

1 1970

P.2229 | 70

prace

**Instytutu
Maszyn
Matematycznych**

rok XII



1 1970

P.2229 | 70

prace

Instytutu

Maszyn

Matematycznych

Rok XII

Warszawa 1970

Copyright © 1970 - by Instytut Maszyn Matematycznych
Poland

Wszelkie prawa zastrzeżone

Komitet Redakcyjny

Bartłomiej GŁOWACKI, Jerzy GRADOWSKI /redaktor naczelny/,
Andrzej KOJEMSKI, Włodzimierz MARDAL /z-ca redaktora/, Jan RELUGA

Sekretarz redakcji: Romana NITKOWSKA

Adres redakcji: Instytut Maszyn Matematycznych
Działowy Ośrodek INTE

Warszawa, ul. Krzywickiego 34, tel. 28-37-29

W.D.N. - Zam. 565/70. Nakład 400

PH32/71

SPIS TREŚCI ZESZYTU 1

СОДЕРЖАНИЕ

CONTENTS

1. Majerski S.

Dobór linii przeniesień sumatorów binarnych o jednakowej strukturze pozycji	5
Подбор цепи переноса бинарных сумматоров с одинаковой битовой структурой /Резюме/	47
The Choice of Binary Adder Carry-Paths with Identical Position Structure /Summary/	49

2. Kwiatkowski A., Kuźnicka H., Karasińska-Kwiatkowska J.

Z badań nad polaryzacją magnetyczną warstwy rejestrującej na powierzchni wirnika bębna pamięci magnetycznej. Część I	51
Из исследований по поляризации магнитного слоя на поверхности магнитного барабана /Резюме/ .	73
On Investigation of Polarization of a Magnetic Drum Layer /Summary/	74

3. Wrzeszcz Z.

Przedziały zmienności parametrów generatorów wzbudzających ferrytowy blok nośnika informacji w pamięci koincydencyjnej	75
Интервалы изменчивости параметров генераторов возбуждающих ферритовый блок носителя информации в коинцидентном запоминающем устройстве /Резюме/	74
Intervals of Parameters Variability of Generators Driving a Ferrite Block of Information Carrier in a Coincident Storage /Summary/ . . .	96

4. AUTORZY ARTYKUŁÓW ZAMIESZCZONYCH W ZESZYCIE 1 "PRAC IMM"

99

5. WYKAZ TEMATYCZNY PRAC ZAWARTYCH W KWARTALNIKU ETO NOWOŚCI WYDAWANYM PRZEZ BOITE IMM

101

DOBÓR LINII PRZENIESIEŃ SUMATORÓW BINARNYCH O JEDNAKOWEJ STRUKTURZE POZYCJI

Stanisław MAJERSKI

Pracę złożono 16.02.1968

W pracy omówiono dobór struktury logicznej linii przeniesień n -pozycyjnego sumatora binarnego, dla danego maksymalnego czasu propagacji przeniesień, przy założeniu, że linia ta złożona jest z n jednakowych pozycji, zawierających układy przeskoków przeniesień. Dobór układów przeskoków przeniesień, wchodzących w skład pojedynczej pozycji linii przeniesień, zależny jest od wymaganego czasu propagacji i liczby pozycji sumatora. Sumatory binarne z takimi liniami przeniesień charakteryzują się znacznie krótszymi czasami propagacji przeniesień niż wiele innych znanych rozwiązań sumatorów o jednakowej strukturze pozycji.

Przy założeniu, że pojedynczą pozycję linii przeniesień stanowi układ sumoiloczynu, przeanalizowano wpływ struktury pozycji linii na czas propagacji przeniesień w sumatorze oraz przedstawiono metody wyznaczania parametrów linii przeniesień dla danej liczby pozycji sumatora i danego czasu propagacji. Przedstawione metody zilustrowano przykładami.

Omawiane rozwiązania linii przeniesień zawierają wprawdzie stosunkowo dużą liczbę układów przeskoków przeniesień, ale stosowanie tych rozwiązań może być w wielu przypadkach celowe ze względu na jednakową strukturę pozycji.

1. WSTĘP

Czas propagacji przeniesień w linii przeniesień sumatora ma decydujący wpływ na szybkość wykonywania operacji arytmetycznych w maszynach cyfrowych. Z tego względu minimalizacja tego czasu jest jednym z ważniejszych problemów w projektowaniu szybkich jednostek arytmetycznych. Przegląd i porównanie niektórych rozwiązań tego zagadnienia podaje Lehman [1].

Jedną z metod zmniejszania maksymalnego czasu propagacji przeniesień jest stosowanie układów przeskoków przeniesień. Problem ten jest omawiany między innymi w [1] - [9].

O szybkości działania sumatora z układami przeskoków przeniesień decydują głównie:

- liczba pozycji sumatora,
- liczba i rozmieszczenie układów przeskoków przeniesień,
- maksymalny czas propagacji przeniesienia przez jedną pozycję sumatora i przez jeden układ przeskoku przeniesień.

Przez odpowiednie rozmieszczenie układów przeskoków przeniesień można uzyskać w sumatorze stosunkowo krótkie maksymalne czasy propagacji przeniesień już przy niewielkiej liczbie układów przeskoków. Problem ten jest omawiany między innymi w pracach [5] i [8].

W niniejszym artykule przedyskutowano wpływ struktury linii przeniesień na maksymalny czas propagacji przeniesień n -pozycyjnego sumatora binarnego, przy założeniu, że linia ta złożona jest z jednakowych pozycji, zawierających w sobie układy przeskoków przeniesień. Podano metody doboru struktury pozycji linii przeniesień dla określonej liczby pozycji sumatora i założonego czasu propagacji przeniesień. Dobór liczby układów przeskoków wchodzących w skład pojedynczej pozycji takiej linii i dobór "długości" tych przeskoków zależny jest od wymaganego czasu propagacji przeniesień i liczby pozycji sumatora. Tego typu linie przeniesień są wprawdzie bardziej złożone od opisanych np. w [8], gdyż liczba układów przeskoków jest w nich stosunkowo duża /równa liczbie pozycji sumatora względnie jej wielokrotności/, niemniej, jednakowa struktura pozycji linii przeniesień może stanowić większą zaletę niż uproszczenie, nawet znaczne, poszczególnych pozycji linii, ale różne dla różnych pozycji. Sumatory z takimi liniami przeniesień charakteryzują się znacznie krótszymi maksymalnymi czasami propagacji przeniesień od wielu innych znanych sumatorów o jednakowej strukturze pozycji.

Proponowane rozwiązania linii przeniesień nadają się w równej mierze dla sumatorów bez przeniesień cyklicznych i sumatorów z przeniesieniami cyklicznymi i dają w obu przypadkach jednakowe czasy propagacji przeniesień.

Założono, że linie przeniesień złożone są z jednakowych układów sumoiloczynów stanowiących poszczególne pozycje linii przeniesień. Nie ogranicza to oczywiście możliwości wykorzystania przedstawionych rozwiązań do projektowania linii przeniesień na innych układach.

Przedstawione metody doboru parametrów linii przeniesień podano bez dowodów, aby nie zwiększać rozmiaru artykułu.

2. STRUKTURA LINII PRZENIESIEN L

Przeniesienie wyjściowe i -tej pozycji równoległego sumatora binarnego można opisać wzorem boolowskim

$$c_i = x_i + y_i c_{i-1} \quad /2.1/$$

gdzie

$$x_i = a_i b_i \quad /2.2/$$

$$y_i = a_i + b_i \quad \text{lub} \quad y_i = \bar{a}_i b_i + a_i \bar{b}_i \quad /2.3/$$

a symbole a_i , b_i oznaczają bity liczb dodawanych w sumatorze.

Wartość c_i nie ulegnie zmianie jeśli do prawej strony równania /2.1/ dodamy logicznie jeden lub kilka iloczynów boolowskich postaci

$$y_i y_{i-1} \dots y_{i-\alpha+1} c_{i-\alpha} \quad /2.4/$$

co łatwo wykazać na podstawie wzoru /2.1/ i wzorów wynikających z /2.1/ po podstawieniu w nim w miejsce i wartości $i-1$, $i-2$, ..., $i-\alpha+1$. Wyrażenie /2.4/ przedstawia tzw funkcję przeskoku przeniesienia o α pozycji sumatora.

Zajmować się będziemy wyłącznie n -pozycyjnymi liniami przeniesień równoległych sumatorów binarnych, które charakteryzują się jednakową strukturą pozycji opisaną równaniem boolowskim

$$\left. \begin{aligned} c_i &= x_i + y_i c_{i-1} \\ &+ y_i y_{i-1} \dots y_{i-\alpha_1+1} c_{i-\alpha_1} \\ &+ y_i y_{i-1} \dots y_{i-\alpha_2+1} c_{i-\alpha_2} \\ &+ y_i y_{i-1} \dots y_{i-\alpha_m+1} c_{i-\alpha_m} \end{aligned} \right\} \quad i = 1, 2, \dots, n \quad /2.5/$$

przy spełnionym warunku

$$1 < \alpha_1 < \alpha_2 \dots < \alpha_m < n \quad /2.6/$$

W przypadku występowania we wzorze /2.5/ ujemnych i zerowych indeksów przyjmujemy, że

- w sumatorach bez przeniesień cyklicznych $c_{j-1} = 0, y_j = 0$ dla $j \leq 0$,
- w sumatorach z przeniesieniami cyklicznymi $c_j = c_{j+n}, y_j = y_{j+n}$ dla $j \leq 0$.

Linie przeniesień opisaną wzorem /2.1/ oznaczać będziemy przez L względnie przez $L(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m)$. Z wzorów /2.5/ i /2.4/ wynika, że n -pozycyjna linia przeniesień $L(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m)$ zawiera nm układów przeskoków przeniesień.

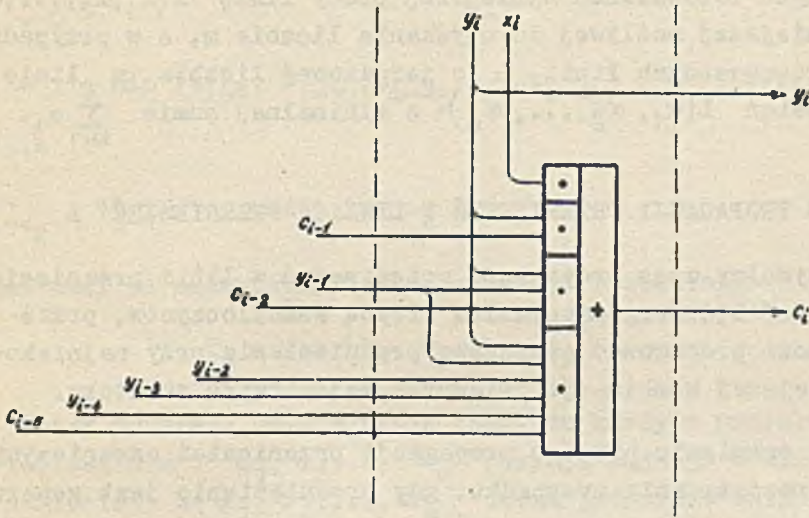
Założymy, że pojedyncza pozycja linii przeniesień L jest układem sumoiloczynu, realizującym funkcję /2.5/. Na rys. 1 przedstawiono strukturę jednej pozycji linii przeniesień L o parametrach $m = 2, \alpha_1 = 2, \alpha_2 = 5$ czyli linii przeniesień $L(2,5)$.

Liczbę iloczynów V w jednym sumoiloczynie linii przeniesień $L(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m)$, łączną liczbę wejść sumoiloczynu U i maksymalną liczbę argumentów pojedynczego iloczynu Z przedstawiają wzory:

$$V = m + 2 \quad /2.7/$$

$$U = m + 3 + \sum_{k=1}^m \alpha_k \quad /2.8/$$

$$Z = \alpha_m + 1 \quad /2.9/$$



Rys. 1. Struktura logiczna jednej pozycji linii przeniesień L (2,5)

Koszt pojedynczej pozycji linii przeniesień $L(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m)$ można wyrazić wzorem

$$p = Uu + Vv + w = \left(m + 3 + \sum_{k=1}^m \alpha_k \right) u + (m+2)v + w \quad /2.10/$$

gdzie współczynniki u, v, w zależne są od technicznej realizacji elementów linii przeniesień. Wzoru /2.10/ można używać do porównania kosztów linii przeniesień L o różnych parametrach $m, \alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m$. W przypadku ogólnym, nie związanym z określoną realizacją techniczną elementów składowych linii oraz we wszystkich innych przypadkach, gdy współczynniki u, v, w nie są znane, jako czynnik decydujący o koszcie li-

nię przeniesień L można przyjąć m /patrz /2.7/, /2.8/ i 2.10//, a do porównania kosztu linii o jednakowej liczbie przeskoków m za czynnik decydujący można uważać $\sum_{k=1}^m \alpha_k$ /patrz /2.8/ i /2.10/.

Za najprostszą linię przeniesień L o danej liczbie pozycji i założonym czasie propagacji przeniesień będziemy uważać w dalszych rozdziałach niniejszej pracy linię $L(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m)$ o najmniejszej możliwej do uzyskania liczbie m , a w przypadku kilku równoważnych linii L o jednakowej liczbie m linię przeniesień $L(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m)$ o minimalnej sumie $\sum_{k=1}^m \alpha_k$.

3. CZAS PROPAGACJI PRZENIESIEŃ W LINIACH PRZENIESIEŃ L

Maksymalny czas propagacji przeniesień w linii przeniesień L wyrażać będziemy maksymalną liczbą sumoiloczynów, przez które może propagować szeregowo przeniesienie przy najniekorzystniejszej kombinacji zmiennych wejściowych sumatora.

Przy omawianiu procesu propagacji przeniesień ograniczymy się do rozpatrzenia przypadku, gdy przeniesienie jest generowane na pozycji 1 i propaguje przez pozycje 2 do n . Przypadek taki, dla linii przeniesień o jednakowej strukturze pozycji odpowiada najniekorzystniejszym warunkom pracy linii przeniesień, zarówno dla sumatorów bez przeniesień cyklicznych, jak i sumatorów z przeniesieniami cyklicznymi.

Założymy, że w chwili 0 na wyjściu pozycji pierwszej ustala się przeniesienie $c_1 = 1$ i że wówczas stany wszystkich wejść x_i, y_i ($i = 1, 2, \dots, n$) linii przeniesień L są już ustalone.

Wprowadzimy następujące oznaczenia:

t_1 - czas ustalania się przeniesienia na wyjściu i -tej pozycji linii przeniesień L

T_n - maksymalny czas propagacji przeniesień w n -pozycyjnej linii przeniesień L .

Na podstawie analizy struktury linii przeniesień L, której pojedynczą pozycję stanowi układ sumoiloczynu opisany wzorem /2.5/ wprowadzający opóźnienie równe jednej jednostce czasu /patrz początek niniejszego rozdziału/, otrzymujemy następujące wzory dla czasów ustalania się przeniesień na wyjściach pozycji linii przeniesień

$$t_1 = 0 \quad /3.1/$$

$$t_i = 1 + \min (t_{i-1}, t_{i-\alpha_1}, t_{i-\alpha_2}, \dots, t_{i-\alpha_m}) \quad i = 2, 3, \dots, n \quad /3.2/$$

gdzie

$$t_{i-\alpha_k} = t_{i-1} \quad \text{jeśli } i - \alpha_k \leq 0 \quad /3.3/$$

oraz wzór na maksymalny czas propagacji przeniesień

$$T_n = \max (t_1, t_2, \dots, t_n) \quad /3.4/$$

Wzory powyższe uwzględniają fakt, że każdy z przeskoków przeniesienia o $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m$ pozycji zajmuje w linii przeniesień $L(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m)$ jedną jednostkę czasu.

Dla porównania czasów propagacji przeniesień w liniach przeniesień o różnej konfiguracji przeskoków przyjmiemy w trzech następnych rozdziałach stałą wartość najdłuższych przeskoków $\alpha_m = g$ ($g \geq 2$). Najprostszą linią przeniesień typu L będzie wówczas linia $L(g)$, a linią charakteryzującą się najkrótszym czasem propagacji przeniesień dla każdego $n > g$ linia $L(2, 3, \dots, g)$. Przebieg procesu propagacji przeniesień w tych liniach ilustrują następujące ciągi czasów t_i ($i = 1, 2, 3, \dots$):

$$L(g) \quad 0, \quad 1, 2, 3, \dots, g-1, 1, \quad 2, 3, 4, \dots, g, 2, \quad /3.5/$$

$$3, 4, 5, \dots, g+1, 3, \quad 4, 5, 6, \dots, g+2, 4, \dots$$

$$L(2, 3, \dots, g) \quad 0, \quad 1, 1, 1, \dots, 1, 1, \quad 2, 2, 2, \dots, 2, 2, \quad /3.6/$$

$$3, 3, 3, \dots, 3, 3, \quad 4, 4, 4, \dots, 4, 4, \dots$$

W ciągach /3.5/, /3.6/ wyróżniono wyraz pierwszy odpowiadający pozycji sumatora, na której następuje generacja przeniesienia, natomiast dalsze wyrazy odpowiadające pozycjom sumatora, przez które propaguje przeniesienie podzielono na grupy g-pozycyjne, gdzie g jest długością maksymalnych przeskoków przeniesień.

Dla ustalonej wartości $\alpha_m = g$ linia przeniesień $L(2,3,\dots,g)$ umożliwia otrzymanie minimalnego czasu T_n dla każdego $n > g$. Wynika to stąd, że linia ta uwzględnia wszystkie możliwe długości przeskoków /nie większe od g/, a przez pominięcie żadnego z przeskoków nie można w linii typu L uzyskać zmniejszenia czasu propagacji przeniesień /patrz /3.1/ - /3.4//. Zgodnie z ciągiem /3.6/ przebieg minimalnego czasu T_{\min} dla danego g w funkcji n jest schodkowy /o długości schodków g i wysokości 1/, co można wyrazić wzorem

$$T_{\min} = T_{\min}(n, g) = 1 + E\left(\frac{n-2}{g}\right) \quad n > g \quad /3.7/$$

Wzór /3.7/ przedstawia zatem minimalny czas T_n ($T_n = T_{\min}$) w linii przeniesień typu L przy założeniu $\alpha_m = g$.

Relację między liczbą pozycji n, a czasem T_{\min} dla ustalonej wartości g można również zapisać w postaci

$$g(T_{\min} - 1) + 2 \leq n \leq g T_{\min} + 1 \quad n > g \quad /3.8/$$

W dalszych rozdziałach niniejszej pracy operować będziemy również przyrostem ΔT_n czasu propagacji T_n linii przeniesień typu L /o ustalonej wartości $\alpha_m = g/$ w stosunku do minimalnego czasu T_{\min} . Przyrost ΔT_n będący funkcją liczby pozycji n spełnia równanie

$$T_n = T_{\min} + \Delta T_n \quad /3.9/$$

W szczególności dla wspomnianej poprzednio linii przeniesień $L(2, 3, \dots, g)$ obowiązuje, dla każdej liczby n spełniającej warunek $n > g$, wzór

$$T_n = T_{\min} = 1 + E\left(\frac{n-2}{g}\right) \quad \text{czyli} \quad \Delta T_n = 0 \quad /3.10/$$

Dla linii przeniesień $L(g)$ /najprostszej linii przeniesień typu L dla danego $\alpha_m = g$ / obowiązuje natomiast wzór /3.9/, w którym

$$\Delta T_n = g-3 \quad \text{dla} \quad n = 1 + gh + \varepsilon \quad \varepsilon = 1, 2, \dots, g-2 \quad /3.11/$$

$$\Delta T_n = g-2 \quad \text{dla} \quad n = 1 + gh + \varepsilon \quad \varepsilon = g-1, g \quad /3.12/$$

gdzie h może przyjmować wszystkie takie wartości całkowite, dla których $n > g$. Wzory /3.11/, /3.12/ łatwo uzasadnić na podstawie ciągów /3.5/, /3.6/.

W rozdziałach 4, 5, 6 omówimy kolejno:

- linie przeniesień typu L o ustalonej wartości $\alpha_m = g$, prostsze od linii $L(2, 3, \dots, g-1, g)$, w których dla każdej liczby pozycji n większej od pewnej z góry zadanej liczby otrzymujemy $\Delta T_n = 0$;
- linie przeniesień typu L o ustalonej wartości $\alpha_m = g$, w których dla każdej liczby pozycji n większej od pewnej z góry zadanej liczby spełniony jest warunek $\Delta T_n \leq 1$ /linie typu L , dla których funkcja ΔT_n począwszy od pewnej wartości n przyjmuje zarówno wartości 0 jak i 1, i jest funkcją cykliczną o okresie g /;
- linie przeniesień typu L o ustalonej wartości $\alpha_m = g$ i $\Delta T_n \leq \delta$ ($0 < \delta < g-2$)

4. LINIE PRZENIESIEN L o $\Delta T_n = 0$

W rozdziale niniejszym omówimy linie przeniesień typu L, dla których, dla wszystkich odpowiednio dużych wartości n, obowiązuje relacja

$$T_n = T_{\min} \quad \text{czyli } \Delta T_n = 0$$

Założmy, że dane są liczby naturalne n, T, g ($n > g \geq 2$) spełniające nierówność

$$g(T - 1) + 2 \leq n \leq gT + 1 \quad /4.1/$$

/porównaj nierówność /3.8//. Można wykazać, że dla linii przeniesień L ($\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{m-1}, g$) o parametrach

$$m = 2 + E\left(\frac{g-3}{T}\right) \quad /4.2/$$

$$\alpha_k = g - T(m - k - 1) - 1 \quad k = 1, 2, \dots, m-1 \quad /4.3/$$

czas propagacji przeniesień T_n wyraża się wzorem

$$T_n = T_{\min} = 1 + E\left(\frac{n-2}{g}\right) \quad /4.4/$$

jeśli tylko liczba pozycji n spełnia warunek

$$n \geq g(T - 1) + 2 \quad /4.5/$$

W szczególności jeśli n spełnia nierówność /4.1/ otrzymujemy

$$T_n = T_{\min} = T \quad /4.6/$$

Dla większych wartości n niż to wynika z /4.1/ czas T_n wzrasta o jedną jednostkę na każde g pozycji linii przeniesień.

Można wykazać, że linie przeniesień $L(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{m-1}, g)$ o parametrach wyznaczonych wzorami /4.2/, /4.3/ są najprostszymi liniami przeniesień typu L, spełniającymi /4.4/, /4.5/ /charakteryzują się one najmniejszymi wartościami m i $\sum_{k=1}^m \alpha_k$ spośród wszystkich linii przeniesień $L(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{m-1}, g)$ spełniających /4.4/, /4.5//, jeśli tylko jest spełniony warunek

$$T \geq \frac{g-2}{4} \quad /4.7/$$

Warunek /4.7/ odpowiada warunkowi

$$m \leq 5 \quad /4.8/$$

tzn. dotyczy linii przeniesień typu L, w których liczba układów przeskoków przypadająca na jedną pozycję linii nie przekracza pięciu.

Dla wartości m większych od pięciu wzory /4.2/, /4.3/ dają również poprawne rozwiązania, które jednak nie są /poza jednym, dalej omówionym wyjątkiem, gdy $T = 1/$ rozwiązaniami najprostszymi. Prostszymi liniami przeniesień typu L są wówczas linie przeniesień $L(2, \alpha_2, \alpha_3, \dots, \alpha_{m-2}, g-1, g)$ o parametrach

$$m = 4 + E \left(\frac{g-5}{2T-1} \right) \quad /4.9/$$

$$\alpha_k = g - (2T-1)(m-k-2) - 2 \quad k = 2, 3, \dots, m-2 \quad /4.10/$$

Można wykazać, że takie linie przeniesień są najprostszymi liniami typu L spełniającymi relacje /4.4/, /4.5/ w zakresie wartości m z przedziału

$$6 \leq m \leq 9 \quad /4.11/$$

Ze względu na zbyt złożoną strukturę linii przeniesień o $m \geq 6$, wydaje się, że wzory /4.9/ - /4.11/ mogą mieć znaczenie wyłącznie teoretyczne.

W dalszej części niniejszego rozdziału ograniczymy się do omawiania linii przeniesień $L(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{m-1}, g)$ o parametrach $m, \alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{m-1}$ wyznaczonych wzorami /4.2/, /4.3/. Rozpatrzmy najpierw przypadek $T = 1$, a następnie przy założeniu $T \geq 2$ omówimy kolejno linie przeniesień L o $m=2,3,4,5$.

Linia przeniesień $L(2,3,\dots,g)$

W przypadku $T = 1$ otrzymujemy na podstawie wzorów /4.2/, /4.3/ linię przeniesień $L(2,3,\dots, g)$ /wzory /4.9/, /4.10/ wyznaczają dla $T = 1$ tę samą linię przeniesień/.

Linia przeniesień $L(2,3,\dots,g)$ charakteryzuje się czasem $T_n = 1$ dla $n = g + 1$. Wynika to bezpośrednio z /3.6/. Celem wykazania, że dla żadnej innej linii przeniesień typu L nie można uzyskać $T_n = 1$ dla $n = g + 1$, wystarczy zauważyć, że tylko dla linii przeniesień $L(2,3,\dots,g)$ żaden z wyrazów t_i ($i = 3,4,\dots,g$) nie przekracza jedności, co wynika bezpośrednio z wzorów /3.1/ - /3.3/.

Rozważyliśmy tylko przypadek $n = g + 1$ ze względu na założenie $n > g$ obowiązujące dla każdej linii przeniesień typu L , oraz ze względu na to, że dla $n > g + 1$ mamy zawsze $T_n > 1$, a w takim przypadku można przyjąć $T > 1$ i na podstawie wzorów /4.2/, /4.3/ otrzymać prostszą linię przeniesień niż linia $L(2,3,\dots,g)$.

Z powyższego rozumowania wynika wniosek, że do uzyskania w n -pozycyjnym sumatorze czasu propagacji przeniesienia $T_n = 1$ należy zastosować linię przeniesień $L(2,3,\dots,n-1)$.

Linia przeniesień $L(g-1,g)$

Dla każdej wartości T spełniającej nierówność

$$T \geq g - 2 \geq 2 \qquad \qquad \qquad /4.12/$$

otrzymujemy na podstawie wzorów /4.2/, /4.3/ linię przeniesień $L(g-1,g)$. Linia ta jest najprostszą linią przeniesień L ,

dla której, przy spełnionym warunku /4.12/, obowiązują wzory /4.4/, /4.5/. Dla linii przeniesień $L(g-1, g)$ każdej wartości n spełniającej nierówność

$$n \geq g(g-3) + 2 \quad /4.13/$$

odpowiada czas propagacji przeniesień $T_n = T_{\min}$. Wzór /4.13/ otrzymano po podstawieniu $T = g - 2$ do /4.5/.

Przebieg procesu propagacji przeniesień w linii przeniesień $L(g-1, g)$ dla $g = 7$ ilustruje następujący ciąg czasów t_i ($i = 1, 2, 3, \dots$):

$$L(6,7) \quad 0, \quad 1, 2, 3, 4, 5, 1, 1, \quad 2, 3, 4, 5, 2, 2, 2, \quad 3, 4, 5, 3, 3, 3, \quad /4.14/ \\ 4, 5, 4, 4, 4, 4, 4, \quad \underline{5, 5, 5, 5, 5, 5}, \quad \underline{6, 6, 6, 6, 6, 6}, \dots$$

W ciągu /4.14/ podkreślono wyrazy spełniające warunek

$$t_i = T_i = T_{\min} \quad \text{dla } i > g \quad /4.15/$$

Numery pozycji podkreślonych wyrazów w ciągu /4.14/ spełniają warunek /4.13/.

Łatwo uzasadnić, że dla ustalonej wartości $\alpha_m = g$ ($g \geq 4$) linia przeniesień $L(g-1, g)$ jest rzeczywiście najprostszą linią przeniesień typu L o $\Delta T_n = 0$ dla każdej wartości n spełniającej /4.13/.

Zauważmy mianowicie, że:

- konieczność występowania przeskoków obejmujących po g pozycji linii przeniesień wynika z założenia $\alpha_m = g$; dzięki tym przeskokom uzyskuje się $t_{1+g} = 1$, $t_{1+2g} = 2$, $t_{1+3g} = 3$ itd., czyli $t_{1+Ng} = N$ /porównaj ostatnie wyrazy w każdej grupie g -pozycyjnej ciągów /3.5/, /3.6/, /4.14//,
- do uzyskania czasu $t_{1+g(g-3)+g-1} = g-2$ konieczne jest również istnienie przeskoku przeniesień obejmującego $g-1$ pozycji; wynika to stąd, że dla wyrażenia liczby pozycji

$g(g-3) + (g-1)$ /przez które propaguje przeniesienie/ za pomocą najwyżej $g-2$ składników nie przekraczających liczby g potrzeba dokładnie $g-3$ składników g i jednego składnika $g-1$ /jest to warunek konieczny istnienia przeskoku obejmującego $g-1$ pozycji/,

- do uzyskania $t_{1+g(g-3)+1} = t_{1+g(g-3)+2} = \dots = t_{1+g(g-3)+g} = g-2$ wystarcza istnienie przeskoku obejmujących g i $g-1$ pozycji; wynika to stąd, że każdą z liczb $g(g-3)+1, g(g-3)+2, \dots, g(g-3)+g$ można wyrazić jako sumę złożoną z $g-2$ składników, z których każdy jest jedną z liczb $1, g-1, g$; ponieważ każdą z liczb naturalnych mniejszych od $g(g-3)+1$ można wyrazić jako sumę najwyżej $g-2$ składników $1, g-1, g$, więc omawiany warunek jest warunkiem dostatecznym istnienia $T_n = g-2$, czyli $\Delta T_n = 0$ dla każdego n spełniającego warunek $g(g-3) + 2 \leq n \leq g(g-3) + 1$. Na podstawie wzorów /3.2/ i /3.7/ wnioskujemy, że dla wszystkich $n \geq g(g-3) + 2$ jest $\Delta T_n = 0$.

Linia przeniesień $L(\alpha_1, g-1, g)$

Dla danej wartości T spełniającej nierówność

$$2 \leq \frac{g-2}{2} \leq T \leq g-3 \quad /4.16/$$

otrzymujemy na podstawie wzorów /4.2/, /4.3/ linię przeniesień $L(\alpha_1, g-1, g)$ o parametrze

$$\alpha_1 = g - T - 1 \quad /4.17/$$

Linia taka jest najprostszą linią przeniesień L , dla której przy spełnionym warunku /4.16/ obowiązują wzory /4.4/, /4.5/. Zakresowi czasów $T_n = T_{\min} = T$ określonemu nierównością /4.16/ odpowiadają wartości n spełniające nierówność

$$g \in \left(\frac{g-3}{2} \right) + 2 \leq n \leq g(g-3) + 1 \quad /4.18/$$

$L(2,4,6,7)$ 0, 1,1,2,1,2,1,1, 2,2,2,2,2,2,2,... /4.23/

W ciągu /4.23/ podkreślono wyrazy spełniające warunek /4.15/. Numery pozycji wyrazów podkreślonych spełniają warunek /4.22/.

Linia przeniesień $L(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, g - 1, g)$

Dla danej wartości T spełniającej nierówność

$$2 \leq \frac{g-2}{4} \leq T \leq \frac{g-3}{3} \quad /4.24/$$

otrzymujemy na podstawie wzorów /4.2/, /4.3/ najprostszą linię przeniesień $L(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, g - 1, g)$ o parametrach

$$\alpha_1 = g - 3T - 1 \quad \alpha_2 = g - 2T - 1 \quad \alpha_3 = g - T - 1 \quad /4.25/$$

Wartościom $T_n = T_{\min} = T$ spełniającym nierówność /4.24/ odpowiada zakres wartości n określony nierównością

$$gE\left(\frac{g-3}{4}\right) + 2 \leq n \leq gE\left(\frac{g-3}{3}\right) + 1 \quad /4.26/$$

Przebieg procesu propagacji przeniesień w linii przeniesień $L(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, g-1, g)$ dla danych $g = 14$, $T = 3$ i wynikających z tych danych wartości $\alpha_1 = 4$, $\alpha_2 = 7$, $\alpha_3 = 10$ ilustruje ciąg czasów t_i ($i = 1, 2, 3$):

$L(4,7,10,13,14)$ 0, 1,2,3,1,2,3,1,2,3,1,2,3,1,1,
2,3,2,2,3,2,2,3,2,2,3,2,2,2, /4.27/
3,3,3,3,3,3,3,3,3,3,3,3,3,...

W ciągu /4.27/ podkreślono wyrazy spełniające warunek /4.15/. Numery pozycji wyrazów podkreślonych spełniają warunek /4.26/.

5. LINIE PRZENIESIEŃ L o $\Delta T_n \leq 1$

W rozdziale niniejszym omówiono linie przeniesień typu L, dla których, dla wszystkich odpowiednio dużych ilości pozycji n, obowiązuje relacja $T_n \leq T_{\min} + 1$ czyli $\Delta T_n \leq 1$.

Założmy, że dane są liczby naturalne n, T, g ($n > g \geq 2$) spełniające nierówność

$$g(T - 2) + 2 \leq n \leq g(T - 1) + 1 \quad /5.1/$$

Przy tym założeniu zajmiemy się wyznaczeniem parametrów linii przeniesień L, w których każdej liczbie pozycji z przedziału /5.1/ odpowiada czas propagacji przeniesień T_n spełniający relację

$$T_n \leq T_{\min} + 1 = T \quad /5.2/$$

/porównaj wzory /5.1/, /5.2/ z wzorami /4.1/, /4.6//.

Z wzorów /3.1/ - /3.4/ wynika, że jeśli obowiązują wzory /5.1/, /5.2/, wówczas również dla każdego n spełniającego warunek

$$n \geq g(T - 2) + 2 \quad /5.3/$$

/porównaj /4.5// obowiązuje relacja

$$T_n \leq T_{\min} + 1 \quad \text{czyli} \quad \Delta T_n \leq 1 \quad /5.4/$$

Spełnienie nierówności /5.1/, /5.2/ pociąga zatem zawsze za sobą spełnienie nierówności /5.3/, /5.4/.

Ze względu na zbyt skomplikowaną strukturę linii przeniesień L o bardzo dużej liczbie przeskoków ograniczymy się, analogicznie jak w rozdz. 4, do omówienia linii, dla których spełniony jest warunek $m \leq 5$.

Omówimy kolejno najprostsze linie przeniesień L o $m = 2, 3, 4, 5$ i $\Delta T_n \leq 1$ dla wartości $T \geq 3$. Dla każdej z oma-

wianych linii przeniesień podamy zakresy takich wartości n , dla których $\Delta T_n = 0$. Oddzielnie, na końcu rozdziału omówimy linie przeniesień o małych wartościach g i linie przeniesień o czasie $T = 2$. Do omówionego w poprzednim rozdziale przypadku $T = 1$ /linia $L(2,3,\dots,g)$ / nie będziemy już powracać.

Linia przeniesień $L(g-2,g)$

Dla danych wartości g, T spełniających warunki

$$g \geq 6 \quad /5.5/$$

$$T \geq g - 3 \quad /5.6/$$

najprostszą linią przeniesień, dla której obowiązują wzory /5.1/ - /5.4/ jest linia przeniesień $L(g-2,g)$. W linii tej dla wszystkich wartości n spełniających nierówność

$$n \geq g(g-5) + 2 \quad /5.7/$$

czas propagacji przeniesień $T_n \leq T_{\min} + 1$ /porównaj /5.3/ dla $T = g - 3/$.

W szczególności dla linii przeniesień $L(g-2, g)$ otrzymujemy

$$\Delta T_n = 0 \quad \text{dla} \quad n = 1 + gh + \varepsilon \quad h \geq g - 4 \quad 1 \leq \varepsilon \leq \omega \quad /5.8/$$

gdzie $\omega = 1$ dla nieparzystych wartości g oraz $\omega = 2$ dla parzystych wartości g .

Przebieg procesu propagacji przeniesień w linii przeniesień $L(g-2, g)$ dla $g = 7$ ilustruje następujący ciąg czasów t_i ($i = 1, 2, 3, \dots$):

$$L(5,7) \quad 0, \quad 1,2,3,4,1,2,1, \quad 2,3,2,3,2,3,2, \quad 3,4,3,4,3,4,3, \quad /5.9/$$

$$\quad \underline{4,5,4,5,4,5,4}, \quad \underline{5,6,5,6,5,6,5}, \quad \underline{6,7,6,7,6,7,6}, \dots$$

W ciągu /5.9/ podkreślono wyrazy spełniające warunek /4.15/ /porównaj /5.8//. Z ciągu tego wynika, że dla $n \geq 16$ jest spełniony warunek $T_n \leq T_{\min} + 1$ /porównaj /5.7//.

Linia przeniesień $L(2, g - 3, g)$

Dla danych wartości g, T spełniających warunki

$$g \geq 10 \quad /5.10/$$

$$E\left(\frac{g-3}{2}\right) \leq T \leq g - 4 \quad /5.11/$$

najprostszą linią przeniesień, dla której obowiązują wzory /5.1/ - /5.4/ jest linia przeniesień $L(2, g-3, g)$. W linii tej dla wszystkich wartości spełniających nierówność

$$g E\left(\frac{g-7}{2}\right) + 2 \leq n \leq g(g-5) + 1 \quad /5.12/$$

czas propagacji przeniesień $T_n \leq T_{\min} + 1$. Górne ograniczenie zakresu wartości n we wzorze /5.12/ wprowadzono jedynie z tego względu, że dla większych wartości n można stosować prostszą linię przeniesień $L(g-2, g)$ /porównaj wzór /5.7//.

W szczególności dla linii przeniesień $L(2, g-3, g)$ otrzymujemy

$$\Delta T_n = 0 \text{ dla } n = 1 + gh + \varepsilon \quad h \geq E\left(\frac{g-5}{2}\right) \quad 1 \leq \varepsilon \leq \omega \quad /5.13/$$

gdzie $\omega = 2$ dla wartości g nie podzielnych przez 3 oraz $\omega = 3$ dla wartości g podzielnych przez 3.

Przebieg procesu propagacji przeniesień w linii przeniesień $L(2, g-3, g)$ dla $g = 12$ ilustruje następujący ciąg czasów t_i ($i = 1, 2, 3, \dots$):

$$L(2, 9, 12) \quad 0, \quad 1, 1, 2, 2, 3, 3, 4, 4, 1, 2, 2, 1, \quad 2, 2, 3, 3, 4, 2, 3, 3, 2, 3, 3, 2, \quad /5.14/ \\ 3, 3, 3, 4, 4, 3, 4, 4, 3, 4, 4, 3, \quad \underline{4, 4, 4, 5, 5, 4, 5, 5, 4, 5, 5, 4, \dots}$$

W ciągu /5.14/ podkreślono wyrazy spełniające warunek /4.15/ /porównaj /5.13//. Z ciągu tego wynika, że dla $n \geq 26$ jest spełniony warunek $T_n \leq T_{\min} + 1$ /porównaj /5.12//.

Linie przeniesień $L(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, g)$

Dla danych wartości g, T spełniających warunki

$$g \geq 12 \quad /5.15/$$

$$E\left(\frac{g-3}{3}\right) \leq T \leq E\left(\frac{g-5}{2}\right) \quad /5.16/$$

najprostszą linią przeniesień, dla której obowiązują wzory /5.1/ - /5.4/ jest linia przeniesień $L(2, 3, g-4, g)$. W linii tej dla wszystkich wartości n spełniających nierówność

$$g E\left(\frac{g-9}{3}\right) + 2 \leq n \leq g E\left(\frac{g-7}{2}\right) + 1 \quad /5.17/$$

czas propagacji przeniesień $T_n \leq T_{\min} + 1$. Górne ograniczenie zakresu wartości n we wzorze /5.17/ wynika wyłącznie z możliwości stosowania dla większych wartości n prostszych linii przeniesień omówionych poprzednio.

W szczególności dla linii przeniesień $L(2, 3, g-4, g)$ otrzymujemy

$$4T_n = 0 \quad \text{dla } n = 1 + gh + \varepsilon \quad h \geq E\left(\frac{g-6}{3}\right) \quad 1 \leq \varepsilon \leq \omega \quad /5.18/$$

gdzie $\omega = 3$ dla wartości g nie podzielnych przez 4 oraz $\omega = 4$ dla wartości g podzielnych przez 4.

Dla danych g, T spełniających warunki

$$g \geq 15 \quad /5.19/$$

$$E\left(\frac{g}{4}\right) \leq T \leq E\left(\frac{g-6}{3}\right) \quad /5.20/$$

najprostszą linią przeniesień, dla której obowiązują wzory /5.1/ - /5.4/ jest linia przeniesień $L(2, \alpha_2 g - 3, g)$ o parametrze

$$\alpha_2 = g - 2T - 2 \quad /5.21/$$

Dla linii tej odpowiednikami wzorów /5.17/, /5.18/ są wzory

$$gE\left(\frac{g-8}{4}\right) + 2 \leq n \leq gE\left(\frac{g-9}{3}\right) + 1 \quad /5.22/$$

$$\Delta T_n = 0 \quad \text{dla} \quad n = 1 + gh + \varepsilon \quad h \geq E\left(\frac{g-4}{4}\right) \quad 1 \leq \varepsilon \leq \omega \quad /5.23/$$

gdzie $\omega = 2$ dla wartości α_2 nie podzielnych przez 3 oraz $\omega = 3$ dla wartości α_2 podzielnych przez 3. Praktycznie we wzorze /5.23/ można brać pod uwagę jedynie $h = E\left(\frac{g-4}{4}\right)$ ponieważ dla $h > E\left(\frac{g-4}{4}\right)$ wchodzimy w zakres wartości n , dla których można przyjąć większą wartość T i otrzymać mniejszą wartość α_2 , a zatem prostszą linię przeniesień.

W przypadku, gdy dla danej wartości T liczba $\alpha_2 = g - 2T - 2$ /patrz /5.21// nie jest podzielna przez 3, można na jej miejsce przyjąć liczbę podzielną przez 3, jeśli spełnia ona warunki

$$g - 2T - 2 \leq \alpha_2 \leq 2T + 1 \quad /5.24/$$

Jeśli taka liczba α_2 istnieje, wówczas uzyskujemy dla niej we wzorze /5.23/ $\omega = 3$ w miejsce $\omega = 2$.

Linie przeniesień $(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, g)$

Dla danych wartości g, T spełniających warunki

$$g \geq 16 \quad /5.25/$$

$$E\left(\frac{g-3}{4}\right) \leq T \leq E\left(\frac{g-4}{4}\right) \quad /5.26/$$

najprostszą linią przeniesień, dla której obowiązują wzory /5.1/ - /5.4/ jest linia przeniesień $L(2, 3, 4, g-5, g)$. W linii tej dla wszystkich wartości n spełniających nierówność

$$g E\left(\frac{g-11}{4}\right) + 2 \leq n \leq g E\left(\frac{g-8}{4}\right) + 1 \quad /5.27/$$

czas propagacji przeniesień $T_n \leq T_{\min} + 1 = T$ /nierówność /5.26/ jest spełniona przez najwyższą jedną liczbę T /.

W szczególności dla linii przeniesień $L(2,3,4,g-5, g)$ otrzymujemy

$$\Delta T_n = 0 \text{ dla } n = 1 + gh + \varepsilon \quad h \geq E\left(\frac{g-7}{4}\right) \quad 1 \leq \varepsilon \leq \omega \quad /5.28/$$

gdzie $\omega = 4$ dla wartości g nie podzielnych przez 5 oraz $\omega = 5$ dla wartości g podzielnych przez 5. Praktycznie we wzorze /5.28/ można brać pod uwagę jedynie $h = E\left(\frac{g-7}{4}\right)$, ponieważ dla $h > E\left(\frac{g-7}{4}\right)$ wchodzimy w zakres wartości, dla których można przyjąć większą wartość T i otrzymać prostszą linię przeniesień, dla której $m \leq 4$.

Dla danych wartości g, T spełniających warunki

$$g > 19 \quad /5.29/$$

$$E\left(\frac{g+2}{6}\right) \leq T \leq E\left(\frac{g-7}{4}\right) \quad /5.30/$$

najprostszą linią przeniesień, dla której obowiązują wzory /5.1/ - /5.4/ jest linia $L(2,3,\alpha_3, g-4, g)$ o parametrze

$$\alpha_3 = g - 3T - 2 \quad /5.31/$$

Dla linii tej odpowiednikami wzorów /5.27/, /5.28/ są wzory

$$g E\left(\frac{g-10}{6}\right) + 2 \leq n \leq g E\left(\frac{g-11}{4}\right) + 1 \quad /5.32/$$

$$\Delta T_n = 0 \text{ dla } n = 1 + gh + \varepsilon \quad h \geq E\left(\frac{g-4}{6}\right) \quad 1 \leq \varepsilon \leq \omega \quad /5.33/$$

gdzie $\omega = 3$ dla wartości α_3 nie podzielnych przez 4 oraz $\omega = 4$ dla wartości α_3 podzielnych przez 4. Praktycznie we wzorze /5.33/ można brać pod uwagę jedynie $h = E\left(\frac{g-4}{6}\right)$, ponieważ dla $h < E\left(\frac{g-4}{6}\right)$ wchodzimy w zakres wartości n , dla których można przyjąć większą wartość T i otrzymać mniejszą wartość α_3 , a zatem prostszą linię przeniesień.

W przypadku, gdy dla danej wartości T liczba $\alpha_3 = g - 3T - 2$ /patrz /5.31// nie jest podzielna przez 4, można na jej miejsce przyjąć liczbę podzielną przez 4, jeśli spełnia ona warunek

$$g - 3T - 2 \leq \alpha_3 \leq 3T + 1 \quad /5.34/$$

Jeśli taka liczba α_3 istnieje, wówczas uzyskujemy dla niej we wzorze /5.33/ $\omega = 4$ w miejsce $\omega = 3$.

Linie przeniesień L o małych wartościach g i $T = 2$

Omówiliśmy dotychczas najprostsze linie przeniesień o $\Delta T_n < 1$ dla $m = 2, 3, 4, 5$ i dla wartości g nie mniejszych odpowiednio od 6, 10, 12, 16. Z podanych zakresów wartości g i T dla tych linii przeniesień wynika, że nie mogą być one stosowane dla wartości $T < 3$.

W przypadkach $T = 2$ jak również w przypadkach $T > 2$ dla mniejszych wartości g niż to wynika z podanych poprzednio wzorów, najprostszymi liniami przeniesień są:

- dla $g > 4$ linie przeniesień $L(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{m-1}, g)$ o parametrach

$$m = E\left(\frac{g+6}{4}\right) \quad /5.35/$$

$$\alpha_k = E\left(\frac{g}{2}\right) - 2m + 2k + 3 \quad k = 1, 2, \dots, m-2 \quad /5.36/$$

$$\alpha_{m-1} = E\left(\frac{g}{2}\right) \quad /5.37/$$

- dla $g = 3$ linia przeniesień $L(3)$.

Nie bierzemy tu pod uwagę również wartości $g = 2$, dla której otrzymujemy linię przeniesień $L(2)$ będącą szczególnym przypadkiem linii $L(2, 3, \dots, g)$ omówionej w poprzednich rozdziałach.

Przykładami najprostszych linii przeniesień o $\Delta T_n < 1$ dla małych wartości g i $T = 2$ oraz odpowiadających im ciągów czasów t_i ($i = 1, 2, 3, \dots$) są:

$$g=5 \quad m=2 \quad L(2, 5) \quad 0, \quad 1, 1, 2, 2, 1, \quad \underline{2, 2, 3, 3, 2, \dots} \quad /5.38/$$

$$g=6 \quad m=3 \quad L(2, 3, 6) \quad 0, \quad 1, 1, 1, 2, 2, 1, \quad \underline{2, 2, 2, 3, 3, 2, \dots} \quad /5.39/$$

$$g=9 \quad m=3 \quad L(3, 4, 9) \quad 0, \quad 1, 2, 1, 1, 2, 2, 2, 1, \quad \underline{2, 3, 2, 2, 3, 3, 3, 2, \dots} \quad /5.40/$$

W ciągach /5.38/ - /5.40/ podkreślono wyrazy, dla których $\Delta T_n = 0$.

6. LINIE PRZENIESIEN L o $\Delta T_n \leq \delta$

W rozdziale niniejszym omówimy linie przeniesień typu L , dla których, dla danych liczb całkowitych g, ϵ, δ spełniających warunki

$$g \geq 6, \quad 1 \leq \epsilon \leq g - 1, \quad 0 \leq \delta \leq g - 2 \quad /6.1/$$

zachodzi relacja

$$\Delta T_n \leq \delta \quad \text{dla } n = 1 + gh + \epsilon \quad /6.2/$$

gdzie h może przyjmować dowolne wartości całkowite.

Warunek $g \geq 6$ przyjęto z tego względu, że już dla najprostszej linii przeniesień L o $g \leq 5$ i $m = 2$ czyli linii $L(2, g)$ otrzymujemy $\Delta T_n < 1$ /przypadek omówiony w rozdz. 5/, a linia przeniesień L o $m = 1$ czyli linia $L(g)$ została omówiona w rozdz. 3 /patrz /3.5/, /3.9/, /3.11/, /3.12//.

Warunek $\epsilon \leq g - 1$ zamiast $\epsilon \leq g$ przyjęto dlatego, że dla każdej linii przeniesień L czasy T_n są identyczne dla $\epsilon = g - 1$

i $\varepsilon = g$, a wzory na wyznaczenie parametrów $m, \alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{m-1}$ dla $\varepsilon = g - 1$ i $\varepsilon = g$ są zwykle różne.

Warunek $\delta < g - 2$ wynika stąd, że dla żadnej linii przeniesień L przyrost czasu ΔT_n nie przekracza wartości $g - 2$ /patrz wzory /3.11/, /3.12/ dla linii przeniesień $L(g)$ /.

Dla danych wartości g, ε, δ spełniających warunki

$$1 \leq \varepsilon \leq g - 2 \quad \delta = g - 3 \quad \text{lub} \quad g - 1 \leq \varepsilon \leq g \quad \delta = g - 2 \quad /6.3/$$

najprostszą linią przeniesień, dla której $\Delta T_n \leq \delta$ jest linia $L(g)$ /porównaj /3.11/, /3.12//.

Dla mniejszych wartości δ niż to wynika z wzorów /6.3/ konieczne jest stosowanie linii przeniesień L o wartościach $m > 2$. Można wykazać, że w przypadku takim minimalną możliwą do uzyskania wartością α_{m-1} dla danych g, ε, δ jest

$$\alpha_{m-1} = A = E \left[\max \left(\frac{g + \delta}{\delta + 2}, \frac{\varepsilon + \delta}{\delta + 1} \right) \right] \quad /6.4/$$

Dla $A = 2$ jedynym, a zatem i najprostszym rozwiązaniem omawianego zagadnienia jest linia przeniesień $L(2, g)$. Z tego względu w dalszym ciągu niniejszego rozdziału ograniczymy się do omówienia linii przeniesień L o $A \geq 3$,

Omówimy kolejno:

- linie przeniesień $L(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{m-1}, g)$ o $\alpha_{m-1} = A, \alpha_{m-2} = A - 1$
- linie przeniesień $L(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{m-1}, g)$ o $\alpha_{m-1} = A, \alpha_{m-2} < A - 1$
- linie przeniesień $L(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{m-1}, g)$ o $\alpha_{m-1} > A$.

Linie przeniesień $L(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{m-1}, g)$ o $\alpha_{m-1} = A, \alpha_{m-2} = A - 1$

Jeśli dla wartości $\alpha_{m-1} = A$, wyznaczonej z wzoru /6.4/, można uzyskać poprawne rozwiązanie naszego zagadnienia, wówczas na pewno jednym z rozwiązań tego zagadnienia jest linia przeniesień $L(2, 3, \dots, A-1, A, g)$ o $m = A$.

W wielu przypadkach istnieją jednak rozwiązania prostsze. Weźmy pod uwagę linię przeniesień $L(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{\mu-1}, A, g)$ taką, że linia $L(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{\mu-1}, A)$ o identycznych parametrach $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{\mu-1}, A$ jest najprostszą linią przeniesień o czasie propagacji przeniesień $T_{A(\delta+1)+1} = T_{\min} = \delta + 1$ /tzn. jedną z linii tego typu, które omówiono w rozdz. 4/. Taka linia przeniesień $L(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{\mu-1}, A, g)$ spełnia /6.1/, /6.2/, a jeśli są dla niej spełnione warunki $A \geq 4$, $\delta > 0$ jest prostsza niż wcześniej wspomniana linia przeniesień $L(2, 3, \dots, A-1, A, g)$.

Dla wyznaczenia linii przeniesień $L(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{\mu-1}, A)$ o identycznych parametrach $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{\mu-1}, A$ jak poszukiwana linia przeniesień $L(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{\mu-1}, A, g)$ wystarczy w odpowiednich wzorach rozdz. 4 podstawić w miejsce n, g, T odpowiednio $A(\delta+1) + 1, A, \delta+1$. W miejsce wzorów /4.2/, /4.3/ otrzymujemy wówczas

$$\mu = 2 + E\left(\frac{A-3}{\delta+1}\right) \quad /6.5/$$

$$\alpha_k = A - (\delta+1)(\mu - k - 1) - 1 \quad k = 1, 2, \dots, \mu-2 \quad /6.6/$$

Parametry te są parametrami najprostszej linii przeniesień $L(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{\mu-1}, A)$ w przypadku, gdy z wzoru /6.5/ otrzymujemy $\mu \leq 5$. Z przyczyn podanych w rozdz. 4 i 5 nie będziemy podawać wzorów na parametry najprostszych linii przeniesień $L(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{\mu-1}, A)$ o $\mu \geq 6$.

Poszukiwanym rozwiązaniem omawianego zagadnienia jest zatem linia przeniesień $L(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{\mu-1}, A, g)$ o parametrach $\mu, \alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{\mu-1}, A$ wyznaczonych wzorami /6.4/, /6.5/, /6.6/ i parametrze $m = \mu + 1$.

Zarówno linia przeniesień $L(2, 3, \dots, A-1, A, g)$ jak i omawiana obecnie linia przeniesień $L(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{\mu-1}, A, g)$ charakteryzują się parametrami $\alpha_{m-1} = A, \alpha_{m-2} = A - 1$.

Przebieg procesu propagacji przeniesień we wspomnianej wcześniej linii przeniesień $L(2, 3, \dots, A-1, A, g)$ i w linii przeniesień $L(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{\mu-2}, A-1, A, g)$ dla danych $g = 18$, $\varepsilon = 12$, $\delta = 2$ ($n > g$) i wynikającej z tych danych wartości $A = 5$ ilustrują następujące ciągi czasów t_i ($i = 1, 2, 3, \dots$):

$$L(2, 3, 4, 5, 18) \quad 0, \quad 1, 1, 1, 1, 1, \quad 2, 2, 2, 2, 2, \quad 3, 3, 3, 3, 3, \quad 4, 4, 1, \quad /6.7/ \\ 2, 2, 2, 2, 2, \quad 3, 3, 3, 3, 3, \quad 4, 4, 4, 4, 4, \quad 5, 5, 2, \dots$$

$$L(4, 5, 18) \quad 0, \quad 1, 2, 3, 1, 1, \quad 2, 3, 2, 2, 2, \quad 3, 3, 3, 3, 3, \quad 4, 4, 1, \quad /6.8/ \\ 2, 3, 4, 2, 2, \quad 3, 4, 3, 3, 3, \quad 4, 4, 4, 4, 4, \quad 5, 5, 2, \dots$$

Linie przeniesień $L(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{\mu-1}, g)$ o $\alpha_{\mu-1} = A$, $\alpha_{\mu-2} < A - 1$

Weźmy obecnie pod uwagę taką linię przeniesień $L(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{\mu-1}, A, g)$, dla której linia $L(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{\mu-1}, A)$ o identycznych parametrach $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{\mu-1}, A$ charakteryzuje się czasem propagacji przeniesień $T_{A\delta+1} = T_{\min} + 1 = \delta + 1$, tzn. jest jedną z linii tego typu, który omówiono w rozdz. 5. Taka linia przeniesień $L(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{\mu-1}, A, g)$ spełnia /6.1/, /6.2/, jeśli dla linii $L(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{\mu-1}, A)$ są spełnione warunki

$$T_g \leq \delta + 2 \quad \max_{i=1, 2, \dots, \varepsilon+1} t_i \leq \delta + 1 \quad /6.9/$$

W przypadku spełnienia warunków /6.9/ omawiana linia przeniesień $L(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{\mu-1}, A, g)$ jest prostszą linią przeniesień o danych g, ε, δ od wszystkich innych linii przeniesień omawianych w niniejszym rozdziale. Jeśli oba warunki /6.9/ nie są równocześnie spełnione, omawiana linia przeniesień posiada czas propagacji przeniesień większy od wymaganego, nie stanowi zatem poszukiwanego rozwiązania.

Dla wyznaczenia linii przeniesień $L(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{\mu-1}, A)$ o identycznych parametrach $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{\mu-1}, A$ jak poszukiwana linia $L(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{\mu-1}, A, g)$ wystarczy w odpowiednich wzorach rozdz. 5 podstawić w miejsce n, g, T odpowiednio $A\delta + 1, A, \delta + 1$ i następnie sprawdzić, czy dla otrzymanej linii przeniesień $L(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{\mu-1}, A)$ są spełnione warunki /6.9/.

W zależności od wartości A, δ otrzymujemy na podstawie wzorów z rozdz. 5 następujące linie przeniesień $L(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{\mu-1}, A)$:

- linię przeniesień $L(A - 2, A)$ przy spełnionych warunkach

$$A \geq 6 \quad \delta + 1 \geq A - 3, \quad /6.10/$$

- linię przeniesień $L(2, A - 3, A)$ przy spełnionych warunkach

$$A \geq 10 \quad E\left(\frac{A-3}{2}\right) \leq \delta + 1 \leq A - 4, \quad /6.11/$$

- linię przeniesień $L(2, 3, A - 4, A)$ przy spełnionych warunkach

$$A \geq 12 \quad E\left(\frac{A-3}{3}\right) \leq \delta + 1 \leq E\left(\frac{A-5}{2}\right), \quad /6.12/$$

- linię przeniesień $L(2, \alpha_2, A - 3, A)$ o $\alpha_2 = A - 2\delta - 4$ przy spełnionych warunkach

$$A \geq 15 \quad E\left(\frac{A}{4}\right) \leq \delta + 1 \leq E\left(\frac{A-6}{3}\right), \quad /6.13/$$

- linię przeniesień $L(2, 3, 4, A - 5, A)$ przy spełnionych warunkach

$$A \geq 16 \quad E\left(\frac{A-3}{4}\right) \leq \delta + 1 \leq E\left(\frac{A-4}{4}\right), \quad /6.14/$$

- linię przeniesień $L(2, 3, \alpha_3, A - 4, A)$ o $\alpha_3 = A - 3\delta - 5$ przy spełnionych warunkach

$$A \geq 19 \quad E\left(\frac{A+2}{6}\right) \leq \delta + 1 \leq E\left(\frac{A-7}{4}\right). \quad /6.15/$$

W przypadkach, gdy dla $\mu = 2, 3, 4, 5$ wartości A są mniejsze odpowiednio od 6, 10, 12, 16 /patrz pierwsze warunki w /6.10/, /6.11/, /6.12/, /6.14// poszukiwanymi liniami przeniesień są:

- dla $A \geq 4$ linie przeniesień $L(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{\mu-1}, A)$ o parametrach

$$\mu = E\left(\frac{A+6}{4}\right) \quad /6.16/$$

$$\alpha_k = E\left(\frac{A}{2}\right) - 2\mu + 2k + 3 \quad k = 1, 2, \dots, \mu - 2 \quad /6.17/$$

$$\alpha_{\mu-1} = E\left(\frac{A}{2}\right) \quad /6.18/$$

- dla $A = 3$ linia przeniesień $L(3)$.

Z przyczyn podanych w rozdz. 3 nie podajemy wzorów dla linii przeniesień $L(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{\mu-1}, A)$ o $\mu \geq 6$.

Jeśli dla otrzymanej linii przeniesień $L(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{\mu-1}, A)$ są spełnione warunki /6.9/, wówczas szukany rozwiązaniem jest linia przeniesień $L(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{\mu-1}, A, \varepsilon)$ o takich samych parametrach $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{\mu-1}, A$ i parametrze $m = \mu + 1$.

Otrzymana linia przeniesień charakteryzuje się parametrem

$$\alpha_{m-2} = \alpha_{\mu-1} < A - 1.$$

Linie przeniesień $L(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{m-1}, \varepsilon)$ o $\alpha_{m-1} = A$, $\alpha_{m-2} < A - 1$ spełniające /6.1/, /6.2/, istnieją tylko dla niektórych trójek wartości g, ε, δ .

Załóżmy, że dane są wartości $g = 18$, $\varepsilon = 12$, $\delta = 2$ ($n > g$), z których wynika $A = 5$ /porównaj /6.7/, /6.8//. Ze względu na to, że dla tych danych nie są spełnione warunki na A w /6.10/ - /6.15/, stosujemy wzory /6.16/ - /6.18/. Z wzorów tych otrzymujemy $\mu = 2$, $\alpha_1 = 2$. Szukanym rozwiązaniem jest zatem linia przeniesień $L(2, 5, 18)$. Przebieg procesu propagacji przeniesień w tej linii przeniesień ilustruje następujący ciąg czasów t_i ($i = 1, 2, 3, \dots$):

$L(2,5,18)$ 0, 1, 1, 2, 2, 1, 2, 2, 3, 3, 2, 3, 3, 4, 4, 3, 4, 4, 1,
2, 2, 3, 3, 2, 3, 3, 4, 4, 3, 4, 4, 5, 5, 4, 5, 5, 2, ... /6.19/

Sprawdzenie warunków /6.9/ dla linii przeniesień $L(2,5,18)$ daje wynik pozytywny. Linia przeniesień $L(2,5,18)$ spełnia zatem /6.1/, /6.2/ dla $g = 18$, $\epsilon = 12$, $\delta = 2$. Jest ona prostszą linią przeniesień od wyznaczonych poprzednio, dla tych samych danych g , ϵ , δ linii przeniesień $L(2,3,4,5,18)$ i $L(4,5,18)$.

Linie przeniesień $L(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{m-1}, g)$ o $\alpha_{m-1} > A$

Założmy, że dane są wartości g , ϵ , δ ($\delta > 0$) tak dobrane, że dla wyznaczonej, podaną ostatnio metodą, linii przeniesień $L(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{\mu-1}, A, g)$ o $\alpha_{\mu-1} < A - 1$ nie są spełnione warunki /6.9/. Wymieniona linia przeniesień posiada wówczas czas propagacji przeniesień o jedną jednostkę większy od czasu wymaganego.

W przypadku takim, można zastosować analogiczną metodę jak ostatnio, przyjmując

$$\alpha_{m-1} = B = E \left[\max \left(\frac{g + \gamma}{\gamma + 2}, \frac{\epsilon + \gamma}{\gamma + 1} \right) \right] \quad /6.20/$$

gdzie

$$\gamma = \delta - 1 \quad /6.21/$$

i stosując wzory /6.10/ - /6.18/, w których w miejsce A podstawiamy wartość B ($B > A$) wyznaczoną z wzoru /6.20/, a w miejsce δ wartość $\gamma = \delta - 1$.

Ze względu na to, że funkcje $A = A(\delta)$ i $B = B(\gamma)$ są identyczne, uzyskujemy w omawianej linii przeniesień czas ΔT_n najwyżej o jedną jednostkę większy niż γ /analogia do poprzednio omówionego przypadku/ czyli, jak wynika z /6.21/, czas $\Delta T_n \leq \gamma + 1 = \delta$ zgodnie z warunkami /6.1/, /6.2/.

Linie przeniesień $L(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{m-1}, g)$ o $\alpha_{m-1} = B$, $\alpha_{m-2} < B - 1$ ($B > A$) uzyskane tą metodą spełniają zawsze /6.1/, /6.2/, stanowią zatem rozwiązanie omawianego zagadnienia.

Otrzymane w ten sposób linie przeniesień należy porównać z omówionymi na początku rozdz. 6 liniami przeniesień $L(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{m-1}, g)$ o $\alpha_{m-1} = A, \alpha_{m-2} = A - 1$. W praktycznych przypadkach korzystniejszą z tych dwóch linii przeniesień jest najczęściej linia przeniesień o $\alpha_{m-1} = A, \alpha_{m-2} = A - 1$. Linia przeniesień o $\alpha_{m-1} = B, \alpha_{m-2} < B - 1$ jest natomiast często linią prostszą w zakresie bardzo dużych wartości g i niezbyt małych wartości δ .

W przypadkach wartości g, ϵ, δ , dla których istnieje linia przeniesień L o $\alpha_{m-1} = A, \alpha_{m-2} < A - 1$ spełniająca /6.1/, /6.2/ innych od niej linii przeniesień o danych g, ϵ, δ , jako bardziej złożonych, nie należy w ogóle brać pod uwagę.

Założmy, że dane są wartości $g = 24, \epsilon = 16, \delta = 3$, dla których otrzymujemy $\gamma = 2$ i $B = 6$. Wartości B, γ podstawione w miejsce A, δ spełniają warunki /6.10/ odpowiadające linii przeniesień $L(B - 2, B)$. Poszukiwanym rozwiązaniem jest więc linia przeniesień $L(4, 6, 24)$. Przebieg procesu propagacji przeniesień w tej linii ilustruje następujący ciąg czasów t_i ($i = 1, 2, 3, \dots$)

$L(4, 6, 24)$ 0, 1, 2, 3, 1, 2, 1, 2, 2, 3, 2, 3, 2, 3, 3, 4, 3, 4, 3, 4, 4, 5, 4, 5, 1, /6.22/
2, 3, 4, 2, 3, 2, 3, 3, 4, 3, 4, 3, 4, 4, 5, 4, 5, 4, 5, 5, 6, 5, 6, 2,

Dla danych $g = 24, \epsilon = 16, \delta = 3$ prostszą linią przeniesień niż linia $L(4, 6, 24)$ jest jednak, jak łatwo sprawdzić, linia przeniesień $L(4, 5, 24)$, czyli linia typu $L(A - 1, A, g)$.

Należy zwrócić uwagę, że dla niektórych danych g, ϵ, δ /dla bardzo dużych wartości g / mogą istnieć jeszcze inne wartości $\alpha_{m-1} > A$, którym odpowiadają prostsze linie przeniesień niż dla $\alpha_{m-1} = B$. Ze względu jednak na małe praktyczne znaczenie tych linii nie będą one w niniejszej pracy omawiane.

7. WYBÓR LINII PRZENIESIEN L O DANYCH n, τ

W rozdziale niniejszym przedstawimy metodę wyznaczania najprostszej linii przeniesień L spośród wszystkich typów linii omówionych w rozdziałach 4, 5, 6 przy założeniu, że dana

jest liczba pozycji sumatora n , a czas propagacji przeniesień nie przekracza danej liczby τ . Za najprostszą linię przeniesień uważamy tu, analogicznie jak w poprzednich rozdziałach, linię o najmniejszej liczbie przeskoków m przypadających na jedną pozycję linii, a dla danej liczby m linię o najmniejszej sumie długości tych przeskoków $\sum_{k=1}^m \alpha_k$.

O możliwości zastosowania w n -pozycyjnym sumatorze linii przeniesień o czasie propagacji przeniesień nie większym niż τ decydują głównie:

- wzmocnienie logiczne /fan-out/ elementów realizujących funkcje y_i /patrz wzór /2.3//,
- spływ logiczny /fan-in/ pojedynczego iloczynu w układzie sumoiloczynu stanowiącego jedną pozycję linii przeniesień,
- dopuszczalna liczba iloczynów w sumoiloczynie.

Dla dużych wartości n i równocześnie małych wartości τ może być konieczne zastosowanie w sumatorze, do realizacji funkcji y_i , specjalnych elementów o zwiększonym wzmocnieniu logicznym. Wzmocnienie to powinno oczywiście uwzględniać obciążenie elementów realizujących funkcje y_i nie tylko przez linię przeniesień, ale również przez inne elementy sumatora.

Dla wyznaczenia linii przeniesień L o danych n, τ należy:

- wyznaczyć maksymalne dopuszczalne przyrosty ΔT_n dla różnych wartości α_m , takie, aby czas propagacji przeniesień w n -pozycyjnym sumatorze nie był większy niż τ ,
- wyznaczyć dla odpowiednich par wartości $\alpha_m, \Delta T_n$ linie przeniesień L , korzystając z wzorów podanych w rozdz. 4, 5, 6,
- spośród wyznaczonych linii przeniesień L wybrać linię o najprostszej strukturze.

Omówimy kolejno wymienione czynności oraz podamy przykłady wyboru najprostszycz linii przeniesień L dla $n = 64$ i kilku różnych wartości τ .

Dopuszczalny przyrost ΔT_n w funkcji α_m dla danych n, τ

Wyznaczymy pary wartości $\xi_k, \Delta\tau_k / k = 1, 2, \dots, \kappa /$, dla których, przy spełnionych warunkach

$$\alpha_m \geq \xi_k \quad /7.1/$$

$$\Delta T_n \leq \Delta\tau_k \quad /7.2/$$

czas propagacji przeniesień w n-pozycyjnej linii przeniesień L nie przekracza danej liczby τ .

Minimalną wartością $\alpha_m = \xi_1$, dla danych n, τ jest

$$\xi_1 = 1 + E\left(\frac{n-2}{\tau}\right) \quad /7.3/$$

Liczbowi n, τ, ξ_1 odpowiada minimalny czas propagacji przeniesień $T_{\min} = T_1$ wyrażony wzorem

$$T_1 = 1 + E\left(\frac{n-2}{\xi_1}\right) \quad /7.4/$$

oraz dopuszczalny przyrost czasu propagacji przeniesień

$$\Delta\tau_1 = \tau - T_1 \quad /7.5/$$

Podstawiając w powyższych wzorach $T_{k-1} - 1, \xi_k, T_k$ w miejsce τ, ξ_1, T_1 otrzymujemy

$$\xi_k = 1 + E\left(\frac{n-2}{T_{k-1} - 1}\right) \quad /7.6/$$

$$T_k = 1 + E\left(\frac{n-2}{\xi_k}\right) \quad /7.7/$$

$$\Delta\tau_k = \tau - T_k \quad /7.8/$$

Z powyższych wzorów otrzymujemy pary wartości $\xi_k, \Delta\tau_k$ dla kolejnych wartości $k = 1, 2, \dots, \kappa$, przyjmując jako κ najmniejszą wartość k , dla której spełniony jest warunek

$$T_k \leq \max(\tau - \xi_k + 2, 1) \quad /7.9/$$

Warunek /7.9/ wynika stąd, że nie bierzemy pod uwagę wartości $T_k < 1$, a ze względu na przypadek $\tau - T_k \geq \xi_k - 2$, dla którego można przyjąć linię przeniesień $L(\xi_k)$ /porównaj $\Delta T_n = g - 2$ w /3.12//, nie bierzemy również pod uwagę wartości α_m większych niż ξ_k .

Linia przeniesień $L(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m)$ o $\Delta T_n = 0$

Linie przeniesień o danych n, τ opisane w rozdz. 4 wyznaczamy jedynie w przypadku, gdy z wzoru /7.4/ otrzymujemy

$$T_1 = \tau \quad /7.10/$$

Szukany rozwiązaniem jest linia przeniesień $L(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{m-2}, \xi_1 - 1, \xi_1)$ o parametrze ξ_1 wyznaczonym z wzoru /7.3/ i parametrach $m, \alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{m-2}$ wyznaczonych z wzorów /4.2/, /4.3/ dla $T = \tau$.

Przypadków $\alpha_m > \xi_1$ nie bierzemy pod uwagę, gdyż jak wynika z analizy wzorów /4.2/, /4.3/, otrzymujemy dla nich bardziej złożone linie przeniesień niż dla $\alpha_m = g$.

Nie rozpatrujemy również przypadku $T_1 < \tau$, dla którego prostsze linie przeniesień otrzymujemy na podstawie wzorów podanych w rozdz. 5 i 6.

Linia przeniesień $L(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m)$ o $\Delta T_n \leq 1$

Linie przeniesień o danych n, τ opisane w rozdz. 5 wyznaczamy tylko w tym przypadku jeśli jest spełniony warunek

$$\tau - 1 \leq T_1 \leq \tau \text{ czyli } \Delta T_1 \leq 1 \quad /7.11/$$

Jeśli warunek /7.11/ nie jest spełniony, wówczas istnieją zawsze prostsze linie przeniesień wśród linii opisanych w rozdz. 6.

W przypadku gdy

$$T_1 = \tau - 1 \text{ czyli } \Delta T_1 = 1 \quad /7.12/$$

szukanym rozwiązaniem jest linia przeniesień $L(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{m-1}, \xi_1)$ wyznaczona na podstawie odpowiednich wzorów z rozdz. 5 przy założeniu, że $g = \xi_1$.

W przypadku gdy

$$T_1 = \tau \quad /7.13/$$

postępujemy w sposób niżej opisany.

Dla kolejnych wartości

$$\alpha_m = \xi_1, \xi_1 + 1, \xi_1 + 2, \dots, \xi_2 \quad /7.14/$$

wyznaczamy linię przeniesień $L(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m)$, której parametry $m, \alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{m-1}$ otrzymujemy z odpowiednich wzorów rozdz. 5 po podstawieniu w nich $g = \alpha_m, T = \tau + 1$. Szukanym rozwiązaniem jest pierwsza z otrzymanych linii przeniesień, dla której $\Delta T_n = 0$. Taka linia przeniesień zawsze istnieje. Wynika to z metody wyznaczenia parametru ξ_2 /patrz wzory /7.1/ - /7.9//.

Linie przeniesień $L(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m)$ o $\Delta T_n \leq \delta$

Linie przeniesień o danych n, τ opisane w rozdz. 6 wyznaczamy dla kolejnych wartości całkowitych α_m spełniających nierówność

$$\xi_1 \leq \alpha_m \leq \xi_x \quad /7.15/$$

przyjmując wartość x na podstawie wzoru /7.9/.

Przy wyznaczaniu linii przeniesień dla kolejnych wartości α_m postępujemy w sposób następujący:

- Z wzoru

$$n = 1 + \alpha_m h + \varepsilon \quad /7.16/$$

wyznaczamy wartość ε spełniającą warunek

$$1 \leq \varepsilon \leq \alpha_m \quad /7.17/$$

przyjmując na h odpowiednią liczbę całkowitą.

- Na podstawie ciągu g_1, g_2, \dots, g_x /patrz wzory /7.3/ - /7.9/ w zależności od spełnienia odpowiedniego z warunków

$$g_k \leq \alpha_m < g_{k+1}, \quad \alpha_m = g_x \quad /7.18/$$

znajdujemy wartość k , a dla niej bierzemy odpowiednią parę wartości $T_k, \Delta\tau_k$.

- Wyznaczamy linię przeniesień na podstawie odpowiednich wzorów z rozdz. 6, przyjmując w nich wartość ε otrzymaną z wzoru /7.16/ i podstawiając $g = \alpha_m, \delta = \Delta\tau_k$.

Szukany rozwiązaniem jest najprostsza spośród otrzymanych linii przeniesień dla wszystkich wartości α_m spełniających warunek /7.15/.

Dla konkretnych wartości n, τ można zwykle znacznie zmniejszyć rozważaną liczbę różnych wartości α_m w stosunku do liczby $g_x - g_1 + 1$ wynikającej z /7.15/, eliminując te wartości α_m , dla których przewidywana suma $\sum_{k=1}^m \alpha_k$ jest większa niż we wcześniej wyznaczonych liniach przeniesień. Zilustruje to jeden z podanych dalej przykładów.

Przykłady doboru linii przeniesień $L(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m)$ o danych n, τ

Przedstawimy kilka przykładów doboru linii przeniesień L dla danych n, τ . Założymy we wszystkich przykładach $n = 64$, a w kolejnych przykładach $\tau = 20, 14, 11, 8, 6, 5, 4$.

W tabeli 7.1 podano odpowiadające sobie wartości α_m , T_{\min} dla $n = 64$ oraz wartości k , $\Delta\tau_k$ ($k = 1, 2, \dots, \alpha$) dla $\tau = 20, 14, 11, 8, 6, 5, 4$. Podane wartości T_{\min} i minimalne wartości α_m w odpowiednich wierszach tabeli równe są wartościom T_k , ξ_k o odpowiednich indeksach k zależnych od rozpatrywanej wartości τ .

Tabela 7.1

Wartości α_m , T_{\min} , k , $\Delta\tau_k$ dla $n = 64$ i $\tau = 20, 14, 11, 8, 6, 5, 4$

α_m	T_{\min}	$\tau = 20$		$\tau = 14$		$\tau = 11$		$\tau = 8$		$\tau = 6$		$\tau = 5$		$\tau = 4$	
		k	$\Delta\tau_k$	k	$\Delta\tau_k$	k	$\Delta\tau_k$	k	$\Delta\tau_k$	k	$\Delta\tau_k$	k	$\Delta\tau_k$	k	$\Delta\tau_k$
2	32	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
3	21	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
4	16	1	4	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
5	13	-	-	1	1	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
6	11	-	-	2	3	1	0	-	-	-	-	-	-	-	-
7	9	-	-	3	5	2	2	-	-	-	-	-	-	-	-
8	8	-	-	-	-	3	3	1	0	-	-	-	-	-	-
9,10	7	-	-	-	-	4	4	2	1	-	-	-	-	-	-
11,12	6	-	-	-	-	5	5	3	2	1	0	-	-	-	-
13-15	5	-	-	-	-	6	6	4	3	2	1	1	0	-	-
16-20	4	-	-	-	-	7	7	5	4	3	2	2	1	1	0
21-31	3	-	-	-	-	8	8	6	5	4	3	3	2	2	1
32-62	2	-	-	-	-	9	9	7	6	5	4	4	3	3	2
63	1	-	-	-	-	10	10	8	7	6	5	5	4	4	3

Danym $n = 64$, $\tau = 20$ odpowiadają w tabeli 7.1 wartości $\xi_1 = \alpha_m = 4$, $T_1 = T_{\min} = 16$, $\Delta\tau_1 = 4$. Ponieważ $\Delta\tau_1 > 1$ nie bierzemy pod uwagę linii przeniesień opisanych w rozdz. 4 i 5. Ze względu na to, że $\Delta\tau_1 > \xi_1 - 2$ poszukiwanym rozwiązaniem jest linia przeniesień $L(\xi_1)$ czyli linia przeniesień $L(4)$ o czasie propagacji przeniesień $T_{64} = T_{\min} + \Delta T_{64} = 16 + 2 = 18$. Przyrost czasu propagacji przeniesień $\Delta T_{64} = 2$

wynika z wzoru /3.12/ dla wartości $g = g_1 = 4$ i wartości $\varepsilon = 3$ wyznaczonej na podstawie wzorów /7.16/, /7.17/. Wartości $k > 1$ dla danych $n = 64$, $\tau = 20$ nie bierzemy pod uwagę, ponieważ warunek /7.9/ jest spełniony już dla $k = 1$.

Danym $n = 64$, $\tau = 14$ odpowiadają w tabeli 7.1 dla $k = 1, 2, 3$ wartości $g_k = 5, 6, 7$, $T_k = 13, 11, 9$, $\Delta\tau_k = 1, 3, 5$. Wartości $k > 3$ nie bierzemy pod uwagę, ponieważ dla $k = 3$ jest spełniony warunek /7.9/. Ze względu na to, że $\Delta\tau_1 = 1 > 0$, $\Delta\tau_2 = 3 > 1$, $\Delta\tau_3 = 5 > 1$ nie bierzemy w ogóle pod uwagę linii przeniesień opisanych w rozdz. 4, a dla $k = 2, 3$ również linii przeniesień opisanych w rozdz. 5. Otrzymujemy następujące rozwiązania:

- dla $k = 1$, na podstawie wzorów z rozdz. 5, linię przeniesień $L(2, 5)$ o czasie $T_{64} = 14$,
- dla $k = 1, 2, 3$, na podstawie wzorów z rozdz. 6, linie przeniesień $L(2, 5)$, $L(6)$, $L(7)$ o czasie $T_{64} = 14$.

Najprostszą z otrzymanych linii przeniesień jest linia przeniesień $L(6)$.

Weźmy pod uwagę dane $n = 64$, $\tau = 11$.

- Na podstawie wzorów z rozdz. 4 dla wartości $g_1 = 6$, $T_1 = 11$, $\Delta\tau_1 = 0$ otrzymujemy linię przeniesień $L(5, 6)$ o czasie $T_{64} = T_{\min} = 11$.
- Na podstawie wzorów z rozdz. 5 dla wartości $\alpha_m = g_1 = 6$ nie otrzymujemy linii przeniesień L o czasie $T_{64} < 11$. Dla $k = 2$, ze względu na $\Delta\tau_2 = 2 > 1$ linii przeniesień opisanych w rozdz. 5 nie bierzemy pod uwagę.
- Na podstawie wzorów z rozdz. 6 otrzymujemy dla $g_2 = 7$ linię przeniesień $L(2, 7)$. Dla $\alpha_m > g_2 = 7$ nie istnieją prostsze linie przeniesień niż linia $L(2, 7)$. Wynika to stąd, że dla każdej wartości $k > 2$ mamy $\Delta\tau_k < g - 3$, zatem nie istnieje linia przeniesień L o $m = 1$, a linia przeniesień $L(2, 7)$

jest linią prostszą od każdej innej linii przeniesień L
 $o_m \geq 2$ i $\alpha_m > 7$.

Odpowiednie rozwiązania linii przeniesień L dla danych $n = 64$, $\tau = 8, 6, 5, 4$ łącznie z omówionymi wyżej liniami przeniesień L dla danych $n = 64$, $\tau = 20, 14, 11$ przedstawiono w tabeli 7.2. W trzech wierszach tabeli podano najprostsze rozwiązania linii przeniesień spośród opisanych w każdym z trzech rozdziałów 4, 5, 6.

Jak wynika z tabeli 7.1 najprostszymi 64-pozycyjnymi liniami przeniesień o czasie propagacji przeniesień nie większym niż $\tau = 20, 14, 11, 8, 6, 5, 4$ są odpowiednio linie przeniesień $L(4)$, $L(6)$, $L(2,7)$, $L(7,8)$, $L(2,9,12)$, $L(2,3,11,15)$, $L(2,3,4,15,20)$. Linie te w tabeli podkreślono.

8. ZAKOŃCZENIE

Omówione w niniejszym artykule linie przeniesień o jednokrotnej strukturze wszystkich pozycji pozwalają na uzyskanie wielokrotnie krótszych czasów propagacji przeniesień w porównaniu z liniami przeniesień wielu innych znanych rozwiązań sumatorów charakteryzujących się jednakową strukturą pozycyjną.

Struktura takich linii przeniesień staje się jednak coraz bardziej złożona, gdy dla danej liczby pozycji sumatora ulega zmniejszeniu wymagany maksymalny czas propagacji przeniesień. Ilustracją tego są podane w tabeli 7.2 64-pozycyjne linie przeniesień L o różnych maksymalnych czasach propagacji przeniesień. Linie przeniesień L o dużej liczbie pozycji i bardzo małych czasach propagacji przeniesień wymagają poza tym zazwyczaj stosowania w każdej pozycji sumatora jednego elementu o zwiększonym wzmocnieniu logicznym. Wadą tych linii jest również stosunkowo duża liczba połączeń między różnymi pozycjami linii przeniesień.

Zwiększenie wyposażenia sumatora celem skrócenia czasów propagacji przeniesień jest jednak nieuniknione również w in-

Tabela 7.2

Linie przeniesień i czasy propagacji przeniesień dla danych $n = 64$ i $\tau = 20, 14, 11, 8, 6, 5, 4$

	$\tau = 20$	$\tau = 14$	$\tau = 11$	$\tau = 8$	$\tau = 6$	$\tau = 5$	$\tau = 4$
Linie L o $\Delta T_{64} = 0$	-	-	$L(5,6)$ $T_{64} = 11$	$L(7,8)$ $T_{64} = 8$	$L(4,10,11)$ $T_{64} = 6$	$L(2,7,12,13)$ $T_{64} = 5$	$L(3,7,11,15,16)$ $T_{64} = 4$
Linie L o $\Delta T_{64} \leq 1$	-	$L(2,5)$ $T_{64} = 14$	-	$L(7,9)$ $T_{64} = 8$	$L(2,9,12)$ $T_{64} = 6$	$L(2,3,11,15)$ $T_{64} = 5$	$L(2,3,4,15,20)$ $T_{64} = 4$
Linie L o $\Delta T_{64} \leq 5$	$L(4)$ $T_{64} = 18$	$L(6)$ $T_{64} = 14$	$L(2,7)$ $T_{64} = 11$	$L(2,3,10)$ $T_{64} = 8$	$L(3,4,17)$ $T_{64} = 6$	$L(3,5,6,17)$ $T_{64} = 5$	$L(3,5,7,8,24)$ $T_{64} = 4$

nych rozwiązaniach, a jednolitość struktury pozycyjnej może w wielu przypadkach być zaletą przewyższającą wymienione wady. Z tego względu stosowanie omówionych w pracy linii przeniesień o jednakowej strukturze pozycji może być często bardzo korzystne.

Metody przedstawione w niniejszym artykule nie prowadzą, w ogólnym przypadku, do uzyskania najprostszych linii przeniesień typu L, jednak w zakresach wartości n , $\sum_{k=1}^m \alpha_k$, wynikających z długości stosowanych obecnie w praktyce sumatorów i ograniczonego wzmocnienia logicznego elementów sieci łączących obecnych maszyn cyfrowych, dają rozwiązania najprostsze. Przykładowo, wszystkie podkreślone w tabeli 7.2 linie przeniesień są najprostszymi liniami typu L, łącznie z linią przeniesień $L(2,3,4,15,20)$ o $T_{64} = 4$, dla której $\sum_{k=1}^m \alpha_k = 44$. Liczba ostatnia pozwala na orientacyjną ocenę zakresu wartości $\sum_{k=1}^m \alpha_k$, dla których przedstawione metody dają jeszcze najprostsze linie przeniesień spośród wszystkich możliwych linii typu L.

W pracy przyjęto, że pojedynczą pozycję linii przeniesień stanowi jeden układ sumoiloczynu. Nie ogranicza to oczywiście możliwości zastosowania przedstawionych metod do sumatorów opartych na innych układach. W przypadku stosowania układów innego typu, celowe jednak jest zbadanie, czy ich właściwości nie pozwalają na pewne uproszczenia struktury pozycji linii przeniesień, względnie na zmniejszenie liczby połączeń między pozycjami linii przeniesień. Przykładowo, możliwość stosowania połączeń między wyjściami iloczynów w sumoiloczynie a wejściami innych sumoiloczynów może prowadzić w pewnych przypadkach zarówno do uproszczenia sumoiloczynów linii przeniesień i związanego z tym zmniejszenia mocy pobieranej przez linię przeniesień, jak również do zmniejszenia liczby połączeń między pozycjami linii przeniesień.

Literatura

- [1] LEHMAN M.: A Comparative Study of Propagation Speed-up Circuits in Binary Arithmetic Units, Information Processing 1962, Proc. IFIP Congress 1962, Munich 1962: 671-677.
- [2] Specialist Discussion Meeting on New Digital Computer Techniques - Special Aspects of Logical Design, Proc. IEE, London, September 1959: 106, B, 29, 462-469.
- [3] MORGAN C.P., JARVIS D.B.: Transistor Logic Using Current Switching and Routing Techniques and Its Application to a Fast-Carry Propagation Adder, Proc. IEE, September 1959; 106, B, 29, 477-478.
- [4] MacSORLEY O.L.: High Speed Arithmetic in Binary Computers, Proc. IRE, January 1961: 49, 67-91.
- [5] LEHMAN M., BURLA N.: Skip Techniques for High-Speed Carry-Propagation in Binary Arithmetic Units, IRE Trans. on Electronic Computers, December 1961: EC-10, 691-698.
- [6] SKLANSKY J.: An Evaluation of Several Two-Summand Binary Adders, IRE Trans. on Electronic Computers, June 1960: EC-9, 213-226.
- [7] BARTEE T.C., CHAPMAN J.: Design of an Accumulator for a General Purpose Computer, IEEE Trans. on Electronic Computers, August 1965: EC-14, 570-574.
- [8] MAJERSKI S.: On Determination of Optimal Distributions of Carry Skips in Adders, IEEE Trans. on Electronic Computers, February 1967: EC-16, 45-58.
- [9] QUATSE J.T., KEIR R.A.: A Parallel Accumulator for a General-Purpose Computer, IEEE Trans. on Electronic Computers, April 1967: EC-16, 165-171.

ПОДБОР ЦЕПИ ПЕРЕНОСА БИНАРНЫХ СУММАТОРОВ
С ОДИНАКОВОЙ БИТОВОЙ СТРУКТУРОЙ

Резюме

В работе рассматривается подбор логической структуры цепей переноса бинарного сумматора для данного максимального времени распространения переносов. Полагается, что цепь переноса содержит ускоренные схемы переносов, причём способ их размещения позволяет сохранить одинаковую логическую битовую структуру сумматора.

Положено, что отдельную позицию цепи переноса составляет лишь одна схема ИЛИ-И в которой два логические элементы И / создаёт классическую цепь переноса, а остальные логические элементы И/используются в качестве схем ускоренных переносов запараλληливающих разные числа позиции сумматора.

Ввиду идентичной структуры позиций сумматора, вопрос подбора структуры цепи переноса для данного числа позиции сумматора и для данного максимального времени распространения переноса, сведится к определению структуры одной позиции цепи переноса /один элемент ИЛИ-И/ то есть к определению сколько элементов И в схеме ИЛИ-И предназначено для схем ускоренных переносов и сколько позиций сумматора запараλληливают отдельные схемы ускоренных переносов.

Указанные в настоящей работе методы определения параметров линий переноса с одинаковой структурой позиций, позволяют получить самое простое решение при данном времени распространения переносов для встречаемой в практике длины сумматоров /число позиций/. Мы находим, что самые простые являются решения с минимальным числом схем ускоренных переносов для одной позиции сумматора, а для этого числа схем ускоренных переносов - решения с самыми короткими ускоренными переносами, то есть запараλληливающими возможно наименьшее число позиций сумматора.

Предлагаемые решения цепей переноса в равной мере подходят для сумматоров без циклического переноса, а также для сумматоров с циклическими переносами и дадут в обоих случаях одинаковое время распространения переносов.

Работа заключает:

- описание логической структуры цепей переноса содержащих схемы уск.

ренных переносов с одинаковой структурой позиций,

- описание процесса распространения переносов в цепях переносов с ускоренными схемами и с одинаковой структурой позиции,
- методы подбора минимального числа и длины схем ускоренных переносов для одной позиции сумматора, позволяющие достигнуть минимальное время распространения переносов для данного числа позиций сумматора и заданного максимального числа позиций сумматора запараллельных схемой ускоренного переноса,
- методы подбора минимального числа и длины ускоренных схем переноса на одну позицию сумматора, позволяющие достигнуть предусмотренное время распространения переносов для числа позиций сумматора и заданного максимальную числа позиций сумматора запараллельных схемой ускоренного переноса
- методы подбора минимального числа и длины ускоренных схем переносов для одной позиции сумматора для данного числа позиций сумматора и данного времени распространения переносов,
- примеры определения минимального числа и длины ускоренных схем переноса для одной позиции сумматора для данного числа позиций сумматора и для данного времени распространения переносов.

В работе принято предположение, что отдельную позицию цепи переноса сумматора составляет одна логическая схема ИЛИ-И, что не ограничивает возможности применять указанные методы к сумматорам с цепями переносов с одинаковой структурой позиций базированных на других типах схем.

THE CHOICE OF BINARY ADDER CARRY-PATHS WITH IDENTICAL POSITION STRUCTURE

Summary

The paper discusses the choice of binary adder carry-path logic structure for a given maximum carry propagation time. The carry-path is assumed to comprise carry-skip circuits distributed so that the logic structure of the adder positions is identical.

A single carry-path position is assumed to be constituted by one sum-of-products circuit /OR-AND circuit/ in which two AND-gates make a classical carry-path, and the remaining AND-gates are used as carry-skip circuits comprising various number of the adder positions. Because of the identical structure of the adder positions the choice of the carry-path structure for a given number of adder positions and for a given maximum carry-propagation time is reduced to a determination of the structure of one carry-path position /one OR-AND circuit/ i.e., to a determination of the number of AND-gates within an OR-AND circuit, destined to be carry-skip circuits, and the number of adder positions comprised in separate carry-skip circuits.

The methods presented in the paper, to determine the parameters of carry-paths with an identical position structure, permit to obtain the simplest solutions with an assumed carry propagation time within the range of adder length met up till now. The simplest solutions are considered those with a minimum number of carry-skip circuits for one adder position, and for this number of skip circuits - solutions with the shortest skips i.e. skips comprising the smallest number of adder positions possible.

The proposed solutions of carry-paths are equally suitable for adders without end-around-carry as with end-around-carry and provide the same carry-propagation time in both cases,

The paper contains:

- the description of the logic structure of carry-paths comprising carry skip circuits, with identical position structure,
- the description of the carry-propagation process within carry-paths, with skip circuits, having an identical position structure,
- the methods, to determine the minimum number and length of carry-skip circuits, permitting to reach minimum carry-propagation time for a given number of adder positions and a given maximum carry-skip length,
- the methods, to determine the minimum number and length of carry-skip circuits, permitting to reach the assumed carry-propagation time for a given number of adder positions and assumed maximum carry-skip length,
- the methods to determine minimum number and length of carry-skip circuits for a given number of adder positions and a given carry-propagation time,

- examples of determining the minimum number and length of carry-skip circuits for a given number of adder positions and a given carry-propagation time.

The paper assumes that a single carry-path position of an adder is based on one OR-AND circuit which does not limit the possibility to apply the above methods to adders with carry-paths, with an identical position structure, based on other types of circuits.

Z BADAŃ NAD POLARYZACJĄ MAGNETYCZNĄ
WARSTWY REJESTRUJĄCEJ NA POWIERZCHNI
WIRNIKA BĘBNA PAMIĘCI MAGNETYCZNEJ
Część I

Antoni KWIATKOWSKI
Hanna KUŹNICKA
Józefa KARASIŃSKA-KWIATKOWSKA

Pracę złożono 5.10.1969

Przedstawiono prace nad doбором proszku ferromagnetycznego do wytwarzania polaryzowanych magnetycznie warstw rejestrujących pamięci bębnowych. Wyniki badań proszków i polaryzowanych warstw próbnych podano w formie zdjęć i tabel.

WSTĘP

Zapis magnetyczny w warstwie rejestrującej pamięci bębnowej polega na wykorzystaniu zdolności zachowania nabytej energii magnetostatycznej przez krystality $\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$ tworzące warstwę. Do zarejestrowania informacji w postaci binarnej wystarczy wykorzystać dwa ostro odróżniające się od siebie stany namagnesowania warstwy magnetycznej. Informacja jest utrwalana w warstwie jako odpowiedni ciąg przemagnesowań, a odpowiedź napięciowa głowicy na pojedyncze przemagnesowanie staje się podstawowym elementem odtwarzania informacji.

Gęstość zapisu definiowana jest zwykle jako liczba czytelných przemagnesowań dokonanych w kierunku zapisywania informacji na jednostce długości warstwy. Jak podaje W. Łagwiński [1] na warstwach magnetycznych pamięci kinetycznych /pamięć-

ci bębnowe i dyskowe/ stosowanych w latach 1966-1968, rejestrowano w zależności od przyjętego systemu 7 do 20 przemagnesowań na milimetrze, przy sztywno zamocowanych głowicach, gdy odległość czoła głowicy od powierzchni warstwy wynosiła 40 do 15 μm . Przy zastosowaniu tzw. głowic pływających /unoszących się podczas pracy nad powierzchnią warstwy na podparciu aerodynamicznym/, dzięki temu, że odległość czoła głowicy od powierzchni warstwy wynosiła kilka mikronów, osiągnęto gęstość zapisu 15 do 80 przemagnesowań na milimetrze.

Z informacji zawartych w prospektach firm zachodnich opublikowanych w 1969 roku wynika, że produkowane są już pamięci kinetyczne z gęstością rejestracji 100 i więcej przemagnesowań na milimetrze.

O gęstości czytelnych przemagnesowań w warstwie decydują:

- konstrukcja głowic magnetycznych stosowanych do zapisu i odczytu,
- odległość czoła głowicy od powierzchni warstwy,
- grubość magnetycznej warstwy rejestrującej,
- prostokątność pętli histerezy magnetycznej warstwy, oznaczana jako stosunek pozostałości magnetycznej $/B_r/$ do indukcji właściwej maksymalnej $/B_m/$.

Stosowane dotychczas w krajowych pamięciach bębnowych warstwy magnetyczne umożliwiały przy grubości 10 μm i użyciu głowic pływających, znajdujących się w odległości 5 μm od powierzchni warstwy, zarejestrowanie około 30 przemagnesowań na długości jednego milimetra. W celu podwyższenia tej gęstości należy więc dokonać modyfikacji warstwy uwzględniając następujące czynniki:

- grubość jej powinna być mniejsza niż 10 μm ,
- współczynnik prostokątności pętli histerezy magnetycznej w kierunku dokonywania zapisu powinien być możliwie bliski jedności,

- preparat γ - Fe_2O_3 powinien składać się z ziarn o odpowiednio wysokich parametrach magnetycznych /szczególnie B_r / kompensujących zmniejszenie grubości warstwy.

Jak wykazały nasze wcześniejsze badania [2, 3] zwiększenie zawartości γ - Fe_2O_3 w jednostce objętości warstwy poprawia jej parametry magnetyczne tylko do pewnej, charakterystycznej dla każdego preparatu γ - Fe_2O_3 , granicy. Równocześnie stwierdzono, że zwiększenie zawartości γ - Fe_2O_3 w stosunku do spoiwa znacznie obniża spójność warstwy i jej przyczepność do podłoża.

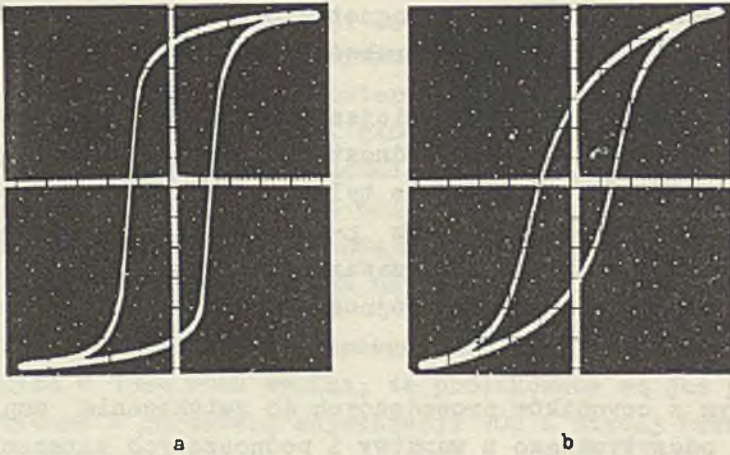
Jednym z czynników prowadzących do zwiększenia amplitudy sygnału odczytywanego z warstwy i podnoszących zarazem istotnie wartość współczynnika prostokątności pętli histerezy magnetycznej, jest równoległe ułożenie długich osi ziarn γ - Fe_2O_3 w kierunku dokonywania zapisu. Ułożenie takie /zwane polaryzacją/ uzyskuje się przez działanie odpowiedniego pola magnetycznego na utwardzającą się warstwę rejestrującą. Na stopień spolaryzowania ziarn γ - Fe_2O_3 w warstwie istotny wpływ posiadają:

- struktura magnetokrystaliczna preparatu γ - Fe_2O_3
- wielkość i kształt ziarn tego preparatu
- defekty mechaniczne i gładkość powierzchni jego ziarn
- równomierność rozproszenia ziarn w roztworze spoiwa
- grubość polaryzowanej warstwy
- rozkład i natężenie pola magnetycznego polaryzującego warstwę.

Na rys. 1 przedstawiono typowy kształt pętli histerezy magnetycznej warstwy rejestrującej na taśmie cyfrowej.

Wartości niektórych parametrów magnetycznych taśm cyfrowych przedstawiono we wcześniejszej pracy [4].

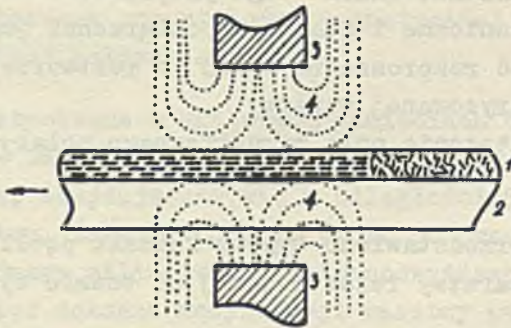
Istnieje wiele sposobów polaryzacji warstwy magnetycznej na taśmie [5-8]. Sprowadzają się one do zastosowania cewek odpowiedniej konstrukcji, zespołów magnesów stałych lub elek-



Rys. 1. Pętla histerezy magnetycznej warstwy rejestrującej na taśmie cyfrowej Agfa-Gevaert

a - wzdłuż taśmy, b - w poprzek taśmy

tromagnesów. Istota metody polega na poddaniu ciekłej warstwy lakieru ferromagnetycznego działaniu pól magnetycznych, jak to przedstawiono schematycznie na rys. 2.



Rys. 2. Schemat polaryzacji magnetycznej warstwy rejestrującej taśmy cyfrowej

- 1 - warstwa magnetyczna z iglastymi ziarnami $\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$,
- 2 - taśma nośna, 3 - bieguny magnesów /jednoimienne/,
- 4 - przebieg linii sił polaryzujących pól magnetycznych

Dzięki odpowiedniej geometrii nabiegowników magnesów umieszczonych nad i pod warstwą, w jej obszarze wytwarzane jest jednorodne pole magnetyczne, którego wektor jest równoległy do długiej osi taśmy, na której znajduje się warstwa.

Znacznie trudniejszym zagadnieniem jest polaryzacja magnetyczna warstwy rejestrującej na powierzchni cylindrycznej /jak w pamięci bębnowej/, dostępnej działaniu pola polaryzującego tylko od strony zewnętrznej.

Istnieje szereg teoretycznie możliwych rozwiązań polaryzacji warstwy na powierzchni wirnika bębna, jak np.:

- wytwarzanie pola magnetycznego przez prąd przepływający przez wirnik,
- wytwarzanie pola magnetycznego przez prąd płynący w drutach równoległych do tworzącej i otaczających gęsto powierzchnię wirnika,
- wytwarzanie pola magnetycznego przez głowicę lub system głowic.

Dwa pierwsze sposoby wymagają jednak, do uzyskania pola magnetycznego o odpowiednim dla polaryzacji warstwy natężeniu i kształcie, przepływu bardzo dużych prądów. Generacja takich prądów, ich doprowadzenie do obracającego się wirnika, zapewnienie równomiernego rozplywu, wydzielanie się dużych ilości ciepła stwarzają trudności dyskwalifikujące te sposoby. Praktyczne znaczenie może mieć tylko sposób trzeci.

Polaryzacja warstwy za pomocą głowicy magnetycznej umieszczonej na zewnątrz wirnika ponad warstwą lakieru ferromagnetycznego, aczkolwiek nie tak skuteczna jak polaryzacja taśm poddawanych działaniu pól magnetycznych z dwóch stron /rys. 2/, wykazywała w badaniach wstępnych zachęcające wyniki, zwiększając o około 40% odpowiedź napięciową z polaryzowanych tym sposobem warstw.

Współczynnik prostokątności próbnych warstw polaryzowanych głowicą wynosił 0,66-0,69, w porównaniu z 0,58-0,61 dla warstw niepolaryzowanych.

W trakcie prac stwierdzono konieczność wyposażenia przyrządu do badania gęstości zapisu w odpowiednio rozdzielcze głowice. Ze względu na to, że parametry magnetyczne warstwy wykonanej z tego samego lakieru ferromagnetycznego polaryzowanego wewnątrz cewki były wyższe niż warstwy polaryzowanej za pomocą jednej głowicy, uznano za celowe przeprowadzenie badań nad polaryzacją warstwy na wirniku nie jedną, lecz systemem gęsto ustawionych głowic polaryzujących [10].

Ponieważ prace nad realizacją zestawu do polaryzacji warstwy oraz wykonanie odpowiedniego przyrządu do badania gęstości zapisu okazały się czasochłonne, uznano za celowe przedstawić sposób i wyniki badań nad wpływem warunków polaryzacji na gęstość zapisu magnetycznego w oddzielnych artykule.

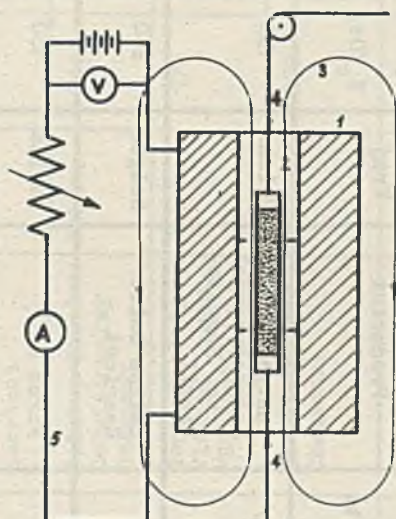
1. CZĘŚĆ DOŚWIADCZALNA

1. Polaryzowanie ziarn różnych preparatów γ -Fe₂O₃ w warstwie magnetycznej wewnątrz cewki.

Celem badania było wyselekcjonowanie do dalszych prac preparatów Fe₃O₄, γ -Fe₂O₃ i Fe_{2-n}Co_nO₃, ulegających najłatwiej polaryzacji.

Parametry pętli histerezy magnetycznej badanych preparatów przedstawiono w tabeli 1. Wszystkie zawiesiny tych preparatów, przeznaczone do wytwarzania warstw dla prób ich polaryzowalności, wykonywano w taki sam sposób. Mielono przez 48 godzin w młynie kulowym stałą ilość proszku ferromagnetycznego z odpowiednią ilością roztworu modyfikowanych żywic epoksydowych. W końcowej fazie mielenia dodawano do zawiesiny małą ilość żywicy poliamidowej, stosowaną jako utwardzacz żywic epoksydowych /9/, po czym zawiesinę sączono. Do badań polaryzowalności w cewce zawiesinę nakładano na taśmę z acetylcelulozy,

którą następnie umieszczano w obszarze jednorodnego pola magnetycznego cewki, zasilanej z baterii akumulatorów. Zestaw aparatury do badań polaryzacji warstwy wewnątrz cewki przedstawiono na rys. 3. Stopniowo zwiększano natężenie pola do wartości $H = 1500$ Oe. Stwierdzono, że zarówno liniowy jak i wykładniczy charakter wzrostu natężenia pola w funkcji czasu nie wywiera istotnego wpływu na końcowe parametry magnetyczne warstwy. Wyniki badań przedstawiono w tabeli 3.



Rys. 3. Zestaw do polaryzacji warstwy wewnątrz cewki

1 - cewka polaryzacyjna, 2 - polaryzowana warstwa z badanym preparatem proszkowym, 3 - linie pola magnetycznego, 4 - punkty pozwalające ustawić próbkę warstwy magnetycznej w polu jednorodnym i równoległym do jej długiej osi, 5 - zasilanie cewki z urządzeniem regulującym i pomiarowym

Ze względu na interesujące wyniki uzyskane przy polaryzacji preparatów UEH przeprowadzono dodatkowo badanie wpływu czasu mielenia na wartości podstawowych parametrów magnetycznych warstw wytwarzanych z preparatów UEH-13, 34, 21, 100. Wyniki badań dla preparatu UEH-100, który wykazał najlepszą przydatność do wytwarzania warstw, przedstawiono w tabeli 4.

Tabela 1

Wartości podstawowych parametrów magnetycznych preparatów użytych do badania ich polaryzowalności w war-
stwie magnetycznej. Preparaty badano przy natężeniu pola $H_m = 1000$ Oe/50 Hz. Parametry magnetyczne podano
dla koncentracji objętościowej proszku w próbce 50%

Lp.	Symbol chemiczny i ziarnistość	Nazwa preparatu	Producent	Kraj	Siła koer- cji $H_c/Oe/$	Pozo- stałość magne- tyczna $B_r/Gs/$	Induk- cja właści- wa max. $B_m/Gs/$	Współcz. prostokąt- ności pętli histerezy B_r/B_m
1	Fe_3O_4 gruboziarnisty, iglasty	AK-3/ $H_2/$	Instytut Maszyn Matematycznych Prac. Magneto- chemii	Polska	195	1370	2290	0,53
2	Fe_3O_4 gruboziarnisty, iglasty	UEH-34	Usines Emile Henricot	Belgia	240	1310	2370	0,55
3	$\gamma-Fe_2O_3$ gruboziarnisty, iglasty	H-100	Firma EMI	Anglia	180	1390	2170	0,63
4	$\gamma-Fe_2O_3$ gruboziarnisty, iglasty	P - 1	Filmowy Ośrodek Doświadczalny Usługowy	Polska	200	1290	2250	0,57
5	$\gamma-Fe_2O_3$ gruboziarnisty, iglasty	UEH-100	Usines Emile Henricot	Belgia	160	1330	2260	0,59
6	$\gamma-Fe_2O_3$ gruboziarnisty, iglasty	UEH-21	Usines Emile Henricot	Belgia	180	1180	2070	0,57

Tabela 1 /c.d./

Lp.	Symbol chemiczny i ziarnistość	Nazwa preparatu	Producent	Kraj	Siła koer- cji $H_c/Oe/$	Po- stałość magne- tyczna $B_r/Gs/$	Induk- cja właści- wa max. $B_m/Gs/$	Współcz. prostokąt- ności pętli histere- zy B_r/B_m
7	$\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$ gruboziarnisty, iglasty	UEH-13	Usines Emile Henricot	Belgia	180	1190	2055	0,58
8	$\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$ drobnoziarnisty, iglasty	II/64	Filmowy Ośrodek Doświadczalny Usługowy	Polska	210	1420	2300	0,61
9	$\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$ drobnoziarnisty, iglasty	G/I/66	Gorz. Zakłady Wiókien Sztucz. "Stilon"	Polska	170	1390	2280	0,61
10	$\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$ b. drobnoziarnisty, iglasty	typ 6/66	Szost. Zakłady Chemiczne	ZSSR	200	1510	2270	0,64
11	$\text{Fe}_{2-n}\text{Co}_n\text{O}_3$ sferyczny	UEH-Co γ	Usines Emile Henricot	Belgia	300	1700	2000	0,85
12	$\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$ sferyczne	AKiR	Instytut Radia i Kina	Bułgaria	225	1340	2260	0,59

Uwaga: wielkość i kształt ziarn preparatów ferromagnetycznych opisanych w tabeli 1 przedstawiono na zdjęciach z mikroskopu elektronowego w tabeli 2.

Tabela 2

Zdjęcia z mikroskopu elektronowego preparatów ferromagnetycznych opisanych w tabeli 1. Powiększenie 30 000 razy

Fe_3O_4 AK-3/H₂/



$\gamma-Fe_2O_3$ UEH-13



Fe_3O_4 UEH-34



$\gamma-Fe_2O_3$ II/64 FODU



$\gamma-Fe_2O_3$ H-100 EMI



$\gamma-Fe_2O_3$ G/I/66 Gorz



$\gamma-Fe_2O_3$ P-1 FODU



$\gamma-Fe_2O_3$ typ 6/66 Szost



$\gamma-Fe_2O_3$ UEH-100



$Fe_{2-n}Co_nO_3$ UEH Co



$\gamma-Fe_2O_3$ UEH-21



$\gamma-Fe_2O_3$ AKiR



Jako kryterium oceny przydatności preparatu do dalszych badań przyjęto wartość współczynnika polaryzowalności /8/, wyrażonego jako stosunek $Br_{\parallel}/Br_{\perp}$, gdzie Br_{\parallel} oznacza wartość pozostałości magnetycznej próbki ciętej w kierunku działania wektora natężenia polaryzującego pola magnetycznego, a Br_{\perp} wartość pozostałości magnetycznej dla próbki ciętej w kierunku prostopadłym. Z dalszych badań wyeliminowano preparaty magnetytowe, sferyczne i te, które tworzyły warstwy mało spójne i mało przyczepne do podłoża, oraz niepodatne na zastosowane w naszych badaniach pola polaryzujące głowicy.

2. Polaryzowanie warstwy magnetycznej na powierzchni wirnika za pomocą głowicy doświadczalnej.

Celem badania było wyselekcjonowanie preparatów $\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$ maksymalnie oddziałujących z polem głowicy polaryzującej oraz ustalenie optymalnej odległości czoła głowicy od powierzchni warstwy. Uzyskana warstwa badana była w warunkach pracy pamięci. Ponadto warstwa po zdjęciu jej z powierzchni wirnika badana była w warunkach przyjętych dla taśm cyfrowych /4/. Zestaw aparatury do badań polaryzacji warstwy na powierzchni wirnika przedstawiono na rys. 4.

Warstwy magnetyczne do prób polaryzowania ich za pomocą głowicy sporządzane były w taki sam sposób jak opisany na str.56. Lakier ferromagnetyczny był nakładany w postaci warstwy o grubości około 100 μm na cienką folię z acetylocelulozy, dokładnie nawiniętą na powierzchnię wirnika.

Polaryzacja warstwy odbywała się w następujących warunkach. Po nałożeniu warstwy na obracający się ze stałą prędkością obwodową kilkudziesięciu milimetrów na sekundę wirnik dosuwano czoło głowicy na odległość około 10 mm od powierzchni i doprowadzano prąd elektryczny do uzwojenia głowicy /rys. 4/.

Natężenie początkowego pola magnetycznego wynosiło około 300 Oe. W miarę odparowywania rozpuszczalników i wzrastania w związku z tym lepkości lakieru zwiększano natężenie pola

Tabela 3

Wartości podstawowych parametrów magnetycznych oraz współczynnika polaryzowalności warstw poddanych działaniu pola magnetycznego wewnątrz cewki. Zawartość proszku ferromagnetycznego w warstwach wynosiła około 62% wagowo. Badanie wykonano przy natężeniu pola $H_m = 1000 \text{ Oe}/50 \text{ Hz}$

Lp.	Symbol chemiczny	Nazwa preparatu	Warstwa magnetyczna badana:								Współczynnik polaryzowalności ci $\frac{B_r \parallel}{B_m \perp}$
			wzdłuż (II)				w poprzek (I)				
			H_c /Oe/	B_r /Gs/	B_m /Gs/	B_r/B_m	H_c /Oe/	B_r /Gs/	B_m /Gs/	B_r/B_m	
1	Fe_3O_4	AK-3/ H_2 /	220	600	1050	0,57	210	470	1010	0,46	1,28
2	Fe_3O_4	UEH-34	280	840	1240	0,68	250	700	1170	0,57	1,20
3	$\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$	H-100	240	660	1000	0,66	230	500	970	0,51	1,32
4	$\delta\text{-Fe}_2\text{O}_3$	UEH-100	240	780	1160	0,68	230	600	1060	0,57	1,30
5	$\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$	UEH-21	240	730	1120	0,66	230	600	1060	0,57	1,22
6	$\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$	UEH-13	240	820	1200	0,68	220	630	1100	0,57	1,30
7	$\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$	II/64	270	540	830	0,65	250	450	810	0,55	1,20
8	$\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$	G/I/66	210	760	1200	0,63	210	660	1150	0,57	1,15
9	$\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$	Typ 6/66	230	710	1100	0,64	220	540	1020	0,53	1,31
10	$\text{Fe}_{2-n}\text{Co}_n\text{O}_3$	UEH-Co δ	410	850	1100	0,77	410	850	1100	0,77	1,00
11	$\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$	AK1R	250	460	840	0,55	250	450	820	0,55	1,02

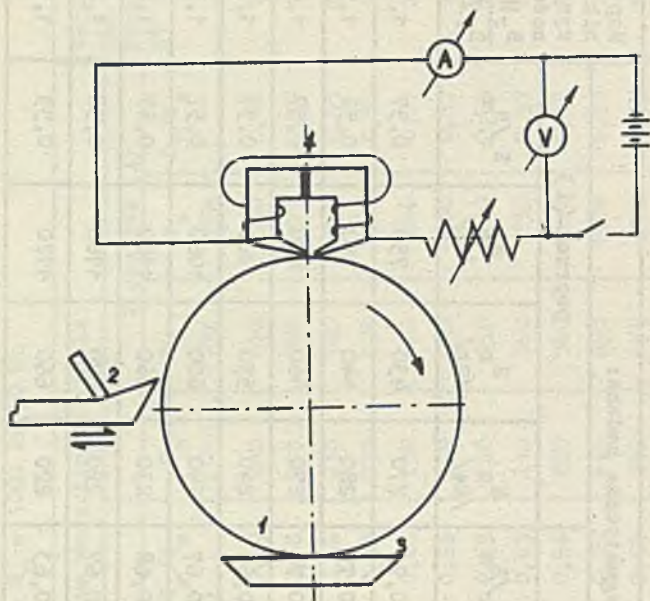
Tabela 4

Wpływ czasu mielenia na wartości podstawowych parametrów magnetycznych i współczynnika polaryzowalności warstw z $\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$ UEH-100 poddanych działaniu pola magnetycznego wewnątrz cewki. $H_m = 1000 \text{ Oe}/50 \text{ Hz}$.

Zawartość $\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$ w warstwach wynosiła 70% wagowo

Lp.	Czas mielenia zawiesziny godz.	Warstwa magnetyczna badana:								Współczynnik polaryzowalności $\frac{B_{r\parallel}}{B_{r\perp}}$
		wzdłuż ()				w poprzek (⊥)				
		H_c /Oe/	B_r /Gs/	B_m /Gs/	B_r/B_m	H_c /Oe/	B_r /Gs/	B_m /Gs/	B_r/B_m	
1	2	270	580	800	0,71	270	430	750	0,57	1,35
2	4	320	660	880	0,75	280	440	780	0,56	1,50
3	6	270	670	860	0,78	270	460	800	0,57	1,46
4	24	240	760	1100	0,69	240	550	960	0,57	1,38
5	48	240	780	1160	0,67	240	600	1060	0,57	1,30
6	72	230	830	1220	0,68	230	660	1160	0,57	1,25
7	96	230	820	1220	0,67	220	670	1160	0,58	1,23
8	216	220	780	1230	0,63	220	660	1120	0,59	1,18

magnetycznego o około 200 Oe co 1 minutę, przez odpowiednie zwiększanie natężenia prądu zasilającego głowicę.



Rys. 4. Zestaw do polaryzacji warstwy rejestrującej na powierzchni wirnika

1 - wirnik, 2 - urządzenie do nakładania lakieru ferromagnetycznego na powierzchnię wirnika, 3 - zbiornik na nadmiar lakieru ferromagnetycznego, 4 - głowica magnetyczna polaryzująca warstwę oraz jej zasilanie

Warstwę polaryzowano do wstępnego jej utwardzenia. Końcowa wartość natężenia magnetycznego pola polaryzującego warstwę wynosiła pod szczeliną głowicy około 2000 Oe.

Wyniki badania właściwości magnetycznych warstw polaryzowanych głowicą przedstawiono w tabeli 5 i 6.

W tabeli 7 porównano wyniki badania odpowiedzi napięciowych głowicy czytającej sygnały z warstw niepolaryzowanych i polaryzowanych naniesionych na wirnik. Dla ujednocnienia

Tabela 5

Wartości parametrów magnetycznych oraz współczynnika polaryzowalności warstw z różnymi proszkami ferromagnetycznymi poddanych działaniu pola magnetycznego głowicy na powierzchni wirnika. Badanie warstw wykonano przy natężeniu pola $H_m = 1000$ Oe

Lp.	Symbol chemiczny preparatu	Nazwa preparatu	Warstwa magnetyczna badana								$\frac{B_r \parallel}{B_m \perp}$
			w z d ł u ż ()				w p o p r z e k (⊥)				
			H_c /Oe/	B_r /Gs/	B_m /Gs/	B_r/B_m	H_c /Oe/	B_r /Gs/	B_m /Gs/	B_r/B_m	
1	Fe_3O_4	AK-3/ H_2 /	210	560	1020	0,53	210	460	990	0,46	1,16
2	Fe_3O_4	UEH-34	280	840	1250	0,67	280	700	1230	0,57	1,20
3	$\gamma-Fe_2O_3$	100/H	240	620	1070	0,60	230	520	960	0,54	1,24
4	$\gamma-Fe_2O_3$	UEH-100	240	770	1150	0,67	240	600	1050	0,57	1,28
5	$\gamma-Fe_2O_3$	UEH-21	250	720	1090	0,66	240	550	1020	0,58	1,22
6	$\gamma-Fe_2O_3$	UEH-13	240	800	1190	0,67	240	630 ^a	1070	0,59	1,27
7	$\gamma-Fe_2O_3$	II/64	270	560	900	0,62	260	500	860	0,58	1,12
8	$\gamma-Fe_2O_3$	G/I/66	210	740	1210	0,61	210	670	1140	0,59	1,10
9	$\gamma-Fe_2O_3$	Nr 6/66	230	690	1110	0,62	220	540	1000	0,54	1,28

Tabela 6

Wartości parametrów magnetycznych i współczynnika polaryzowalności warstw z γ -Fe₂O₃ UEH-100 poddanych działaniu pola magnetycznego głowicy na powierzchni wirnika. Badanie warstwy wykonano przy natężeniu pola $H_m = 1000$ Oe

Lp.	Czas mielenia zawiesiny godz.	Warstwa magnetyczna badana								$\frac{B_r \parallel}{B_r \perp}$
		w z d ł u ż ()				w p o p r z e k (⊥)				
		H_c /Oe/	B_r /Gs/	B_m /Gs/	B_r/B_m	H_c /Oe/	B_r /Gs/	B_m /Gs/	B_r/B_m	
1	2	270	580	830	0,70	260	440	760	0,58	1,32
2	4	280	650	890	0,73	260	450	780	0,58	1,45
3	6	260	670	880	0,76	260	480	840	0,57	1,38
4	24	240	740	1100	0,67	250	550	970	0,57	1,35
5	48	240	770	1150	0,67	240	600	1050	0,57	1,28
6	72	240	800	1210	0,66	240	640	1100	0,58	1,25
7	96	230	790	1220	0,65	230	650	1120	0,58	1,22
8	216	220	760	1220	0,62	220	660	1120	0,59	1,15

warunków badania warstwy poddawano obróbce skrawaniem do stałych grubości 7 i 10 μm . Do badania użyto preparatów $\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$ UEH-100 i $\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$ 6/66 Szost., które w badaniach wstępnych wykazały największą zdolność polaryzowania się w polu głowicy.

Dodatkowo zbadano wpływ pola polaryzującego na rozkład grubości warstwy magnetycznej na powierzchni wirnika. Wyniki przedstawiono w tabeli 8.

2. DYSKUSJA WYNIKÓW BADAŃ

Użyte do badań preparaty Fe_3O_4 i $\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$ ulegają polaryzacji magnetycznej w różnym stopniu. I tak na przykład preparaty sferyczne / $\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$ AKiR oraz $\text{Fe}_{2-n}\text{Co}_n\text{O}_3$ / UEH-Co- γ / w opisanych w pracy warunkach nie wykazywały zdolności do polaryzacji, natomiast najkorzystniejszymi do wytwarzania warstw polaryzowanych okazały się preparaty $\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$ iglaste, gruboziarniste UEH-13, 21, 100 oraz Fe_3O_4 UEH-34.

Polaryzowane warstwy rejestrujące wytworzone z tymi preparatami wykazują znaczny wzrost wartości współczynnika prostokątności pętli histerezy magnetycznej w porównaniu z warstwami niepolaryzowanymi.

Polaryzowalność warstw wyrażona przez stosunek $\text{Br}|| / \text{Br} \perp$ posiadała kolejno największą wartość dla warstw z preparatami $\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$ EMI H-100; UEH-100; UEH-13; Szost. 6/66 i AK-3/H₂/. Jak wykazały badania polaryzowalności preparatu $\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$ UEH-100, najlepsze wyniki uzyskano dla warstw wytworzonych z lakierów ferromagnetycznych mielonych krótko /4-6 godzin/. Niestety warstwy te ze względu na niedostateczną spójność i przyczepność do podłoża nie mogły być poddawane skrawaniu /toczeniu/ do odpowiedniej grubości i z tego względu nie znalazły zastosowania.

Spośród preparatów $\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$ iglastych drobnoziarnistych najlepsze wyniki z polaryzowaniem warstwy osiągnięto dla preparatu Szost. 6/66.

Porównanie odpowiedzi napięciowych głowicy czytającej

Warunki badania

Kod 1110001100101010

Metoda zapisu NRZ I = 0,5A

Odległość czoła głowicy zapisująco-czytającej od powierzchni warstwy: 16 μm

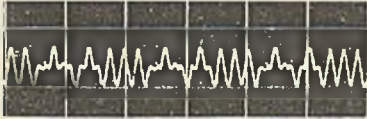
Gęstość zapisu: 9 bitów/mm

Skala pionowa: 10 mV/cm

Odczyt z 1/2 uzwojenia głowicy

Warstwa z $\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$ UEH-100

A. Warstwa niepolaryzowana

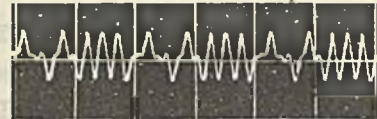


Grubość warstwy 7 μm

U max = 7 mV

U min = 6,5 mV

B. Warstwa polaryzowana



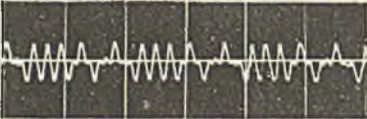
Grubość warstwy 7 μm

U max = 10 mV

U min = 9 mV

Warstwa z $\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$ 6/66 Szost.

A. Warstwa niepolaryzowana



Grubość warstwy 7 μm

U max = 6,5 mV

U min = 6,0 mV

B. Warstwa polaryzowana



Grubość warstwy 7 μm

U max = 9,5 mV

U min = 9,0 mV

C. Warstwa niepolaryzowana

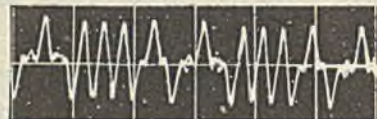


Grubość warstwy 10 μm

U max = 9,5 mV

U min = 9,0 mV

D. Warstwa polaryzowana



Grubość warstwy 10 μm

U max = 14,0 mV

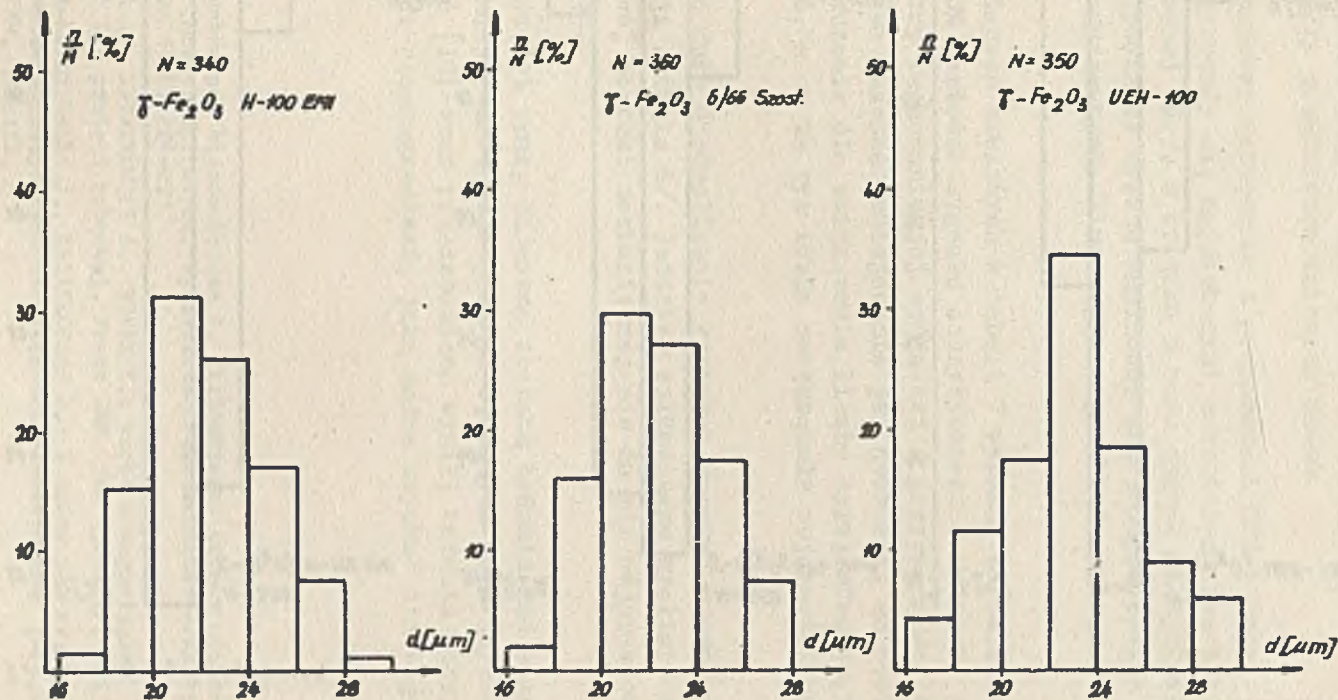
U min = 13,0 mV

Uwaga: 1. U max - wartość maksymalnej amplitudy odczytanego sygnału
U min - wartość minimalnej amplitudy odczytanego sygnału

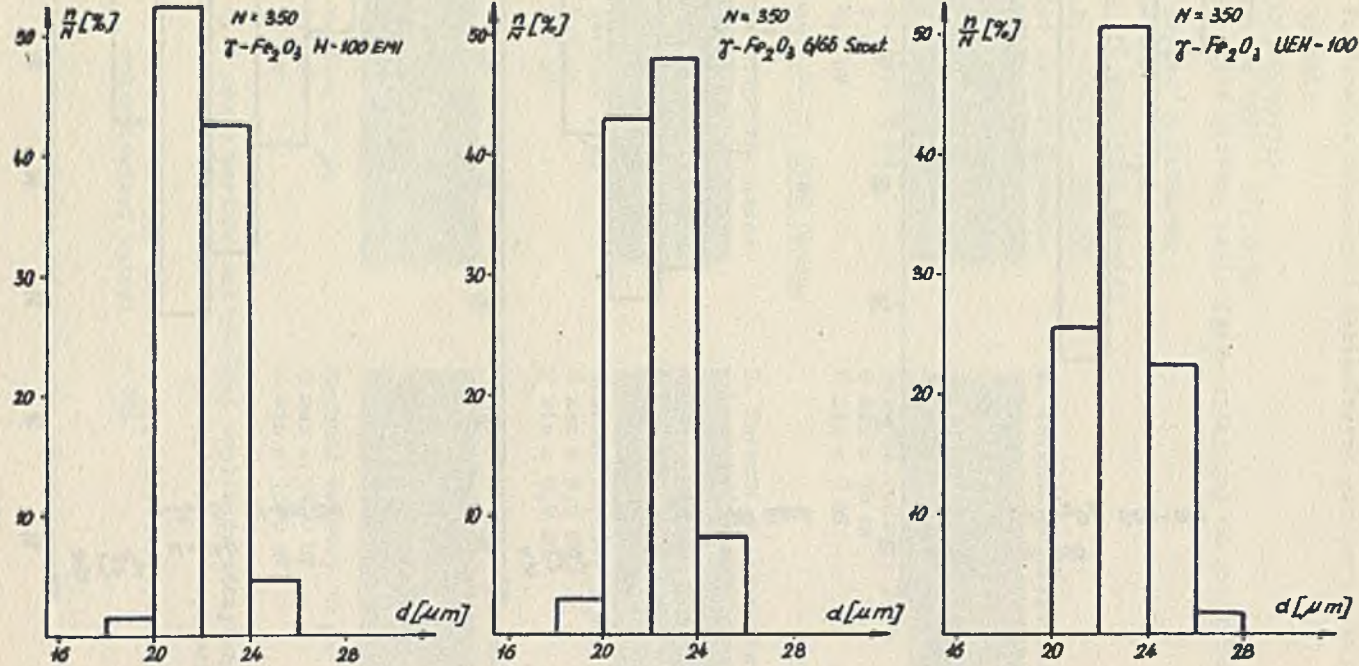
2. Wzrost wartości amplitudy sygnału odczytywanego z warstwy polaryzowanej wynosi $\sim 40\%$

Rozkład grubości warstw magnetycznych na wirniku

A. Warstwy niepolaryzowane



B. Warstwy polaryzowane



Uwaga: N -- ilość pomiarów
 n -- ilość zmierzonych wartości w określonym przedziale
 d -- grubość warstwy w μm

Wobec niskiej wartości pozostałości magnetycznej /Br/ warstwy ze spolaryzowanymi magnetycznie preparatami EMI i AK-3/H₂/ nie były przedmiotem dalszych badań.

Wszystkie warstwy wytworzone z preparatami UEH i Szost. 6/66 charakteryzowały się największymi wartościami pozostałości magnetycznej /Br/, w związku z czym sygnał odczytywany z tych warstw posiadał wyższą amplitudę niż z odpowiednich warstw niepolaryzowanych. Ilustrują to przykłady opisane w tabeli 7.

Z analizy danych zawartych w tabeli 7 wynika, że zwiększenie o około 40% wartości sygnału odczytywanego z warstwy polaryzowanej przy zachowaniu jej spójności i przyczepności do podłoża umożliwi znaczne zmniejszenie jej grubości, co posiada istotne znaczenie dla zwiększenia liczby zarejestrowanych przemagnesowań, a co za tym idzie zwiększenia pojemności pamięci.

Stwierdzono duże ujednoczenie grubości warstwy w procesie jej polaryzacji /tabela 8/. Jednakże całkowitego wyeliminowania wyrównującej obróbki mechanicznej nie da się najprawdopodobniej uniknąć.

W drugiej części pracy omówione zostaną badania nad magnetyczną polaryzacją warstw dla pamięci bębnowych przy użyciu systemu głowic [10] oraz przedstawione wyniki badania maksymalnej gęstości przemagnesowań, jaką można uzyskać dla tego typu warstw.

Literatura

- [1] Praca zbiorowa pod kierownictwem A. Kilińskiego: Układy elektroniczne maszyn cyfrowych, Wydawnictwa Politechniki Warszawskiej, Warszawa 1968: 224-271.
- [2] KARASIŃSKA J., KWIATKOWSKI A., NOWAK E.: Warstwa magnetyczna LM-32Co dla pamięci bębnowej, Prace IMM PAN 1966: IV, B 13/26.
- [3] KARASIŃSKA-KWIATKOWSKA J., KWIATKOWSKI A.: Z badań nad wytwarzaniem warstw magnetycznych ze zwiększoną zawartością γ -Fe₂O₃, Prace IMM, 1969: XI, 3

- [4] KWIATKOWSKI A., KUŹNICKA H., KARASIŃSKA-KWIATKOWSKA J.: Wybrane zagadnienia z badań właściwości magnetycznych i fizykochemicznych taśm cyfrowych z gamma tlenkiem żelazowym, Prace IMM, 1968: X, 3, 63-92.
- [5] LOHAN F.J.: Introduction to Pulse Magnetic Recording, Bryant, 1960.
- [6] MEE C.D.: The Physics of Magnetic Recording, V.II. North Holland Publ. Corp. Amsterdam 1964.
- [7] GREINER J.: Nachrichten Technik 2, 1952:7, 197-201.
- [8] ELDRIDGE F.D.: Monografia Nr 4, Memorex Corp.
- [9] KARASIŃSKA J.: Patent PRL Nr. 57297, 1969.
- [10] KUŹNICKA H., KWIATKOWSKI A.: Zgłoszenie patentowe P-131958, 1969.

ИЗ ИССЛЕДОВАНИЙ ПО ПОЛЯРИЗАЦИИ МАГНИТНОГО СЛОЯ
НА ПОВЕРХНОСТИ МАГНИТНОГО БАРАБАНА

Резюме

В работе описаны исследования проведённые по выбору ферромагнитного порошка и по условиям поляризации магнитного слоя, на поверхности магнитного барабана. Исследованиями были заключены разные препараты магнетита, γ - Fe_2O_3 и порошкообразного феррита кобальта. Сделаны предложения критериев оценки пригодности ферромагнитных порошков для производства поляризованных слоёв. Поданы результаты исследований проведённых по выбору оптимальных условий для производства ферромагнитного лака для такого типа слоёв. Экспериментальные записывающие слои были поляризованы соответственно сконструированной головкой. Указаны результаты исследования влияния условий поляризации слоя на его магнитные свойства; в особенности: коэрцитивная сила, остаточная намагниченность и прямоучельность петли магнитного гистерезиса.

В результате исследования сигнала считанного из записанного диапазона поляризованного слоя было констатировано, что его величина растёт на около 40% в сравнении с сигналом полученным из аналогичного произведённого слоя, но не поляризованного.

ON INVESTIGATION OF POLARIZATION OF A MAGNETIC DRUM LAYER

Summary

The paper describes investigations performed on the choice of a ferromagnetic powder and conditions of polarization of ferromagnetic particles in a magnetic drum layer.

Various kinds of magnetite, γ - Fe_2O_3 , and powdered ferrite of cobalt were investigated. Criteria are suggested to estimate the usefulness of ferromagnetic powders for magnetic polarized layers. Given the results of investigations on the choice of optimal conditions for producing ferromagnetic paints to manufacture layers of such a type. Experimental recording layers were polarized by means of an appropriately constructed head. Presented the results of investigations performed on the influence of layer magnetic polarization upon its magnetic properties, in particular: coercive force, magnetic remanents and magnetic hysteresis loop rectangularity.

The result of investigating a signal read from recorded areas of a polarized layer was a statement its value increased by about 40% as compared with the signal obtained from a layer made under analogous conditions but not being polarized.

PRZEDZIAŁY ZMIENNOŚCI PARAMETRÓW
GENERATORÓW WZBUDZAJĄCYCH FERRYTO-
WY BLOK NOŚNIKA INFORMACJI W PA-
MIĘCI KOINCYDENCYJNEJ

Zdzisław WRZESZCZ

Pracę złożono 10.09.1969

Określone zostały przedziały dopuszczalnej zmienności wydajności prądowej oraz przewodności wyjściowej generatorów wzbudzających blok nośnika informacji ferrytowej pamięci koincydencyjnej. Granice przedziałów podano w postaci związków funkcyjnych, które mogą być pomocne przy projektowaniu pamięci.

WSTĘP

Określanie tolerancji wartości amplitud prądów wzbudzania w rdzeniowych pamięciach koincydencyjnych opiera się na czterech znanych zależnościach:

$$2 I_{p_{\min}} \geq I_m \dots\dots\dots /a/$$

$$2 I_{p_{\max}} - I_{z_{\min}} \leq I_b \dots\dots\dots /b/$$

$$I_{z_{\max}} \leq I_b \dots\dots\dots /c/$$

$$I_{p_{\max}} \leq I_b \dots\dots\dots /d/$$

/1/

gdzie:

I_p - połówkowa wartość pobudzenia rdzenia; prąd współrzędnej x lub y,

I_z - prąd współrzędnej Z,

I_b - prąd łamiący [2],

I_m - minimalny prąd całkowitego przełączenia.

Tak sformułowane zasady poprawnego pobudzania koincydencyjnej pamięci rdzeniowej, podane m.in. w pracy [1], definiują wymagania dla prądów płynących w linii słowa, nie wyjaśniają jednak wpływu zmian oporności linii słowa. Linia słowa w bloku nośnika informacji stanowi obciążenie dla generatorów wzbudzających. Obciążenie to, utworzone przez dynamicznie przełączane rdzenie słowa, w przypadku pamięci koincydencyjnej, posiada charakter zmienny zależnie od informacji zawartej w słowie lub czytanej z tego słowa.

Postaramy się określić dopuszczalne przedziały zmienności parametrów generatorów pobudzających, mianowicie przedziały zmienności wydajności prądowej oraz przewodności wyjściowej, ze względu na zmienną oporność linii słowa utworzoną z dynamicznych oporności przełączanych rdzeni ferrytowych.

1. OPIS ROZPATRYWANEGO ZESPOŁU

Rysunek 1 przedstawia blok nośnika informacji składający się z płaszczyzn bitowych, tzw. płyt pamięciowych w liczbie m . Każda ze współrzędnych x w płacie, oznaczona przez x_1 oraz dowolna ze współrzędnych y , oznaczona przez y_j jest podłączona do generatora $Gen\ x_1$ oraz $Gen\ y_j$ odpowiednio. Na przecięciu współrzędnych, oś $A - B$, tworzy się linia słowa o długości m bitów, na której oporność składają się oporności dynamiczne przełączanych rdzeni. Każdy z płyt zawiera dodatkowo osobne uzwojenie pobudzające, przez które, w fazie zapisu, przepływa prąd zakazu.

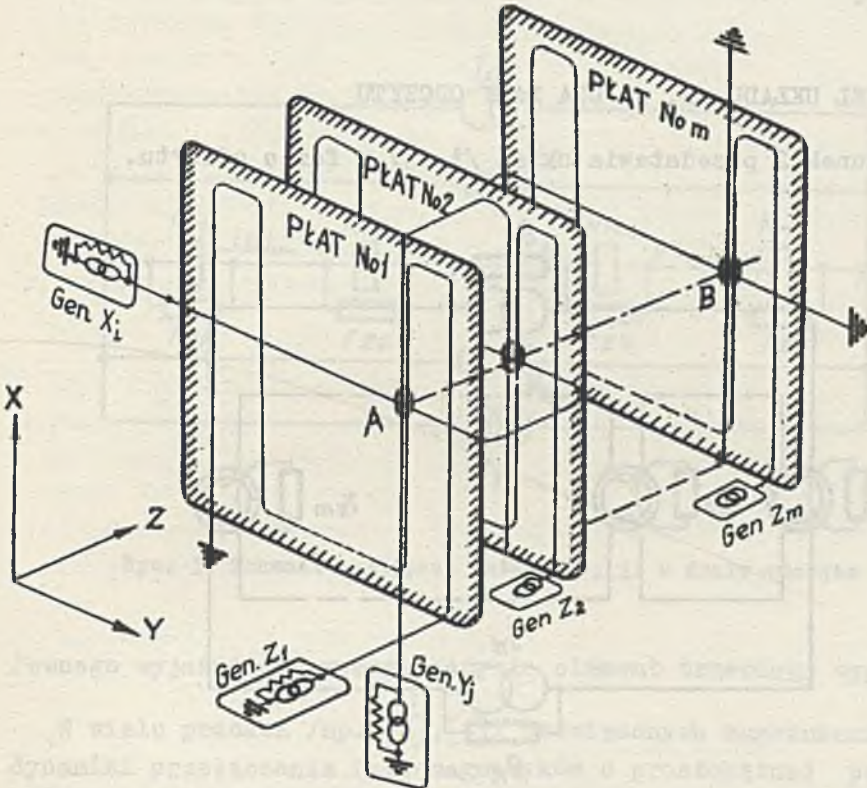
Wskaźniki współrzędnych x oraz y przyjmują wartość

$$i, j = 1, 2, \dots, n$$

gdzie: $n = \sqrt{N}$, N - pojemność pamięci/.

Wskaźnik współrzędnej z przyjmuje wartość

$$k = 1, 2, \dots, m.$$



Rys. 1. Rysunek poglądowy bloku nośnika informacji wraz z generatorami wzbudzającymi

Przy tworzeniu zastępczego schematu zespołu pominięte będą:

- pojemności i indukcyjności własne przewodów,
- pojemności i indukcyjności wzajemne przewodów.

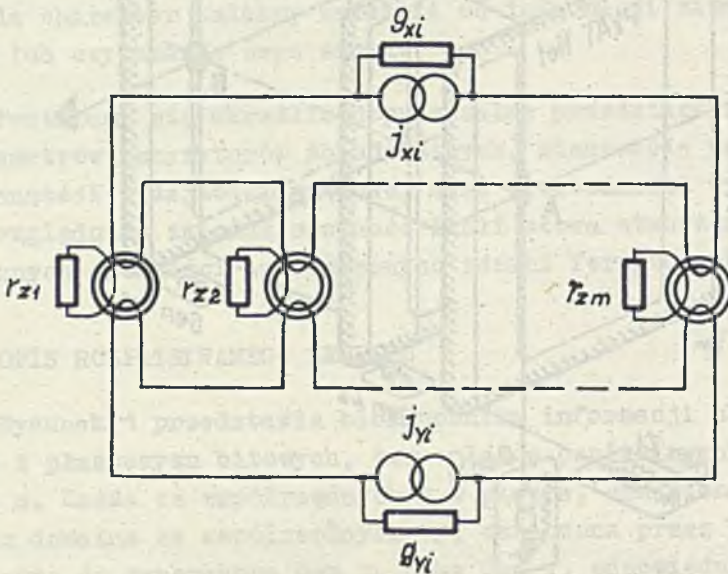
Zakłada się również, że

- odcinki statycznej pętli histerezy $B = B(H)$ reprezentujące odwracalne zmiany stanu namagnesowania rdzenia są równoległe do osi OH,

- oporności wyjściowe generatorów wzbudzających posiadają charakter rzeczywisty,
- zespół można przedstawić w postaci układu elementów skupionych.

2. MODEL UKŁADU /i, j/ DLA FAZY ODCZYTU

Rysunek 2 przedstawia układ /i, j/ w fazie odczytu.



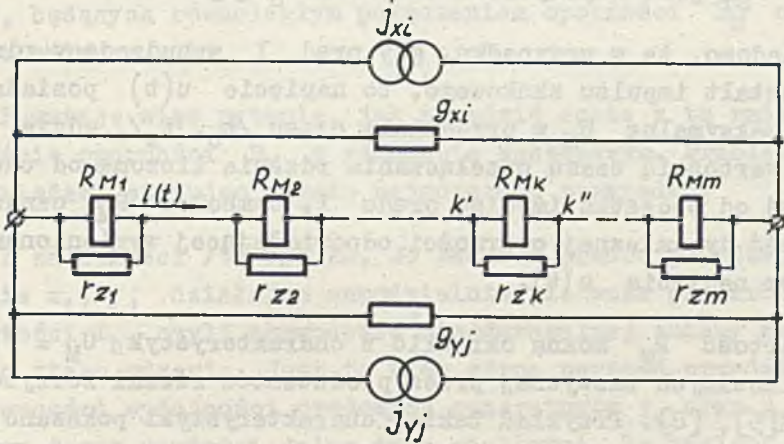
Rys. 2. Układ /i, j/ zawierający rdzenie wybranego słowa /i, j/ wraz ze wzbudzającymi go generatorami, w fazie odczytu

W fazie tej generatory wzbudzające współrzędnej z nie pracują. Biorąc pod uwagę założenia upraszczające, zawarte w rozdziale I, schemat zastępczy układu /i, j/ przyjmie postać z rysunku 3.

Schemat zastępczy z rysunku 3 zawiera trzy rodzaje elementów:

- generator prądowy o wydajności $j_x(j_y)$ oraz przewodności wyjściowej $g_x(g_y)$,

- oporność rzeczywistą r_z
- oporność $R(B)$, będącą dynamiczną opornością przełączanego rdzenia ferrytowego.



Rys. 3. Schemat zastępczy układu /i, j/ w fazie odczytu

Pewnego wyjaśnienia wymaga jedynie element trzeciego typu.

W wielu pracach /np. [3],[4]/ poświęconych zagadnieniom dynamiki przełączania ferromagnetyków o prostokątnej pętli histerezy wykazano, że do opisanego procesów przejściowych zachodzących w tych materiałach może służyć zależność w postaci

$$F \left(B, H, \frac{dB}{dt} \right) = 0 \quad /2/$$

Rozwiązanie /2/ daje w praktyce zależność

$$\frac{dB}{dt} = r(B) (H - H_{ST}) \quad /3/$$

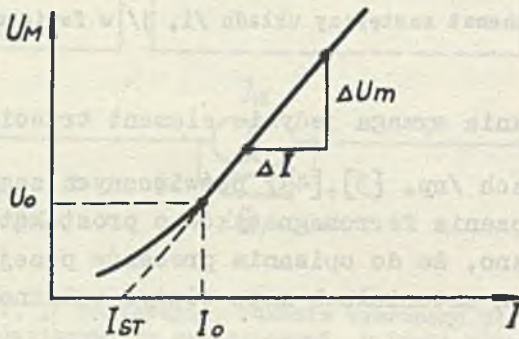
Po uwzględnieniu wymiarów rdzenia i długości drogi magnetycznej otrzymamy wyrażenie określające napięcie odpowiedzi rdzenia [7]

$$u(t) = R(B)(I - I_{ST}) \quad /4/$$

W powyższych zależnościach: I - prąd wzbudzenia, $R(B)$ reprezentuje dynamiczną oporność przełączanego rdzenia, H_{ST} jest tzw polem startu, a I_{ST} - wartością prądu związaną z H_{ST} . I_{ST} jest w przybliżeniu równe I_b [2].

Wiadomo, że w przypadku, gdy prąd I wzbudzający rdzeń ma kształt impulsu skokowego, to napięcie $u(t)$ posiada wartość maksymalną U_M w przedziale czasu $/t_o, t_s/$, gdzie t_s jest wartością czasu przełączania rdzenia liczoną od chwili t_o , tj od początku impulsu prądu I . Symbolem R_M oznaczymy wartość dynamicznej oporności, odpowiadającej wymienionemu maksimum napięcia $u(t)$.

Wartość R_M można określić z charakterystyk $U_M = f(I)$ publikowanych zazwyczaj przez producentów rdzeni ferrytowych [3], [5], [8]. Przykład takiej charakterystyki pokazano na rysunku 4.



Rys. 4. Przykład charakterystyki $U_M = f(I)$

Maksymalna oporność dynamiczna rdzeni wynosi

$$R_M = \frac{\Delta U_M}{\Delta I} \quad /5/$$

O tym czy pewien rdzeń k z linii słowa /1, j/ wnosi do układu oporność R_{Mk} decyduje fakt, czy rdzeń ten jest przełączany, a więc

- amplituda prądu $i(t)$ winna być dostatecznie duża
- w chwili poprzedzającej t_0 rdzeń k winien być w stanie magnetycznym, zwanym umownie stanem "JEDEN".

W przeciwnym przypadku dwójnik $k' - k'$ /rys. 3/ będzie przedstawiał zwarcie. Tak więc w fazie odczytu liczba dwójników, będących równoległym połączeniem oporności R_M oraz r_Z , jest zmienna.

Powstaje więc pytanie, jak poradzić sobie z tą zmienną ilością oporności R_M w schemacie zastępczym. Problem ten rozwiążemy stosując zasadę najgorszego przypadku.

Z zależności /1/ wynika, że żaden z prądów pobudzających linie x_1, y_j działając samodzielnie nie może przekroczyć wartości I_b , czyli spowodować nieodwracalnej zmiany magnetycznego stanu rdzenia. Jest to więc górna wartość przedziału zmienności wydajności prądowych generatorów j_x oraz j_y . Wyznamy teraz wartości dolne tych wielkości. Ze względu na wspomnianą zasadę najgorszego przypadku przyjmiemy, że oporność linii słowa posiada wartość maksymalną. Oporność ta wynosi:

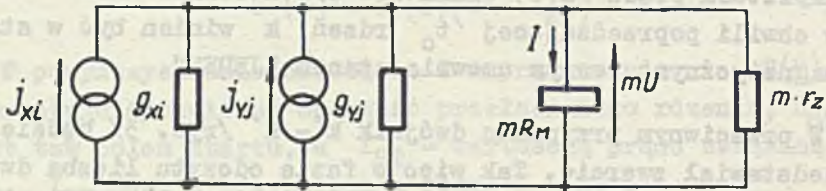
$$R_{AB} = \sum_{k=1}^m \frac{R_{M_k} \cdot r_{z_k}}{R_{M_k} + r_{z_k}} .$$

Oczywiście można konsekwentnie przyjąć, że oporności R_M są sobie równe i przyjmują górną wartość.

Podobne założenie uczynimy dla oporności r_{z_k} . Wtedy

$$R_{AB} = m \frac{R_M \cdot r_z}{R_M + r_z} \quad /6/$$

W rezultacie schemat zastępczy układu /i, j/ można uprościć do postaci przedstawionej na rysunku 5.



Rys. 5. Schemat zastępczy układu /i,j/ w fazie odczytu

Oznaczenia:

- j_{x1} - nominalna wartość wydajności prądowej generatorów wzbudzających x_1
- j_{yj} - nominalna wartość wydajności prądowej generatorów wzbudzających y_j
- g_{x1} - nominalna wartość przewodności wyjściowej generatorów wzbudzających x_1
- g_{yj} - nominalna wartość przewodności wyjściowej generatorów wzbudzających y_j
- r_z - nominalna wartość oporności wyjściowej generatorów wzbudzających Z
- $U = [u/t/]_{\max}$

Zgodnie z I prawem Kirchoffa prąd I wynosi

$$I = j_{x1} + j_{yj} - m \cdot U (g_{x1} + g_{yj}) - m \cdot U \cdot \frac{1}{m \cdot r_z}$$

lub

$$I = j_{x1} + j_{yj} - U [g_z + m (g_{x1} + g_{xj})] \quad //$$

gdzie $g_z = \frac{1}{r_z}$

W zakresie liniowym charakterystyki $U_M = f(I)$, tj. od punktu I_0 /rysunek 4/ słuszna jest zależność

$$U = R_M (I - I_{ST}) \quad /7a/$$

więc na podstawie /7/ i /7a/ otrzymamy:

$$I = \frac{j_{x1} + j_{y1} + I_{ST} \cdot R_M [\varepsilon_z + m (\varepsilon_{x1} + \varepsilon_{y1})]}{1 + R_M [\varepsilon_z + m (\varepsilon_{x1} + \varepsilon_{y1})]} \quad /8/$$

Właściwości strukturalne pamięci koincydencyjnej pozwalają stosować te same rozwiązania konstrukcyjne dla generatorów wzbudzających współrzędne x jak i współrzędne y . Nie ma więc potrzeby rozróżniania nominalnych parametrów generatorów x i y . Tak więc:

$$j_{x1} = j_{y1} = j \quad /9/$$

$$\varepsilon_{x1} = \varepsilon_{y1} = \varepsilon.$$

Przyjmijmy dodatkowo

$$\varepsilon_z = C \cdot \varepsilon \quad /10/$$

Wprowadza się też oznaczenie

$$\frac{I_b}{I_m} = \alpha \quad /11/$$

Po przekształceniu zależność /8/ przyjmie postać

$$I = \frac{2j + I_b \cdot R_M \cdot \varepsilon \cdot (C + 2m)}{1 + R_M \cdot \varepsilon \cdot (C + 2m)} \quad /12/$$

Warunek /1a/ można obecnie zapisać jako

$$\frac{2j + I_b R_M \varepsilon (C + 2m)}{1 + R_M \varepsilon (C + 2m)} \gg \frac{I_b}{\alpha} \quad /13/$$

Warunek /1d/ można natomiast zapisać wprost jako

$$j < I_b \quad /14/$$

Warunek powyższy określa granicę górną wartości prądu j .

Przekształcenie zależności /13/ pozwala określić dolną granicę dopuszczalnego przedziału zmienności wydajności prądowej generatorów

$$j \geq \frac{I_b}{2\alpha} \left[1 + R_M g (C + 2m)(1 - \alpha) \right] \quad /15/$$

Otrzymaliśmy zatem przedział dopuszczalnej zmienności wydajności prądowej generatorów wzbudzających pewien wiersz i oraz kolumnę j płyty pamięciowej w fazie odczytu:

$$\frac{I_b}{2\alpha} \left[1 + g \cdot R_M (C + 2m)(1 - \alpha) \right] \leq j < I_b \quad /16/$$

Znajdźmy teraz przedziały dopuszczalnej zmienności przewodności g . Parametr g wpływa na przedział dopuszczalnej zmienności j zmieniając wartość granicy dolnej j_d . Jeśli $g = 0$ to $j_d = \frac{I_b}{2\alpha}$. Ze wzrostem g rośnie wartość j_d .

Niech wartość dolnej granicy prądów j wynosi

$$j_d = \delta I_b ; \quad \delta < 1 \quad /17/$$

Oznacza to, że

$$\frac{I_b}{2\alpha} \left[1 + g R_M (C + 2m) (1 - \alpha) \right] = \delta I_b$$

stąd

$$g = \frac{G_M}{C + 2m} \frac{2\alpha\delta - 1}{1 - \alpha} ; \quad G_M = \frac{1}{R_M}$$

Dla pewnej wybranej wartości $\delta = \delta^*$ otrzymamy górną dopuszczalną granicę zmienności przewodności wyjściowej generatorów

$$\xi_g = \frac{G_M}{C + 2m} \frac{2\alpha\delta^* - 1}{1 - \alpha} \quad /18/$$

Wybrana wartość δ^* musi dodatkowo spełniać warunek

$$2\alpha\delta^* - 1 > 0$$

Wybór wartości δ^* może być oparty na procedurze opisanej w rozdziale 5.

Z dotychczasowych rozważań uzyskujemy następujące zależności

$$\delta^* \cdot I_D \leq j < I_b \quad /19a/$$

$$0 \leq \xi \leq \frac{G_M}{C + 2m} \cdot \frac{2\alpha\delta^* - 1}{1 - \alpha} \quad /19b/$$

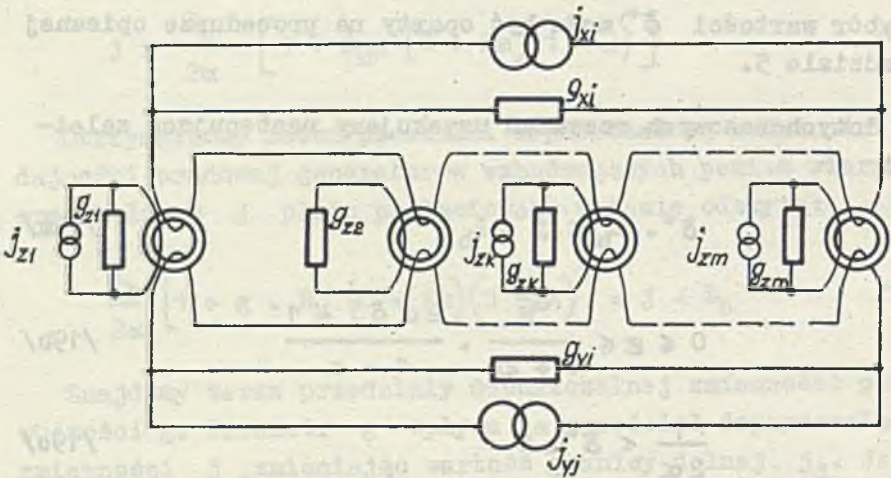
$$\frac{1}{2\alpha} < \delta^* < 1 \quad /19c/$$

3. MODEL UKŁADU /i, j/ DLA FAZY ZAPISU

Na rysunku 6 przedstawiony jest schemat wybranego układu słowa /i, j/. Rdzenia odpowiednich bitów mogą być wzbudzane dodatkowo generatorami J_{2k} . Dzieje się tak tylko w przypadku, gdy do komórki k ma być wpisana informacja o wartości logicznej równej 0, a więc wtedy, gdy rdzeń o numerze k nie powinien zmieniać swojego stanu magnetycznego w wyniku mikrooperacji zapisu.

Ze względu na brak przełączania rdzenia elementy takiej komórki nie wejdą do zastępczego schematu układu. W schemacie zastępczym będą reprezentowane elementy jedynie tych komórek bitowych, w których wpisywana jest informacja o wartości logicznej, równej 1 /np. bit Nr 2/. Tak więc schemat zastępczy układu dla dowolnego słowa /i, j/ w fazie zapisu jest

identyczny jak dla układu w fazie odczytu /rys. 4/. Z tego względu rozpatrywanie układu fazy zapisu nie dostarczy nam informacji dotyczących granic zmienności prądu j_z oraz przewodności g_z . Jedynym źródłem takiej informacji są warunki /1b/ i /1c/. Górna granica dopuszczalnej zmienności parametru j_z wynika wprost z /1c/. Znajdźmy ograniczenie dolne.



Rys. 6. Układ /i,j/ w formie zapisu
Zapisywana jest informacja o postaci 01...0...0

Dla poprawnej pracy układu w fazie zapisu niezbędne jest by spełnione było ograniczenie /1b/, zawierające graniczne wartości wszystkich trzech parametrów prądowych.

Niech wartości ograniczeń górnych wynoszą

$$j_{xig} = j_{yig} = \epsilon I_b \quad /20/$$

podstawmy powyższe do /1b/

$$2 \epsilon I_b - j_{zkd} \leq I_b$$

skąd

$$j_{zkd} \geq I_b (2 \epsilon - 1) \quad /21/$$

Założymy, że przedziały zmienności wydajności prądowych dla wszystkich trzech współrzędnych są sobie równe:

$$\varepsilon I_b - \delta^* \cdot I_b = I_b - j_{Zkd} \quad /22/$$

Jeśli podstawimy do /22/ wyrażenie /21/ to otrzymamy

$$\varepsilon = \frac{2 + \delta^*}{3} \quad /23/$$

Z analizy pracy przyjętego modelu układu dla fazy zapisu nie wynikają żadne dodatkowe wymagania odnośnie przewodności wyjściowej źródła Z. Pozostają więc jedynie wymagania, będące konsekwencją założenia /10/ oraz /19b/.

Na podstawie wniosków wynikających z dotychczasowych rozważań, przedziały dopuszczalnej zmienności parametrów generatorów wzbudzających przyjmą postać

$$\delta^* I_b \leq j_{xi} < \frac{2 + \delta^*}{3} I_b \quad /24a/$$

$$\delta^* I_b \leq j_{yj} < \frac{2 + \delta^*}{3} I_b \quad /24b/$$

$$\frac{1 + 2\delta^*}{3} I_b \leq j_{zk} < I_b \quad /24c/$$

$$0 < \varepsilon_{xi} \leq \frac{G_M}{C + 2m} \cdot \frac{2\alpha\delta^* - 1}{1 - \alpha} \quad /24d/$$

$$0 < \varepsilon_{yj} \leq \frac{G_M}{C + 2m} \cdot \frac{2\alpha\delta^* - 1}{1 - \alpha} \quad /24e/$$

$$0 < \varepsilon_{zk} \leq \frac{C \cdot G_M}{C + 2m} \cdot \frac{2\alpha\delta^* - 1}{1 - \alpha} \quad /24f/$$

Warunki powyższe winny być spełnione dla wszystkich wskaźników współrzędnych x, y, z .

Dodatkowo winno być spełnione ograniczenie

$$\frac{1}{2\alpha} < \delta^* < 1; \quad /24g/$$

4. WYBÓR WARTOŚCI δ^*

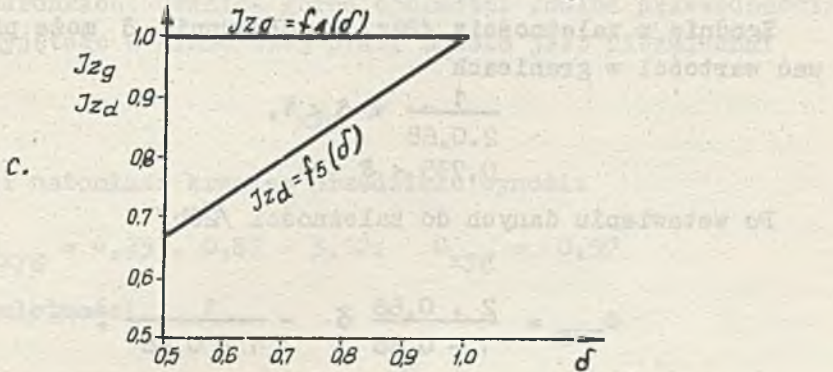
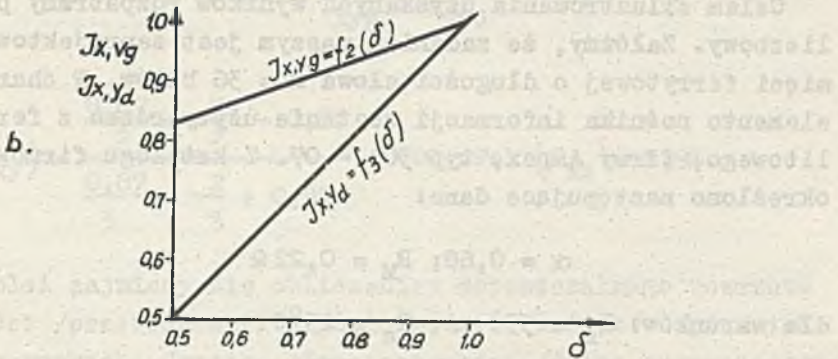
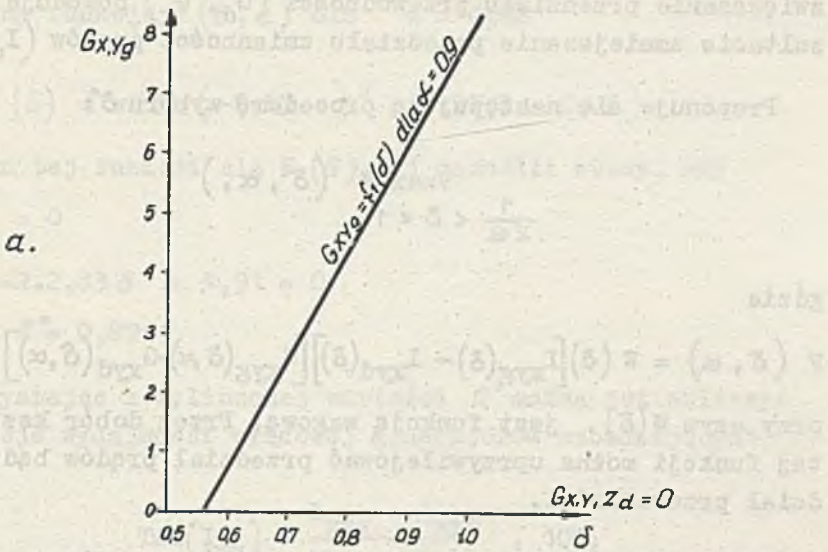
Dolne i górne ograniczenia dopuszczalnej zmienności parametrów prądowych oraz górne ograniczenie przewodności są funkcją współczynnika δ , a jego racjonalny wybór nie jest bynajmniej prosty. Rozpatrzmy zredukowane wyrażenia $I = j/I_p$ odpowiednich ograniczeń prądowych w funkcji δ

$$\left. \begin{aligned} J_{x,yd} &= \delta & /a/ \\ J_{x,yg} &= \frac{1}{3}\delta + \frac{2}{3} & /b/ \\ J_{zd} &= \frac{2}{3}\delta + \frac{1}{3} & /c/ \\ J_{zg} &= 1 & /d/ \end{aligned} \right\} \quad /25/$$

oraz zredukowane wyrażenia ograniczeń przewodnościowych $G = g/\frac{G_m}{C+2m}$ w funkcji

$$\left. \begin{aligned} G_{x,y,zd} &= 0 & /a/ \\ G_{x,yg} &= \frac{2\alpha}{1-\alpha}\delta - \frac{1}{1-\alpha} & /b/ \\ G_{zg} &= \frac{2\alpha}{1-\alpha}\delta - \frac{C}{1-\alpha} & /c/ \end{aligned} \right\} \quad /26/$$

Na rysunku 7b i 7c zostały wykreślone zależności /25a, b, c, d/. Rysunek 7a przedstawia funkcje /26a, b/. Zależność /26b/ wykreślono dla wartości $\alpha = 0,9$. Podany przykład dostatecznie jasno przedstawia konsekwencje wyboru wartości α ;



Rys. 7

zwiększenie przedziału przewodności (G_d, G_g) powoduje w rezultacie zmniejszenie przedziału zmienności prądów (I_d, I_g).

Proponuje się następującą procedurę wyboru δ :

$$\frac{1}{2\alpha} < \delta < 1 \quad \text{Vmax F} (\delta, \alpha,) \quad /27/$$

gdzie

$$F (\delta, \alpha) = W (\delta) [I_{xyg}(\delta) - I_{xyd}(\delta)] [G_{xyg}(\delta, \alpha) - G_{xyd}(\delta, \alpha)] \quad /28/$$

przy czym $W(\delta)$ jest funkcją wagową. Przez dobór kształtu tej funkcji można uprzywilejować przedział prądów bądź przedział przewodności.

Celem zilustrowania uzyskanych wyników rozpatrzmy przykład liczbowy. Załóżmy, że zadaniem naszym jest zaprojektowanie pamięci ferrytowej o długości słowa $m = 36$ bitów. W charakterze elementu nośnika informacji zostanie użyty rdzeń z ferrytu litowego, firmy Ampex, typ 304 - 07. Z katalogu firmowego określono następujące dane:

$$\alpha = 0,68; R_M = 0,22 \Omega$$

$$\text{dla warunków: } I_m = 550 \text{ mA; } T_a = 25^\circ\text{C}$$

Zgodnie z zależnością /24g/ współczynnik δ może przyjmować wartości w granicach

$$\frac{1}{2 \cdot 0,68} < \delta < 1, \\ 0,735 < \delta < 1$$

Po wstawieniu danych do zależności /26b/

$$G_{xyg} = \frac{2 \cdot 0,68}{1 - 0,68} \delta - \frac{1}{1 - 0,68},$$

$$G_{xyg} = 4,25 \delta - 3,12$$

określimy funkcję $F(\delta, \alpha)$ dla $\alpha = 0,68$

$$F(\delta) = w(\delta) (-2,83 \cdot \delta^2 + 4,91 \delta - 2,05)$$

Maksimum tej funkcji dla $W(\delta) = 1$ zachodzi wtedy, gdy

$$\frac{dF(\delta)}{d\delta} = 0$$

$$\text{czyli } -2,2,83 \delta + 4,91 = 0$$

$$\text{stąd } \delta^* = 0,87$$

Korzystając z wyliczonej wartości δ^* można już obliczyć tolerancje wydajności prądowej generatorów wzbudzających

$$\text{Tol}(I_{xy}) = \frac{I_{xyg} - I_{xyd}}{I_{xyg} + I_{xyd}} \cdot 100,$$

$$\text{Tol}(I_{xy}) = \frac{\frac{0,87}{3} + \frac{2}{3} - 0,87}{\frac{0,87}{3} + \frac{2}{3} + 0,87} \cdot 100; \text{Tol}(I_{xa}) = 4,9\%$$

Z kolei zajmiemy się obliczeniem dopuszczalnego rozrzutu oporności /przewodności/ wyjściowej tych źródeł w opisanych dotąd warunkach. Granica górna oporności /dolna przewodności/ dla przyjętego w niniejszej pracy modelu jest niezmienna:

$$R_{xyg} = \infty$$

Drugi natomiast kraniec przedziału wynosi:

$$G_{xyg} = 4,25 \cdot 0,87 - 3,12; \quad G_{xyg} = 0,57$$

Do zależności

$$G_{xyg} = G_{xyg} \frac{G_M}{c + 2m}$$

podstawimy

$$G_{xyg} = 0,57; \quad G_M = \frac{1}{0,22}; \quad m = 36,$$

po założeniu $c = 1$ otrzymamy

$$G_{xyg} = 0,0355 \text{ m ho};$$

oraz

$$R_{xyd} = 28,2 \Omega.$$

Gdybyśmy w miejsce $\delta^* = 0,87$ przyjęli dolną dopuszczalną granicę, $\delta^* = 0,735$, to dopuszczalna tolerancja prądów j_x oraz j_y zwiększa się do wartości ca $\pm 10\%$. Jednak dolna i górna wartość oporności wyjściowej generatorów musi wtedy równać się nieskończoności. Rezultat taki uzyska się wówczas, gdy jako podstawę do obliczenia tolerancji prądów zastosujemy jedynie zależności /1/.

5. ZAKOŃCZENIE

Wyprowadzono związki pomocne przy projektowaniu kołncydencyjnej pamięci ferrytowej; dotyczą one mianowicie parametrów generatorów wzbudzających oraz parametrów linii słowa. Wyprowadzone tu zależności pozwolą uzyskać wyniki liczbowe bliższe rzeczywistości niż miałyby to miejsce w przypadku korzystania z wzorów typu /1//co stosuje się np. w pracy [1]. Gdy szybkość działania układu rzeczywistego jest tak duża, że wpływ elementów gromadzących energię elektromagnetyczną nie może być pominięty wyniki obliczeń uzyskane z zależności /24/ będą bardziej optymistyczne od rzeczywistych.

Omówiony w pracy problem można opisać w sposób bardziej ogólny. Blok nośnika informacji potraktujemy jako układ, na którego wejściu znajduje się sześć parametrów wzbudzających. Chcąc zapewnić sprawną pracę układu, parametry te mogą przyjmować tylko pewne wybrane wartości. Jeśli parametry te są składowymi wektora określonego w sześciowymiarowej przestrzeni, to

ograniczenia /24/ wyznaczają pewien równoległościan w tej przestrzeni [9]. Równoległościan ten może być nazwany obszarem wzbudzenia lub dokładniej: obszarem sprawnego wzbudzenia. Obszar sprawnego wzbudzenia jest równoległościanem tylko w idealizowanym, jak opisany, przypadku. Uwzględniając związki między parametrami wzbudzenia oraz /ewentualnie/ procesy przejściowe, obszar U może mieć bardziej skomplikowany charakter; będzie on mieć powierzchnię bardziej "wygładzoną".

Obliczone, w podany sposób, graniczne wartości parametrów wzbudzenia mogą stanowić punkt wyjściowy do projektowania bloku generatorów wzbudzających, mianowicie do określania dopuszczalnych rozrzutów elementów konstrukcyjnych, z których są zbudowane generatory wzbudzające. W tym celu można stosować m.in. tak zwane funkcje wrażliwości układu /np. [10]/ lub bardzo w ostatnich latach popularne metody statystyczne /np. [11]/.

Literatura

- [1] MEYERHOFF A.J. /red./: Cyfrowe zastosowanie układów magnetycznych, WNT, Warszawa 1964.
- [2] WRZESZCZ Z., RYŻKO J., DAŃDA J.: Projekt standardu dotyczącego materiałów, rdzeni i ramek pamięci operacyjnych EMC, Elektryczna Technika Obliczeniowa - Nowości, luty 1968: 1/17/.
- [3] PIROGOV D.I., ŠAMAJEV J.M.: Magnitnyje serdecniki v avtomatiki i vyčislitelnoj techniki, ENIERGIA, Moskwa 1967.
- [4] POLIVANOV K.M.: Ferromagnietiki, Gosnorgoizdat, 1957.
- [5] SIEMENS, Siferrit - Material, Speicher und Schaltringkerne, Katalog, 1967/68.
- [6] RASIOWA H.: Wstęp do matematyki współczesnej, Warszawa.
- [7] WRZESZCZ Z.: O projektowaniu układów sterujących pamięci na rdzeniach ferrytowych z częściowym przełączaniem, PRACE Instytutu Maszyn Matematycznych, Warszawa 1967:B 16/29/.
- [8] AMPEX, Lithium Memory Cores, katalog firmowy rdzeni pamięciowych, USA, July 1963.
- [9] BOLTIANSKIJ V.G.: Matematičeskije metody optimalnogo upravlenija, Moskwa 1969.
- [10] LEEDS J.V.: Simplified Multiple Parameter Sensitivity Calculation and Continuously Equivalent Networks, IEEE Trans. on Circuit Theory, June 1967: 2.
- [11] NUSBAUM E. i inni: Statistical Analysis of Logic Circuit Performance in Digital Systems, Proc. of the IRE, January 1961.

ИНТЕРВАЛЫ ИЗМЕНЧИВОСТИ ПАРАМЕТРОВ ГЕНЕРАТОРОВ
ВОЗБУЖДАЮЩИХ ФЕРРИТОВЫЙ БЛОК НОСИТЕЛЯ ИНФОРМАЦИИ
В КОИИЦИДЕНТОМ ЗАПОМИНАЮЩЕМ УСТРОЙСТВЕ

Резюме

В работе определены границы интервалов допустимой изменчивости параметров генераторов возбуждающих ферритовый блок носителя информации коинцидентного запоминающего устройства. Эти границы представлены в виде зависимости функции, где изменчивыми являются параметры блока носителя информации и в особенности параметры сердечника памяти. Исходной точкой для определения зависимости были уже известные условия исправного действия коинцидентной памяти /1/. Эти условия, а также принятая модель системы запоминающего устройства позволили провести вывод, в результате которого были получены выше указанные зависимости.

Принято следующий ход вывода. Во первых была рассмотрена соответственная упрощенная модель системы запоминающего устройства, построенного из элементов линии слова, а также генераторов возбуждающих в фазе считывания, замещающая схема таковой системы показана на рис.3. Потом проведено анализ характера отдельных элементов, в особенности ферритовых сердечников линии и слова. Исходя из зависимостей /2/, и /3/ была рассмотрена характеристика ферритового сердечника памяти; переключенный сердечник является вариантной во время сопротивления. Характеристика рассмотренная для фиксированного момента времени, отвечающего максимальному напряжению, показана на рис. 4. Принято, что работа системы будет рассмотрена лишь в линейном диапазоне этой характеристики. Это позволяет создать линейную электросеть, представленную на рис. 5. Для этой сети было составлено уравнение согласно первому закону Кирхгофа /7/. В результате сопоставления зависимости /12/, определяющей ток проходящий в отрасли эквивалентной линии слова, а также первого условия исправной работы /1а/ была получена нижняя граница предела вариантности производимости тока j возбуждающего генератора.

Верхняя граница следует непосредственно из условия /1а /.

Второй раздел окончен зависимостями /19/, описывающими границу пределов токовой производимости j , а также выходной проводимости g .

Однако, задача ещё не вполне окончена, так как в этих зависимостях появился новый, вспомогательный параметр b /17/, вариантность которого по правде ограничена /19с/, но способ выбора неизвестный.

Очередно рассмотрено модель системы запоминающего устройства в фазе записи /раздел 3/ и констатировано что заместительные схемы системы - идентичные в обоих фазах. Такое состояние является в некоторой степени неблагоприятное так как выше упомянутая идентичность заместительных схем отнимает у нас добавочное средство информации по требованиям на поведение генератора координаты z . Оценку границ предела изменчивости параметра этого генератора проведено на основе условий /Iв/ и /Iс/.

После преобразований получено зависимости /24/, разграничивающие пределы изменчивости трёх токовых параметров и трёх проводимостей.

Раздел 4 был посвящен вопросам рационального выбора параметра б. Рекомендованная процедура выбора заключена в /27/ и /28/.

Иллюстрацией использования результатов работы является поданный числовой пример. В окончании был проведён общий обзор работы и были подчеркнуты её истинные элементы.

INTERVALS OF PARAMETERS VARIABILITY OF GENERATORS DRIVING A FERRITE BLOCK OF INFORMATION CARRIER IN A COINCIDENT STORAGE

Summary

Admissible variability parameter interval boundaries have been determined for generators exciting a ferrite block of coincidence storage information block. These limits are presented in a form of functional dependence, with the information carrier block parameters being variables, with storage core parameters as variables in particular. Already known conditions of efficient coincidence storage operation /1/ are the starting point to determine the dependences.

These conditions and the accepted model of the storage circuit would permit to perform the reasoning providing the above mentioned dependences arrived at.

The following course of reasoning was accepted. First of all, an appropriately simplified model of a storage circuit built of word-line elements, and existing generator elements in the reading phase, was concerned. An equivalent schematic of such a circuit is presented in fig. 3. Then, the character of separate elements, in particular ferrite cores of word line, starting with equation /2/, and next /3/ were analyzed. The discussed characteristic of storage ferrite core - a switched core - presents a time dependent variable resistance. This characteristic being considered for a fixed time moment corresponding to maximum voltage is shown in fig. 4. It has been assumed that the system operation will be considered only in the linear part of this characteristic. This permitted to form an electric linear network shown in fig. 5. For this network Kirchhoff's first law equation /7/ was written, resulting from the confrontation of dependence /12/ that determines the current within the equivalent branch of word line, and the first condition of an efficient operation /1a/ the lower interval bound of the variability of source current j of the driving generator was obtained. The upper limit results directly from condition /1d/. Chapter two was concluded with dependences /19/ describing the interval boundaries of source currents j and output conductances g . However, the problem is still not fully solved, as a new auxiliary parameter δ /17/ appeared in these dependences. This parameter variability is limited /19c/, but the way of choosing is unknown.

In turn, a model of a storage circuit in writing phase was considered /chapter 3/. The identity of equivalent schematics of circuits in both phases was ascertained. Such a state is disadvantageous to a certain extent because the above mentioned identity of equivalent schemes dissipates additional information means concerning the demands to the behaviour of the generator of coordinate Z . The estimation of the variability interval limit of this generator parameters was carried out on the basis of conditions /16/ and /1c/. After transformations, dependences /24/ were obtained defining the variability intervals of 3 current parameters and three conductances as well.

Chapter 4 was devoted to problems of a reasonable choice of parameter δ . The recommended procedure of choice is presented in /27/

and /28/. Numerical examples included should serve as illustrations of the use of the paper results.

A general discussion of the paper, emphasizing its main elements is comprised in the end.

AUTORZY ARTYKUŁÓW ZAMIESZCZONYCH W ZESZYCIE 1 "PRAC IMM"

DOBÓR LINII PRZENIESIEN SUMATORÓW BINARNYCH
O JEDNAKOWEJ STRUKTURZE POZYCJI

Stanisław MAJERSKI dr hab. inż. Ukończył studia w 1951 r. na Wydziale Elektrycznym Politechniki Śląskiej w Gliwicach. W dziedzinie maszyn matematycznych pracuje od 1957 r. Stopień doktora uzyskał w r. 1961 w Instytucie Podstawowych Problemów Techniki PAN, a stopień doktora habilitowanego w r. 1969 na Wydziale Elektroniki Politechniki Warszawskiej. Obecnie pracuje w Instytucie Maszyn Matematycznych, jako samodzielny pracownik naukowy. Posiada szereg publikacji, głównie z zakresu automatycznej kontroli działania maszyn cyfrowych i z zakresu struktury logicznej szybkich układów cyfrowych.

Z BADAŃ NAD POLARYZACJĄ MAGNETYCZNĄ WARSTWY REJESTRUJĄCEJ
NA POWIERZCHNI WIRNIKA BĘBNA PAMIĘCI MAGNETYCZNEJ

Część I

Antoni KWIATKOWSKI dr. W 1958 r. ukończył Wydział Chemii na Uniwersytecie Warszawskim. Do roku 1959 pracował w laboratoriach chemicznych Resortu Służby Zdrowia, obecnie jest pracownikiem naukowym w Instytucie Maszyn Matematycznych na stanowisku kierownika pracowni. W 1966 r. na Wydziale Matematyki, Fizyki i Chemii Uniwersytetu im. A. Mickiewicza w Poznaniu uzyskał stopień doktora nauk chemicznych. Jest autorem kilkunastu prac naukowych z dziedziny wytwarzania i zastosowań proszkowych typu gamma tlenku żelazowego. Był dwukrotnie wyróżniony zespołową nagrodą Przewodniczącego KNiT za kierowanie pracami nad warstwami magnetycznymi dla pamięci bębnowych matematycznych maszyn cyfrowych.

Hanna KUŹNICKA mgr inż. Studia ukończyła w 1963 r. na Wydziale Łączności Politechniki Warszawskiej. W latach 1962-1966 pracowała w Centralnym Biurze Naukowo-Badawczym i Konstrukcyj-

nym Półprzewodników fabryki półprzewodników "TEWA". Od 1966 r. jest pracownikiem naukowo-badawczym w Instytucie Maszyn Matematycznych, gdzie pracuje nad problematyką miernictwa magnetycznego i doskonaleniem przez polaryzację magnetycznych warstw rejestrujących dla pamięci bębnowych matematycznych maszyn cyfrowych. Jest autorką dwóch publikacji naukowych.

Józefa KARASIŃSKA-KWIATKOWSKA dr. Ukończyła w 1955 r. Wydział Chemii Uniwersytetu Warszawskiego. W latach 1955-1959 pracowała w laboratoriach analizy chemicznej Resortu Służby Zdrowia. Od roku 1959 jest pracownikiem naukowym w Instytucie Maszyn Matematycznych. Uzyskała stopień doktora nauk chemicznych w roku 1967 na Wydziale Matematyki, Fizyki i Chemii Uniwersytetu A. Mickiewicza w Poznaniu. Jest autorką kilkunastu prac naukowych z dziedziny wytwarzania i badań magnetycznych warstw rejestrujących z gamma tlenkiem żelazowym oraz dwóch patentów. Za prace nad warstwami magnetycznymi dla kinetycznych pamięci matematycznych maszyn cyfrowych była dwukrotnie wyróżniona zespołową nagrodą Przewodniczącego KNiT.

PRZEDZIAŁY ZMIENNOŚCI PARAMETRÓW GENERATORÓW WZBUDZAJĄCYCH FERRYTOWY BLOK NOŚNIKA INFORMACJI W PAMIĘCI KOINCYDENCYJNEJ

Zdzisław WRZESZCZ mgr. inż. Studia ukończył na Wydziale Elektroniki Politechniki Warszawskiej. Od roku 1959 pracuje w Instytucie Maszyn Matematycznych zajmując się projektowaniem i badaniami układów techniki analogowej i cyfrowej. Od kilku lat pełni funkcję kierownika Zakładu Pamięci Wewnętrznych. Jest autorem szeregu opracowań i publikacji, poświęconych ww układom, a w szczególności zagadnieniom pamięci wewnętrznych maszyn cyfrowej.

WYKAZ TEMATYCZNY PRAC ZAWARTYCH W KWARTALNIKU ETO NOWOŚCI
WYDAWANYM PRZEZ BOITE IMM

Branżowy Ośrodek Informacji Technicznej i Ekonomicznej Instytutu Maszyn Matematycznych wydaje kwartalnik ETO NOWOŚCI zawierający prace przeglądowe, oparte na najnowszych źródłach z literatury zagranicznej. Autorami tych prac są specjaliści z zakresu projektowania, konstrukcji i oprogramowania EMC. Autorzy ci rekrutują się zarówno spośród pracowników IMM jak też pracowników innych ośrodków specjalistycznych.

Zamieszczane prace można ująć w następujące grupy tematyczne:

1. Konstrukcja, technologia i produkcja EMC,
2. Pamięci EMC,
3. Urządzenia wprowadzania i wyprowadzania informacji,
4. Programowanie,
5. Różne.

Poniżej podajemy wykaz opracowań opublikowanych w latach 1967-1969 oraz w I kwartale roku 1970:

1. KONSTRUKCJA, TECHNOLOGIA I PRODUKCJA EMC

DAŃDA Jerzy	Perspektywy techniki maszyn cyfrowych	1/67
ŚWIĄTKOWSKI Zbigniew	Uwagi w sprawie EMC opartej o nano-sekundową technikę krzemową	2/67
GROSZYŃSKI Jan RELUGA Jan	Maski fotograficzne dla nowych konstrukcji półprzewodnikowych	2/67
MIKA Mirosław	Elastyczne złącza międzywarstwowe dla obwodów drukowanych z laminatu dwustronnie foliowanego	3/67
EKNER Jerzy	O technologii montażu modułów i podsystemów mikroelektronicznych stosowanej w zakładach produkcyjnych International Computers A. Tabulatores Ltd	1/68
DAŃDA Jerzy FIETT Jerzy	Postępy automatyzacji wytwarzania maszyn cyfrowych	1,2,3/68

MIKA Mirosław	Zastosowanie półprzewodnikowych układów scalonych do konstrukcji EMC. Część I, II	2,3/68
EKNER Jerzy	O technologii łączenia przewodów z wyprowadzeniami kontaktów złącz przez zaciskanie	3/68
DUDEK Zbigniew	Organizacja i opis funkcjonalny specjalistycznej maszyny cyfrowej GEO-1	3/68
ZIEMKIEWICZ Andrzej	Systemy EMC z punktu widzenia szybkich pamięci	4/68
GŁOWACKI Bartłomiej	Współczesne systemy cyfrowe. Część I Część II	4/68 2/69
EKNER Jerzy	Połączenia owijane w maszynach cyfrowych	2/69
TURSKI Andrzej	Przegląd metod otrzymywania warstw epitaksjalnych krzemu	2/69
MIKA Mirosław	Lutowanie dwu- i wielowarstwowych płytek drukowanych	2/69
EKNER Jerzy	Głębokie płaskie kable	3-4/69
ZAGÓRNY Stanisław	Niektóre aspekty systemów zasilania EMC	3-4/69
ŚWIĄTKOWSKI Zbigniew	Pomiary funkcjonalne scalonych mikroukładów cyfrowych	3-4/69
WĘGORZEWSKI Wiesław	Możliwość zastosowania elementów GUNNA w maszynach matematycznych	1/70
EKNER Jerzy	Połączenia zaciskane za pomocą klipsów	1/70

2. PAMIĘCI EMC

SAWICKI Zygmunt	Zagadnienie stałego nośnika informacji perspektywicznych pamięci maszyn cyfrowych	2/67
NOWAK Eugeniusz SZMYD Józef	Pamięci zewnętrzne maszyn matematycznych	2/67
SAWICKI Zygmunt	Bloki nośnika informacji na drutach magnetycznych pamięci EMC	3/67
SIKORSKI Andrzej DAŃDA Jerzy	Badanie i kontrola ferrytowej pamięci operacyjnej	3/67

RYŻKO Jan	System 2.5 D na tle dotychczasowego rozwoju pamięci ferrytowych	3/67
PARVI Stefan	Główce wielośladowe z podparciem aerodynamicznym dla pamięci bębnowej o dużej pojemności	3/67
NOWAK Eugeniusz	Standaryzacja pamięci bębnowych w ramach RWPG	4/67
WRZESZCZ Zdzisław	O pewnej realizacji tranzystorowego układu nieliniowego	4/67
SAWICKI Zygmunt	Bloki nośnika informacji na płaskich warstwach magnetycznych	4/67
SAWICKI Zygmunt RYŻKO Jan	Podstawowe właściwości cienkich warstw magnetycznych stosowanych w pamięciach EMC	4/67
KWIATKOWSKI Antoni	Magnetyczne warstwy rejestrujące dla pamięci bębnowych: stan obecny i ich ulepszenie	4/67
SAWICKI Zygmunt	Pewne aspekty techniczno-ekonomiczne szybkich pamięci masowych	1/68
SAWICKI Zygmunt	Bloki nośnika informacji na elementach nadprzewodzących /kriotronach/	1/68
WRZESZCZ Zdzisław RYŻKO Jan DAŃDA Jerzy	Projekt standardu dotyczącego materiałów, rdzeni i ramek pamięci operacyjnych EMC	1/68
SAWICKI Zygmunt	Kryteria oceny i dynamiczne metody pomiarowe parametrów drutów magnetycznych	2/68
DAŃDA Jerzy WRZESZCZ Zdzisław	Hardware i software techniczno-funkcjonalnych systemów pamięciowych	2/68
KLAUZNICER Zofia	Analiza kosztów ferrytowych pamięci operacyjnych w systemach 2.5 D i 3 D	2/68
WERNER Tadeusz	Pamięć wirtualna maszyny cyfrowej i algorytmy zamiany	2/68
KWIATKOWSKI Antoni	Metaliczne warstwy magnetyczne wytwarzane w procesie chemicznego osadzania bezprądowego	4/68
KALINOWSKI Wacław ROTH Mirosław	Wybrane zagadnienia mechaniki pamięci dyskowych	4/68

RYŻKO Jan	Właściwości rdzeni stosowanych w nowoczesnych pamięciach ferrytowych	4/68
KULIKOWSKI Jacek SAWICKI Zygmunt RYŻKO Jan	Niestabilność czasowa niektórych właściwości cienkich cylindrycznych warstw magnetycznych	4/68
SAWICKI Zygmunt	Badanie płytów pamięci na drutach magnetycznych	4/68
NOWAK Eugeniusz SAWICKI Zygmunt	Pamięci optyczne	1/69
DAŃDA Jerzy	System do badania pamięci operacyjnych i stałych	1/69
SIKORSKI Andrzej	Pamięci stałe	1/69
RYŻKO Jan	Wpływ parametrów rdzeni na obszar pracy pamięci koincydencyjnej	1/69
KARASIŃSKA-KWIATKOWSKA Józefa KWIATKOWSKI Antoni	Ferromagnetyczny dwutlenek chromu /CrO ₂ / - nowy materiał magnetyczny do wytwarzania warstw rejestrujących	3-4/69
NOWAK Eugeniusz SAWICKI Zygmunt	Pamięci kriogeniczne	3-4/69
KLAUZNICER Zofia RYŻKO Jan	Wybrane układy wzmacniaczy odczytu pamięci ferrytowych	3-4/69
RYŻKO Jan	Elektroniczne pamięci na drutach magnetycznych	1/70

3. URZĄDZENIA WPROWADZANIA I WYPROWADZANIA INFORMACJI

EKNER Jerzy	Przegląd i analiza urządzeń mechanicznych czytników dokumentów	1/67
RAWSKI Ryszard	Polskie urządzenia we/wy EMC pracujące na taśmie dziurkowanej	2/67
EKNER Jerzy	Stan obecny i tendencje rozwojowe nowoczesnych klawiatur	4/67
JAGIELSKI Jerzy	Propozycja rozwiązania niektórych układów modułu drukarki wierszowej z mechanizmem ICT 666	1/68
PATRYN Ryszard	Rejestratory magnetyczne	3/68
PATRYN Ryszard	Koncepcja układu fonicznego wyjścia maszyny cyfrowej	2/69

RELUGA Jan	Optyczne przetworniki analogowo-cyfrowe /Zastosowanie w krajowych urządzeniach cyfrowych/	3-4/69
------------	---	--------

4. PROGRAMOWANIE

BOROWIEC Jan	Język PL/I: nowe cechy i elementy wyższych języków programowania	1/67
ŁACKA Maria ZORSKI Zbigniew	System JS /dla UMC-10/	3/68

5. RÓŻNE

KOJEMSKI Andrzej KOWALEWSKA Maria SINKIEWICZ Tadeusz	Międzynarodowa wystawa elektronicznych maszyn cyfrowych INCOMEX-66	1/67
RUDZKI Janusz ŚWIĄTKOWSKI Zbigniew	Przegląd podzespołów elektronicznych dla EMC III generacji	1/70

Cena zł. 60.—