczna podstawowa B_{m1} . Duże wartości amplitud osiągają również harmoniczne trzecia, piąta oraz jedenasta (B_{m3} , B_{m5} , B_{m11}). Szczególnie obserwuje się duży udział piątej harmonicznej.

Na rys.6 przedstawiono również zależność $B_{m1} = f(v_x)$ otrzymaną z obliczeń wg wzoru (7). Wzór ten jest poprawny w odniesieniu do wirnika masywnego wykonanego z materiału jednorodnego izotropowego o znanej konduktywności γ ($\gamma = 4 \cdot 10^6$ S/m). Wirnik wykonany z pakietu blach elektrotechnicznych posiada w kierunku osi y strukturę warstwową, którą należy rozpatrywać jako niejednorodną. W wirniku o idealnej izolacji między wykrojami blach prądy wirowe zamykałyby się tylko w obrębie pojedynczych blach. Rozpatrując rezystancję, wirnik rzeczywisty jest ciałem niejednorodnym, w którym istnieją zamknięte obwody dla prądów wirowych między blachami. Zastosowany w modelu łożyska wirnik pakietowany powstał z wirnika silnika indukcyjnego klatkowego poprzez zmniejszenie jego średnicy w procesie obróbki skrawaniem, aż do usunięcia strefy żłobkowo-zębowej. Pod wpływem obróbki skrawaniem nastąpiło zwarcie poszczególnych blach przy powierzchni wirnika. Dlatego też można w przybliżeniu rdzeń niejednorodny złożony z blach rozpatrywać jako ciało jednorodne anizotropowe o różnych konduktywnościach w kierunku równoległym oraz prostopadłym do płaszczyzny warstw, podobnie jak w przypadku obliczeń strat mocy w rdzeniu [3]. Przekrój wirnika pakietowanego, rozpatrywanego w powyższy sposób przedstawiono na rys.7.



Rys.7. Przekrój wirnika pakietowanego

Konduktywność zastępczą γ_y rdzenia obliczono z zależności [7]

$$\frac{L}{\gamma_y \tau (R + \Delta)} = \frac{\frac{L}{\gamma_{y1} \tau R}}{\frac{L}{\gamma_{y1} \tau R} + \frac{L}{\gamma_{y2} \tau \Delta}} \quad (14)$$

skąd otrzymuje się

$$\gamma_y = \frac{\gamma_{y1} R + \gamma_{y2} \Delta}{R + \Delta} \quad (15)$$

Wykonane w pracy [4] obliczenia wskazują, że stosunek anizotropii kondukcyjności rdzenia $\gamma_x / \gamma_{y1} > 100$. Blacha EB-4 posiada kondukcyjność $\gamma_x = 2,5 \cdot 10^6$ S/m. Przyjęto, że kondukcyjność pakietu w osi y wynosi $\gamma_{y1} = \gamma_x / 100$. Założono również, że izolacja blach uległa zniszczeniu w procesie obróbki wirnika na głębokość $\Delta = 1$ mm. Kondukcyjność γ_{y2} przy powierzchni wirnika przyjęto równą kondukcyjności blachy γ_x . Wymiar $R + \Delta$ wynosi 0,036 m. Przy powyższych założeniach kondukcyjność zastępcza wirnika w kierunku prostopadłym do płaszczyzny warstw $\gamma_y = 10^5$ S/m.

5. WNIOSKI

Z przeprowadzonych badań rozkładu indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej łożyska wynika, że w łożysku magnetycznym o wirniku masywnym wraz ze wzrostem prędkości kształt pola jest silnie deformowany przez pole reakcji prądów wirowych rotacji. Deformację pola pod biegunem przedstawia zależność stosunku indukcji B_v/B_0 (rys.6) od prędkości v_x . Harmoniczna podstawowa indukcji B_{m1} szybko maleje przy wzroście prędkości v_x , a zależność $B_{m1} = f(v_x)$ ma charakter hiperboliczny. Duży jest też udział wyższych harmonicznych indukcji w przebiegu $B_z(x)$, zwłaszcza piątej.

W łożysku o wirniku pakietowanym stosunek B_v/B_0 jest prawie stały w rozpatrywanym przedziale zmian prędkości liniowej wirnika $0 < v_x < 30$ m/s. Zależność harmonicznej podstawowej $B_{m1} = f(v_x)$ ma charakter nieznacznie malejący i jest zbliżona do liniowej. Udział harmonicznej podstawowej jest zdecydowanie większy od pozostałych wyższych harmonicznych, a ich wzajemny stosunek jest prawie stały przy zmianach prędkości.

Porównanie wyników eksperymentalnych z wynikami obliczeń potwierdza poprawność modelu matematycznego łożyska magnetycznego przedstawionego w pracy [10], w części dotyczącej wyznaczenia harmonicznej podstawowej indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej łożyska. Poznanie rozkładu przestrzennego indukcji $B_z(x)$ pozwala na uwzględnienie wyższych harmonicznych indukcji w obliczeniach sił działających na wirnik łożyska. Z analizy harmonicznej wynika, że w obliczeniach tych należy uwzględnić wyższe harmoniczne indukcji aż do $V = 11$ włącznie. Podział bieguna elektromagnesu na dwie części wywołuje wzrost amplitudy piątej harmonicznej.

Przebieg indukcji $B_z(x)$ w szczelinie powietrznej łożyska odbiega od przebiegów obserwowanych w dużych elektromagnesach spotykanych w systemie lewitacji elektromagnetycznej do unoszenia pojazdów [1,9].

LITERATURA

- [1] Albrecht C., Bohn G.: Neue spurgeführte Transportmittel (Teil I). Physikalische Blätter Bd. 1976 H.7 S. 524-525
- [2] Bronsztejn I.N., Siemiendiajew K.A.: Matematyka: poradnik matematyczny. PWN, Warszawa 1986

- [3] Dąbrowski M.: Analiza obwodów magnetycznych. Straty mocy w obwodach. PWN, Warszawa-Poznań 1981
- [4] Dąbrowski M.: Pole elektromagnetyczne oraz straty od prądów wirowych w środowisku jednorodnym anizotropowym. ZN Politechniki Łódzkiej, Elektryka, z. 21, 1966, ss. 1-63
- [5] Elbaum J.: Elektromagnesy przemysłowe. WNT, Warszawa 1964
- [6] Gieras J.: Obliczenia elektromagnetyczne indukcyjnych silników wykonawczych o masywnym wirniku dwuwarstwowym. Archiwum Elektrotechniki t.XXIII, z.3, 1974, ss. 569-588
- [7] Gieras J.: Elementy teorii elektromechanicznych przetworników indukcyjnych w ujęciu polowym. ZN ATR Elektrotechnika nr 2, 1979
- [8] Gieras J.: Maszyny elektryczne specjalne. Wydawnictwo Uczelniane ATR, Bydgoszcz 1983
- [9] Langerholc J.: Numerical computation of eddy-current effects i ferromagnetic maglev suspension. Journal of Applied Physics. Vol.46, 1975 Nr 12 pp 5255-5258
- [10] Szymik J.: Pole elektromagnetyczne i siły w łożysku magnetycznym promieniowym. ZN ATR Bydgoszcz Elektrotechnika Nr 4, 1984 ss. 60-72

AN INVESTIGATION INTO MAGNETIC FLUX DENSITY SPACE DISTRIBUTION IN
THE AIRGAP OF AN ACTIVE MAGNETIC BEARING

Summary

The paper deals with an investigation into the influence of rotor speed on the magnetic flux density distribution in the airgap of an active magnetic bearing. Experimental tests were made on a bearings model in case a solid ferromagnetic rotor /steel St 3/ and a rotor equipped with ferromagnetic sheets E8-4.

The curve of magnetic flux density was analysed, using the numerical Fourier analysis.

Experimental results were compared with theoretical ones.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОСТРАНСТВЕННОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ МАГНИТНОЙ ИНДУКЦИИ В ЗАЗОРЕ
АКТИВНОГО МАГНИТНОГО ПОДШИПНИКА

Резюме

Эта статья рассматривает исследования влияния скорости вращения ротора на пространственное распределение магнитной индукции в зазоре активного магнитного подшипника. Экспериментальные исследования проведены на модели подшипника для ротора, изготовленного из литой стали СТ-3, а также для ротора пакетированного из пластин ЕВ-4 польского производства. Анализ кривой магнитной индукции проведен, применяя приближенный метод определения гармонических Весселя, используя микро - ЭВМ. Результаты экспериментальных исследований сопоставлены с результатами теоретического анализа.

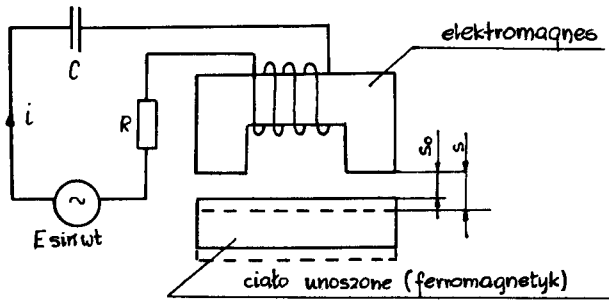
Mirosław Łozowicki

SYMULACJA CYFROWA UKŁADU REZONANSOWEGO
LEWITACJI ELEKTROMAGNETYCZNEJ

W pracy podano równania elektromechaniczne układu rezonansowego lewitacji elektromagnetycznej. Na podstawie modelu matematycznego został opracowany model numeryczny. Przedstawiono wyniki symulacji i wyniki eksperymentalne. Sformułowano wnioski prowadzące do udoskonalenia programu symulacji układu.

1. OPIS UKŁADU REZONANSOWEGO LEWITACJI ELEKTROMAGNETYCZNEJ

Układ rezonansowy lewitacji elektromagnetycznej, zwany dalej lewitatorem elektromagnetycznym przedstawiony jest na rys. 1. Lewitator składa się z elektromagnesu połączonego szeregowo z kondensatorem i zasilanego napięciem sinusoidalnie zmiennym o częstotliwości regulowanej [1]. Obwód taki

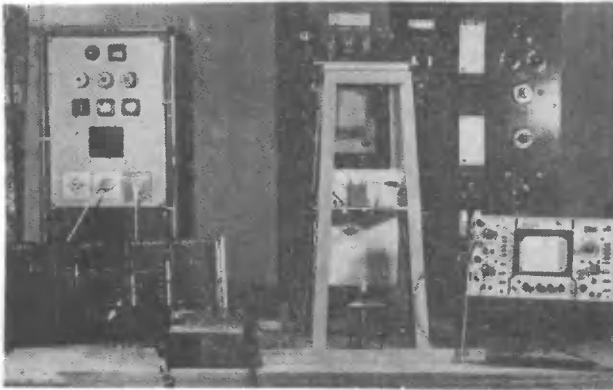


Rys.1. Lewitator elektromagnetyczny rezonansowy

posiada rezystancję uzwojenia elektromagnesu i rezystancję przewodów łączących. Obwód magnetyczny składa się z rdzenia elektromagnesu, szczelin powietrznych i zwory ferromagnetycznej /ciało unoszone/. Parametry obwodu elektrycznego i szczelina powietrzna dobrane są w taki sposób, że układ elektryczny znajduje się na granicy rezonansu elektrycznego. Siła ciężenia działająca na zworę, przy $S = S_0$ jest większa od siły przyciągania elektromagnesu. Zwora /nieliniowy element ferromagnetyczny/ oddalając się od elek-

tromagnesu powoduje zmianę indukcyjności w obwodzie elektrycznym. Obwód dochodzi do rezonansu elektrycznego. W uzwojeniu elektromagnesu wzrasta prąd. Siła przyciągania wzrasta do wartości większej od wartości siły ciężenia i ciało powieszzone zaczyna się zbliżać do elektromagnesu. Zmniejszenie szczeliny powietrznej zmienia indukcyjność w obwodzie elektrycznym, maleje prąd w uzwojeniu, co powoduje zmniejszenie siły przyciągania. Ciało zaczyna się oddalać od elektromagnesu. Układ rezonansowy będzie więc powodował zawieszenie ciała pod elektromagnesem w stanie równowagi dynamicznej [5] .

Model układu rezonansowego lewitacji elektromagnetycznej zbudowany w Akademii Techniczno-Rolniczej w Bydgoszczy przedstawiono na rys.2.



Rys.2. Stanowisko do badań układu rezonansowego lewitacji elektromagnetycznej

2. RÓWNANIA ELEKTROMECHANICZNE UKŁADU

Indukcyjność elektromagnesu jest nieliniową funkcją długości szczeliny powietrznej s , tzn:

$$L = L(s) \quad (1)$$

a

$$- \frac{dL}{ds} = \Gamma \neq 0 \quad (2)$$

Równania elektromechaniczne układu rezonansowego o lewitacji elektromagnetycznej można zapisać w następując sposób [1] :

$$\begin{cases} \frac{dW}{dt} = A(t) - R \frac{W + i \Gamma u}{L} - \frac{i}{C} \\ \frac{di}{dt} = \frac{W + i \Gamma u}{L} \\ \frac{du}{dt} = g - \frac{D}{M} u - \frac{\Gamma}{2M} i^2 \\ \frac{ds}{dt} = u \end{cases} \quad (3)$$

gdzie:

- L - indukcyjność,
- s(t) - odległość pomiędzy rdzeniem a zwoją elektromagnesu,
- i - wartość chwilowa prądu płynącego w obwodzie,
- R - rezystancja uzwojenia elektromagnesu i przewodów,
- C - pojemność,

$$W = \frac{d Li}{dt}$$

- A(t) - pierwsza pochodna funkcji opisującej napięcie zasilania,
- g - przyspieszenie ziemskie,
- M - masa ciała unoszącego,
- D - współczynnik lepkości środowiska.

Równania (3) opisują lewitator z uwzględnieniem lepkości środowiska /współczynnik lepkości D/, ale nie uwzględniają wpływu prądów wirowych indukowanych w ciele unoszonym. Przyjęto bowiem, że ciało unoszone jest z ferromagnetyka nie przewodzącego prądu elektrycznego, np. ferrytu.

Z warunków początkowych otrzymuje się:

$$\frac{D}{M} = -2g \Gamma_0 \frac{|Z_1|^2 - 2[\omega_1^2 L_0^2 - (1/\omega_1^2 C^2)]}{|Z_1|^2} R \quad (4)$$

gdzie:

- Z₁ - impedancja początkowa układu elektrycznego,
- ω₁ - pulsacja mechaniczna ciała zawieszonoego,
- L₀ - indukcyjność początkowa,
- Γ₀ - początkowa wartość pierwszej pochodnej indukcyjności.

Wartości parametrów L₀, Γ₀ - są wartościami początkowymi dla chwili t=0. Impedancja Z₁ jest obliczana dla pulsacji źródła zasilania i indukcyjności chwilowej L(s). Pulsacja mechaniczna ω₁ była odbierana w granicach od 0,5 do 8 Hz.

Równania (3) są równaniami sztywnymi. Niewiadoma i jest szybko zmieniająca się w porównaniu ze szczeliną s. Umożliwia to stosowanie przy rozwiązaniu zmiennokrokowych procedur całkowania numerycznego. W celu eliminacji sztywności równań należy wprowadzić nowe zmienne w tej samej skali czasowej. Zakładając, że napięcie zasilające elektromagnes jest sinusoidalnie zmienne w czasie

$$V(t) = E \sin \omega t \quad (5)$$

otrzymuje się układ równań opisujący lewitator [3] :

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = \frac{E + 2 \Gamma_{ux} + \omega L g - R x - \frac{1}{C} y}{2L} \\ \frac{dy}{dt} = \frac{2 \Gamma_{uy} - \omega L x - R y + \frac{1}{\omega C} x}{2L} \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} \frac{du}{dt} = g - \frac{\Gamma}{4M} (x^2 + y^2) - \frac{D}{M} u \\ \frac{ds}{dt} = u \end{cases}$$

gdzie:

$$\omega = 2\pi f$$

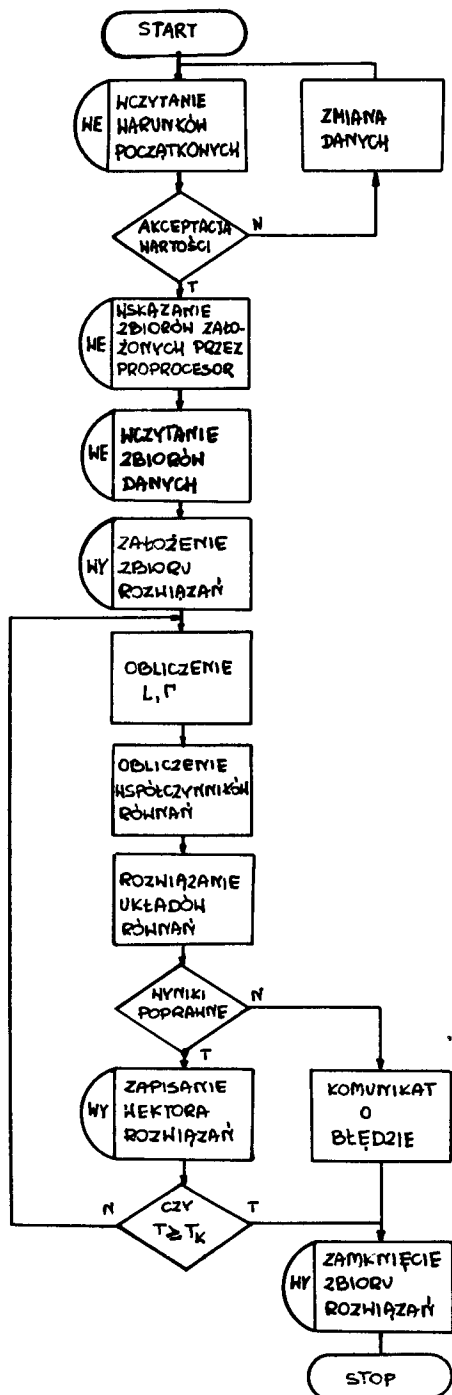
$$x, y - \text{nowe zmienne } i = x(t) \sin t + y(t) \cos \omega t$$

Równania (6) nie są równaniami sztywnymi i mogą być rozwiązywane metodami o automatycznym doborze kroku całkowania.

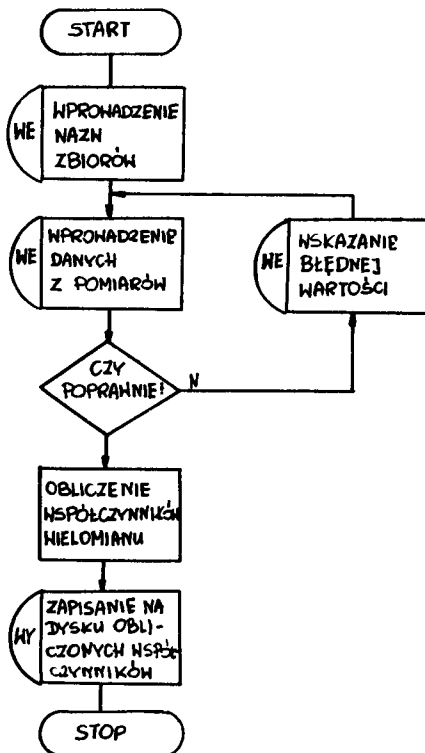
3. OPIS PROGRAMU KOMPUTEROWEGO SYMULACJI CYFROWEJ

Układ równań (6) może być symulowany cyfrowo. Symulacja pracy urządzenia daje możliwości szybkiej oceny zjawisk zachodzących w lewitorze, przez co ułatwia np. proces konstruowania.

W przypadku rezygnacji z uproszczeń wprowadzonych w analizie matematycznej, ewentualna zmiana struktury równań nie nastęrcza trudności przy modyfikowaniu struktury programu. Symulację cyfrową przeprowadzono za pomocą komputera 16-bitowego kompatybilnego z IBM PC. Do programowania wykorzystano język FORTRAN 77 /implementacja MS/. Wybór tego kompilatora zdeterminowany był jego zaletami w elektrotechnice, dostępnością kompilatora, możliwością modułowego programowania, szybkością przeprowadzania obliczeń /kooprocesor 8087/. Przy opracowaniu programu wykorzystano następujące programy biblioteczne: SANDIA CDC- seria 6000, IMSL, GRAFMAT. Algorytm symulacji cyfrowej przedstawiono na rys.3. Pierwsza część pakietu symulacyjnego składa się z dwóch programów o nazwach LINP.EXE i DATAINP.EXE. Program LINP.EXE /rys.4/ służy do wprowadzenia wartości indukcyjności w zależności od długości szczeliny powietrznej i oblicza wspólnie współczynniki wielomianu opisującego funkcje L(s). Program DATAINP.EXE służy do zapisania na dysku parametrów lewitora. Program główny LEVI.EXE czyta dane z dysku, przeprowadza obliczenia i zapisuje rozwiązania na dysku. W celu wizualizacji graficznej wykorzystano program graficzny ZPLOT. Każdy z programów pakietu posiada bloki informujące o błędach powstałych w czasie obliczeń.



Rys.3. Sieć programu LEVI.EXE

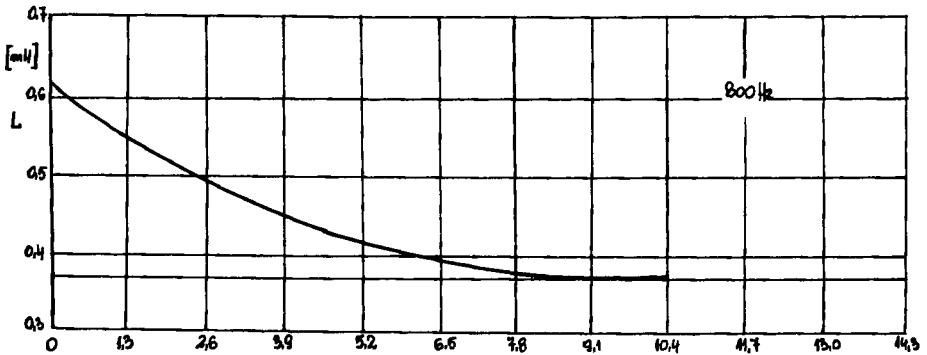


Rys.4. Sieć działań programu LINP.EXE

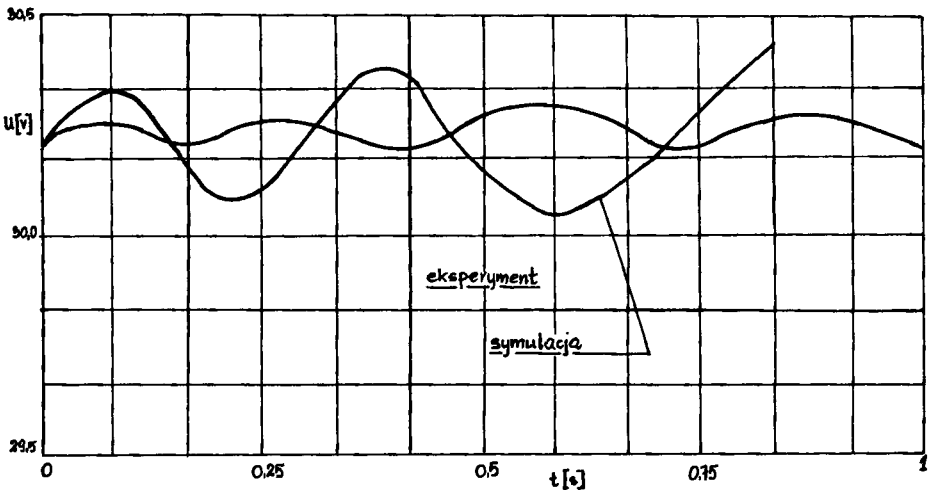
4. WYNIKI SYMULACJI

Obiektem symulacji jest lewikator przedstawiony na rys.2. Do badań wykorzystano rdzenie kubkowe wykonane z ferrytu F10001. Cewka elektromagnesu zawiera $N=80$ zwojów nawiniętych drutem o średnicy $\varnothing 0,6$ mm. Rezystancja cewki o temperaturze 20°C wynosi $0,6 \Omega$. Jako zwory użyto wydrążonego walca o średnicy 50 mm, grubości 15 mm i masie 17,009 g. W obwodzie elektrycznym zastosowano dekadę kondensatorów PK-50 o zakresie pojemności $0,0001\mu\text{F} < C < 12,111\mu\text{F}$. Stosowano częstotliwość zasilania 7800Hz. Zależność $L(s)$ wyznaczono na modelu lewikatora - rys.5. Napięcie zasilania E wynosiło 28V. Pojemność w obwodzie elektrycznym dla przypadku przedstawionego wynosiła $C=2\mu\text{F}$. Na rys.6 przedstawiono oscylogram napięcia na boczniku $0,1\Omega$ w chwili podwieszenia obiektu unoszonego i wyniki symulacji numerycznej.

Symulację przeprowadzono również dla następujących parametrów lewikatora: $E=78,5\text{V}$, $f=414,0 \div 417,0$ Hz, $M=0,043$ kg, $g=10,0$ m/s², $C=0,57\mu\text{F}$, $R=75,0$



Rys.5. Wykres zależności indukcyjności od długości szczeliny powietrznej



Rys.6. Oscylogram spadku napięcia i wyniki symulacji numerycznej

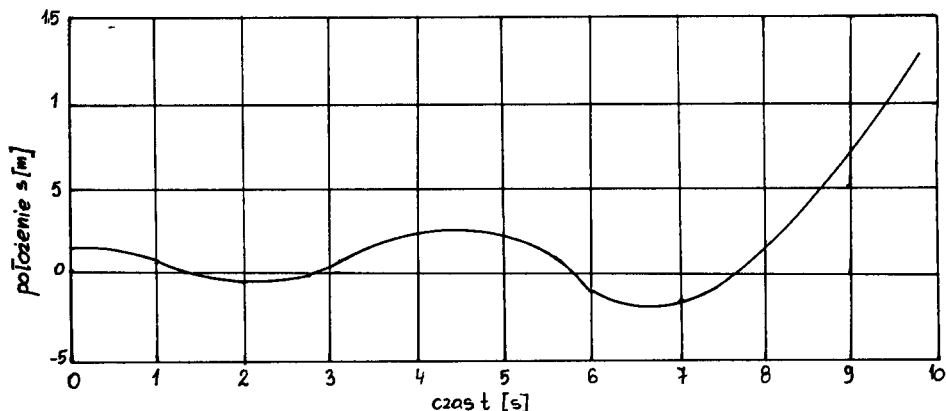
$L_0 = 0,366H$. W tym przypadku indukcyjność zadawana była wzorem analitycznym:

$$L = 0,244 + \frac{0,063}{0,516+100s} \quad L [H], s [m] \quad (7)$$

Pozwala to na analizę pracy układu przy szczelinie powietrznej o ujemnej wartości. Przypadek ten nie ma wprawdzie sensu fizycznego, lecz umożliwia teoretyczne badania różnych zbiorów parametrów.

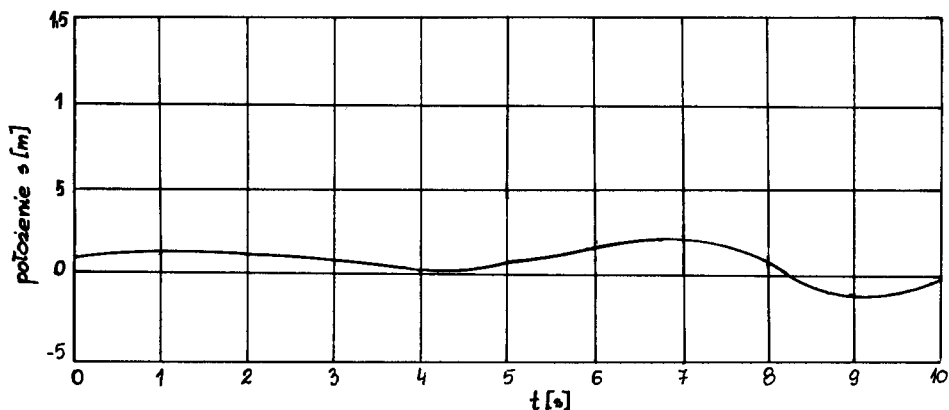
Na rys.7 przedstawiono wykres funkcji $s(f)$ dla ciała podwieszonoego przy częstotliwości 415,0Hz. Szczelina powietrzna w przedziale czasu 0,1-0,3 i

0,55-0,75s przyjmuje wartości ujemne. Widoczne są drgania mechaniczne ciała powieszonoego. Ciało odpada od elektromagnesu.



Rys.7. Wyniki symulacji unoszenia ciała przy częstotliwości 415,0Hz

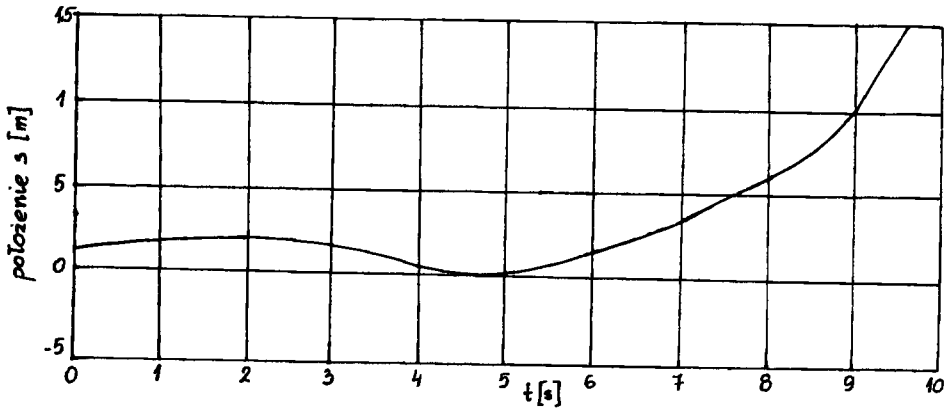
Na rys.8 przedstawiony jest wykres wartości długości szczeliny powietrznej od czasu, przy częstotliwości 415,5Hz. W przedziale czasu 0,0-1,us zawieszenie jest stabilne.



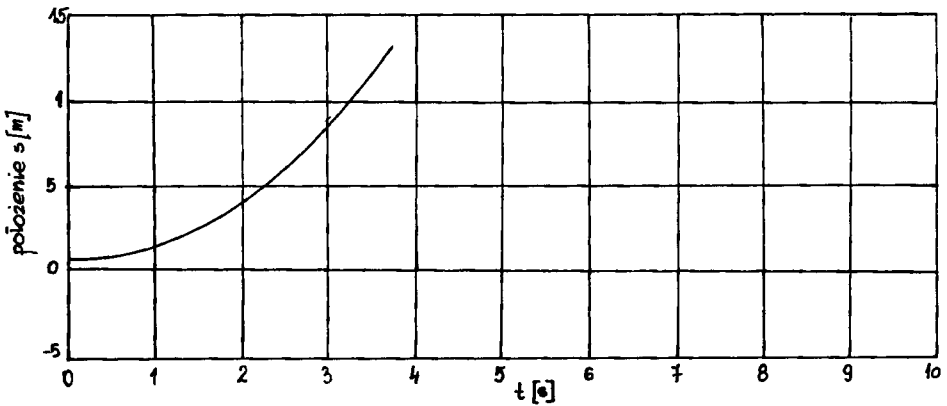
Rys.8. Wyniki symulacji unoszenia ciała przy częstotliwości 415,5Hz

Rys.9 i 10 obrazują zachowanie się ciała powieszonoego pod elektromagnes po przekroczeniu obszaru stabilności.

Wyniki symulacji układu rezonansowego lewitacji elektromagnetycznej przedstawione na rys. 5,6,7,8,9,10 w odróżnieniu od wyników z pracy [3] uwzględniają tłumienie mechaniczne opisane wzorem (4), jednak nie uwzględniają tłumienia elektrycznego pochodzącego od indukowanych prądów wirowych.



Rys.9. Wyniki symulacji unoszenia ciała przy częstotliwości zasilania 415,6Hz



Rys.10. Wyniki symulacji zawieszenia ciała przy częstotliwości zasilania 416,0Hz

4. WNIOSKI

Symulacja lewitatora elektromagnetycznego wykazała:

- układy rezonansowe lewitacji elektromagnetycznej są bardzo czułe na częstotliwość zasilania,
- celowym jest zadawanie zależności $l(s)$, za pomocą funkcji analitycznej, ponieważ umożliwia to śledzenie zachowania się ciała podwieszonoego w dowolnie wybranych przedziałach s , w tym również dla wartości ujemnych,
- program symulacji powinien być rozwinięty o blok poszukiwania obszaru stabilności, co znacznie przyspieszyłoby dobór właściwych parametrów,

- rozbieżność wyników symulacji i oscylogramów wykonanych na modelu fizycznym /rys.6/ spowodowana jest m.in. nieuwzględnieniem tłumienia elektrycznego od prądów wirowych indukowanych w ciele podwieszonym.

LITERATURA

- [1] Frazier R.H., Gilinson jr. Ph.J., Overbeck: Magnetic and electric suspension. The Massachusetts Institute of Technology 1974
- [2] Łozowicki M.: Badania eksperymentalne układu rezonansowego lewitacji elektromagnetycznej. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, Elektryka z.87, Gliwice 1983, ss 193-201
- [3] Łozowicki M.: Lewitator elektromagnetyczny rezonansowy. Konf. "Elementy nieliniowe w elektrotechnice", Białejewko 1987
- [4] Kaplan B.Z.: Analysis of a method magnetic levitation, Prac. IEEE, Vol. 114, Nr 11, November 1967
- [5] Meisel J.: Zasady elektromechanicznego przetwarzania energii. WNT, Warszawa 1970

DIGITAL SIMULATION OF ELECTROMAGNETIC LEVITATOR USING LCR CIRCUIT

Summary

In the paper, a mathematical description of an electromagnetic levitator using LCR circuit is presented. The equations applied allow to simulate this circuit with the aid of the personal computer. Experimental and simulation results are presented. A comparison of the simulation and experimental results permits to improve the simulation programme.

КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ РЕЗОНАНСНОЙ СХЕМЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ЛЕВИТАЦИИ

Резюме

В работе представлено математическое описание резонансной схемы электромагнитной левитации. На основе математического описания, при помощи микро ЭВМ моделировано эту схему. Представлен результат физического и компьютерного моделирования. Сравнение результатов привело к выводам совершенствования структуры моделирования.

Ryszard Borowski

SYMULACJA KOMPUTEROWA NIEZAWODNOŚCI ZASILANIA W ENERGIĘ ELEKTRYCZNĄ
Z TYRYSTOROWYMI UKŁADAMI REZERWY ZASILANIA

Rozważono niezawodność systemu rezerwy zasilania z układami tyrystorowymi, zasilającego dwóch odbiorców energii elektrycznej o różnych wymaganiach niezawodnościowych. Uwzględniono losowe zmiany współczynnika obciążenia poszczególnych odbiorców, co miało wpływ na zmiany intensywności uszkodzeń prostowników i falowników tyrystorowych, a także pozwalało na odpowiedni dobór pojemności baterii akumulatorów zasilających poszczególne falowniki tyrystorowe.

W celu uwzględnienia zmienności obciążenia założono, że zmiany obciążenia są losową funkcją czasu i mają rozkład równomierny w przedziale od 0 do 3 h. Stopień obciążenia jest funkcją losową o rozkładzie równomiernym w przedziale od 0,4 do 1,2 obciążenia znamionowego.

Do rozwiązania tak postawionego zadania zastosowano metodę symulacji Monte-Carlo. Program symulacji opracowano na komputer personalny

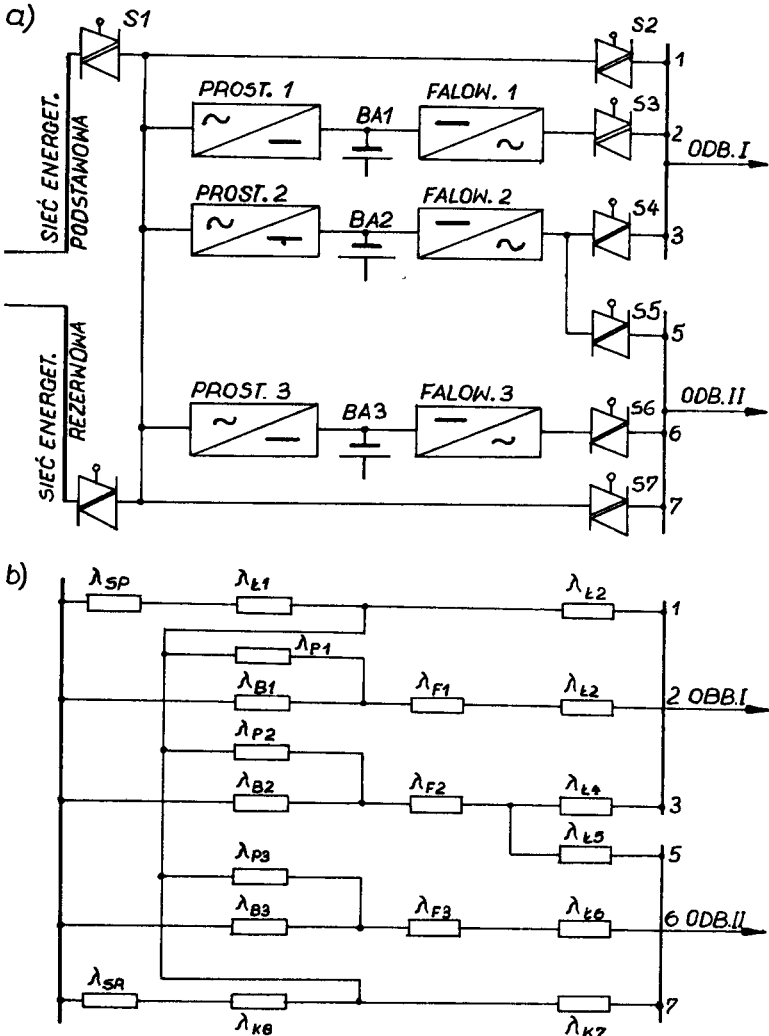
1. WPROWADZENIE

Tyrystorowe układy rezerwy zasilania (TURZ), włączone w system rezerwy zasilania (SRZ), są konieczne dla zapewnienia ciągłości zasilania w energię elektryczną dla bardzo wymagających odbiorców. Wysokie wymagania są ściśle związane z zagrożeniem bezpieczeństwa ludzi i wysokimi stratami ekonomicznymi jakie niosą za sobą przerwy w zasilaniu.

Szczegółowe opisy systemów SRZ znajdują się w pracach: [1], [2] i [7], gdzie przedstawiono ogólną problematykę niezawodności tych systemów. Zagadnienia elektryczne dotyczące systemów SRZ przedstawiono w pracach [2] i [3] (głównie problemy przełączania na zasilanie rezerwowe).

Zastosowanie systemów SRZ wiąże się ze spełnieniem określonych wymagań niezawodnościowych. Należy więc wyznaczyć wskaźniki niezawodności dla poszczególnych układów TURZ, jak i całego systemu SRZ. Do wyznaczenia tych wskaźników można stosować metody analityczne [7], w których przyjmowane modele matematyczne wymagają rozwiązań skomplikowanych zależności analitycznych. Rozwiązanie tych zależności jest związane z przyjęciem określonych ograniczeń i uproszczeń, co najczęściej przy wyznaczaniu niezawodności systemów, prowadzi do przyjmowania wykładniczych rozkładów czasów pracy i odnowy poszczególnych elementów systemu.

Zastosowanie metod symulacyjnych nie wymaga takich ograniczeń i uproszczeń. Dotyczy to w szczególności metod Monte-Carlo, gdzie model matematyczny może być tworzony bardziej swobodnie [4], [5]. Przy symulacji meto-



Rys.1. System rezerwy zasilania (SRZ) z układami tyrystorowymi, zasilający dwóch odbiorców energii elektrycznej:

a/ schemat idealny systemu SRZ

b/ schemat niezawodnościowy systemu SRZ

dą Monte-Carlo dla wykrycia zależności istniejących w systemie należy zrealizować wiele przebiegów symulacyjnych, a badania planuje się jako serię eksperymentów. Analitycznie opisuje się mechanizm procesu, natomiast technika uzyskiwania i oceny wyników jest taka sama jak w przypadku badań eksperymentalnych.

2. SYMULACJA METODĄ MONTE-CARLO DLA SYSTEMU SRZ

Schemat ideowy symulowanego systemu rezerwy zasilania (SRZ) przedstawiono na rys.1a, a schemat niezawodnościowy tego systemu na rys.1b. Na rys.1a łączniki symistorowe oznaczono symbolami od S1 do S8. Łączniki S1 i S8 spełniają funkcję układu SRZ (samoczynne załączanie rezerwy). Na rysunku tym nie uwzględniono odłączników pomiędzy poszczególnymi układami, które zapewniają widoczną przerwę w obwodzie elektrycznym, a jednocześnie ułatwiają naprawy i wymiany uszkodzonych układów. Ich wpływ został uwzględniony we wskaźniku intensywności napraw tych układów. Na rys. 1b przez λ z odpowiednimi indeksami oznaczono intensywność uszkodzeń poszczególnych układów z rys.1a, bez uwzględniania systemu sterowania.

Budowa modelu symulacyjnego zmierza do utworzenia pewnego nowego systemu, który ma służyć do wytwarzania zjawisk obserwowanych w systemie rzeczywistym. Przy symulacji metodą Monte-Carlo systemu SRZ, symulowane zjawiska, to czasy pracy i odnowy poszczególnych elementów systemu zasilającego dwóch odbiorców o różnych wymaganiach niezawodnościowych.

Należy między innymi udowodnić korzyści ze współpracy podsystemów rezerwy zasilania dla odbiorcy pierwszego (ODB.I) i drugiego (ODB.II). Drugi układ tyrystorowy na rys.1a stanowi wspólną rezerwę dla obu podsystemów, co wpływa na zmniejszenie ogólnych kosztów rezerwowania przy zapewnieniu odpowiedniego poziomu niezawodności.

Każdy element w systemie rezerwy zasilania (SRZ) można opisać za pomocą cech: c_1, c_2, \dots, c_n , które przedstawiają różne właściwości tego elementu zależne od czasu. Oczywiście opisane cechy elementów systemu SRZ powinny być istotne ze względu na konkretny cel symulacji.

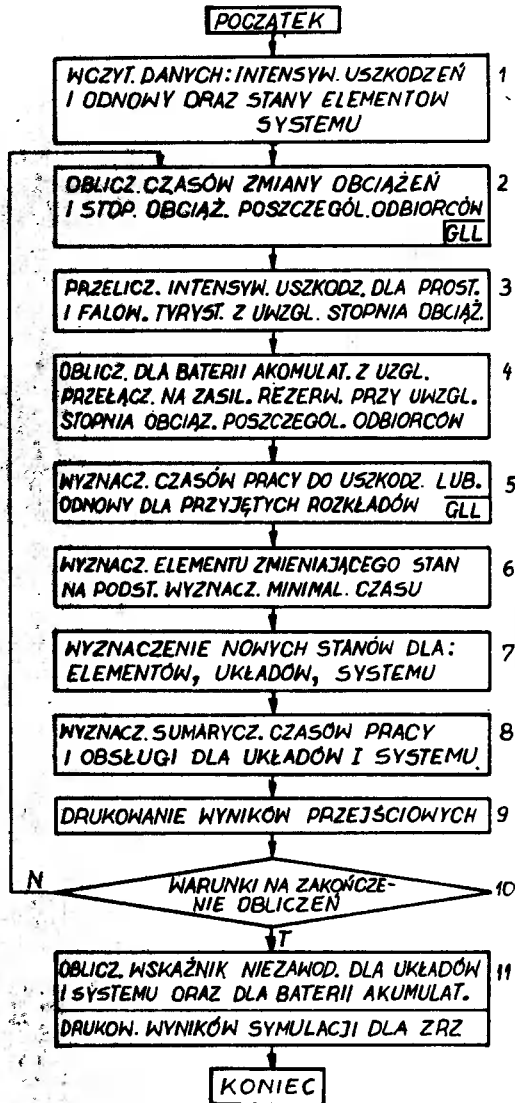
Dla przypadku przedstawionego w publikacji celem symulacji są badania niezawodnościowe, a np. pomija się zagadnienia procesów przejściowych w czasie przełączania SRZ.

Zestaw cech wszystkich elementów systemu SRZ w chwili t opisuje wyróżniony stan całego systemu. Przejście ze stanu ST1 do stanu ST2 jest wynikiem zmiany zestawu cech systemu.

W symulacji cyfrowej systemu SRZ dynamika systemu ma charakter dyskretny, ponieważ symuluje się sekwencje wyróżnionych stanów systemu w czasie (np. czas do uszkodzenia falownika tyrystorowego lub czas jego naprawy). Chwila zmiany stanu jest rozumiana jako punkt na osi czasu, który dzieli dwa różne stany systemu ST1 i ST2.

Wartości cech elementów zmieniają się co pewien czas w sposób losowy, co odzwierciedla założony przez modelującego probabilistyczny charakter zmienności stanów. Symulacja metodami Monte-Carlo wymaga więc generowania ciągu liczb losowych, mających rozkład, który z reguły jest równomierny i który jest następnie przekształcany na ciąg o rozkładzie żądanym.

Do wyznaczenia niezawodności systemu SRZ metodą Monte-Carlo opracowano algorytm przedstawiony na rys.2. Na podstawie tego algorytmu napisano program symulacji w języku BASIC, a następnie wykonano symulację i obliczenia na komputerze personalnym SHARP.



Rys.2. Algorytm symulacji dla wyznaczenia niezawodności systemu SRZ

3. ZASTOSOWANIE SYMULACJI DLA SYSTEMU SRZ

Symulację i obliczenia przeprowadzono dla systemu rezerwy zasilania z układami tyrystorowymi przedstawionego na rys.1a. Symulując czasy pracy do uszkodzenia dla poszczególnych elementów stosowano rozkład wykładniczy, uwzględniając jednocześnie zmiany intensywności uszkodzeń w funkcji obciążenia dla wybranych elementów systemu. Dotyczyło to w szczególności prostowników i falowników tyrystorowych.

Przyjęto, że zmiany obciążenia dla poszczególnych odbiorców są losową funkcją czasu i mają rozkład równomierny w przedziale od 0 do 3 h. Stopień obciążenia jest funkcją losową o rozkładzie równomiernym w przedziale od 0,4 do 1,2 obciążenia znamionowego.

Właśnie uwzględnienie zmian intensywności uszkodzeń od losowych zmian stopnia obciążenia w czasie byłoby szczególnie trudne przy analitycznym wyznaczaniu niezawodności systemu SRZ i tylko symulacja metodą Monte-Carlo prowadzi do poprawnego rozwiązania tego problemu.

Losowe zmiany stopnia obciążenia w czasie wpływają również na czas pracy baterii akumulatorów (szybkość rozładowania), dla przypadku gdy występuje awaria w sieci energetycznej i kiedy źródłem energii dla odbiorcy staje się bateria.

Wyniki symulacji systemu SRZ przy wyznaczaniu wybranych wskaźników niezawodności dla poszczególnych odbiorców przedstawiono w tabelicy T-1. Przedstawiono tam również wpływ pojemności baterii akumulatorów na niezawodność poszczególnych odbiorców, co stanowi element doboru tej pojemności przy założonym poziomie niezawodności.

Tabela 1

Wyniki badań symulacyjnych systemu SRZ
zasilających dwóch odbiorców energii elektrycznej
o różnych wymaganiach niezawodnościowych

Pojem. bat. G [h]	i-ta bat.	ABi	NBi	RBi(T)	j-ty odb.	NUj	TSj(T)	KGi (T)
0,5	1	7	9	0,222	I	9	112,8	0,9973
	2	8	11	0,273	II	10	101,4	0,9957
	3	8	11	0,273	IIa	12	84,3	0,9931
1	1	5	11	0,545	I	5	202,8	0,9970
	2	3	9	0,666	II	5	202,6	0,9958
	3	5	11	0,545	IIa	8	126,5	0,9950
2	1	2	5	0,600	I	2	506,7	0,9989
	2	1	3	0,666	II	2	507,0	0,9995
	3	3	6	0,500	IIa	3	337,8	0,9990

W tabelicy przyjęto następujące oznaczenia:

- G - pojemność baterii akumulatorów (czas pracy baterii przy obciążeniu znamionowym),
 ABi - liczba awaryjnych wyłączeń i-tego układu spowodowanych rozładowaniem baterii,
 NBi - liczba przypadków korzystania z i-tej baterii w czasie T,
 RBi(T) - niezawodność pracy i-tej baterii akumulatorów ze względu na daną pojemność G dla czasu T,

$$RBi(T) = (NBi - ABi)/NBi \quad (1)$$

- NU_j - Liczba awaryjnych wyłączeń j-tego podsystemu (odbiorcy) w czasie T ,
 $TS_j(T)$ - oczekiwany czas pracy j-tego podsystemu,
 $KG_j(T)$ - współczynnik gotowości j-tego podsystemu dla czasu T ,

$$KG_j(T) = \left(\sum_K TP_{jk}(T) \right) / T \quad (2)$$

- $TP_{jk}(T)$ - k-ty czas pracy podsystemu j-tego w badanym czasie T ,
 T - symulowany czas rzeczywisty (przyjęto $T \approx 1000$ h).

W algorytmie działania systemu uwzględniono pracę drugiego układu TURZ jako rezerwę dla ODB. I (funkcja podstawowa), ponieważ jest on bardziej wymagającym odbiorcą. Drugi układ TURZ stanowi jednocześnie rezerwę dla ODB. II, gdy układ ten nie pracuje przy zasilaniu ODB.I.

Praca podsystemu IIa w tablicy oznacza przyjęcie, że nie uwzględnia się pracy drugiego układu TURZ jako rezerwy dla odbiorcy drugiego.

Na podstawie tablicy można stwierdzić, że wpływ pojemności G baterii akumulatorów na niezawodność $R_{Bi}(T)$ uwidacznia się szczególnie dla małych pojemności G . Widać też duży wpływ pojemności baterii akumulatorów na liczbę awaryjnych wyłączeń j-tego podsystemu (odbiorcy) w czasie T .

Dla wyznaczonego prawdopodobieństwa poprawnej pracy i-tej baterii $R_{Bi}(T)$ należy jeszcze określić przedział ufności, określając dolną $R_{Bi}(I)$ oraz górną $R_{Bi}(T)$ granicę tego przedziału, przy określonym poziomie ufności β . Można wtedy korzystać z tablicy 4.15 w pracy [6], określając przedział ufności dla prawdopodobieństwa z próby (np. przy $\beta = 0,9$ lub $\beta = 0,95$).

Dla zwiększenia dokładności oszacowań wskaźników niezawodności należy prowadzić symulację dla znacznie większych czasów T , niż w przedstawionym przykładzie, który służył głównie do ilustracji zaproponowanej metody obliczeń niezawodności złożonych systemów SRZ.

4. PODSUMOWANIE

Zaproponowana przez autora publikacji metoda symulacji, dla uzyskania wskaźników niezawodności złożonych systemów rezerwy zasilania, jest elastyczna i uniwersalna. Dotyczy to szczególnie przypadku bardziej skomplikowanych rozkładów czasów pracy i odnowy poszczególnych elementów systemu. Metoda ta jest konkurencyjna w stosunku do metod analitycznych, które wymagają wielu założeń upraszczających.

Przedstawiony przykład wyznaczania niezawodności systemu SRZ oraz doboru minimalnej pojemności baterii akumulatorów, przy spełnieniu określonych wymagań niezawodnościowych dowodzi, że zaproponowana metoda i algorytm obliczeń mogą znaleźć praktyczne zastosowanie w biurach projektowych.

LITERATURA

- [1] Borowski R.: Nadieznost systemy biezpieczeniowej synchronno rezerwirovani s tiristornym inwertorom. Konfer. Nadieznost '82, Warszawa 1982
- [2] Borowski R.: Umschaltung im system der reservestromversorgung mit einem thyristor-wechselrichter. 4 Sympozjum Maritime elektronik, Rostok 1983
- [3] Borowski R.: Symulacja procesu przełączania dynamicznego w tyrystorowym układzie rezerwy zasilania. II Sympozjum Symulacja procesów dynamicznych, Zakopane 1985
- [4] Gordon G.: Symulacja systemów. WNT, Warszawa 1974
- [5] Kondratowicz L.: Modelowanie symulacyjne systemów. WNT, Warszawa 1978
- [6] Praca zbiorowa: Poradnik niezawodności, podstawy matematycz. Wyd. WEMA, Warszawa 1982
- [7] Sołowiew A.D.: Analityczne metody w teorii niezawodności. WNT, Warszawa 1983

COMPUTER SIMULATION OF POWER SUPPLY RELIABILITY WITH THYRISTOR
RESERVE POWER SYSTEM

Summary

The UPS system containing thyristor reserve power system feeding two energy receivers which have different reliability requirements is considered. Random changes of load factor of each receiver were taken into account. These changes had an effect on the failure rate of the rectifiers and inverters and the selection of the battery capacities supplying SCR inverter.

In order to simulate load changes, it has been assumed that these changes are random time function with uniform distribution in the range 0-3 hours. The load factor is a random function with uniform distribution in the range 0.4 - 1.2 of nominal load as well.

To solve the problem, the Monte-Carlo technique was used. The simulation programme was adapted for the personal computer.

КОМПЬЮТЕРНЫЙ АНАЛИЗ НАДЕЖНОСТИ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ С ТИРИСТОРНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ В СИСТЕМЕ РЕЗЕРВНОГО ПИТАНИЯ

Резюме

Рассмотрена надёжность системы резервного питания с тиристорными преобразователями, питающей двух потребителей тока, с различными надёжностными требованиями. Учтены случайные изменения степени нагрузки отдельных потребителей, влияющие на интенсивность отказов выпрямителей и инверторов. Это позволяет одновременно выбирать ёмкость аккумуляторной батареи питающей тиристорные инверторы. С целью учёта изменений нагрузки, предположено, что эти изменения являются случайными во времени, а их распределение описывается постоянной функцией в интервале от 0 до 3. Случайной величиной является также степень нагрузки, которого распределение постоянное в интервале от 0,4 до 1,2 номинальной нагрузки. Соответствующая программа использует метод Монте-Карло и реализована на персональном компьютере.

Ryszard Borowski

WSPÓŁPRACA AGREGATU PRĄDOTWÓRCZEGO I UKŁADU TYRYSTOROWEGO W SYSTEMIE REZERWY ZASILANIA

Przedstawiono możliwości uzupełniania się i współpracy agregatów prądotwórczych i tyrystorowych układów rezerwy zasilania. Uwzględniono przy tym zaletę układów tyrystorowych umożliwiającą zasilanie i przełączanie bezprzerwowe oraz kompensację mocy biernej, a jednocześnie zaletę agregatów prądotwórczych zapewniającą długie czasy zasilania. Przedstawiono też algorytm obliczeniowy, który służy do obliczania niezawodności systemu rezerwy zasilania przy różnych rodzajach współpracy układów tyrystorowych i agregatów prądotwórczych.

1. WPROWADZENIE

Dla tyrystorowego układu rezerwy zasilania (TURZ), który może zapewnić bezprzerwowe i synchroniczne zasilanie ważnych odbiorców energii elektrycznej, występuje problem dłuższych przerw w zasilaniu (czas przerwy $t_p > 2h$). Przy większych czasach przerwy w zasilaniu z sieci energetycznej, znacznie rosną koszty baterii akumulatorów. W sytuacji katastrofy przerwy w zasilaniu mogą być większe od 10 h.

Uwzględniając ograniczone pojemności baterii akumulatorów w układach TURZ, należy przewidywać równoległe zastosowanie układów z agregatami prądotwórczymi (AP).

Układy z AP w znacznie prostszy sposób zapewniają długie czasy zasilania w sytuacjach awaryjnych. Należy jednak podkreślić, że dla krótkich czasów przerw w zasilaniu lepsze są układy TURZ, w których łatwo można zrealizować synchroniczne i bezprzerwowe przełączenie na zasilanie rezerwowe.

Problematyka przełączania w tyrystorowych układach rezerwy zasilania została przedstawiona w [4], [5], [6], a zagadnienia niezawodności tych układów przedstawiono w literaturze [1], [2], [3].

2. PORÓWNANIE TURZ, AP DRAZ EMURZ

Porównano trzy rodzaje układów rezerwy zasilania, których schematy połączeń elektrycznych przedstawiono na rys.1. Na rysunku tym przedstawiono również klasyczny elektromaszynowy układ rezerwy zasilania (EMURZ), który jest obecnie wypierany przez tyrystorowe układy rezerwy zasilania (TURZ).

Jednocześnie w tabelicy 1, na podstawie literatury [1], dokonano porównania niezawodności różnych układów rezerwy zasilania.

Tabelica 1

UKŁADY REZERWY ZASILANIA		$\lambda \cdot 10^{-6}$ [1/h]	Θ [h]
AP	AGREGAT PRĄDOTWÓRCZY	40	2500
	BATERIA AKUM. 24 V	6,2	6000
EMURZ	UKŁ. ELEKTROMASZYN. 15 kVA	17	6000
	PROSTOWNIK 15 kVA	10	10000
	BATERIA AKUM. 220V	62	1600
TURZ	FALDW. TYRYST. 15 kVA	10	10000
	PROSTOWNIK 15 kVA	10	10000
	BATERIA AKUM. 220 V	62	1600

Uwagi:

1. W tabelicy 1 pominięto wskaźniki niezawodności układów przełączania, które w zasadzie są podobne dla wszystkich wymienionych układów ($\lambda_p = 5 \cdot 10^{-6}$ 1/h oraz $\Theta_p = 20000$ h).
2. W tabelicy tej przez λ oznaczono intensywność uszkodzeń, a przez Θ oznaczono średni czas zdatności obiektu między uszkodzeniami.
3. Intensywność uszkodzeń dla agregatu prądotwórczego uwzględnia uszkodzenia układu sterowania rozruchem AP oraz samego agregatu.

Dla obliczeń niezawodności układów rezerwy zasilania przedstawionych w tabelicy 1 przyjęto rozkład wykładniczy, co uzasadnia się prostotą obliczeń [7] i co na ogół z niewielkim błędem modeluje dosyć dobrze rzeczywistość

Parametrem dla rozkładu wykładniczego jest wtedy intensywność uszkodzeń $\lambda = \text{const}$. Należy podkreślić, że zgodnie z normą PN-77/N-04010 wskaźnikiem niezawodności dla obiektów odnawialnych jest wtedy parametr strumienia uszkodzeń ω . Ponieważ w literaturze [1], a także w [7] (przytoczono tu wymienioną normę), używa się parametru λ , autor publikacji pozostaje przy oznaczeniach użytych w tych publikacjach.

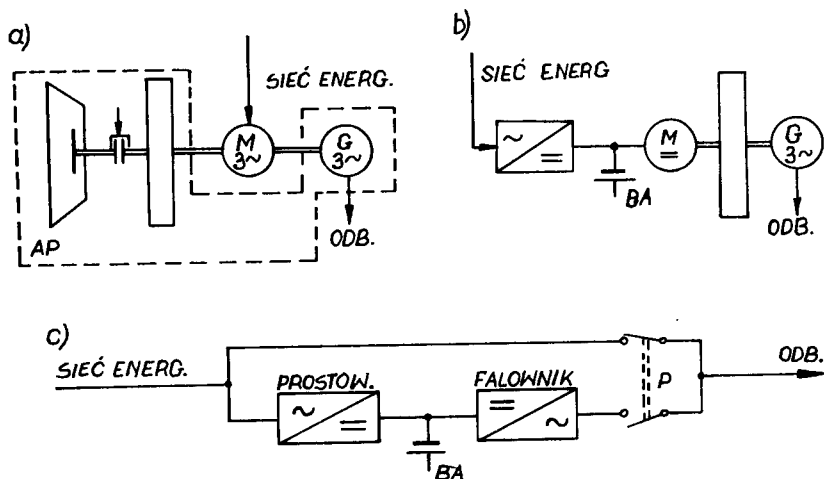
Niezawodność układu $R(t)$ do pierwszego uszkodzenia oraz średni czas zdatności obiektu między uszkodzeniami Θ_u określa się wtedy z poniższych zależności:

$$R(t) = R_0 \text{EXP}(-\lambda \cdot t) \quad (1)$$

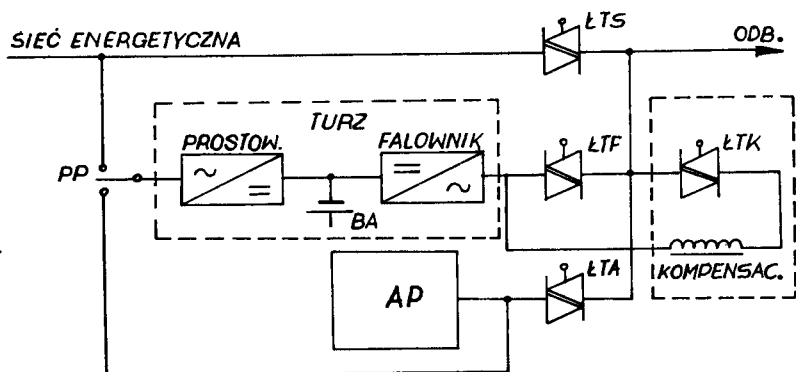
$$\Theta_u = 1/\lambda \quad (2)$$

Podobnie jak poprzednio, dla odnowy elementów i układów przyjmuje się również rozkład wykładniczy, gdzie wskaźnikiem niezawodności jest intensywność odnowy μ . Na podstawie tego wskaźnika określa się średni czas naprawy Θ :

$$\Theta_n = 1/\mu \quad (3)$$



Rys.1. Układy rezerwy zasilania ważnych odbiorców:
 a) układ z agregatem prądowórczym - AP,
 b) elektromaszynowy układ rezerwy zasilania - EMURZ,
 c) tyrystorowy układ rezerwy zasilania -TURZ



Rys.2. Schemat systemu rezerwy zasilania z TURZ i AP oraz układem do kompensacji mocy biernej

Dla układów półprzewodnikowych stosowanych w tyrystorowych układach rezerwy zasilania θ_n zawiera się w granicach od 10 do 50 h [6]. Należy podkreślić, że na ogół rzeczywisty rozkład czasu odnowy układów różni się od wykładniczego, co może być powodem większych błędów przy ocenie θ_n .

Łączne uwzględnienie czasu zdatności obiektu między uszkodzeniami Θ_{ui} oraz średniego czasu naprawy i-tego układu Θ_{ni} , pozwala na wyznaczenie współczynnika gotowości i-tego układu w systemie rezerwy zasilania:

$$K_{g_{ui}} = \Theta_{ui} / (\Theta_{ui} + \Theta_{ni}) \quad (4)$$

Przez współczynnik gotowości układu rozumie się jego zdolność do natychmiastowego wykonania zadań, zjawiających się zwykle w losowych chwilach [7].

Interesujące jest porównanie układów rezerwy zasilania z rysunku 1 ze względu na: zajmowaną przestrzeń, sprawność łączną η_c oraz koszty względne poszczególnych układów. Porównanie to dla układów rezerwy zasilania o mocy 100 kVA przedstawiono w tabelicy 2 [8].

Tabelica 2

Porównanie pod względem gabarytów i sprawności
dla układów rezerwy zasilania o mocy 100 kVA

UKŁADY REZERWY ZASILANIA	POWIERZCH. w m	WYSOKOŚĆ w m	SPRAW.	η_c	KOSZTY WZGLĘD. w %
			100 %	50 %	
AP	30	> 3	78	70	100
EMURZ	21	$\geq 3,5$	80	72	95
TURZ	18	$\geq 2,5$	87	84	140

Uwaga: W tabelicy 2 sprawność η_c jest przedstawiona dla obciążenia poszczególnych układów 100 % i 50 %

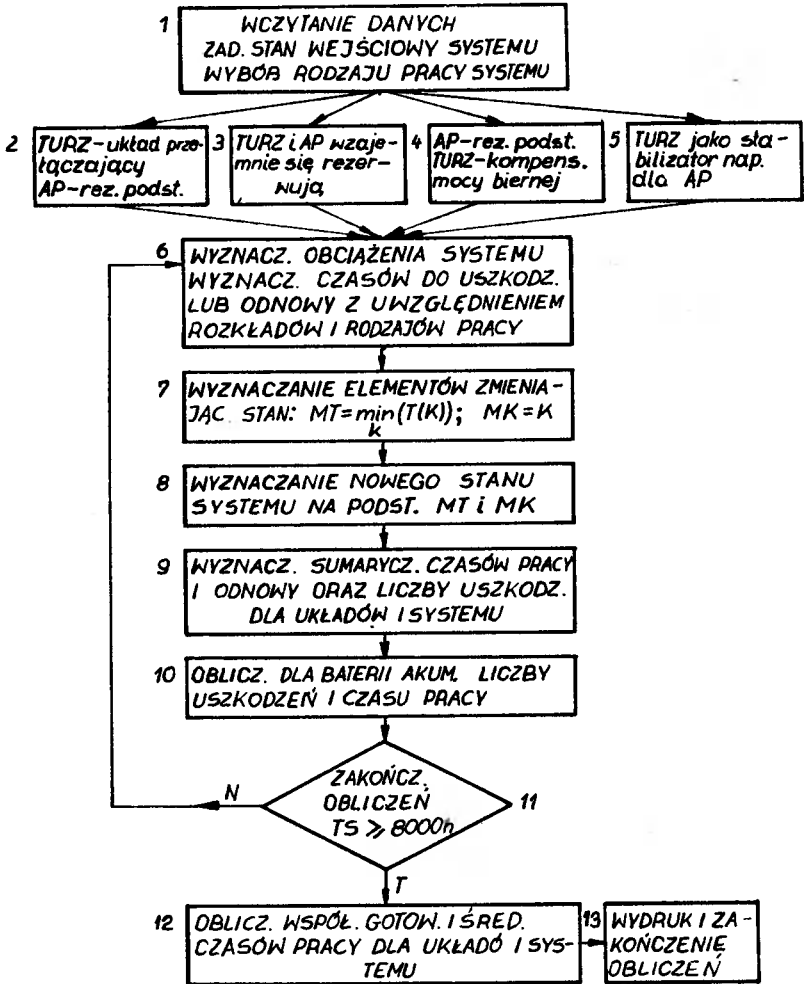
Porównanie przedstawione w tabelicy 2, pod względem zajmowanej przestrzeni oraz sprawności wyraźnie preferuje tyrystorowe układy rezerwy zasilania. Jednak koszty tych układów są o 40 % większe od rezerwy zasilania z agregatami prądotwórczymi.

Wskaźniki niezawodności dla układów rezerwy zasilania przedstawione w tabelicy 1 ogólnie preferują zastosowanie agregatów prądotwórczych. Na pogorszenie niezawodności pozostałych układów wpływa duża intensywność uszkodzeń baterii akumulatorów. Należy jednak przewidywać określoną obsługę dla baterii akumulatorów, która wpłynie na podwyższenie jej współczynnika gotowości.

Uwzględniając powyższe, można stwierdzić, że wskaźniki niezawodności AP i TURZ mogą być porównywalne. Wskazaniem do stosowania TURZ są krótkie przerwy w zasilaniu oraz możliwość synchronicznego i bezprzerwowego przełączenia na zasilanie rezerwowe, co umożliwi układ z rys.3.

Zaletą układów z AP jest możliwość ich pracy dla dłuższych przerw w zasilaniu, przez zapewnienie odpowiedniej ilości paliwa płynnego.

Biorąc pod uwagę wszystkie te elementy, należy wybrać taką konfigurację łączną układów z AP i TURZ, aby przy zadanej niezawodności wybrać optymalny system rezerwy zasilania przy minimalnych kosztach łącznych. W kosztach łącznych należy uwzględnić: koszty inwestycyjne układów rezerwowych oraz koszty zawodnej pracy układów zasilania.



Rys.3. Algorytm obliczeń dla systemu rezerwy zasilania z uwzględnieniem współpracy TURZ i AP

3. MOŻLIWOŚCI WSPÓŁPRACY TURZ I AP

Schemat ilustrujący możliwości uzupełniania się oraz współpracy TURZ i AP przedstawiono na rys.2. Na schemacie tym nie uwzględniono odłączników pomiędzy poszczególnymi układami, które zapewniają widoczną przerwę w obwodzie elektrycznym, a jednocześnie ułatwiają naprawy i wymiany uszkodzonych układów.

Uwzględniając zalety tyrystorowych układów rezerwy zasilania i agregatów prądotwórczych, należy rozważyć możliwości jednoczesnego zastosowania tych układów w systemie zasilania w energię elektryczną ważnych odbiorców. Wpływa to na wzajemne uzupełnianie się tych układów w następujących przypadkach:

1. TURZ może służyć jako układ przełączający, gwarantujący bezprzerwowe i synchroniczne przełączenie zasilania z sieci energetycznej na zasilanie z AP. W tym przypadku pojemność baterii akumulatorów może być projektowana na czas pracy od 10 do 60 min. Można też wtedy zastosować prostsze układy falownika tyrystorowego i filtra dla układu TURZ.
2. TURZ i AP wzajemnie się rezerwują, co wpływa na podwyższenie niezawodności całego systemu rezerwy zasilania. Pojemność baterii akumulatorów powinna wystarczać na czas pracy od 3 do 5 h [6]. Jest to orientacyjny czas pracy. Rzeczywista pojemność baterii akumulatorów oraz przewidywany czas pracy zostaną wyznaczone na podstawie symulacji działania układów rezerwy zasilania. Również w tym przypadku jest możliwe bezprzerwowe i synchroniczne przełączenie zasilania z sieci energetycznej poprzez TURZ na AP.
3. Możliwa jest praca TURZ jako dynamicznego kompensatora mocy biernej, zarówno w przypadku zasilania z sieci energetycznej, jak i przy zasilaniu z AP. TURZ pracuje także jako układ rezerwowy, co łącznie z wykorzystaniem go do kompensacji mocy biernej, jest poważnym uzasadnieniem ekonomicznym dla jego zastosowania.
4. Praca TURZ jako stabilizatora napięcia i częstotliwości. Ten typ zastosowania dotyczy przypadku nierównomiernej pracy AP, co wpływa na jakość napięcia i częstotliwości na wyjściu. Oczywiście i w tym przypadku TURZ pracuje także jako układ rezerwowy.

Należy podkreślić, że można realizować łącznie przedstawione wyżej cztery możliwości. Uzasadnia to w pełni współpracę i wzajemne uzupełnianie się tyrystorowych układów rezerwy zasilania i agregatów prądotwórczych.

4. WYZNACZANIE NIEZAWODNOŚCI SYSTEMU REZERWY ZASILANIA Z TURZ I AP

Przy projektowaniu systemu rezerwy zasilania z TURZ i AP jest konieczne wyznaczenie niezawodności skomplikowanego układu. W tym celu opracowano algorytm obliczeniowy przedstawiony na rys.3, który służy do obliczeń niezawodnościowych (dla przykładu dwóch wybranych wskaźników niezawodności) uwzględniając różne rodzaje współpracy układów TURZ z AP.

Ważnym elementem przedstawionego na rys.3 algorytmu jest uwzględnienie przy obliczeniach niezawodności losowych zmian obciążenia w czasie. Przyjmuje się, że stopień obciążenia ma rozkład równomierny i zmienia się w przedziale od 0,4 do 1,2 obciążenia znamionowego. Czas pracy przy danym obciążeniu ma również rozkład równomierny i zmienia się w przedziale od 0 do 3 h.

Przy obliczeniach będzie się korzystało z metody Monte-Carlo, symulując czasy uszkodzeń i odnowy dla poszczególnych elementów systemu. Wynik symulacji, to wyznaczenie współczynników gotowości i średnich czasów pracy do uszkodzenia dla układów i systemu rezerwy zasilania, przy różnych rodzajach współpracy układów TURZ i AP.

Algorytm symulacji umożliwia też dobór pojemności baterii akumulatorów zasilającej tyrystorowy układ rezerwy zasilania, dla określonego rodzaju pracy i przy założonej niezawodności .

5. PODSUMOWANIE

Na podstawie opracowanego algorytmu jest obecnie opracowywany program obliczeniowy na komputer IBM PC, który znajdzie zastosowanie przy projektowaniu układów rezerwy zasilania.

Podsumowując, należy podkreślić duże możliwości przy współpracy tyrystorowych układów rezerwy zasilania i agregatów prądotwórczych, co uzasadniono w publikacji p.3 .

Istotną zaletą, przy łącznym stosowaniu układów z TURZ i AP, jest praca TURZ jako dynamicznego kompensatora mocy biernej, zarówno przy zasilaniu z sieci energetycznej, jak i przy zasilaniu z AP.

LITERATURA

- [1] Andrievskij W.N.: Remontno-vostanovitelnyie raboty w elektriceskich setjach. Energoatomizdat, Moskva 1984
- [2] Borowski R.: Niezawodność systemu rezerwy zasilania z układami tyrystorowymi. VIII Szkoła Niezawodności RELEMA, Kołobrzeg 1983
- [3] Borowski R.: Nadiežnost sistemy biezpierieryvnono sinchronnovo rezervirovania s tiristornym invertorom. Konferenc. Nadiežnost '82 , Warna 1982
- [4] Borowski R.: Umschaltung im system der reservestromversorgung mit einem thyristor-wechselrichter. 4. Symposium Maritime Elektronik , Rostok 1983
- [5] Borowski R.: Symulacja procesów przełączania dynamicznego w tyrystorowym układzie rezerwy zasilania. II Sympozjum Symulacja procesów dynamicznych, Zakopane 1985
- [6] Forstbauer W.: Unterbrechungsfreie stromversorgung aus der sicht technischer zuverlassigkeit. Simens-Zeitschrift 52/78

- [7] Praca zb.: Poradnik Niezawodności. Podstawy Matematyczne, Wyd.WEMA, Warszawa 1982
- [8] Schwarz R., Vau G.: Ersatzstromversorgungsanlagen für alle anwendungsfälle. Simens-Zeitschrift 52/1978

COOPERATION OF DIESEL GENERATOR AND THYRISTOR CONVERTER IN RESERVE SUPPLY SYSTEM

Summary

There are given some possibilities of cooperation between diesel generators and reserve thyristor supply systems which complement one another. The fundamental advantage of thyristor systems, i.e. uninterrupted feeding and switching together with compensation of reactive power is taken into account. On the other hand, diesel generators can operate for a long time.

A flow chart for a computation of an uninterrupted power system at different modes of cooperation between thyristor systems and diesel generators is presented.

СОВМЕСТНАЯ РАБОТА ДИЗЕЛЬ-ГЕНЕРАТОРНОГО АГРЕГАТА И ТИРИСТОРНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ В СИСТЕМЕ РЕЗЕРВНОГО ПИТАНИЯ

Резюме

Представлены возможности совместной работы дизель-генераторных агрегатов и тиристорных систем резервного питания. При этом учтено достоинство тиристорных преобразователей, обеспечивающих непрерывное питание и переключение, а также компенсацию реактивной мощности. Дизель-генераторные агрегаты обеспечивают длительное время резервного питания. Приведён вычислительный алгоритм, используемый при расчётах надёжности системы резервного питания, при различных режимах совместной работы тиристорных преобразователей и дизель-генераторных агрегатов.

Zbigniew Piech

WYBRANE ZAGADNIENIA ZASILANIA SYSTEMÓW MIKROPROCESOROWYCH

W artykule omówiono niektóre problemy, z jakimi można spotkać się przy projektowaniu w budowie układów zasilających dla systemów mikroprocesorowych, przeznaczonych zwłaszcza dla laboratoriów do prac uruchomieniowych i badawczych.

1. WSTĘP

Zespół zasilający tak złożonego systemu elektronicznego jak układ mikroprocesorowy jest również pewnym oddzielnym systemem, stwarzającym wiele problemów na etapie projektowania, jak i podczas eksploatacji. Przez układ zasilający rozumie się tutaj system obejmujący: źródła napięć zasilających, sieć połączeń i rozprowadzeń napięcia stałego, elementy zabezpieczające, elementy sygnalizacyjne, włączające, filtry przeciwzakłócające.

Użytkownik systemu mikroprocesorowego stojąc przed rozwiązaniem problemu zasilania może zastosować sprzętowy zasilacz uniwersalny lub zdecydować się na konstrukcję własnego układu zasilającego przystosowanego do cyfrowych układów mikroprocesorowych. Zasilacze uniwersalne produkowane przez firmy specjalistyczne charakteryzują się małymi wymiarami, szerokim zakresem temperatur pracy, dużą odpornością na uszkodzenia czynnikami mechanicznymi i klimatycznymi, ale jednocześnie posiadają takie ujemne cechy, jak: brak zdolności do zasilania odbiorników o dużych zmianach prądu obciążenia, mały zakres regulacji napięcia i nie zawsze wystarczająca dokładność stabilizacji, co w wielu wypadkach wyklucza je z zastosowań do rozbudowanych systemów mikroprocesorowych.

Istnieją trzy podstawowe warianty rozwiązań zasilania systemów mikroprocesorowych [9].

Wariant 1 polega na zastosowaniu jednego wielowyjściowego zasilacza stabilizowanego do zasilania wszystkich układów systemu. Zaletą takiego układu jest możliwość optymalnego wykorzystania elementów, łatwiejsza realizacja wspólnych układów blokad, kontroli i sygnalizacji. Największym problemem jest tutaj dystrybucja i stabilizacja napięcia, jeżeli punkty odbioru energii znajdują się w znacznej odległości od wyjścia zasilacza /nawet kilka metrów/ należy uwzględnić impedancję przewodów. Przeciwdziałanie temu poprzez zwiększenie przekrojów przewodów i zdalny pomiar napięcia wyjściowego dla celów stabilizacji nie zawsze zdaje egzamin, gdyż przewody pomia-

rowe wprowadzają do pętli sprzężenia zwrotnego dodatkową impedancję, co objawia się niestabilnością pracy i wzbudzeniem zasilacza. W układach mikroprocesorowych występują szybkie zmiany prądu obciążenia, które mogą mieć wpływ na stabilizację napięcia, stąd należy liczyć się z wpływem indukcyjności połączeń. Praktycznie zapobiega się tym zjawiskom przez umieszczanie kondensatorów bezindukcyjnych w bezpośrednim sąsiedztwie punktów odbioru energii oraz przez wykonywanie połączeń liniami paskowymi.

Wariant 2 polega na użyciu jednego centralnego zasilacza sieciowego oraz współpracujących z nim stabilizatorów napięcia, mieszczących się w bezpośrednim sąsiedztwie punktów odbioru energii. Rozdział energii dokonywany jest siecią napięć stałych niestabilizowanych. Stosując stabilizator wstępny można opanować zmiany dynamiczne napięcia powstałe wskutek szybkich wahań prądu obciążenia.

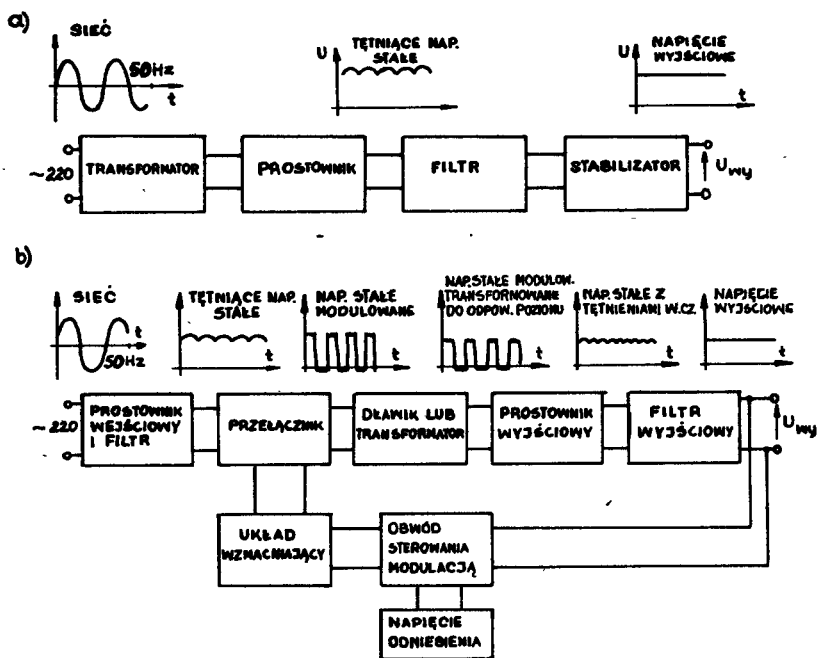
Wariant 3 polega na dystrybucji energii do poszczególnych układów systemu za pomocą sieci napięcia zmiennego, w punktach odbioru napięcie sieciowe jest przekształcane i stabilizowane na odpowiedni poziom. Zaletami tego sposobu są: duża odporność na zmiany dynamiczne obciążenia oraz brak sprzężeń pomiędzy różnymi układami przenoszonych przez zasilanie. Wadą natomiast jest większa liczba elementów systemu zasilania i bardziej złożona realizacja automatyki blokad i sekwencjonowania napięć. Niezależnie od przyjętego wariantu rozwiązania, każdy układ zasilający do sprzętu przetwarzania danych powinien spełniać następujące funkcje:

- dostarczać do każdego elementu napięcie o wartości znamionowej w granicach tolerancji,
- nie wprowadzać zakłóceń przy zmianach prądu obciążenia i takich warunków zewnętrznych, jak: napięcie sieci prądu przemiennego, pola elektromagnetyczne, temperatury, wilgotności,
- zabezpieczać układy zasilanego urządzenia, jak i same źródła zasilające przed uszkodzeniami,
- dla urządzeń o pracy ciągłej pracować w układzie z rezerwowymi źródłami zasilania,
- posiadać układy sygnalizacji zaniku napięcia i układy sekwencyjnego włączania napięć wyjściowych.

2. KRYTERIA WYBORU TYPU ZASILACZA

Wstępne rozważania przy wyborze zasilacza powinny być związane z dostępną technologią, a nie z projektowaniem. Znane są cztery podstawowe typy zasilaczy: liniowe, przełącznikowe /impulsowe/, ferrozonansowe oraz hybrydowe /połączenie np. przełącznikowego i liniowego/. Są one opisane szeregiem wskaźników i cech, które mogą być pomocne przy wyborze typu na etapie projektowania wstępnego. Są to następujące cechy: koszt, niezawodność, zabezpieczenia przeciw zakłóceniom /emitowanym i przenoszonym/, czas podtrzymania przy zaniku napięcia sieci, kompatybilność sieciowa /110 V lub 120 V/, sprawność /rozpraszanie ciepła/, rozmiar i ciężar, odporność na za-

kłócenia sieci /zanik i wzrost napięcia sieci/, współczynnik stabilizacji.



Rys.1. Schematy blokowe zasilaczy

a/ liniowego, b/ przełącznikowego

Z wymienionych typów zasilaczy najpopularniejszym jest zasilacz liniowy, który składa się z transformatora, prostownika i szeregowego stabilizatora (rys.1a). W zasilaczu ferorezonansowym za wtórnym uzwojeniem rezonansowym występuje prostownik i filtr dolnoprzepustowy; to rozwiązanie jako mało skomplikowane jest dość często stosowane. Nowoczesnym rozwiązaniem jest zasilacz przełącznikowy inaczej zwany SMPS - od ang. "switch mode power supply" (rys.1b). Jego zasada działania opiera się na stabilizacji napięcia wyjściowego poprzez zmianę współczynnika wypełnienia impulsów sterujących przetwornicą w zależności od chwilowych zmian napięcia wyjściowego [4], [5], [8].

Jednym z podstawowych kryteriów determinujących wybór zasilacza są jego wymiary zewnętrzne. Wymiary te, zgodnie z wytycznymi zawartymi w pracy [4], można ograniczyć następującymi zabiegami:

- transformować napięcie przy możliwie wysokiej częstotliwości,
- magazynować energię przy wysokim napięciu /najwygodniej przy napięciu sieci, co dodatkowo eliminuje transformator sieciowy/,
- prostować przy możliwie dużej częstotliwości, w celu minimalizacji wartości pojemności /czasem też indukcyjności/ filtru,

- stosować impulsową pracę elementów zasilacza celem zmniejszenia mocy wydzielanej w tych elementach.

Pomimo, że miniaturyzacja sprzętu elektronicznego i stosowanie układów scalonych powoduje zmniejszenie mocy zasilania, nie kompensuje to jednak wzrostu mocy wynikającej ze stopnia skomplikowania układów. Zapotrzebowanie na zasilacze coraz większej mocy wymusza taką konstrukcję, która zagwarantuje dużą sprawność i małe wymiary, co w połączeniu z wymienionymi sposobami ograniczania gabarytów preferuje zdecydowanie zasilacze przełącznikowe.

Niekiedy celowe jest stosowanie konstrukcji hybrydowych, w których transformator sieciowy i prostownik niskonapięciowy wytwarzają nieregulowane napięcia stałe. Napięcie to może być następnie stabilizowane przez moduł zasilacza impulsowego, bądź liniowego.

Najważniejsze własności podstawowych typów zasilaczy przedstawiono na podstawie pracy [6] w poniższej tabelicy.

TYP ZASILACZA	EFEKTYWNOŚĆ (KOSZT 1000 ELEMENTÓW) [dolar/W]	WYŻADNOŚĆ [kilogramów]	ROZPRASZANE CIEPŁO (OBUDOWA OTWARZA, CHŁODZENIE NATURALNE 200W) [W]	ROZMIARY (cm ²)	CIEŻAR (kg)	STABILIZACJA (ZMIANA OB. 5:1) [%]	WYMAGANIA DLA WYŻSZEJ POŚTABILIZOWANYCH WIELOKROTNYCH	CZĘSTOTLIWOŚĆ NADSIĘGNIĘCIEGO SKŁADNIK ZAKŁADEN [Hz]	CZAS PODTRZYMANIA (UŁ. PEŁNE OB.) [ms]	ODPORNOŚĆ NA WZROST NAP. SIECI	MOŻLIWOŚĆ PRZEŁĄCZENIA NA INNE NAP. ZASILANIA (110V LUB 220V)
FERROMAONETYCZNY	bardzo dobra 0,6	znakomita 100	chłodny 25	wielki 300	ciężki 7	zła ±15	elementy pasywne	50	zaden	zła	odczep transformatora
LINIOWY	dobra dla P<150W 1,2	dobra 20-40	gorący 300	wielki 450	ciężki 9	doskonała ±0,1-0,5	układy aktywne	50	krótki 2	dosłataczna	odczep transformatora
HYBRYDOWY	dobra 1,0	dobra 20-40	ciepły 130	wielki 350	średni 5	dobra ±0,1-50	układy aktywne	50i20k	średni 6	dosłataczna	odczep transformatora
PRZEŁĄCZNIKOWY	dobra 1,0	dobra 20-40	chłodny 60	mały 175	lekki 1	dobra ±0,1-50	elementy pasywne	50i20k	długi 20	dosłataczna	zwierca na płytce drukowanej.

Bliższego omówienia wymagają dwie pierwsze kolumny tabelicy. Efektywność jest ważnym wskaźnikiem konstrukcyjnym dla zasilaczy profesjonalnych. Dla systemów małej mocy / ≤ 150 W/ najniższy koszt i najlepszą stabilizację oferują zasilacze liniowe. W przypadku większych mocy, preferowane są zasilacze o większej złożoności, bardziej odporne na wahania napięcia sieci i przeciążenia. Lepsze parametry rekompensują wyższy koszt tych zasilaczy. Zasilacze liniowe wymagające dużo miedzi na uzwojenia i stali na rdzenie transformatorów, wobec rosnących cen tych surowców, są mniej zalecane niż przełącznikowe, których budowa oparta jest na półprzewodnikach. Zasilacze przełącznikowe /oferowane na rynkach światowych/ w zakresie mocy 150 -400 W kosztowały w 1986 r. mniej niż 1 dolar/W. Realnym staje się budowa zasilacza

czy przełącznikowych o mocach 25 - 100 W, których koszt będzie niższy od zasilaczy liniowych.

Niezawodność podana w drugiej kolumnie tablicy jest zagadnieniem wtórnym względem kosztów. Oszczędności poczynione w kosztach początkowych, które obniżają niezawodność, mogą okazać się bardzo kosztowne w eksploatacji zasilacza. Głównymi elementami, które przesądzają o średnim czasie międzyawaryjnym są: prosta płytką drukowaną, minimalne napięcia elementów i niska temperatura pracy, niewielka złożoność konstrukcji.

Z czterech typów zasilaczy, ferrozrezonansowy jest teoretycznie najbardziej niezawodny, ze względu na małą liczbę elementów i pasywne sprzężenie zwrotne. Jednak stabilizacja, tętnienia i czas podtrzymania są niezadawalające. Jest on bardzo czuły na zmiany napięcia i częstotliwość sieci. Zasilacze liniowe są uważane za niezawodne, ponieważ ich projektowanie jest opanowane. Wytwarzają jednak dużo ciepła, które wpływa na niezawodność systemu.

Niezawodność zasilacza przełącznikowego zależy w znacznym stopniu od złożoności obwodu i musi być uwzględniona na etapie projektowania. Tranzystory przełączające są szczególnie wrażliwe na ciepło i na wysokie napięcia, powodowane przez elementy magnetyczne.

3. WYMAGANIA STAWIANE ZASILACZOM

System mikroprocesorowy zawiera wiele bloków funkcjonalnych. Wymagają one różnych wartości napięć zasilających w określonych tolerancjach, mają różne wartości dopuszczalne.

Scalone układy cyfrowe serii TTL przeznaczone do zastosowań profesjonalnych, pracujące w zakresie temperatur 0 - 70°C /seria 74/ wymagają napięcia zasilania + 5 V o tolerancji 5 %, a układy TTL dla urządzeń specjalnych /temperatura pracy - 55 - + 125°C/ mogą mieć tolerancję 10 %. Większość układów TTL ma wartości napięcia większe, jednak nie są zalecane ze względu na możliwość uszkodzenia układów w wyniku np. przebicia lub przegrzania. Według danych katalogowych maksymalna wartość zasilania nie powinna być większa niż 7 V, gdyż wtedy poziom wyjściowy układów TTL w stanie logicznym H - przekracza wartość 5,5 V, groźną ze względu na możliwość przebicia między emiterami wyjściowymi następnego układu w wyniku przegrzania. Dla cyfrowych układów scalonych TTL szczególnie groźne jest włączenie napięcia zasilania w przeciwnym kierunku. Włączenie na końcówki zasilania napięć przekraczających - 3 V powoduje zniszczenie układów w wyniku przepływu znacznych prądów. Zasilacz układów scalonych TTL powinien spełniać następujące wymagania:

- napięcie zasilające o wartości + 5 V o tolerancji 5 %,
- powinien być zabezpieczony przed przepięciem w wyniku awarii stabilizatora lub przypadkowego zwarcia z innym wyższym napięciem zasilania. Do zabezpieczenia najlepiej nadaje się tyrystorowy zwieracz szybko działający /o czasie działania nie dłuższym niż 50 μs/, uru-

chamiany przez układ prostego Komparatora napięcia,

- układy powinny być zabezpieczone przed przypadkowym odwróceniem biegunowości w wyniku np. zwarcia z ujemnym napięciem zasilającym inne układy w systemie. Do takiego zabezpieczenia można użyć diody moc przyłączonej do wyjścia zasilacza.

Układy scalone ECL wymagają doprowadzenia masy i jednego lub dwóch napięć zasilających. Wymaga się, aby różnica napięć zasilania między różnymi częściami urządzenia nie przekraczała 100 mV /przy napięciach zasilania $U_{DD} = -2V$ i $U_{EE} = -5,2V/$. Oznacza to konieczność użycia jednego zasilacza dla całego urządzenia i bardzo starannego zaprojektowania rozprowadzenia napięć zasilających, bądź w wypadku użycia wielu zasilaczy - dokładnej stabilizacji napięć.

Typowa wartość tolerancji napięcia zasilania przy jednym zasilaczu wynosi 10 %, a przy wielu zasilaczach - poniżej 1 %. Dla zapewnienia dostatecznej odporności na zakłócenia wymaga się, aby różnica potencjałów masy w różnych miejscach tego samego urządzenia nie przekroczyła 50 mV.

Wymieniając wymagania jakim powinny odpowiadać zasilacze, należy również pamiętać o specyficznych własnościach jakim powinny odpowiadać elementy użyte do ich konstrukcji, zwłaszcza przy zasilaczach przełącznikowych. Tranzystory przełączające muszą pracować z dużą częstotliwością i wytrzymywać wysokie napięcie w stanie zatkanym. Konstrukcja transformatora powinna być zwarta, aby zminimalizować indukcyjność rozproszenia, powodującą przepięcia na tranzystorach. Ze względu na dużą częstotliwość prostowanego przebiegu, diody prostujące przenoszące duże prądy powinny mieć mały czas rekombinacji nośników. Najlepiej do zastosowania w zasilaczach przełącznikowych niskonapięciowych nadają się diody Schottky'ego. Indukcyjność i rezystancja kondensatora filtra wyjściowego mają duży wpływ na tętnienia napięcia wyjściowego.

4. ZABEZPIECZENIA MIKROKOMPUTERÓW PRZED ZAKŁÓCENIAMI OD SIECI ZASILAJĄCEJ

Zakłócenia sieciowe, wg firmy IBM, można podzielić na następujące kategorie [6] :

- zanik napięcia: całkowity brak napięcia trwający dłużej niż połowa okresu sieci,
- zanikające oscylacyjne stany nieustalone: od przełączania baterii kondensatorów kompensacyjnych i połączeń w systemie energetycznym lub przełącznień odbiorników,
- krótkie impulsy przepięciowe: pochodzące od załączania oświetlenia przełączania w systemie energetycznym oraz od sprzętu użytkowania komputerów,
- spadki napięcia i, rzadziej, wzrosty trwające dłużej niż pół okresu napięcia sieci.

Oscylacyjne stany przejściowe obejmują zakres częstotliwości od 400 Hz do 5 kHz. Ich początkowa amplituda jest często o 100 % większa od nominal-

nej wartości szczytowej napięcia sieci.

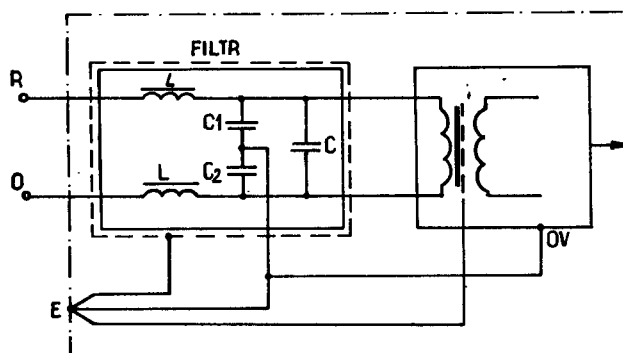
Czasy trwania impulsów przepięciowych są bardzo krótkie od 10 μ s do 100 μ s, serie takich impulsów czasami utrzymują się przez wiele milisekund. Przekraczają one nominalne napięcie szczytowe o 150 %. Napięcia powyżej ograniczeń mogą być przyczyną trudności w działaniu sprzętu komputerowego, takich jak: błędy, utrata zawartości pamięci czy programu, a nawet całkowita dezorganizacja komputera.

Przerwy w zasilaniu trwające 1 do 2 ms mogą w sposób niezamierzony sterować tyrystorami i tranzystorami mocy oraz generować pole magnetyczne, które przyczynia się do oscylacji napięcia wyjściowego. Stany przejściowe sieci podawane do obwodów logicznych powodują niepożądane przełączenia, rezultatem których jest zmiana struktury słowa, błędy parzystości, zmiany zawartości pamięci i nieprzewidziane skoki w wykonywaniu programu. Pomiaru wskazują [1], że zakłócenia trwające krócej niż 1 okres sieci /20 ms/, mogą powodować błędne wydruki drukarek, nieprawidłowe sygnały na złączach we/wy.

Dłuższe stany przejściowe mogą być przyczyną całkowitej dezorganizacji pracy komputera. Krótsze, trwające 1 - 2 okresy sieci, nie powodują załamania systemu lecz mogą zmieniać zawartość pamięci. Stwierdzenie przyczyn takich wadliwych działań nie jest łatwe, gdyż mogą być wynikiem złej pracy mikrokomputera lub jego urządzeń we/wy.

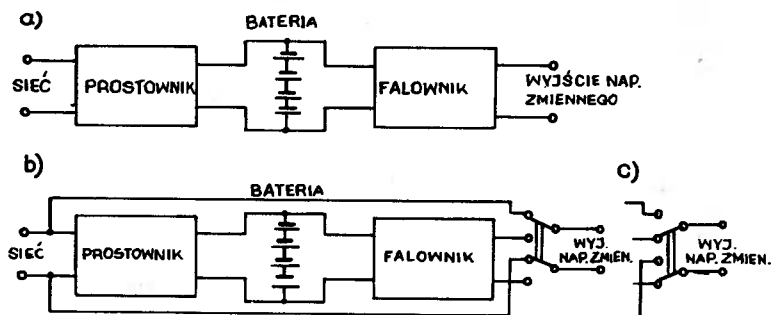
Zakłócenia o charakterze oscylacji i impulsów przepięciowych stanowią 90 % wszystkich zakłóceń sieciowych. Przeciwdziała się im przez eliminowanie źródeł zakłóceń lub przez redukcję ich wpływu oraz przez projektowanie układów z maksymalną odpornością na te zakłócenia. Ta druga zasada jest szczególnie istotna, ponieważ przyszłe warunki pracy systemów mikroprocesorowych nie są najczęściej dokładnie znane, a całkowite wytłumienie zakłóceń nie jest możliwe. Odporność układów cyfrowych na działanie zakłóceń jest w znacznym stopniu zależna od odporności na zakłócenia zastosowanych elementów.

Zakłócenia przedostające się przez linię zasilającą sieciową można wytłumaczyć przez: włączenie filtra przeciwzakłócenia po stronie pierwotnej uzwojenia transformatora sieciowego, umieszczenie jednego lub kilku ekranów z miedzi między pierwotnym a wtórnym uzwojeniem transformatora w zasilaczu, ekran powinien być uziemiony. Pokazano to na rys.2.



Rys.2. Zasada filtracji zakłóceń sieciowych

Dłuższe spadki napięcia i zaniki można eliminować stosując rezerwowanie zasilania. Konieczność zastosowania rezerwy zasilania może wynikać z wymogu zapewnienia ciągłej pracy systemu mikrokomputerowego. Nowoczesne systemy rezerwowania zasilania wykorzystują przekształtniki statyczne /falowniki/ [1]. Na rys.3 pokazano sposoby rezerwowania zasilania. System rezerwowania z przepływem bezpośrednim /rys.3b/ jest bardziej preferowany niż



Rys.3. System rezerwowania

- a/ buforowy, b/ z przepływem bezpośrednim,
c/ pozycja normalna przełącznika przy realizacji SRZ z przepływem wstecznym

buforowy /rys.3a/ w układach, gdzie zakłócenia sieciowe nie stanowią problemu. System ten zawiera przełącznik rodzaju pracy, układ SRZ zostaje w rezerwie, gdyż napięcie jest obecne. Jeśli napięcie gwałtownie spada, system jest przyłączany automatycznie do wyjścia falownika. Prostownik nigdy nie dostarcza energii do falownika i odbiornika jednocześnie, jak w przypadku układu buforowego i dlatego może być mniejszy. Niekorzystny natomiast jest brak zabezpieczenia przed zakłóceniami oraz zwłoka przy przełączaniu. Inną odmianą układu z przepływem bezpośrednim jest układ z przepływem wstecznym, gdzie wyjście układu SZR jest stałym źródłem zasilania, a przełączenie na sieć następuje, gdy system zostanie przeciążony lub uszkodzony. Ze względu na niezawodność jest to najkorzystniejszy układ.

5. ELIMINACJA ZAKŁÓCEŃ WEWNĘTRZNYCH

Źródła zakłóceń

Główną przyczyną zakłóceń radioelektrycznych są szybkie niesinusoidalne zmiany prądu lub napięcia. Im ostrzejsze są zbocza odkształconego sygnału, tym więcej zawiera on harmonicznych o znacznie większych amplitudach i tym większe zakłócenia. Źródłem zniekształceń są układy nieliniowe, np. prostowniki z impulsowymi kluczami prądowymi, gdzie rezystancja zmienia się w szerokich granicach od miliomów do megaomów. Powoduje to duże zmiany prądu i generację zakłóceń

szerokopasmowych o znacznej energii. Zakłócenia te mogą być przenoszone z jednego punktu do drugiego za pomocą promieniowania lub przewodzenia przez okablowanie lub uziemienie. Pewną filtrację w.c.z. osiąga się przez zakładanie specjalnych rdzeni ferrytowych na przewody doprowadzające zasilanie. Promieniowanie zakłóceń elektromagnetycznych odbywa się przez niepożądane sprzężenia między układami. Mimo doskonałego ekranowania istnieje szkodliwa pojemność sprzęgająca między dwoma odizolowanymi przewodami, prowadzonymi w niewielkiej odległości od siebie. Szkodliwe sprzężenia indukcyjne występujące w okablowaniu eliminuje się poprzez: skręcanie przewodów, stosowanie ekranów magnetycznych, prowadzenie przewodów sygnałowych blisko płaszczyzny masy. W tym celu wprowadza się obwody drukowane wielowarstwowe z wydzielonymi warstwami zasilania. Eliminacja zakłóceń polega na zwiększeniu stosunku sygnału użytecznego do sygnału zakłócającego. Można to uzyskać przez: ekranowanie od zakłóceń promieniowych, filtrowanie zakłóceń przewodowych, właściwe uziemianie oraz rozprowadzanie napięć [3].

Ekranowanie

Do ekranowania pól elektromagnetycznych w.c.z. stosuje się materiały o bardzo dobrej przewodności elektrycznej, takie jak: miedź, aluminium, magnez itp. Grubość ekranu zależy od głębokości wnikania pola dla danej częstotliwości. Do pól m.c.z. stosuje się ekrany z materiału o bardzo dużej przenikalności magnetycznej, jak stal, permalój. W tym przypadku skuteczność ekranowania również zależy od grubości ekranu.

Okablowanie

W celu zmniejszenia zakłóceń przedostających się przez okablowanie stosuje się następujące zasady:

- dla zewnętrznych doprowadzeń zasilania stosować przewody nie ekranowane,
- dla wewnętrznych doprowadzeń zasilania stosować możliwie szerokie platery lub szyny zasilające wielowarstwowe,
- dla m.c.z. i uziemień wielopunktowych stosować przewody ekranowane,
- dla m.c.z. i uziemień jednopunktowych stosować pary skręcone,
- dla w.c.z. i długich połączeń stosować przewody współosiowe,
- dla w.c.z. długich połączeń, małych poziomów sygnałów i niezbyt dobrych uziemień stosować symetryczne przewody uziemiające.

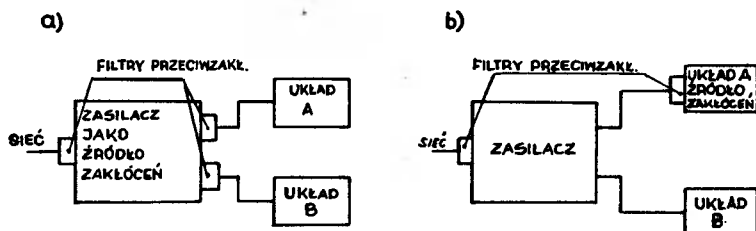
Uziemienie

Należy dążyć, aby powierzchnia uziemienia miała potencjał zerowy i zerową impedancję, powierzchnia ta służy jako elektryczny punkt odniesienia dla wszystkich sygnałów danej aparatury [3], [9]. Stosuje się uziemienia w modułach wykonywanych na płytkach drukowanych, uziemienia przy okablowaniu modułów i uziemienia całej aparatury. Uziemienia wykonuje się metodą jedno- lub wielopunktowego łączenia potencjałów zerowych układów do płyty uziemiającej.

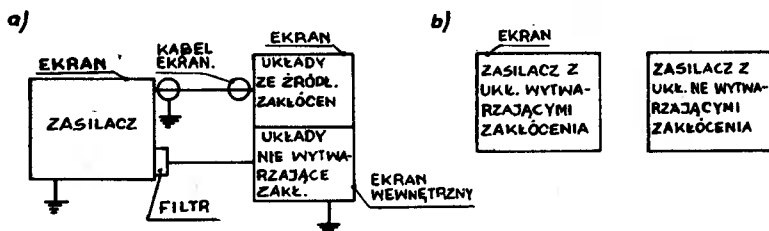
Filtrowanie

Ważną sprawą dla eliminacji zakłóceń jest wybór odpowiedniego sposobu zasilania i rozprowadzania napięć do odbiorów. Zachodzi tutaj problem między jednym centralnym zasilaczem wielowyjściowym a indywidualnymi zasilaczami

poszczególnych bloków funkcjonalnych systemu mikroprocesorowego. Jeśli np. jednym z elementów wykonawczych jest przekaźnik elektromagnetyczny, to może on zakłócać układy cyfrowe małej mocy. Rozwiązaniem tutaj jest zastosowanie oddzielnych zasilaczy do elementów elektromagnetycznych i układów cyfrowych. W przypadku konieczności wspólnego zasilacza należy zastosować technikę tłumienia zakłóceń. Filtrowanie powinno być dokonywane u źródła zakłóceń, które powinny być odsprężone i izolowane od innych układów. Metody filtracji oraz lokalizacji zasilaczy względem odbiorników pokazano na rys.4 i 5. Stosując wspólny zasilacz dla różnych układów ważne jest ich fizyczne



Rys.4. Metody filtracji zakłóceń w przypadku
a/ generacji zakłóceń w zasilaczu,
b/ generacji zakłóceń w zasilanym układzie



Rys.5. Sposoby lokalizacji zasilacza wg odbiorników

rozlokowanie względem siebie. Konieczne jest stosowanie jak najkrótszego połączenia, co może wyeliminować problem zakłóceń. W przeciwnym przypadku należy stosować rozdzielanie zasilania.

Dokonując wyboru zasilania należy wziąć pod uwagę różne poziomy zakłóceń wprowadzanych przez nie do odbiorców. Zasilacze liniowe uważane są za dobre pod tym względem. Głównym napięciem zakłócającym są tętnienia sieciowe /100 Hz/. Natomiast zasilacze przełącznikowe ze względu na ich pracę impulsową mogą być źródłem dużych zakłóceń radioelektrycznych. Dużą zaletą zasilania przełącznikowego jest lepsze tłumienie zakłóceń sieciowych.

System zasilania powinien uwzględniać fakt, że centralnym węzłem odniesienia o potencjale zerowym jest plater montażowy układów, a nie jeden z biegundów wyjściowych zasilacza. Dla stabilizacji napięć zasilania względem tego punktu odniesienia wymaga się, aby zasilacze były wyposażone w zdalną regulację automatyczną napięć zasilania. W przypadku zasilaczy bez regu-

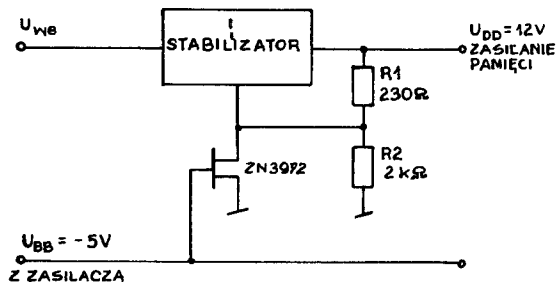
lacji zdalnej, końcowa pojemność filtra zasilacza powinna być umieszczona przy samym obciążeniu. Zasilacz wielonapięciowy nie powinien mieć wspólnego zera. Platery montażowe układów jako potencjał odniesienia sygnałów użytecznych powinny być odizolowane od obudowy stanowiącej zero ochronne i niezależnie łączone we wspólnym punkcie uziemienia. Grubość przewodów uziemiających powinna być dobrana stosownie do przeprowadzanych prądów.

6. AUTOMATYKA ZASILACZY

Zasilacz systemu mikroprocesorowego poza dostarczaniem napięć zasilających powinien spełniać dodatkowe funkcje, wynikające ze złożoności systemu i jego wymogów:

1. Kontrola i sygnalizacja stanów awaryjnych, np. przeciążenia wyjść, zanik określonych napięć zasilających.
2. Realizacja kolejności włączania i wyłączania poszczególnych napięć.
3. Zabezpieczanie przed niewłaściwymi poziomami napięć, które mogą uszkodzić układy systemu.
4. Gotowość do współpracy z zasilaniem rezerwowym.

Wymóg kolejności włączania i wyłączania napięć zasilania, odnosi się głównie do układów wykonanych w technologii MOS i ma znaczenie tylko tam, gdzie napięcie polaryzacji podłoża U_{BB} zostało wyprowadzone na oddzielną końcówkę układu. Wtedy to napięcie powinno pojawiać się pierwsze i znikać ostatnie. Dla układów pMOS musi być jedynie spełniony warunek, aby żadna końcówka układu nie była bardziej dodatnia niż to napięcie zasilania, z którego końcówką połączona jest podłoże /na ogół U_{CC} lub U_{SS} /, dla układów nMOS bardziej ujemna niż nap. U_{SS} . Na rys.6 przedstawiono prosty sekwencyjny układ zasilania pamięci dynamicznej [2]. Scalona pamięć dynamiczna wymaga,

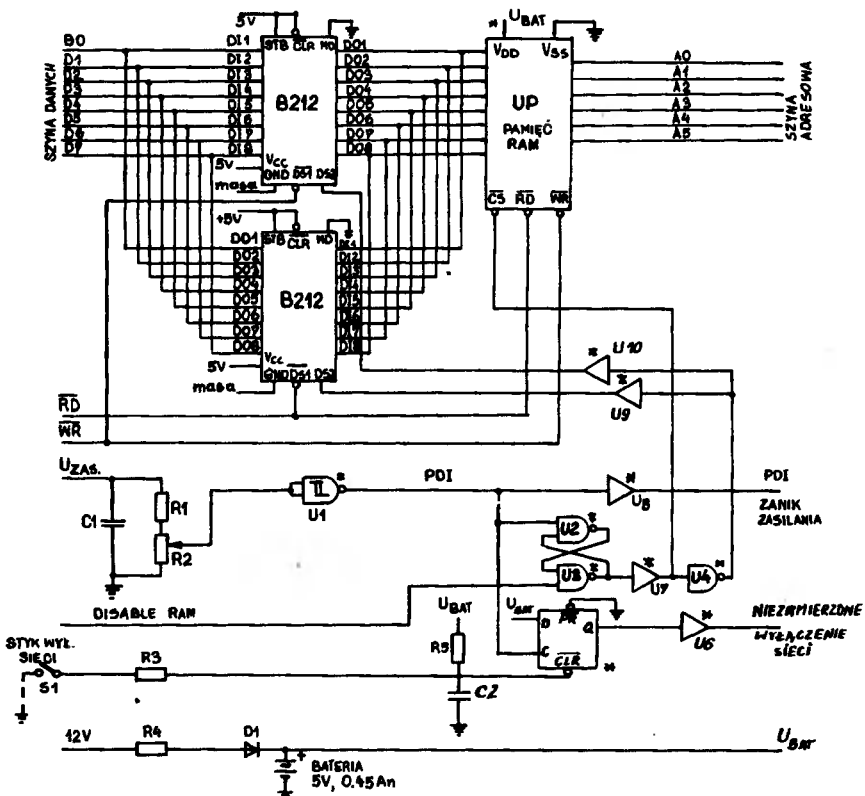


Rys.6. Sekwencyjne zasilanie pamięci RAM typ 4116

aby napięcie podłoża $U_{BB} = 5\text{ V}$ było obecne, gdy podawane jest napięcie zasilania $U_{DD} = 12\text{ V}$, lub aby U_{BB} nigdy nie było dodatnie względem potencjału masy U_{SS} , gdy obecne jest napięcie U_{DD} . Sekwencjonowanie dokonywane jest przez zwieranie do masy punktu wspólnego rezystorów R_1 i R_2 /rys.6/ i zaciśnięciu sterującego stabilizatora przez tranzystor ZN 3972. Powoduje to, że napięcie wyjścia stabilizatora spada do 1,2 V. Tak niskie napięcie wystarcza do odcięcia zasilania pamięci 4116 i zabezpiecza przed uszkodzeniem, na-

wet jeśli zacisk ujemny U_{BB} zasilania osiągnie małe napięcie dodatnie. Tranzystor ZN 3972 kontroluje napięcie U_{BB} i, gdy wynosi ono co najmniej $-0,5$ V, zatyka się, zezwalając stabilizatorowi załączyć napięcie U_{DD} . Jeśli w jakikolwiek sposób U_{BB} zanika, tranzystor załącza się, zwierając wyprowadzenie sterujące stabilizatora do masy. Tranzystor ma napięcie odcięcia U_{GS} większe niż $-4,5$ V /powyżej minimalnej tolerancji -5 V/, a więc stabilizator może dostarczać napięcie, jeśli powstałe warunki zasilacza są prawidłowe.

W niektórych systemach mikroprocesorowych należy zabezpieczać zawartość pamięci danych w przypadku zaniku zasilania sieciowego lub awarii zasilania. Na rys.7 pokazano układ do zabezpieczania danych w systemie z mikroprocesorem 8080. Układ zawiera zasilanie bateryjne dla pamięci RAM typu CMOS w celu zapamiętania zawartości niezbędnych rejestratorów i wyselekcjonowanych komórek pamięci [7].



Rys.7. Układ logiczny zabezpieczający niezbędne dane

* - oznaczono elementy zasilane z baterii

Gdy napięcie zasilające U_{ZAS} spada poniżej pewnej wartości i pozostaje na tym poziomie przez określony przedział czasu, to układ Schmitta U1 /rys.7/ generuje sygnał przerwania zasilania PDI /Power Down Interrupt/, który doprowadzony jest do mikroprocesora jako sygnał przerwania o najwyższym priorytecie. Podczas obsługi tego przerwania zawartość niezbędnych rejestrów i

wyselekcjonowanych komórek pamięci zostaje wpisana do zasilanej z baterii pamięci RAM /UP - rys.7/.

Po wpisaniu danych do bloku pamięci UP mikroprocesor generuje sygnał DISABLE RAM, który przerzucając zatrząsk U2, U3 może blokować całą pamięć RAM systemu. Ten sam sygnał wyłącza również bufor B212.

Kondensator zasilacza C1, z którego poprzez dzielnik R1, R2 jest podawany sygnał na układ Schmitta U1, posiada na poziomie napięcia ustawionego przez potencjometr R2, jeszcze tyle energii, że zasilanie systemu trwa przez ok. 0,1 s od momentu generacji sygnału PDI. Spadek napięcia wykryty jest więc wystarczająco wcześnie, aby zasilacz systemowy utrzymał działanie mikroprocesora podczas obsługi przerwania.

Sygnał PDI pozostaje aktywny dopóki napięcie na kondensatorze wyjściowym zasilacza C1 nie wzrośnie powyżej napięcia krytycznego. Zanik sygnału PDI przełącza zatrząsk U2, U3. Logika zasilania z baterii kontroluje również stan zasilania z sieci zewnętrznej. Zanik zasilania może być spowodowany zamierzonym odłączeniem sieci, co sygnalizuje pomocniczy styk wyłączania sieciowego S1, podając lo-

giczne zero na przerzutnik U5, lub niezamierzonym zanikiem napięcia sieci - wówczas S1 pozostaje otwarty.

Zamierzone wyłączenie sieci ustawia na wyjściu Q przerzutnika U5 zawieszony stan zera logicznego, niezależnie od sygnału PDI. Przy niezamierzonym zaniku napięcia narastające zbocze sygnału PDI ustawia wyjście Q przerzutnika w stan wysoki. Przy powrocie napięcia i zaniku sygnału PDI, wyjście Q zależy od stanu styku S1 zmienia swój stan lub nie, w ten sposób operator i system mikroprocesorowy informowany jest o charakterze zaniku napięcia.

7. WNIOSKI

Rozwój techniki mikroprocesorowej w ostatnich latach, wymaga nowego spojrzenia na układy zasilania systemów mikroprocesorowych. Stawiane są coraz to nowe wymagania zasilaczom dotyczące sprawności, parametrów wyjściowych, jak i wymaganiom funkcjonalnym. Współczesne zasilacze wymagają zastosowania nowoczesnych technologii do wytwarzania niezbędnych elementów składowych zasilaczy, np.: tranzystory wysokonapięciowe przełączające, diody Schottky'ego itp. Niestety, przemysł krajowy nie oferuje jeszcze takich przyrządów. Jest to główną przyczyną, że konstruktorzy w kraju przystępując do budowy pojedynczych zasilaczy większej mocy, przy wyborze typu decydują się na zasilacz liniowy.

Przedstawione w artykule materiały pozwalają, zależnie od potrzeb, na prawidłowy wybór konstrukcji, zapewniający poprawne bezzakłócenie zasilanie systemów mikroprocesorowych.

LITERATURA

- [1] Adlerstein S.: Focus on Switching power supplies, Electronic Design 17, August 16, 1978
- [2] Brewka P., Kłosiński P.: Układy zasilania do systemów mikroprocesorowych. Opracowanie wewnętrzne Zakładu Maszyn i Napędów Elektrycznych ATR, Bydgoszcz 1986
- [3] Łakomy M., Zabrocki J.: Cyfrowe układy scalone, PWN, Warszawa 1983
- [4] Półtorak A.: Nowoczesne urządzenia zasilające - zasilanie przełącznikowe. Elektronizacja 5, 1983
- [5] Szkaradnik Z.: Zasilacze impulsowe. Radioelektronik 2, 1986
- [6] Teets R.: Protecting minikomputers from power line perturbations. Computer Design, June 1976
- [7] Tucker R.: Hold that line. Electronic Design February 15, 1978
- [8] Hewlett Packard: DC Power supply handbook. 1970
- [9] Praca zbiorowa: Konstruowanie urządzeń elektronicznych. WNT, Warszawa 1975

SELECTED PROBLEMS OF POWER SUPPLY FOR MICROPROCESSOR SYSTEM

Summary

The paper contains a discussion on some problems connected with design and construction of power supply systems for microprocessors.

Some conclusions for designers of power supply systems are formulated.

ИЗБРАННЫЕ ПРОБЛЕМЫ ПИТАНИЯ МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ СИСТЕМ

Резюме

В работе представлены некоторые проблемы, возникающие во время проектирования и изготовления питающего оборудования микропроцессорных систем.

Piotr Brewka
Piotr Kłosiński
Zbigniew Piech

LINIOWY ZASILACZ DO SYSTEMÓW MIKROPROCESOROWYCH
- REALIZACJA PRAKTYCZNA

W pracy przedstawiono projekt i omówiono budowę zasilacza liniowego przeznaczonego dla systemów mikroprocesorowych do prac laboratoryjnych i uruchomieniowych. Przedstawiono parametry skonstruowanego zasilacza.

1. WSTĘP.

Zasilacz przeznaczony jest do zasilania modułów systemu mikroprocesorowego opartego na mikroprocesorze Intel 8080. W skład zasilanego systemu wchodzi następujące moduły: pakiet systemowy CPU, pakiety pamięci ROM, EPROM, RAM, bloki transmisji szeregowej i równoległej, specjalizowane bloki WE/WY, bloki przetworników A/C i C/A, pakiet obsługi klawiatury i monitora, pakiet programatora pamięci EPROM, interface drukarki, pakiet obsługi stacji dysków elastycznych.

Taka złożoność systemu mikroprocesorowego wymagała od układu zasilającego dostarczenia sześciu stałych napięć stabilizowanych: - 5V/5A, +5V/10A, +12V/5A, \pm 15V/5A, +26V/2A.

2. WYMAGANE PARAMETRY OBWODU WEJŚCIOWEGO I WYJŚCIOWEGO

Zasilacz podłączony jest do sieci jednofazowej o napięciu znamionowym 220V przy wahaniami w granicach $\pm 10\%$ - -15% . Częstotliwość sieci zasilającej wynosi 50 Hz przy odchyłkach $\pm 2,5$ Hz. Założona moc pobierana przez zasilacz: 1,1 kVA. Elementy wchodzące w skład systemu mikroprocesorowego stawiają wysokie wymagania co do parametrów napięć wyjściowych [3], [4]. Założone parametry wyjściowe dla poszczególnych napięć jakimi powinien charakteryzować się zasilacz przedstawiono w tabelicy 1.

Tablica 1

Założone parametry wyjściowe

Lp.	Nazwa parametru	Jedn.	Napięcie wyjściowe					
			-5V	+5V	+12V	+26V	+15V	-15V
1	Prąd znamionowy I_{on}	A	5	10	5	2	5	5
2	Zakres regulacji U_o	%	± 10					
3	Współczynnik stabilności U_o od zmian napięcia sieci od +10% do -10%	%	0,15	0,15	0,15	0,25	0,15	0,15
4	Współczynnik stabilności U_o od zmian I_o od 0 do 100%	%	0,5	0,6	0,5	0,5	0,5	0,5
5	Składowa zmienna U_o /tętnienia i szumy/	mV	25	10	30	30	30	30
6	Amplituda stanu przejściowego przy I_o od 50 do 100%	mV	20	25	20	15	20	20
7	Czas powrotu do stanu ustalonego przy zmianie I_o od 50 do 100%	ms	2	2	2	2	2	2
8	Prąd ograniczenia obciążenia I_{mL}	A	$1,05 I_{on}$					
9	Prąd zwarcia I_{sL}	A	$0,4 I_{on}$					
10	Napięcie progowe zabezpieczenia nadnapięciowego U_{mL}	V	6,2	6,2	14	29,7	17	17

Określono również właściwości układu automatyki i sygnalizacji jakiego powinien posiadać zasilacz. Układy w zależności od poziomów napięć wyjściowych załączy lub wyłączy sekwencyjnie źródła napięć $\pm 15V$, $-5V$, $+12V$, $+5V$. W przypadku przekroczenia temperatury granicznej wewnątrz zasilacza, zawartej w przedziale $65^{\circ}C$ do $70^{\circ}C$ wskutek uszkodzenia układu wymiany ciepła lub innych przyczyn, układ zabezpieczenia termicznego samoczynnie odłączy zasilanie z sieci. Układ sygnalizacji wskazuje optycznie obecność napięć znamionowych i zadziałanie zabezpieczenia termicznego, umożliwia również pomiar natężenia prądu pobieranego z poszczególnych wyjść zasilacza oraz sygnalizuje akustycznie awaryjne wyłączenie.

3. BUDOWA I ZASADA DZIAŁANIA

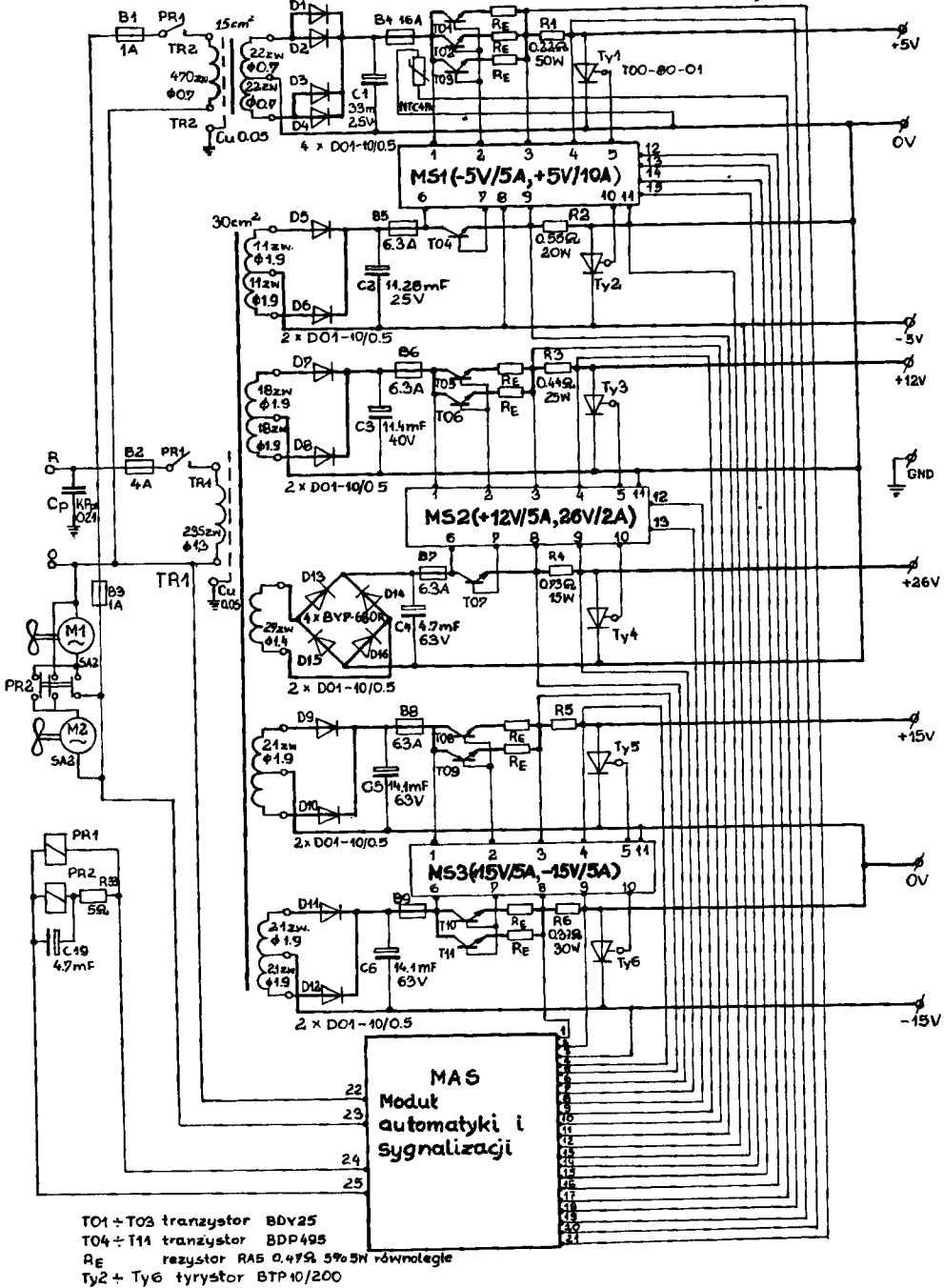
Projektując układ zasilania zdecydowano się na zasilacz liniowy, mimo wykazanej w pracy [6] przewagi zasilaczy przełącznikowych. Podyktowane to było między innymi trudnościami w dostępie do elementów o odpowiednio wysokich parametrach wymaganych przy konstrukcji zasilaczy przełącznikowych [7]. Innym ważniejszym powodem wyboru zasilacza liniowego do realizacji jest jego przeznaczenie. Zasilacz ten przewidziano do zasilania wykonywanych w jednostkowych egzemplarzach, laboratoryjnych systemów mikroprocesorowych, służących do prac uruchomieniowych i badawczych, powinien więc odznaczać się wysoką jakością dostarczanej energii [2], [6]. Takie własności najlepiej zapewnia zasilacz liniowy, pomimo dużego ciężaru i gabarytów. Całość układu zasilającego została pomyślana jako zestaw następujących modułów: zasilającego z filtrami pojemnościowymi, automatyki i sygnalizacji /MAS/ oraz stabilizatorów /MS1, MS2, MS3/. Schemat ideowo-blokowy zasilacza przedstawiony jest na rysunku 1, natomiast na rys.2 pokazano schemat ideowy modułu automatyki i sygnalizacji MAS.

Załączenie zasilacza do sieci odbywa się przez przestawienie wyłącznika W1 /rys.2/. Powoduje to załączenie modułu MAS i podanie napięcia pomocniczego +12V na przekaźniki PR1 i PR2 /rys.1/.

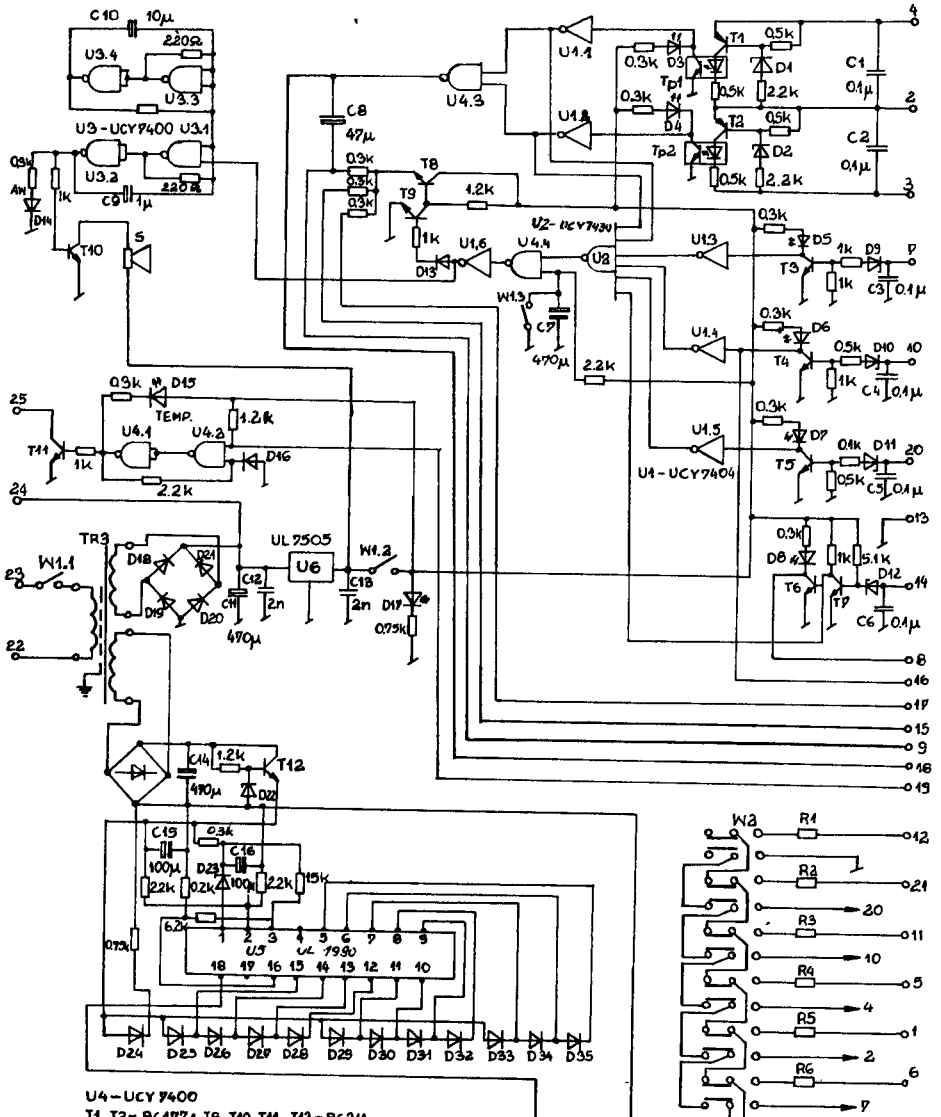
Przekaźnik PR1 podaje napięcie 220V na transformatory TR1 i TR2. PR2 przełącza z opóźnieniem po rozruchu wentylatory M1 i M2 na pracę szeregową. Przekroczenie granicznej temperatury 70°C wewnątrz zasilacza powoduje zadziałanie zabezpieczenia termicznego /U4.1, U4.2 i T11/ pobudzonego czujnika termistorowym NTC 47k umieszczonym na radiatorze zasilacza +5V. Zabezpieczenie termiczne odzwbudza przekaźnik PR1 wyłączając napięcie sieci doprowadzone do transformatorów głównych, przez co wyłącza napięcie wyjściowe oraz przełącza wentylatory na pełne napięcie zasilania poprzez odzwbudzony przekaźnik PR2. Zadziałanie zabezpieczenia termicznego włącza sygnalizację optyczną temp. /D15 - rys.2/ oraz optyczno-akustyczną sygnalizację awaryjnej pracy zasilacza AW /D14 i S - rys.2/. Układ kontroli napięć wyjściowych sygnalizuje obecność napięć znamionowych /D3 - D8 - rys.2/.

Zanik któregokolwiek z napięć wyjściowych lub napięcia sieci powoduje pobudzenie optyczno-akustycznej sygnalizacji awarii AW oraz sekwencyjne wyłączenie napięć wyjściowych +5V, +12V i -5V. Niezależnie od przyczyn wyłączenia napięć, jako pierwsze zanikają napięcia +5V i +12V, natomiast napięcie -5V wyłącza się po zwłoce czasowej wprowadzonej przez kondensator C8 w bloku MAS /rys.2/.

Również pojawienie się poszczególnych napięć na wyjściach zasilacza przebiega wg ustalonej sekwencji. Jako pierwsze pojawia się napięcie $\pm 15V$, którego obecność powoduje ustawienie stanu zera logicznego na wyjściu bramki U4.3 /rys.2/ co pozwala na włączenie poprzez moduł stabilizatora MS1 napięcia -5V /rys.3/, wówczas tranzystor T6 w module MAS /rys.2/ przechodzi w nasycenie i uruchamia stabilizator MS2 /rys.4/, przez co pojawia się napięcie +12V. Przy obecności napięcia +12V przewodzi tranzystor T4 w MAS i przez MS1 zostaje załączone napięcie +5V. Moduł MAS zawiera również zespół pomia-



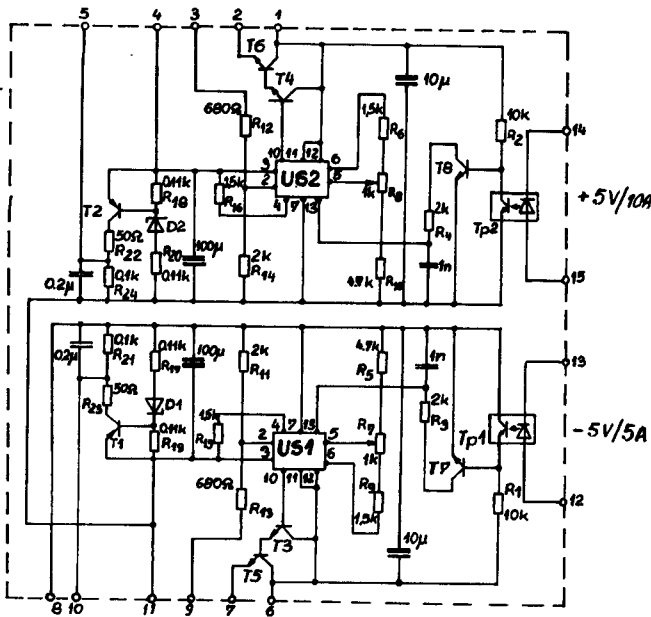
Rys.1. Schemat ideowo-blokowy zasilacza



Rys.2. Schemat ideowy modulu automatyki i sygnalizacji MAS

ru natężenia prądu oparty na układzie UL1980, sterujący linijką diod elektroluminescencyjnych. Wielkością pomiarową jest spadek napięcia na rezystorach zabezpieczeń prądowych umieszczonych w torach głównych poszczególnych napięć. Przełącznik Wz umożliwia dołączenie do układu pomiarowego poszczególnych wyjść zasilacza.

Do stabilizacji poszczególnych napięć wyjściowych zastosowano stabilizatory z elementem regulacji w dodatniej gałęzi. Za rozwiązaniem tego typu przemawiała prosta konstrukcja i możliwość stosowania elementów produkcji krajowej, ogólnie dostępnych. Schematy modułów stabilizacji MS1, MS2 i MS3 przedstawiono kolejno na rys. 3, 4 i 5.



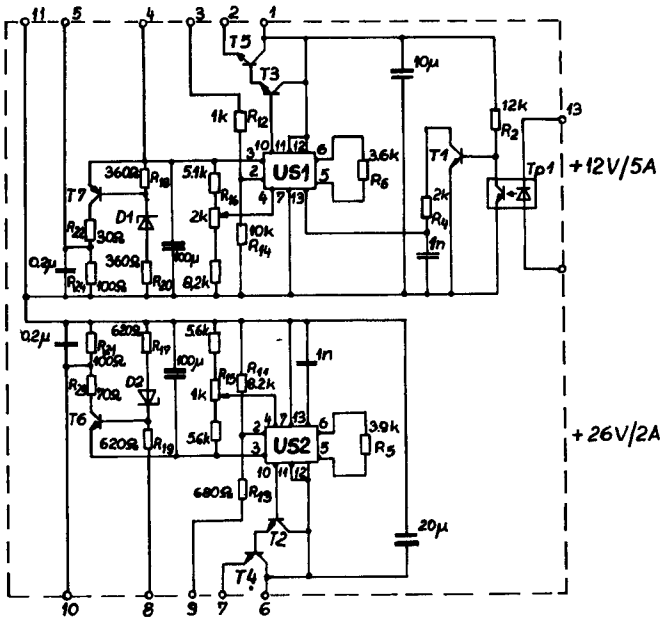
US1, US2 - UL 7523N

D1, D2 - BZP630C5V1

T1, T2 - BC177, T3 - BC211 gr.10; T4 - BC 107

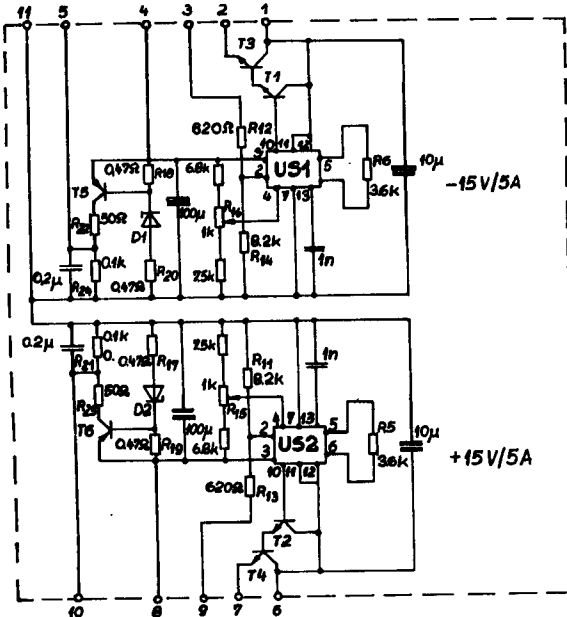
T5 - BD285, T6 - BD139, T7, T8 - BC107, Tp1, Tp2 - CNSP18

Rys.3. Moduł stabilizacji +5V, -5V, MS1 - schemat ideowy



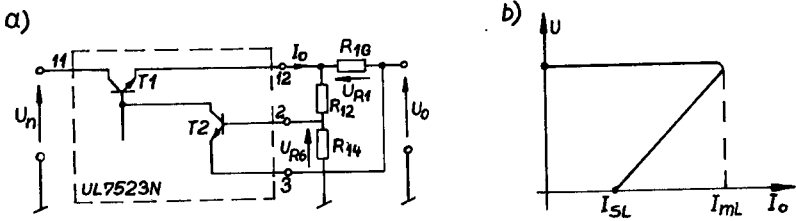
US1, US2 - UL 7523N
 T1, T2, T3 - BC107; T4, T5 - BD139
 T6, T7 - BC177; Tp1 - CNSP1B; D1 - BZP630C12; D2 - BZP630C5V1

Rys.4. Moduł stabilizacji +12V, +26V, MS2 - schemat ideowy



US1, US2 - UL 7523N
 T1, T2 - BC107; T3, T4 - BD139
 T5, T6 - BC177; D1, D2 - BZP630c1B

Rys.5. Moduł stabilizacji 15V, MS3 - schemat ideowy



Rys.6. Zasada działania zabezpieczenia nadprądowego stabilizatora a/ schemat poglądowy w rzeczywistym układzie tranzystor T1 steruje zewnętrznym układem Darlingtona, b/ charakterystyka redukcji prądu wyjściowego I_O

Każdy moduł stabilizacji wyposażony jest w dzielnik napięcia lub opornik ustalający wartość napięcia wyjściowego, układ zabezpieczenia nadprądowego oraz układ zabezpieczenia nadnapięciowego, ponadto moduły MS1 i MS2 zawierają transoptory stanowiące wraz z innymi elementami układy elektronicznego załączania napięć +5V, -5V, +12V. Elementy elektronicznego załączania pozwalają realizować sekwencję podawania i zdejmowania napięć wyjściowych. Rezystory podłączone do wejść 5 - 6 US /UL 7523N§ ustalają wartość napięcia wyjściowego dla każdego stabilizatora, tranzystory przyłączone do wejść 10 i 12 sterują zewnętrznymi stopniami układu Darlingtona, zapewniając w ten sposób stabilizację napięć wyjściowych. Ze względu na znaczne wartości prądów znamionowych, w torze zasilania +5V zastosowano trzy stopnie wyjściowego układu Darlingtona, a w torach +12V oraz $\pm 15V$ po dwa stopnie. Podłączone do wejść 2 stabilizatorów dzielniki napięć wraz z rezystancjami $R_1 - R_6$ /rys. 1/ w torach głównych zasilacza, stanowią obwody zabezpieczeń nadprądowych przez redukcję prądu obciążenia. Zasadę działania zabezpieczeń nadprądowych tłumaczy rys.6 [5] .

W przedstawionym układzie zabezpieczeń nadprądowych przyjęto wartości prądów zadziałania I_{mL} i zwarcia I_{sL} jako:

$$I_{mL} = 1,05 I_{on} \quad , \quad I_{sL} = 0,4 I_{on} \quad (1)$$

gdzie:

$$I_{on} - \text{prąd znamionowy toru.}$$

Każdy moduł stabilizatora wyposażono w zespoły zabezpieczeń nadnapięciowych. W przypadku wzrostu napięcia wyjściowego powyżej progu dioda Zenera D1 /lub D2/ zaczyna przewodzić, wprowadzając w stan przewodzenia tranzystora T7 /lub T6/. Powoduje to przepływ prądu w obwodzie bramki tyrystora w zespole zasilającym. Wprowadzenie tyrystora w stan przewodzenia wywołuje udar prądu zwarciegowego w torze głównym i przepalenie się bezpiecznika topikowego. Zadziałanie układu na skutek chwilowego, przypadkowego wzrostu napięcia powoduje zwarcie wyjścia stabilizatora, lecz bezpiecznik topikowy nie ulegnie zniszczeniu, ponieważ stabilizator przejdzie w stan ograniczenia prądowego z jednoczesną redukcją prądu zwarcia.

4. WNIOSKI

W oparciu o projekt przedstawiony w rozdziale 2 skonstruowany został zasilacz Z-800 dostosowany do systemów mikroprocesorowych. Dostarcza on napięć stabilizowanych $\pm 5V$, $+12V$, które są napięciami zasilającymi układy mikroprocesora, napięcie $+26V$ do programatorów pamięci matrycowych EPROM a także napięcie $\pm 15V$ do zasilania układów analogowych i przetworników A/C.

Przeprowadzono badania wykonanego zasilacza, miał on na celu:

- sprawdzenie podstawowych parametrów wyjściowych zasilacza,
- sprawdzenie wzajemnego wpływu na siebie poszczególnych wyjść zasilacza,
- przeprowadzenie prób działania funkcjonalnego zasilacza wynikających z zadań spełnianych przez moduł automatyki i sygnalizacji.

Zmierzone parametry wyjściowe przedstawiono w tablicy 2.

Tablica 2

Zmierzone parametry wyjściowe zasilacza

Lp.	Nazwa parametru	Jedn.	Napięcie wyjściowe					
			-5V	+5V	+12V	+26V	+15V	-15V
1	Współczynnik stabilności U od zmian napięcia sieci od +10% do -15%	%	0,11	0,13	0,09	0,08	0,14	0,15
2	Współczynnik stabilności U od zmian I_0 od 0 do 100 %	%	0,4	0,5	0,3	0,2	0,3	0,3
3	Składowa zmienna U_0 /tętnienia i szumy/	mV	23	20	26	28	24	26
4	Amplituda stanu przejściowego przy I_0 od 50 do 100 %	mV	18	21	15	10	18	17

c.d.tablicy 1

5	Czas powrotu do stanu ustalonego przy zmianie I_0 od 50 do 100%	ms	1,5	1,2	1,8	1,8	1,7	1,6
6	Prąd ograniczenia obciążenia I_{ml}	A	5,4	11	5,3	2,3	5,1	5,3
7	Prąd zwarcia I_{sl}	A	2,2	4,3	2,4	2,2	2,3	2,4
8	Napięcie progowe zabezpieczenia nadnapięciowego U_{ml}	V	6,3	6,1	14,3	30,1	17,2	17,1

Sprawdzenie wzajemnego wpływu na siebie poszczególnych wyjść zasilacza polegało na skokowej zmianie obciążenia od 0 do I_n na jednym z wyjść i obserwowaniu poziomów napięć na pozostałych wyjściach. Nie zaobserwowano żadnego wpływu.

Podane w założeniach warunki dotyczące tolerancji napięć wyjściowych /tab.1/ zostały w pełni dotrzymane, a nawet polepszone. Wyniki przeprowadzonych badań /tab.2/ w pełni potwierdziły prawidłowość przyjętych rozwiązań technicznych.

LITERATURA

- [1] Brewka P., Kłosiński P.: Układy zasilania do systemów mikroprocesorowych. Opracowanie wewnętrzne Zakładu Maszyn i Napędów Elektrycznych ATR, Bydgoszcz 1986
- [2] Lee Macklin: Data processing power: choosing watts for bits. Electronic Design July 5 1980
- [3] Łakomy M., Zabrocki J.: Cyfrowe układy scalone. PWN, Warszawa 1983
- [4] Łakomy M., Zabrocki J.: Scalone przetworniki analogowo-cyfrowe i cyfrowo-analogowe. PWN, Warszawa 1985
- [5] Nadachowski M., Kulka Z.: Analogowe układy scalone. WKiŁ, Warszawa 1979
- [6] Piech Z.: Wybrane zagadnienia zasilania systemów mikroprocesorowych. ZN ATR Elektrotechnika 8, 1988
- [7] Wieriesow GP., Smuriakow IL.: Stabilizowane zasilacze urządzeń elektronicznych. WKiŁ, 1984

LINEAR POWER SUPPLY FEEDER FOR MICROPROCESSOR SYSTEMS - PRACTICAL
REALIZATION

Summary

There is presented a design procedure and a structure of a power supply feeder adopted to microprocessor systems. The power supply unit was made for laboratory use.

LINEAR POWER SUPPLY FEEDER FOR MICROPROCESSOR SYSTEMS - PRACTICAL
REALIZATION

Summary

There is presented a design procedure and a structure of a power supply feeder adopted to microprocessor systems. The power supply unit was made for laboratory use.

Cena zł 175,-

ISSN 0209-0570