3 1969

P. 2229/69

prace Instytutu Maszyn Matematycznych

rok XI

3 1969

prace
Instytutu
Maszyn
Matematycznych

Rok XI

Warszawa 1969

Copyright © 1969 - by Instytut Maszyn Matematycznych
Poland
Wszelkie prawa zastrzeżone

Komitet Redakcyjny

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

Sekretarz Redakcji: Romana NITKOWSKA

Adres Redakcji: Instytut Maszyn Matematycznych
Działowy Ośrodek INTE
Warszawa, ul. Krzywickiego 34, tel. 28-37-29

PW 132/71

SPIS TREŚCI ZESZYTU 3

СОДЕРЖАНИЕ

CONTENTS

1. Kowalewska M., Jozanis M.
Analiza przeników i transmisji sygnałów w okablowaniu urządzeń cyfrowych 5

Анализ наводок и передачи сигналов в кабельной сети цифровых устройств /Резюме/ 48

The analysis of cross-talk and signal transmission in digital device interconnections /Summary/ 49

2. Sawicki Z.
Pewna metoda analizy płatu pamięci na drutach magnetycznych 51

Метод анализа плата запоминающего устройства на цилиндрических магнитных плёнках /Резюме/ 102

A certain method of an analysis of a storage plane on plated wires /Summary /..... 103

3. Karasińska-Kwiatkowska J., Kwiatkowski A.
Z badań nad wytwarzaniem warstw magnetycznych ze zwiększoną zawartością γ-Fe_2O_3 105

Исследования по производству магнитных слоев с увеличенным содержанием γ-Fe_2O_3 /Резюме/... 118

Research on magnetic layers production with a bigger γ-Fe_2O_3 content /Summary/ 119

4. Groszyński J., Roth M., Wojciechowski J.
Urządzenie do wykonywania masek metodą fotograficzną 121

Устройство для производства масок фотографическим методом /Резюме/ 136

Appliances to manufacture masks by a photographic method /Summary/ 138

5. AUTORZY ARTYKUŁÓW ZAMIESZCZONYCH W ZESZYCIE 3 "PRAC IMM" 140

6. WYKAZ ARTYKUŁÓW OPUBLIKOWANYCH W 1969 r. W "PRACACH IMM" Nr 1-3 143

PRACE IMM
Zeszyt 3
© 1969.12

621.3.049.73.064.001.2
621.391.827 : 681.322

ANALIZA PRZENIKÓW I TRANSMISJI SYGNAŁÓW W OKABLOWANIU URZĄDZEŃ CYFROWYCH

Marian JOZANIS
Maria KOWALEWSKA

Pracę złożono 9.01.1969

Wprowadzono model jednorodnej, bezstratnej linii długiej sterowanej z rozłożonych wzdłuż linii generatorów napięciowych i prądowych, który wykorzystano do analizy stanów przejściowych /sygnały użyteczne i przeniki/ w okablowaniu urządzeń cyfrowych.

SPIS TREŚCI

str.

1. WSTĘP 6
2. JEDNORODNA BEZSTRATNA LINIA DŁUGA, STEROWANA Z ROZŁOŻONYCH GENERATORÓW NAPIĘCIOWYCH I PRĄDOWYCH 7
3. TRANSMISJA SYGNAŁÓW I PRZENIKI W JEDNOWYMIAROWYM I JEDNORODNYM OKABLOWANIU 13
4. PODSUMOWANIE 32
5. DODATEK 1. Rozwiązanie układu równań /2/ 34
6. DODATEK 2. Wyprowadzenie zależności pomocniczych 39
7. DODATEK 3. Obliczenia przebiegów czasowych napięcia na końcach linii aktywnej i pasywnej 41

Literatura 46
Резюме 48
Summary 49

1. WSTĘP

We współczesnych urządzeniach cyfrowych występują sygnały o czasach narastania i opadania rzędu kilku lub kilkunastu nanosekund. Ze względu na przeniki, odbicia i opóźnienia urasta do rangi problemu wpływ połączeń pomiędzy układami, z których urządzenie to ma być zbudowane.

Analityczne zależności, opisujące sygnały transmitowane i zakłócające, podaje się z reguły przy założeniach upraszczających [1], [3], [5], [6], których zakres stosowania w praktyce powinien być przyjmowany z pewną ostrożnością.

Uproszczenia te, związane z trudnościami napotykanymi przy rozwiązywaniu układu równań różniczkowych cząstkowych, opisujących schematy zastępcze linii długich odpowiadających danej konfiguracji przewodów okablowania, są tak formułowane, aby część równań można było rozwiązać niezależnie od pozostałych.

Autorzy artykułu stawiali sobie jako cel sformułowanie takich zależności analitycznych określających sygnały w okablowaniu urządzeń cyfrowych, które umożliwią:

- przejrzystą interpretację stanów przejściowych,
- analizę wpływu parametrów linii transmisyjnych, obciążeń oraz źródeł pobudzających na sygnały zakłócające i użyteczne,
- przybliżoną ocenę ilościową w przypadku, gdy założenia upraszczające spełnione są z wystarczającą dokładnością.

W odróżnieniu od powszechnie znanego i stosowanego modelu jednorodnej bezstratnej linii długiej sterowanej z generatorów skupionych, znajdujących się na ogół na końcu linii, wprowadzono do rozważań jednorodną bezstratną linię długą, sterowaną z rozłożonych wzdłuż linii /ze znaną gęstością/ generatorów napięciowych i prądowych. Wprowadzenie takiego modelu pozwala zdaniem autorów na uzyskanie zależności opisujących w sposób

bardziej ogólny i przejrzysty stany przejściowe w liniach długich.

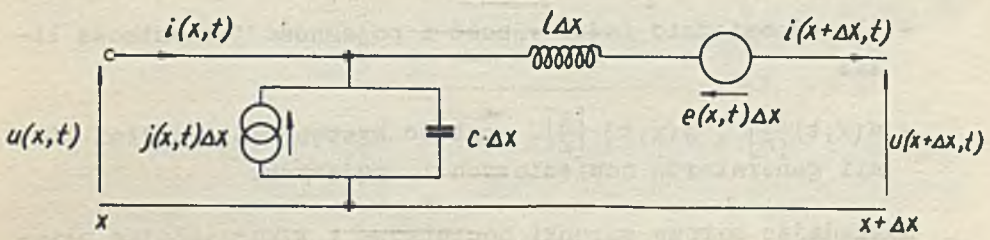
W szczególności, wprowadzony model linii długiej umożliwia bezpośrednie uwzględnienie niezerowych warunków początkowych, ponieważ można je uważać za specyficzny przypadek generatorów rozłożonych.

Dla jakościowej i ilościowej oceny sygnałów na końcach linii szczególną przydatność mogą mieć zależności określające sygnały na końcach linii dopasowanej i ich związek z sygnałami na końcach linii przy różnych od zera współczynnikach odbicia.

Wprowadzony model linii okazał się przydatny przy analizie przeników występujących w okablowaniu urządzenia cyfrowego, np. przy typowym lub najmniej korzystnym rozmieszczeniu przewodów. Model tej linii może być również przydatny przy analizie innych zbliżonych systemów, np. przy analizowaniu sygnałów w pamięciach operacyjnych na rdzeniach ferrytowych lub magnetycznych warstwach cienkich.

2. JEDNORODNA BEZSTRATNA LINIA DŁUGA, STEROWANA Z ROZŁOŻONYCH GENERATORÓW NAPIĘCIOWYCH I PRĄDOWYCH

Na rys. 1 pokazano schemat zastępczy odcinka rozpatrywanego modelu linii długiej o dostatecznie małej długości Δx.



Rys. 1. Schemat zastępczy rozpatrywanego modelu odcinka linii długiej o długości Δx

Schemat zastępczy pokazany na rys. 1 różni się od powszechnie stosowanego tym, że występują w nim źródła napięciowe $e(x, t) \cdot \Delta x$ i prądowe $j(x, t) \cdot \Delta x$.

Wprowadzenie generatorów rozłożonych jest dogodne przy analizowaniu zagadnień związanych z przenikami. Mianowicie, przy rozpatrywaniu przeników w okablowaniu, którego schemat zastępczy odpowiada dwóm równoległym liniom długim, sprzężonym pojemnością jednostkową C_s i indukcyjnością lm, generatorowi $e(x, t) \cdot \Delta x$ odpowiada wielkość $lm \cdot \frac{\partial i_a(x,t)}{\partial t} \cdot \Delta x$, a generatorowi $j(x,t) \cdot \Delta x$ wielkość $C_s \cdot \frac{\partial U_a(x,t)}{\partial t} \cdot \Delta x / i_a(x,t)$, $U_a(x,t)$ są odpowiednio prądem i napięciem w linii, będącej źródłem przeników.

W dalszych rozważaniach przyjmujemy, że dla funkcji $e(x,t)$, $j(x,t)$ istnieją transformaty Laplace'a.

Dla obwodu z rys. 1 można napisać układ równań Kirchoffa, który po przejściu od przyrostów skończonych Δx do nieskończenie małych przyjmuje postać:

$$-\frac{\partial u(x,t)}{\partial x} = l \cdot \frac{\partial i(x,t)}{\partial t} + e(x,t)$$

$$-\frac{\partial i(x,t)}{\partial x} = c \cdot \frac{\partial u(x,t)}{\partial t} - j(x,t) \qquad /1/$$

gdzie:

- l,c odpowiednio indukcyjność i pojemność jednostkowa linii
- $e(x,t) \left[\frac{V}{m}\right]$, $j(x,t) \left[\frac{A}{m}\right]$, gęstość występowania wzdłuż linii generatorów napięciowych i prądowych.

Zakładając zerowe warunki początkowe i wykorzystując przekształcenie Laplace'a względem zmiennej t, możemy, stosując oznaczenie ogólne typu:

$$F(x,p) = \int_0^\infty f(x,t) \cdot e^{-pt} dt$$

napisać układ równań /1/ w postaci:

$$-\frac{d\,U(x,p)}{dx} = p.l.I(x,p) + E(x,p),$$

$$-\frac{d\,I(x,p)}{dx} = p.c.U(x,p) - J(x,p), \qquad /2/$$

gdzie p, będąc zmienną w przekształceniu Laplace'a, jest parametrem dla tego układu równań.

Należy zauważyć, że założenie upraszczające, dotyczące zerowych warunków początkowych jest nieistotne. Niespełnienie tego założenia wywoła pojawienie się dodatkowych składników, które można uważać za część składową wielkości $E(x,p)$ i $J(x,p)$, co nie zmienia charakteru równań /2/.

Powyższy układ równań został rozwiązany w Dodatku 1 przy następujących warunkach brzegowych:

$$U(0,t) = -R_0 \cdot i(0,t),$$

$$U(L,t) = +R_L \cdot i(L,t), \qquad /3/$$

gdzie: $x = 0$ i $x = L$ - współrzędne końców linii o długości L,
R_0 - rezystancja obciążenia na końcu linii $x = 0$,
R_L - rezystancja obciążenia na końcu linii $x = L$.

Z otrzymanego w Dodatku 1 rozwiązania wynika, że przy obustronnym dopasowaniu linii, sygnały napięciowe na jej końcach są określone przez równania:

$$U_o(p) = U(o,p)\Big|_{r_o = r_L = 0} =$$

$$= \frac{1}{2}\int_o^L e^{-\frac{p}{\vartheta}\cdot z}\cdot\left[Z_o\cdot J(z,p) + E(z,p)\right]dz, \qquad /4/$$

$$U_L(p) = U(L,p)\Big|_{r_o = r_L = 0} =$$

$$= \frac{e^{-p\tau}}{2}\int_o^L e^{+\frac{p}{\vartheta}\cdot z}\cdot\left[Z_o\, J(z,p) - E(z,p)\right]dz, \qquad /5/$$

gdzie wprowadzono następujące oznaczenia:

L - długość linii,

$\vartheta = \frac{1}{\sqrt{lc}}$ - szybkość rozchodzenia się sygnału w linii,

$\tau = \frac{L}{\vartheta}$ - czas przejścia sygnału przez linię,

$Z_o = \sqrt{\frac{l}{c}}$ - impedancja falowa linii,

$r_o = \frac{R_o - Z_o}{R_o + Z_o}$ - współczynnik odbicia na końcu x = 0,

$r_L = \frac{R_L - Z_o}{R_L + Z_o}$ - współczynnik odbicia na końcu x = L.

Dla dowolnych wartości współczynników odbicia r_o i r_L sygnały napięciowe na końcach x = 0 i x = L linii są, jak to pokazano w Dodatku 1, określone przez równania:

$$U(o,p) = (1 + r_o)\cdot\frac{U_o(p) + r_L\cdot e^{-p\tau}\cdot U_L(p)}{1 - r_o\cdot r_L\cdot e^{-2p\tau}}, \qquad /6/$$

$$U(L,p) = (1 + r_L) \cdot \frac{U_L(p) + r_o \cdot e^{-p\tau} \cdot U_o(p)}{1 - r_o \cdot r_L \cdot e^{-2p\tau}} . \qquad /7/$$

Sygnały napięciowy i prądowy w dowolnym punkcie linii o współrzędnej x, dla dowolnych wartości współczynników odbicia r_o i r_L, są określone przez równanie /D1.12/ i /D1.13/ podane w dodatku D1.

Należy zauważyć, że w przypadku, gdy obciążenia na końcach linii nie są rezystancjami, równaniom /3/ odpowiada układ równań różniczkowych zwyczajnych. Na podstawie tych równań dla zerowych warunków początkowych można by wyznaczyć impedancje obciążeń, którym odpowiadałyby współczynniki odbicia $r_o(p)$ i $r_L(p)$. Równania /6/, /7/, /D1.12/ i /D1.13/, formalnie rzecz biorąc, byłyby nadal słuszne.

We wszystkich podanych wyżej zależnościach funkcje $e(x,t)$ i $j(x,t)$ /bądź ich transformaty/ można uważać za sumę skończonej ilości funkcji, tzn.

$$e(x,t) = \sum_i e_i\,(x,t),$$

$$j(x,t) = \sum_i j_i\,(x,t).$$

Ze względu na liniowy charakter zależności napięć i prądów od generatorów $e\,(x,t)$ i $j(x,t)$ wpływ składowych $e_i\,(x,t)$ oraz $j_i\,(x,t)$ można rozpatrywać niezależnie, uzyskując w ten sposób składniki zależne od poszczególnych generatorów.

Podane wyżej zależności traktowano jako rozwiązanie układu równań /1/ w dziedzinie (x,p) . Uzyskanie zależności w dziedzinie (x,t) w przypadku gdy obciążenia są rezystancjami nie powinno nastręczać większych niż zwykle trudności, ponieważ całkowanie przy poszukiwaniu funkcji pierwotnej na podstawie transformaty, może być wykonane przed, bądź po całkowaniu względem zmiennej x.

I tak, równanie w dziedzinie (x,t), określające napięcie na końcu o współrzędnej x = 0, przy obustronnym dopasowaniu linii można uzyskać z równania /4/ w następujący sposób:

$$u_o(t) = \alpha^{-1}\left[U_o(p)\right] = \alpha^{-1}\left\{\frac{1}{2}\cdot\int_0^L e^{-\frac{p}{\vartheta}x}\left[Z_o\cdot J(x,p) + E(x,p)\right]dx\right\} =$$

$$= \frac{1}{2}\cdot\int_0^L\left\{\alpha^{-1}\left[e^{-\frac{p}{\vartheta}x}\cdot Z_o\cdot J(x,p) + e^{-\frac{p}{\vartheta}x}\cdot E(x,p)\right]\right\}dx = \qquad /8/$$

$$= \frac{1}{2}\cdot\int_0^L\left[Z_o\cdot j(x,t-\frac{x}{\vartheta})\cdot 1(t-\frac{x}{\vartheta}) + e(x,t-\frac{x}{\vartheta})\cdot 1(t-\frac{x}{\vartheta})\right]dx.$$

Analogicznie, dla końca linii o współrzędnej x = L z równania /5/ uzyskuje się:

$$U_L(t) = \alpha^{-1}\left[U_L(p)\right] = \frac{1}{2}\cdot\int_0^L\left[Z_o\cdot j\left(x,t-\frac{L-x}{\vartheta}\right)\cdot 1\left(t-\frac{L-x}{\vartheta}\right) + \right.$$

$$\left. + e\left(x,t-\frac{L-x}{\vartheta}\right)\cdot 1\left(t-\frac{L-x}{\vartheta}\right)\right]dx. \qquad /9/$$

Wykorzystując wyrażenia /8/, /9/, oraz wyrażenia /6/ i /7/, w których rozwinięto mianownik w szereg potęgowy [2], [4] przy jednoczesnym wykorzystaniu twierdzenia o przesunięciu, można bezpośrednio określić napięcia na końcach linii w warunkach niedopasowania. Przykładowo, dla x = 0 uzyskujemy:

$$U(o,t) = (1 + r_o)\cdot\sum_{n=0}^{\infty}(r_o\cdot r_L)^n\cdot U_o(t-2n\tau)\cdot 1(t-2n\tau) +$$

$$+(1+r_o)\cdot r_L\sum_{n=0}^{\infty}(r_o\cdot r_L)^n\cdot U_L\left[t-(2n+1)\tau\right]\cdot 1\left[t-(2n+1)\tau\right].$$

W dalszej części artykułu, omówiony model linii zostanie wykorzystany przy przybliżonej analizie transmisji sygnałów i przeników w okablowaniu, którego schemat zastępczy może być opisany układem liniowych równań różniczkowych cząstkowych o stałych współczynnikach dla dwóch zmiennych /x,t/. Okablowanie tego rodzaju będzie dalej nazywane okablowaniem jednorodnym, jednowymiarowym.

3. TRANSMISJA SYGNAŁÓW I PRZENIKI W JEDNOWYMIAROWYM I JEDNORODNYM OKABLOWANIU

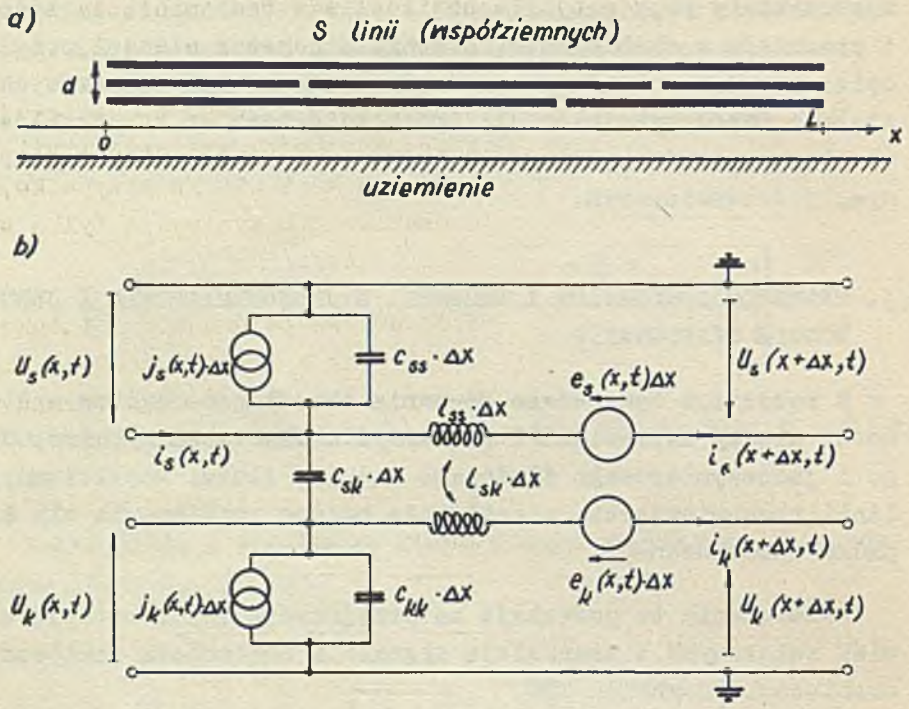
W rozdziale tym podano równania określające ogólne zależności między napięciami i prądami dla okablowania jednorodnego i jednowymiarowego złożonego z dużej ilości współziemnych linii transmisyjnych, a następnie podano rozwiązania dla przypadku uproszczonego.

Rozwiązania te pozwalają na przejrzystą interpretację zjawisk związanych z transmisją sygnału i obecnością zakłóceń w okablowaniu szybkich EMC.

3.1. Zależności ogólne

Zakładamy, że okablowanie złożone jest z S współziemnych linii transmisyjnych, którym przyporządkowane są obciążenia oraz źródła napięciowe i prądowe. Rozmieszczenie linii podano szkicowo na rys. 2a. Przyjmujemy, że wszystkie przewody rozważanego układu są równoległe do uziemienia i ułożone wzdłuż osi x, a wymiary poprzeczne rozważanego okablowania są dostatecznie małe w porównaniu z długością linii transmisyjnych /d « L/. Schemat zastępczy dostatecznie małego odcinka Δx, dwóch linii o numerach k i s przedstawiono na rys. 2b.

Dla linii o numerze k można napisać równania Kirchoff'a, w których uwzględnia się wpływ wszystkich linii zespołu /na rys. 2b pokazano tylko linię o numerze s/. Po przejściu granicznym od przyrostów skończonych Δx do nieskończenie małych, równania te mają postać:



Rys. 2. Jednowymiarowe okablowanie jednorodne złożone z S współziemnych linii transmisyjnych:

a/ rozmieszczenie przewodów nad uziemioną płytą,
b/ schemat zastępczy dostatecznie małego odcinka Δx dwóch linii o numerach k i s

$$-\frac{\partial U_k(x,t)}{\partial x} = e_k(x,t) + l_{kk}\cdot\frac{\partial i_k(x,t)}{\partial t} + \sum_{\substack{s=1\\ s\neq k}}^{s=S} l_{ks}\cdot\frac{\partial i_s(x,t)}{\partial t}, \qquad /10/$$

$$-\frac{\partial i_k(x,t)}{\partial x} = -j_k(x,t) + C_{kk}\cdot\frac{\partial U_k(x,t)}{\partial t} + \sum_{\substack{s=1\\ s\neq k}}^{s=S} C_{ks}\cdot\frac{\partial\left[U_k(x,t)-U_s(x,t)\right]}{\partial t}.$$

W równaniach /10/ użyto następujących oznaczeń /patrz rys. 2/:

$u_s(x,t)$, $i_s(x,t)$ - chwilowe wartości napięcia i prądu w linii o numerze $s = 1,2,\ldots S$,

c_{ks}, l_{ks} - jednostkowe pojemności sprzęgające i indukcyjności wzajemne linii o numerach k i s /w przypadku, gdy w okablowaniu występują tylko te dwie linie/,

c_{kk}, l_{kk} - jednostkowe pojemności i indukcyjności własne linii o numerze k /w przypadku, gdy w okablowaniu występuje tylko ta jedna linia/,

$e_k(x,t)$, $j_k(x,t)$ - jednostkowe generatory napięcia i prądu, pobudzające linię o numerze k.

Jeśli np. linia o numerze k pobudzana jest generatorem napięciowym $e_k(t,x)$ w punkcie x_o przyjmujemy:

$$e_k(x,t) = \delta(x - x_o)\, e_k(t), \qquad /11/$$

gdzie $\delta(x - x_o)$ oznacza przesuniętą funkcję δ Diraca.

3.2. Zależności uproszczone

Omówimy teraz wzajemne oddziaływania między liniami rozważanego modelu okablowania oraz wprowadzimy pewne założenia, które pozwolą na uproszczenie układu równań /10/.

3.2.1. Wzajemne oddziaływania między liniami okablowania

Celem omówienia wzajemnego oddziaływania między liniami rozważanego modelu okablowania wygodnie jest układ równań /10/ przepisać w postaci:

$$-\frac{\partial u_k(x,t)}{\partial x} = e_k(x,t) + \frac{\partial i_k(x,t)}{\partial t}\cdot\left(l_{kk} + \sum_{m=1}^{m=S_m} l_{km}\right) +$$

$$+ \sum_{m=1}^{m=S_m} l_{km}\cdot\frac{\partial\left[i_m(x,t) - i_k(x,t)\right]}{\partial t} + \sum_{n=1}^{n=S_n} l_{kn}\cdot\frac{\partial i_n(x,t)}{\partial t},$$

$$-\frac{\partial i_k(x,t)}{\partial x} = -j_k(x,t) + \frac{\partial U_k(x,t)}{\partial t}\cdot\left(C_{kk} + \sum_{n=1}^{n=S_n} C_{kn}\right) + \qquad /10a/$$

$$+ \sum_{m=1}^{m=S_m} C_{km}\cdot\frac{\partial\left[U_k(x,t) - U_m(x,t)\right]}{\partial t} - \sum_{n=1}^{n=S_n} C_{kn}\cdot\frac{\partial U_n(x,t)}{\partial t},$$

gdzie $S_n + S_m + 1 = S$, $k = 1,2,\ldots,S$.

Pierwsze z równań pozwala na analizę sprzężeń indukcyjnych między liniami okablowania, tzn.:

1/ Jeżeli w liniach o numerach k,m płyną prądy o zbliżonych wartościach, podobnie zmieniające się w czasie, wtedy można zaniedbać wyrażenie $\frac{\partial\left[i_m(x,t) - i_k(x,t)\right]}{\partial t}\cdot l_{km}$ w stosunku do $l_{km}\cdot\frac{\partial i_k(x,t)}{\partial t}$ w równaniu dla $\frac{\partial U_k(x,t)}{\partial x}$ oraz w stosunku do $l_{mk}\cdot\frac{\partial i_m(x,t)}{\partial t}$ w równaniu dla $\frac{\partial U_m(x,t)}{\partial x}$. Oznacza to, że w równaniu dla $\frac{\partial U_k}{\partial x}\left(\frac{\partial U_m}{\partial x}\right)$ nie wystąpi jawna zależność od prądu w linii m (k) ale ich wzajemny wpływ jest uwzględniany, ponieważ indukcyjność własną każdej z tych linii zwiększono o $l_{mk} = l_{km}$ /tzn. zastępcza indukcyjność własna jest odpowiednio większa od indukcyjności własnej/. W tym przypadku oddziaływanie linii k na linię m jest takie jak oddziaływanie linii m na linię k.

2/ Jeżeli dla linii o numerach k,n zmiany prądów w czasie różnią się znacznie, oddziaływanie linii k na linię n jest różne od oddziaływania linii n na linię k. Załóżmy, że

$\left|\frac{\partial i_k(x,t)}{\partial t}\right| \gg \left|\frac{\partial i_n(x,t)}{\partial t}\right|$. W tym przypadku oddziaływanie zmian prądu w linii n na sygnały w linii k można zaniedbać. W równaniu na $\frac{\partial U_k}{\partial x}$ nie wystąpi jawna zależność od $\frac{\partial i_n}{\partial t}$, natomiast w równaniu na $\frac{\partial U_n}{\partial x}$ wystąpi jawna zależność od $\frac{\partial i_k}{\partial t}$. W tym przypadku nie ma wpływu indukcyjności wzajemnej między liniami n i k, na zastępcze indukcyjności własne obu linii. Zarówno indukcyjność własna linii k jak i indukcyjność własna linii n nie zostają zwiększone o $l_{kn} = l_{nk}$.

Analogicznie można rozważyć sprzężenia pojemnościowe pomiędzy liniami okablowania, tzn.:

1/ Jeżeli w liniach o numerach k,m występują napięcia o zbliżonych wartościach podobnie zmieniające się w czasie, można zaniedbać wyrażenie $\frac{\partial[u_k(x,t)-u_m(x,t)]}{\partial t} \cdot c_{km}$ w stosunku do $c_{kk} \cdot \frac{\partial u_k(x,t)}{\partial t}$ w równaniu dla $\frac{\partial i_k}{\partial x}$ oraz w stosunku do $c_{mm} \cdot \frac{\partial u_m(x,t)}{\partial t}$ w równaniu dla $\frac{\partial i_m}{\partial x}$. Oznacza to, że w równaniach dla $\frac{\partial i_k}{\partial x}$ $\left(\frac{\partial i_m}{\partial x}\right)$ nie wystąpi jawna zależność od napięcia w linii m (k). Zastępcze pojemności własne tych linii są w tym przypadku równe pojemnościom własnym. Oddziaływanie linii k na linię m jest takie same jak oddziaływanie linii m na linię k.

2/ Jeżeli dla linii o numerach k,n zmiany napięcia w czasie różnią się znacznie, oddziaływanie linii k na linię n jest różne od oddziaływania linii n na linię k. Załóżmy na przykład, że $\left|\frac{\partial u_k(x,t)}{\partial t}\right| \gg \left|\frac{\partial u_n(x,t)}{\partial t}\right|$. W tym przypadku oddziaływanie zmian napięcia w linii n na sygnały w linii k można zaniedbać. W równaniu dla $\frac{\partial i_k}{\partial x}$ nie wystąpi jawna zależność od $\frac{\partial u_n}{\partial x}$, natomiast w równaniu dla $\frac{\partial i_n}{\partial x}$ wystąpi jawna zależność od $\frac{\partial u_k}{\partial x}$.

Pojemność sprzęgająca linie k i n wpływa jednakże na zastępcze pojemności własne obu linii. Zastępcze pojemności włas-

ne tych linii będą większe od pojemności własnej o wartość $c_{nk} = c_{kn}$.

Przeprowadzone wyżej rozważania sugerują możliwość uproszczenia układu równań /10a/. Wprowadzenie uproszczeń wymaga jednak wstępnego rozeznania, jakie sygnały występują w jakich liniach. Dalsze zainteresowanie ograniczymy do sytuacji, w której:

- zmiany napięć /prądów/ w pewnej ilości linii są porównywalne,
- zmiany napięć /prądów/ w pewnej ilości linii są dużo większe niż w pozostałej.

Stan taki jest typowy dla niektórych fragmentów okablowania bloków cyfrowych w EMC /np. przy równoległym przesyłaniu informacji, w pewnej ilości linii następuje zmiana poziomów, odpowiadająca zmianie informacji z "0" logicznego na "1" logiczną, a w pozostałych liniach nie ma tej zmiany/.

3.2.2. Definicje linii aktywnych i pasywnych

Do uściślenia dalszych rozważań, wprowadzimy pojęcia linii aktywnych i linii pasywnych.

Liniami aktywnymi będziemy nazywać takie linie, w których zmiany napięć i prądów są porównywalne i wielokrotnie większe od zmian napięć i prądów w liniach pozostałych.

Liniami pasywnymi będziemy nazywać takie linie, w których zmiany napięć i prądów są porównywalne i wielokrotnie mniejsze od zmian napięć i prądów w pozostałych liniach.

Formalne definicje linii aktywnych i pasywnych podane są niżej.

Załóżmy, że w okablowaniu zawierającym S linii można wyróżnić dwa zbiory linii, oznaczone przez M i N, przy czym li-

nia o numerze s = 1,2... S musi należeć, albo do zbioru M, albo do zbioru N. Przyjmijmy, że linie w zbiorze M są ponumerowane od 1 do M, a w zbiorze N od 1 do N. Niech m oznacza numer linii ze zbioru M, a n numer linii ze zbioru N.

Zbiór linii oznaczony przez M nazywamy z definicji zbiorem linii aktywnych, jeżeli dla każdej linii tego zbioru o numerze bieżącym k, są spełnione zależności:

$$\left|\frac{\partial i_k(x,t)}{\partial t} \cdot \sum_{m=1}^{m=M} l_{km}\right| \gg \left|\sum_{m=1}^{m=M} l_{km} \cdot \frac{\partial\left[i_m(x,t) - i_k(x,t)\right]}{\partial t}\right. +$$

$$+ \left|\sum_{n=1}^{n=N} l_{kn} \cdot \frac{\partial i_n(x,t)}{\partial t}\right| ,$$

$$\left|\frac{\partial U_k(x,t)}{\partial t} \cdot \left(C_{kk} + \sum_{n=1}^{n=N} C_{kn}\right)\right| \gg \left|\sum_{m=1}^{m=M} C_{km} \cdot \frac{\partial\left[U_k(x,t)-U_m(x,t)\right]}{\partial t}\right| +$$

$$+ \left|\sum_{n=1}^{n=N} C_{kn} \cdot \frac{\partial U_n(x,t)}{\partial t}\right| .$$

Zbiór linii oznaczony przez N nazywamy z definicji zbiorem linii pasywnych, jeżeli dla każdej linii tego zbioru o numerze bieżącym k, są spełnione zależności:

$$\left|\frac{\partial i_k(x,t)}{\partial t} \cdot \sum_{n=1}^{n=N} l_{kn}\right| \gg \left|\sum_{n=1}^{n=N} l_{kn} \cdot \frac{\partial\left[i_n(x,t) - i_k(x,t)\right]}{\partial t}\right| ,$$

$$\left|\frac{\partial U_k(x,t)}{\partial t} \left(C_{kk} + \sum_{m=1}^{m=M} C_{km}\right)\right| \gg \left|\sum_{n=1}^{n=N} C_{kn} \cdot \frac{\partial\left[U_k(x,t)-U_n(x,t)\right]}{\partial t}\right| .$$

W dalszych rozważaniach przyjmiemy, że okablowanie składa się z M linii aktywnych i N linii pasywnych, przy czym $M + N = S$.

3.2.3. Zależności dla linii aktywnych i pasywnych

Przyjmując podane wyżej założenia i związane z nimi określenia, możemy teraz na podstawie zależności /10a/ napisać uproszczone układy równań dla m-tej linii aktywnej i n-tej linii pasywnej.

Dla m-tej linii aktywnej równania mają postać:

$$- \frac{\partial u_{am}(x,t)}{\partial x} = l_m \cdot \frac{\partial i_{am}(x,t)}{\partial t} + e_m(x,t) ,$$

$$- \frac{\partial i_{am}(x,t)}{\partial x} = c_m \cdot \frac{\partial u_{am}(x,t)}{\partial t} - j_m(x,t) , \qquad /12/$$

gdzie:

$u_{am}(x,t)$; $i_{am}(x,t)$ - chwilowe wartości napięcia i prądu w m-tej linii aktywnej,

$l_m = \sum_{s=1}^{s=M} l_{ms}$ - zastępcza indukcyjność własna m-tej linii aktywnej równa indukcyjności własnej tej linii powiększonej o sumę indukcyjności wzajemnych z wszystkimi liniami aktywnymi,

$c_m = c_{mm} + \sum_{n=1}^{n=N} c_{mn}$ - zastępcza pojemność własna m-tej linii aktywnej równa pojemności własnej tej linii powiększonej o sumę pojemności sprzęgających ją z wszystkimi liniami pasywnymi,

$e_m(x,t)$; $j_m(x,t)$ - rozłożone generatory napięciowe i prądowe pobudzające m-tą linię aktywną.

Analogicznie dla n-tej linii pasywnej równania przyjmują postać:

$$-\frac{\partial U_{pn}(x,t)}{\partial x} = l_n \cdot \frac{\partial i_{pn}(x,t)}{\partial t} + e_{pn}(x,t)$$

/13/

$$-\frac{\partial i_{pn}(x,t)}{\partial x} = c_n \cdot \frac{\partial U_{pn}(x,t)}{\partial t} - j_{pn}(x,t)$$

gdzie:

$U_{pn}(x,t)$, $i_{pn}(x,t)$ - chwilowe wartości napięcia i prądu w n-tej linii pasywnej,

$l_n = \sum_{s=1}^{s=N} l_{ns}$ - zastępcza indukcyjność własna n-tej linii pasywnej równa indukcyjności własnej tej linii powiększonej o sumę indukcyjności wzajemnych z wszystkimi liniami pasywnymi,

$C_n = C_{nn} + \sum_{m=1}^{M} C_{nm}$ - zastępcza pojemność własna n-tej linii pasywnej równa pojemności własnej tej linii powiększonej o sumę pojemności sprzęgających ją z wszystkimi liniami aktywnymi,

$e_{pn}(x,t)$, $j_{pn}(x,t)$ - rozłożone generatory napięcia i prądu, pobudzające n-tą linię pasywną, określone przez wyrażenia:

$$e_{pn}(x,t) = e_n(x,t) + \sum_{m=1}^{m=M} l_{nm} \cdot \frac{\partial i_{am}(x,t)}{\partial t}$$

/14/

$$j_{pn}(x,t) = j_n(x,t) + \sum_{m=1}^{m=M} C_{nm} \cdot \frac{\partial U_{am}(x,t)}{\partial t}$$

Zastępcze indukcyjności /l_m, l_n/ i pojemności /c_m, c_n/ występujące w równaniach linii aktywnej /12/ i pasywnej /13/ są parametrami dynamicznymi, to znaczy zmieniają się w zależności od tego ile i jakich linii jest aktywnych /M/ bądź pasywnych /N/. Z tego względu wymienione równania zawierają w sobie informację o zmianach w warunkach propagacji sygnałów.

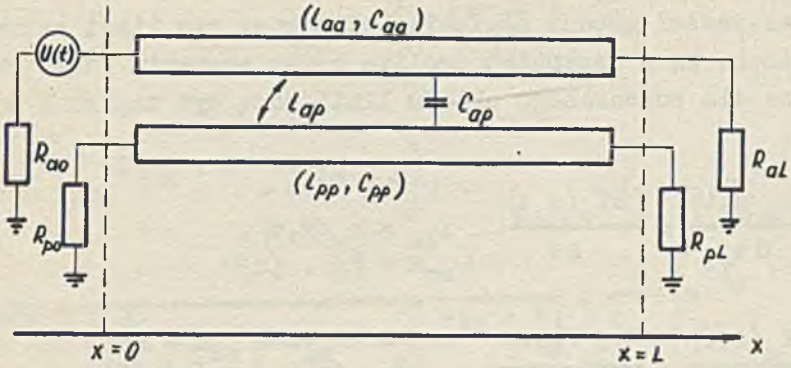
W równaniu linii aktywnej /12/ nie występują jawnie napięcia i prądy innych linii /zarówno aktywnych jak i pasywnych/. Dlatego znalezienie rozwiązania dla napięć i prądów w tej linii nie nastręcza kłopotów i może być uzyskane dowolną metodą /np. tak, jak zrobiono to dla jednej linii w p. 2/. Z kolei, mając sygnały w liniach aktywnych, można określić rozłożone generatory napięciowe i prądowe pobudzające linie pasywne /równania 14/, a następnie określić dowolną metodą /np. tak, jak zrobiono to dla jednej linii w p. 2/ sygnały w linii pasywnej.

Linie: aktywna i pasywna mogą mieć zupełnie różne zastępcze parametry przy ustalonych warunkach brzegowych. Dlatego istotnego znaczenia nabiera analiza transmisji sygnałów i przeników dla dwu równoległych względem siebie linii długich pracujących w warunkach niedopasowania.

Taka analiza będzie przeprowadzona w pkt. 3.3.

3.3. Analiza transmisji sygnałów i przeników dla dwu linii równoległych względem siebie i uziemienia

Rozpatrzmy przypadek dwu linii transmisyjnych sprzężonych elektromagnetycznie o jednakowej długości L, równoległych względem siebie i uziemienia, z których jedna jest linią pasywną, druga linią aktywną. Schemat zastępczy rozważanego układu podano na rys. 3.



Rys. 3. Schemat zastępczy rozważanego x = L układu linii

Przyjęto, że linia aktywna sterowana jest ze źródła napięciowego o znanej charakterystyce czasowej U(t) i oporności wewnętrznej R_{ao}, włączonego w chwili t = 0 na końcu x = 0. Założono również, iż znane są oporności obciążenia obu linii /R_{al}, R_{po}, R_{pL}/ oraz ich parametry: jednostkowe indukcyjności własne /l_{aa}, l_{pp}/, jednostkowe pojemności własne /C_{aa}, C_{pp}/ i jednostkowe parametry charakteryzujące sprzężenie elektromagnetyczne między liniami /C_{ap} i l_{ap}/.

Problemy związane z teoretycznym określaniem wartości parametrów charakteryzujących linie sprzężone elektromagnetycznie na podstawie ich wymiarów geometrycznych, nie wchodzą w zakres tego artykułu. Zagadnieniom tym poświęcony jest cały szereg publikacji. Przykładowo: określeniu współczynnika sprzężenia między dwoma płaskimi liniami poświęcone są publikacje [9] i [10].

W dalszej części artykułu zostaną sformułowane zależności określające napięcia i prądy w dowolnym punkcie linii aktywnej oraz napięcia i prądy na końcach x = 0 i x = L linii pasywnej. Przyjęto zerowe warunki początkowe.

3.3.1. Transmisja sygnałów w linii aktywnej

Zależności między napięciami i prądem dla linii aktywnej określone są w przypadku ogólnym przez równania /12/. Równania te dla rozważanego układu linii mogą być napisane w postaci:

$$-\frac{\partial u_a(x,t)}{\partial x} = \frac{\partial i_a(x,t)}{\partial t} \cdot l_{aa} + e_a(x,t),$$

$$-\frac{\partial i_a(x,t)}{\partial x} = \frac{\partial u_a(x,t)}{\partial t} \cdot \left[C_{aa} + C_{ap}\right] - j_a(x,t), \qquad /15/$$

gdzie:

$$j_a(x,t) = 0,$$

$$e_a(x,t) = U(t) \cdot \delta(x). \qquad /16/$$

Po zastosowaniu transformacji Laplace'a do obu stron równań /15/ przy oznaczeniach:

$$l_{aa} = l_a,$$

$$C_{aa} + C_{ap} = C_a, \qquad /17/$$

otrzymujemy:

$$-\frac{\partial U_a(x,p)}{\partial x} = p \cdot I_a(x,p) \cdot l_a + E_a(x,p),$$

$$-\frac{\partial I_a(x,p)}{\partial x} = p \cdot U_a(x,p) \cdot C_a. \qquad /18/$$

Z ogólnych zależności /D1.12/ i /D1.13/, dla bezstratnej linii sterowanej z rozłożonych generatorów napięciowych i prądowych otrzymano, po wykonaniu przekształceń, wyrażenia określające napięcie i prąd w dowolnym punkcie $(0 \leqslant x \leqslant L)$ linii aktywnej:

$$U_a(x,p) = \frac{U(p) \cdot (1 - r_{oa})}{2\left(1 - r_{os} \cdot r_{La} \cdot e^{-2 \cdot \gamma_a \cdot L}\right)} \cdot \left[e^{-\gamma_a \cdot x} + \gamma_{La} \cdot \right.$$

$$\left. \cdot e^{-2\gamma_a \cdot L} \cdot e^{\gamma_a \cdot x} \right], \qquad /19/$$

$$I_a(x,p) = \frac{U(p) \cdot (1 - r_{oa})}{2\left[1 - r_{oa} \cdot r_{La} \cdot e^{-2 \cdot \gamma_a \cdot L}\right]} \cdot \frac{1}{Z_{oa}} \left[e^{-\gamma_a \cdot x} + \right.$$

$$\left. - r_{La} \cdot e^{-2\gamma_a \cdot L} \cdot e^{\gamma_a \cdot x} \right].$$

W powyższym wyrażeniu zastosowano następujące oznaczenia:

$$Z_{oa} = \sqrt{\frac{l_a}{C_a}}, \qquad /20/$$

$$r_{oa} = \frac{R_{oa} - Z_{oa}}{R_{oa} + Z_{oa}}, \qquad /21/$$

$$r_{La} = \frac{R_{La} - Z_{oa}}{R_{La} + Z_{oa}}, \qquad /22/$$

$$v_a = \frac{1}{\sqrt{l_a \cdot C_a}} \qquad \gamma_a = \frac{p}{v_a}. \qquad /23/$$

gdzie:

$U(p)$ - transformata Laplace'a $u(t)$,

Z_{oa} - impedancja falowa linii aktywnej /w obecności linii pasywnej/,

r_{oa}, r_{La} - współczynniki odbicia na końcach x = 0 i x = L linii aktywnej,

v_a - szybkość rozchodzenia się sygnału wzdłuż linii aktywnej /w obecności linii pasywnej/.

Podstawiając do pierwszego z równań /19/ x = 0 i x = L otrzymano zależności określające napięcia na końcach linii aktywnej, tzn.:

$$U_a(o,p) = \frac{U(p)}{2} \cdot \left[1 - r_{oa} \cdot\right]\left[1 + r_{La} \cdot e^{-2\gamma_a \cdot L}\right] \cdot K_a(p), \qquad /24/$$

$$U_a(L,p) = \frac{U(p)}{2} \cdot \left[1 - r_{oa}\right] \cdot \left[1 + r_{La}\right] \cdot e^{-\gamma_a \cdot L} \cdot K_a(p),$$

gdzie:

$$K_a(p) = \frac{1}{1 - r_{oa} \cdot r_{La} \cdot e^{-2\gamma_a \cdot L}} \cdot \qquad /25/$$

Po wykonaniu odwrotnej transformacji Laplace'a, zależności /24/ mogą służyć do określenia kształtu napięcia na końcach linii aktywnej, jeżeli znane są parametry linii, obciążenia oraz oporność wewnętrzna i charakterystyka czasowa źródła pobudzającego linię.

3.3.2. Przeniki na końcach linii pasywnej

Zależności między napięciem i prądem dla linii pasywnej określane są przez ogólne zależności /13/ i /14/. Równania te dla rozważanego przypadku mogą być zapisane w postaci:

$$-\frac{\partial U_p(x,t)}{\partial x} = \frac{\partial i_p(x,t)}{\partial t} \cdot l_{pp} + e_{pp}(x,t),$$

$$-\frac{\partial i_p(x,t)}{\partial x} = \frac{\partial U_p(x,t)}{\partial t} \cdot \left[C_{pp} + C_{pa}\right] - j_{pp}(x,t) \qquad /26/$$

gdzie $e_{pp}(x,t)$ i $j_{pp}(x,t)$ rozłożone generatory napięciowe i prądowe określone przez zależności:

$$e_{pp}(x,t) = l_{ap} \frac{\partial i_a(x,t)}{\partial t}$$

$$j_{pp}(x,t) = C_{ap} \frac{\partial U_a(x,t)}{\partial t} . \qquad /27/$$

W rozważanym przypadku przedstawionym na rys. 3 w linii pasywnej występują wyłącznie źródła uzależnione od przebiegów napięcia i prądu w linii aktywnej. Składowe $e_p(x,t)$ i $j_p(x,t)$ /patrz zależność /14// są równe zeru.

Wprowadzając analogicznie jak w p. 3.3.1 oznaczenia:

$$l_{pp} = l_p,$$

$$C_{pp} + C_{pa} = C_p, \qquad /28/$$

oraz

$$l_{ap} = l_s,$$

$$C_{ap} = C_s,$$

i wykonując dla obu stron równań /26/ i /27/ transformacje Laplace'a otrzymujemy:

$$-\frac{\partial U_p(x,p)}{\partial x} = p \cdot I_p(x,p) \cdot l_p + E_{pp}(x,p),$$

$$-\frac{\partial I_p(x,p)}{\partial x} = p \cdot U_p(x,p) \cdot C_p - I_{pp}(x,p), \qquad /29/$$

oraz

$$E_{pp}(x,p) = p \cdot l_s \cdot I_a(x,p),$$

$$I_{pp}(x,p) = p \cdot C_s \cdot U_a(x,p). \qquad /30/$$

Porównując zależności /19/ oraz /30/ można stwierdzić, iż wartości generatorów napięciowych i prądowych w punkcie x linii pasywnej są odpowiednio uzależnione od wyrażeń określających napięcie i prąd w linii aktywnej.

Podstawiając /19/ do /30/, otrzymujemy:

$$E_{pp}(x,p) = \frac{p \cdot U_{(p)} \cdot l_s}{2Z_{oa}} \cdot (1 - r_{oa}) \cdot K_a(p) \cdot \left[e^{-\gamma_a \cdot x} + - r_{La} \cdot e^{-2\gamma_a \cdot L} \cdot e^{\gamma_a \cdot x}\right], \qquad /31/$$

$$L_{pp}(x,p) = \frac{p \cdot U_{(p)} \cdot C_s}{2} \cdot (1 - r_{oa}) \cdot K_a(p) \cdot \left[e^{-\gamma_a \cdot x} + - r_{La} \cdot e^{-2\gamma_a \cdot L} \cdot e^{\gamma_a \cdot x}\right].$$

Korzystając z zależności /4/ i /5/ oraz /31/ otrzymujemy wyrażenia określające napięcie na końcach dopasowanej linii pasywnej, tzn.:

$$U_{po}(p) = \Psi_a(p) \cdot \left[\theta_{ap} \cdot \left[1 - e^{-(\gamma_a + \gamma_p) \cdot L} \right] + \right.$$

$$\left. + \theta_{ap} \cdot r_{La} \cdot e^{-2\gamma_a \cdot L} \cdot \left[1 - e^{-(\gamma_p - \gamma_a) \cdot L} \right] \right]$$

$$U_{pL}(p) = -\Psi_a(p) \cdot e^{-\gamma_p \cdot L} \cdot \left[\tilde{\theta}_{ap} \cdot r_{La} \cdot e^{-2\gamma_a \cdot L} \cdot \right.$$

$$\left. \left[1 - e^{-(\gamma_p - \gamma_a) \cdot L} \right] - \theta_{ap} \cdot \left[1 - e^{(\gamma_p - \gamma_a) \cdot L} \right] \right] \qquad /32/$$

W wyrażeniu /32/ wprowadzono następujące oznaczenia:

$$\Psi_a(p) = \frac{U(p)}{4} \cdot (1 - r_{oa}) \cdot \frac{1}{\left[1 - r_{oa} \cdot r_{La} \cdot e^{-2\gamma_a \cdot L} \right]}, \qquad /33/$$

$$\theta_{ap} = \frac{\frac{l_s}{Z_{oa}} - C_s \cdot Z_{op}}{\frac{l_a}{Z_{oa}} - C_p \cdot Z_{op}} \; ; \quad \tilde{\theta}_{ap} = \frac{\frac{l_s}{Z_{oa}} + C_s \cdot Z_{op}}{\frac{l_a}{Z_{oa}} + C_p \cdot Z_{op}} \qquad /34/$$

$$Z_{op} = \sqrt{\frac{l_p}{C_p}} \qquad /35/$$

$$U_p = \frac{1}{\sqrt{l_p C_p}} \; ; \quad \gamma_p = \frac{p}{v_p} \qquad /36/$$

gdzie:

$\varphi_a(p)$ - wyrażenie charakteryzujące wpływ parametrów obwodu aktywnego,

θ_{ap}, $\bar{\theta}_{ap}$ - parametry charakteryzujące sprężenie elektromagnetyczne między liniami,

Z_{op} - oporność falowa linii pasywnej /w obecności linii aktywnej/,

v_p - szybkość rozchodzenia się sygnału wzdłuż linii pasywnej /w obecności linii aktywnej/.

W przypadku, gdy obie linie mają takie same parametry falowe /$Z_{oa} = Z_{op} = Z$; $\gamma_p = \gamma_a = \gamma$/ zależności, określające napięcia na końcach dopasowanej linii pasywnej, można zapisać w postaci:

$$U_{po}(p) = \varphi_a(p) \cdot \left[\frac{\bar{\theta}}{2} \cdot \left[1 - e^{-2\gamma \cdot L}\right]\gamma\theta L \cdot r_{La} \cdot e^{-2\gamma \cdot L}\right]$$

$$U_{pL}(p) = \varphi_a(p) \cdot e^{-\gamma L}\left[\frac{\bar{\theta} \cdot \gamma_{La}}{2}\left(1 - e^{-2\gamma L}\right) - \gamma\theta L\right]. \qquad /37/$$

W tym przypadku $\theta_{ap} = \theta$ i $\bar{\theta}_{ap} = \bar{\theta}$ i są określone przez wyrażenia:

$$\theta = \frac{l_s}{l} - \frac{C_s}{C},$$

$$\bar{\theta} = \frac{l_s}{l} + \frac{C_s}{C}, \qquad /38/$$

gdzie:

$l_p = l_s$ oznaczono jako l; $C_p = C_a$ przez C.

Zależności /37/ mogą być otrzymane z wyrażeń /32/. Sposób postępowania podano w Dodatku 2 p. 2.

Wyrażenia /32/ i /37/ dają możność przeanalizowania wpływu parametrów linii aktywnej, obciążenia, oporności wewnętrznej źródła oraz sprzężenia między liniami na przebiegi napięcia przeników na końcach dopasowanej linii pasywnej o znanych parametrach.

Napięcia przeników na końcach niedopasowanej linii pasywnej otrzymujemy korzystając z ogólnych wyrażeń /6/ i /7/ uzależniających napięcie na końcach linii niedopasowanej od napięcia na końcach linii dopasowanej.

Współczynniki odbicia dla rozważanego przypadku, przedstawionego na rys. 3, wynoszą:

$$r_{op} = \frac{R_{op} - Z_{op}}{R_{op} + Z_{op}} \quad \text{na końcu } x = 0,$$

$$r_{Lp} = \frac{R_{Lp} - Z_{op}}{R_{Lp} + Z_{op}} \quad \text{na końcu } x = L. \qquad /39/$$

Podstawiając do wyrażeń /6/ i /7/ wielkości:

$r_L = r_{Lp}$, $r_o = r_{op}$, oraz $U_o(p) = U_{po}(p)$, $U_L(p) = U_{pL}(p)$,

uzyskuje się wyrażenia określające napięcia przeników na końcach niedopasowanej linii pasywnej, tzn.:

$$U_p(0,p) = (1 + r_{op}) \cdot \frac{U_{po}(p) + r_{Lp} \cdot e^{-\gamma_p \cdot L} \cdot U_{pL}(p)}{1 - r_{op} \cdot r_{Lp} \cdot e^{-2\gamma_p \cdot L}},$$

$$U_L(L,p) = (1 + r_{Lp}) \cdot \frac{U_{pL}(p) + r_{op} \cdot e^{-\gamma_p \cdot L} \cdot U_{po}(p)}{1 - r_{op} \cdot r_{Lp} \cdot e^{-2\gamma_p \cdot L}}. \qquad /40/$$

Zależności /32/ i /40/ dają możliwość analizy jakościowej wpływu wszystkich parametrów rozważanego układu linii na przebieg napięcia przeników. Mogą one również mieć zastosowanie do oszacowania amplitud zakłóceń, dla niektórych konfiguracji przewodów w okablowaniach systemów cyfrowych.

Z ważniejszych przykładów bezpośredniego zastosowania tych zależności do praktycznych obliczeń należy wymienić przypadek równoległego przesyłania informacji między rejestrami różnych bloków cyfrowych przy użyciu wiązki przewodów. Najbardziej krytyczny przypadek występowania przeników, odpowiadający rozważanemu modelowi dwu linii o różnych parametrach, wystąpi wtedy, gdy tylko jeden z przewodów wiązki nie zostanie pobudzony. Przewód ten jest linią pasywną. Przewody pobudzone można, w przypadku zbliżonych przebiegów źródeł pobudzających oraz obciążeń, uważać za jedną zastępczą linię aktywną.

Przykład zastosowania zależności /24/; /25/ oraz /37/ i /40/ do obliczenia napięcia przeników podano w Dodatku 3.

4. PODSUMOWANIE

W artykule podano zależności umożliwiające przeanalizowanie warunków transmisji sygnałów użytecznych i przeników w okablowaniu, którego schemat zastępczy może być opisany odpowiednio uproszczonym układem liniowych równań różniczkowych dwóch zmiennych /x,t/ o stałych współczynnikach.

Analityczne rozwiązanie układu równań, bez wprowadzonych założeń upraszczających, chociaż możliwe, jest zbyt uciążliwe, a uzyskane wyniki byłyby prawdopodobnie nieczytelne. Zależności otrzymane przy założeniach upraszczających, wprowadzanych również w innych publikacjach omawiających ten temat [1], [3], [5], [6], mogą być uważane za pierwsze przybliżenie przy ocenie ilościowej sygnałów w liniach aktywnych i pasywnych. Odpowiednie proste przykłady obliczeń podano w Dodatku 3.

Dla ujednolicenia rozważań i zwiększenia przejrzystości uzyskanych zależności, szczególnie przydatny okazał się wprowadzony model jednorodnej bezstratnej linii długiej, sterowanej z rozłożonych generatorów napięciowych i prądowych. Wprowadzenie takiego modelu, ogólniejszego od powszechnie stosowanego, umożliwiło sformułowanie ogólnych zależności określających przeniki w linii zakłócanej /pasywnej/ dla dowolnych /i znanych/ sygnałów w linii zakłócającej /aktywnej/. Należy zauważyć, że dla dwóch linii na podstawie otrzymanego pierwszego przybliżenia, można uzyskać i następne, np. drugie. Mianowicie, mając określony sygnał w linii pasywnej, można obliczyć przenik od tego sygnału do linii aktywnej. Pełny sygnał w linii aktywnej będzie sumą sygnału z pierwszego przybliżenia /uzyskanego bez uwzględnienia przeniku z linii pasywnej/ i przeniku z linii pasywnej. Dla tak obliczonego pełnego sygnału w linii aktywnej, można by obliczyć przenik w linii pasywnej, itd.

Do zastosowań praktycznych interesujący wydaje się związek pomiędzy sygnałami na końcach linii przy braku dopasowania a sygnałami w warunkach dopasowania.

Wprowadzenie w ogólnej postaci generatorów $e(x,t)$ i $j(x,t)$ umożliwia rozpatrzenie przypadku granicznego, polegającego na tym, że określamy przeniki na końcach linii pasywnej, a pomijamy wpływ opóźnienia. Odpowiedni wynik uzyskamy z zależności ogólnych podanych w p. 2 przy założeniu, że $e(x,t)$ i $j(x,t)$ są niezależne od x, a wielkość $\left(p \cdot \frac{L}{v}\right)$ dąży do zera. Takiego przejścia granicznego nie można uzyskać z zależności podanych w [1], [3], [6], ponieważ zostały one otrzymane w wyniku bezpośredniego rozwiązania układu równań różniczkowych przy określonych warunkach brzegowych i początkowych.

Na zakończenie autorzy pragną serdecznie podziękować mgr inż. Wojciechowi Kuberze za opracowanie i uruchomienie programów na EMC /pozwalających na obliczanie sygnałów na końcach linii/ oraz mgr inż. Zbigniewowi Świątkowskiemu i

mgr inż. Bohdanowi Wojtowiczowi za pomoc i zachętę do kontynuowania prac nad problematyką transmisji sygnałów w okablowaniu szybkich urządzeń cyfrowych.

5. DODATEK 1. ROZWIĄZANIE UKŁADU RÓWNAŃ /2/

Rozwiązanie układu równań /2/, który dla wygody przepiszemy:

$$-\frac{dU(x,p)}{dx} = pl \cdot I(x,p) + E(x,p),$$

$$-\frac{dI(x,p)}{dx} = pCU(x,p) - J(x,p) \qquad /D1.1/$$

można napisać w postaci*):

$$U(x,p) = A \cdot e^{-p\frac{x}{v}} + B \cdot e^{+p\frac{x}{v}} - Z_o \int_0^x sh\,\frac{p}{v}(x-z) \cdot \left[J(z,p) + \frac{1}{pl}\frac{dE(z,p)}{dz}\right] dz \qquad /D1.2/$$

---

* Układ równań /D1.1/ po zróżniczkowaniu i podstawieniu sprowadza się do równania typu:

$$y'' - a^2 y = f(x)$$

które ma rozwiązanie ogólne w postaci [4]:

$$y = A \cdot e^{-ax} + B \cdot e^{+ax} + \frac{1}{a}\int_0^x sh\left[a(x-z)\right] \cdot f(z)\,dz.$$

$$Z_o \cdot I(x,p) = A \cdot e^{-p\frac{x}{v}} - B \cdot e^{+p\frac{x}{v}} - \frac{E(x,p)}{p} \cdot v + Z_o \cdot \int_0^x ch\frac{p}{v}(x - z) \cdot$$

$$\cdot \left[J(z,p) + \frac{1}{pl} \frac{\partial E(z,p)}{\partial z} \right] dz \qquad /D1.3/$$

gdzie:

$$Z_o = \sqrt{\frac{1}{C}},$$

$$v = \frac{1}{\sqrt{lC}}.$$

Współczynniki A i B występujące w równaniach /D1.2/ i /D1.3/ zostaną wyznaczone na podstawie warunków brzegowych.

Przyjmując, że na końcach linii x = 0 i x = L włączone są odpowiednio oporności rzeczywiste, liniowe:

$$R_o = \frac{1 + r_o}{1 - r_o} \cdot Z_o,$$

$$R_L = \frac{1 + r_L}{1 - r_L} \cdot Z_o, \qquad /D1.4/$$

gdzie przez r_o, r_L oznaczono współczynniki odbicia, mamy:

$$U(o,t) = - R_o \cdot i(o,t);$$
$$U(L,t) = R_L \cdot i(L,t) \qquad /D1.5/$$

Po zastosowaniu transformaty Laplace'a do układu równań /D1.5/ i wykorzystaniu równań /D1.4/, otrzymujemy:

$$\frac{U(o,p)}{I(o,p)} = \frac{1 + r_o}{1 - r_o} \cdot Z_o, \qquad /D1.6/$$

$$\frac{U(L,p)}{I(L,p)} = \frac{1 + r_L}{1 - r_L} \cdot Z_o.$$

Wstawiając do równań /D1.6/ wielkości $U(x,p)$ i $I(x,p)$ wyznaczone z równań /D1.2/ i /D1.3/ przy $x = 0$ i $x = L$, mamy:

$$\frac{A + B}{A - B - \frac{E(o,p)}{\gamma}} = - \frac{1 + r_o}{1 - r_o}; \qquad /D1.7/$$

$$\frac{A \cdot e^{-p\tau} + B \cdot e^{+p\tau} - Z_o \int_0^x \left\{ \left[J(z,p) + \frac{1}{pl} \cdot \frac{\partial E(z,p)}{\partial z} \right] \cdot sh\gamma(L - z) \right\} dz}{A \cdot e^{-p\tau} - B \cdot e^{p\tau} - \frac{E(L,p)}{\gamma} + Z_o \cdot \int_0^L \left\{ \left[J(z,p) + \frac{1}{pl} \cdot \frac{\partial E(z,p)}{\partial z} \right] \cdot ch\gamma(L - z) \right\} dz} =$$

$$= \frac{1 + r_L}{1 - r_L};$$

gdzie:

$$\gamma = \frac{p}{v}, \qquad \tau = \frac{L}{v}.$$

Rozwiązując równania /D1.7/ względem A i B otrzymujemy:

$$A = \frac{E(o,p)}{2\frac{p}{v}} + r_o \cdot \frac{U_o(p) + r_L \cdot e^{-p\tau} \cdot U_L(p)}{1 - r_o \cdot r_L \cdot e^{-2p\tau}}, \qquad /D1.8/$$

$$B = \frac{E(o,p)}{2\,\frac{p}{\vartheta}} + \frac{U_o\,(p) + r_L \cdot e^{-p\tau} \cdot U_L(p)}{1 - r_o \cdot r_L \cdot e^{-2p\tau}}\,, \qquad /D1.9/$$

gdzie wprowadzono następujące oznaczenia:

$$U_o(p) = \frac{1}{2} \cdot \int_0^L \left[e^{-\frac{p}{\vartheta} z} \cdot \left[Z_o \cdot J(z,p) + E(z,p) \right] \right] dz\,, \qquad /D1.10/$$

$$U_L(p) = \frac{e^{-p\tau}}{2} \cdot \int_0^L \left[e^{\frac{p}{\vartheta} z} \cdot \left[Z_o \cdot J\,(z,p) - E(z,p) \right] \right] dz\,. \qquad /D1.11/$$

Wstawiając do równań /D1.2/ i /D1.3/ określone przez równania /D1.8/ i /D1.9/ współczynniki A i B otrzymujemy:

$$U(x,p) = \frac{U_o(p) + r_L \cdot e^{-p\tau} \cdot U_L(p)}{\left(1 - r_o \cdot r_L \cdot e^{-2p\tau}\right)} \cdot \left(e^{p\frac{x}{\vartheta}} + r_o \cdot e^{-p\frac{x}{\vartheta}} \right) +$$

$$+ \frac{e^{-\frac{px}{\vartheta}}}{2} \cdot \int_o^x \left\{ \left[Z_o \cdot J(z,p) - E(z,p) \right] \cdot e^{p\frac{z}{\vartheta}} \right\} dz - \frac{e^{p\frac{x}{\vartheta}}}{2} \cdot \int_o^x \left\{ \left[Z_o \cdot J(z,p) + \right.\right.$$

$$\left.\left. + E\,(z,p) \right] \cdot e^{p\frac{z}{\vartheta}} \right\} dz, \qquad /D1.12/$$

$$Z_o \cdot I(x,p) = \frac{U_o(p) + r_L \cdot e^{-p\tau} \cdot U_L(p)}{\left(1 - r_o \cdot r_L \cdot e^{-2p}\right)} \cdot \left(r_o \cdot e^{-\frac{p}{\vartheta} x} - e^{\frac{p}{\vartheta} x} \right) +$$

$$+ \frac{e^{-\frac{p}{\vartheta}x}}{2} \int_0^x \left\{ \left[Z_o \cdot J(z,p) - E(z,p) \right] \cdot e^{\frac{p}{\vartheta} \cdot z} \right\} dz + \qquad /D1.13/$$

$$+ \frac{e^{\frac{p}{\vartheta}x}}{2} \cdot \int_0^x \left\{ \left[Z_o \cdot J(z,p) + E(z,p) \right] \cdot e^{-\frac{p}{\vartheta} z} \right\} dz .$$

Równania określające sygnały napięciowe i prądowe na końcach x = 0 i x = L linii długiej, przy odbiciach określonych przez współczynniki r_o i r_L, przyjmują postać:

$$U(o,p) = (1 + r_o) \cdot \frac{U_o\, p + r_L \cdot e^{-p\tau} \cdot U_L(p)}{1 - r_o \cdot r_L \cdot e^{-2p\tau}} , \qquad /D1.14/$$

$$U(L,p) = (1 + r_L) \cdot \frac{U_L\, p + r_o \cdot e^{-p\tau} \cdot U_o(p)}{1 - r_o \cdot r_L \cdot e^{-2p\tau}} , \qquad /D1.15/$$

$$Z_o \cdot I(o,p) = -(1 - r_o) \cdot \frac{U_o(p) + r_L \cdot e^{-p\tau} \cdot U_L(p)}{1 - r_o \cdot r_L \cdot e^{-2p\tau}} , \qquad /D1.16/$$

$$Z_o \cdot I(L,p) = (1 - r_L) \cdot \frac{U_L(p) + r_o \cdot e^{-p\tau} \cdot U_o(p)}{1 - r_o \cdot r_L \cdot e^{-2p\tau}} . \qquad /D1.17/$$

6. DODATEK 2. WPROWADZENIE ZALEŻNOŚCI POMOCNICZYCH

p. 1 ad /32/

Wyrażenia /31/ mogą być zapisane w postaci

$$E_{pp}(x,p) = \frac{2\Psi_a(p)\cdot p}{Z_{oa}}\cdot\left[e^{-\gamma_a\cdot x} - r_{La}\cdot e^{-2\gamma_a\cdot L}\cdot e^{\gamma_a\cdot x}\right]\cdot l_s, \qquad /D2.1/$$

$$J_{pp}(x,p) = 2\Psi_a(p)\cdot p\cdot\left[e^{-\gamma_a\cdot x} + r_{La}\cdot e^{-2\gamma_a\cdot L}\cdot e^{\gamma_a\cdot x}\right]\cdot C_s, \qquad /D2.2/$$

$$\Psi_a(p) = \frac{U(p)}{4}\cdot\left[1 - r_{oa}\right]\cdot\frac{1}{1 - r_{oa}\cdot r_{La}\cdot e^{-2\gamma_a L}}. \qquad /D2.3/$$

Podstawiając wyrażenia D2.1 oraz D2.2 do zależności /4/ i /5/ otrzymujemy:

$$U_{po}(p) = \Psi_a(p)\cdot p\int_0^L\left\{e^{-\gamma_p\cdot x}\left[Z_{op}\cdot C_s\left[e^{-\gamma_a\cdot x} + r_{La}\cdot e^{-2\gamma_a\cdot L}\cdot e^{\gamma_a\cdot x}\right] + \frac{l_s}{Z_{oa}}\cdot\left[e^{-\gamma_a\cdot x} - r_{La}\cdot e^{-2\gamma_a\cdot L}\cdot e^{\gamma_a x}\right]\right]\right\}dx \qquad /D2.4/$$

$$U_{pL}(p) = \Psi_a(p)\cdot e^{-\gamma_p\cdot L}\cdot p\int_0^L\left\{e^{\gamma_p\cdot x}\cdot\left[Z_{op}\cdot C_s\cdot\left[e^{-\gamma_a\cdot x} + r_{La}\cdot e^{-2\gamma_a\cdot L}\cdot e^{\gamma_a\cdot x}\right] - \frac{l_s}{Z_{oa}}\cdot\left[e^{-\gamma_a\cdot x} - r_{La}\cdot e^{-2\gamma_a\cdot L}\cdot e^{\gamma_a\cdot x}\right]\right]\right\}dx.$$

Po wykonaniu całkowania i kilku prostych przekształceń otrzymuje się wyrażenia /32/.

p. 2 ad /37/

Wyrażenia /37/ otrzymuje się z równań /32/ przechodząc do granicy z wielkościami: $\gamma_p \to \gamma_a$, $2a \to 2p$. Ponieważ w równaniach /32/ tylko wyrażenie $\left[\Theta_{ap} \cdot \left(1 - e^{\pm(\gamma_p - \gamma_a)L}\right)\right]$ zależy od różnicy parametrów falowych wystarczy określić jego granicę, tzn.:

$$\lim_{\substack{\gamma_a \to \gamma_p = \gamma \\ Z_{oa} \to Z_{op} = Z_o}} \Theta_{ap} \left[1 - e^{\pm(\gamma_p - \gamma_a) L}\right]. \qquad /D2.5/$$

Parametr Θ_{ap} może być wyrażony przez zależność

$$\Theta_{ap} = \frac{\left(\frac{1_s}{Z_{oa}} - C_s Z_{op}\right) p}{\gamma_a - \gamma_p} \qquad /D2.6/$$

Podstawiając /D2.6/ do /D2.5/ i przechodząc do granicy otrzymujemy:

$$\lim_{\substack{\gamma_a \to \gamma_p \to \gamma \\ Z_{oa} \to Z_{op} \to Z_o}} \left[\frac{p\left(\frac{1_s}{Z_{oa}} - C_s Z_{op}\right)}{\gamma_a - \gamma_p} \cdot \left[1 - e^{\pm(\gamma_p - \gamma_a) L}\right]\right]$$

$$= \pm L \cdot \gamma \cdot \Theta \qquad /D2.7/$$

7. DODATEK 3. OBLICZENIA PRZEBIEGÓW CZASOWYCH NAPIĘCIA NA KOŃCACH LINII AKTYWNEJ I PASYWNEJ

Opierając się na zależnościach /24/, /25/ oraz /37/ i /40/ opracowany został program na EMC, pozwalający na wyznaczenie przebiegów czasowych na końcach linii aktywnej i pasywnej w przypadku, gdy znane są parametry linii, obciążenia na końcach linii oraz czas zbocza napięcia źródła pobudzającego linię aktywną i jego oporność wewnętrzna. Program napisany został w języku ALGOL.

Danymi wejściowymi dla programu są:

- oporność falowa Z_o [ZO]*
- współczynniki charakteryzujące sprzężenie elektromagnetyczne między liniami

  θ [THETAP]
- względny czas zbocza napięcia źródła pobudzającego linię aktywną

  $\frac{t_r}{\tau}$ [TZ]

  gdzie t_r - oznacza czas zbocza napięcia źródła pobudzającego linię aktywną,

  τ - czas przejścia sygnału przez linie,
- oporność wewnętrzna źródła pobudzającego linię aktywną

  R_{ao} [RAO],
- oporność obciążenia na końcu x = L linii aktywnej

  R_{aL} [RAL],
- oporność obciążenia na końcu x = 0 linii pasywnej

  R_{po} [RBO],

---

* W nawiasach podano oznaczenia użyte w programie i na wykresie /uzyskanym z EMC/ podanym na rys. D3.1

- oporność obciążenia na końcu x = L linii pasywnej

R_{pL} [RBL]

W wyniku obliczeń otrzymuje się w formie tabulogramów lub wykresów przebiegi czasowe napięcia na końcach x = 0 i x = L linii aktywnej i pasywnej: $U_a(o,t)$ [UAO]; $U_a(L,t)$ [UAL]; $U_p(o,t)$ [UPOB]; $U_p(L,t)$ [UPLS].

Opracowanie takiego programu pozwala wykorzystać EMC do analizy wpływu różnych czynników na przebiegi czasowe napięcia na końcach linii aktywnych i pasywnych okablowania. Poniżej podano dwa przykłady wykorzystania programu.

Przykład 1

Na rys. D3.1 podano wykresy przebiegów czasowych napięcia na końcach x = 0 i x = L linii aktywnej i pasywnej. Przebiegi czasowe podane są w postaci zredukowanej. Wartości chwilowe napięcia na obu liniach odniesiono do wartości napięcia na linii aktywnej w stanie ustalonym, a czas do czasu przejścia sygnału przez linię. Obliczenia zostały przeprowadzone dla następujących danych* :

$Z_o = 52\,\Omega$	$R_{aO} = 15\,\Omega$
$\theta = 0$	$R_{aL} = 400\,\Omega$
$\bar{\theta} = 0{,}25$	$R_{pO} = 130\,\Omega$
$\frac{t_r}{\tau} = 0{,}6$	$R_{pL} = \infty$

Powyższe dane dobrane zostały w taki sposób, aby na wykresie można było wyraźnie zaznaczyć parametry przebiegów okablowania systemów cyfrowych, szczególnie interesujące projektanta, takie jak: amplituda drugiej oscylacji i wartość szczytowa napięcia przeników. Wartości te dla zaprojektowanego prawidłowo okablowania nie powinny przekraczać progów przeciwzakłóceniowych układów logicznych.

---

* Takie wartości parametrów linii i obciążeń mogą wystąpić w bloku cyfrowym złożonym z układów logicznych TTL.

Przykład 2

Na rys. D3.2 podano obliczone wartości szczytowe napięcia przeników w zależności od stosunku czasu zbocza napięcia źródła pobudzającego linię aktywną do czasu przejścia sygnałów przez linie $\left(\frac{t_r}{\tau}\right)$. Wykonanie takich obliczeń pozwala na oszacowanie dopuszczalnych długości przewodów w przypadku, gdy znane są czasy przełączania elementów logicznych oraz ich progi przeciwzakłóceniowe. Obliczenia przeprowadzono dla dwu przewodów /aktywnego i pasywnego/ biegnących nad uziemioną płytą /patrz rys. D3.2/. Obciążenia na końcach linii oraz oporność wewnętrzna źródła pobudzającego linię aktywną wynosiły* :

$$R_{aO} = 15\,\Omega,$$
$$R_{aL} = 4000\,\Omega,$$
$$R_{pO} = 130\,\Omega,$$
$$R_{pL} = \infty .$$

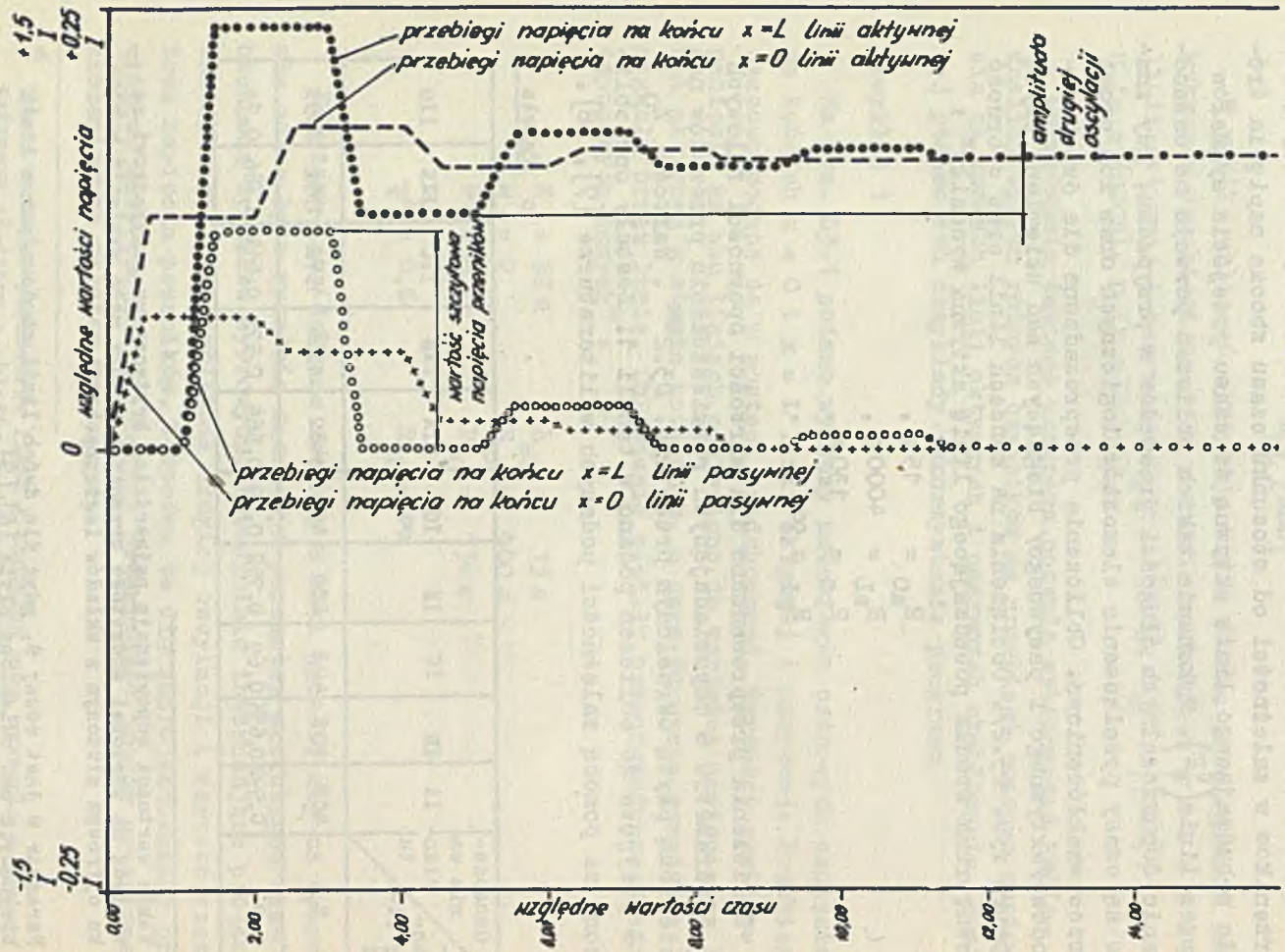
Obliczenia przeprowadzono dla wartości oporności falowych Z_o i parametru θ odpowiadających rozmieszczeniu przewodów nad uziemioną płytą określonym przez rys. D3.2** . Wartości Z_O i θ przyjęte do obliczeń podano w tabeli 1. Zostały one obliczone za pomocą zależności podanych w literaturze [7], [8].

Tabela 1

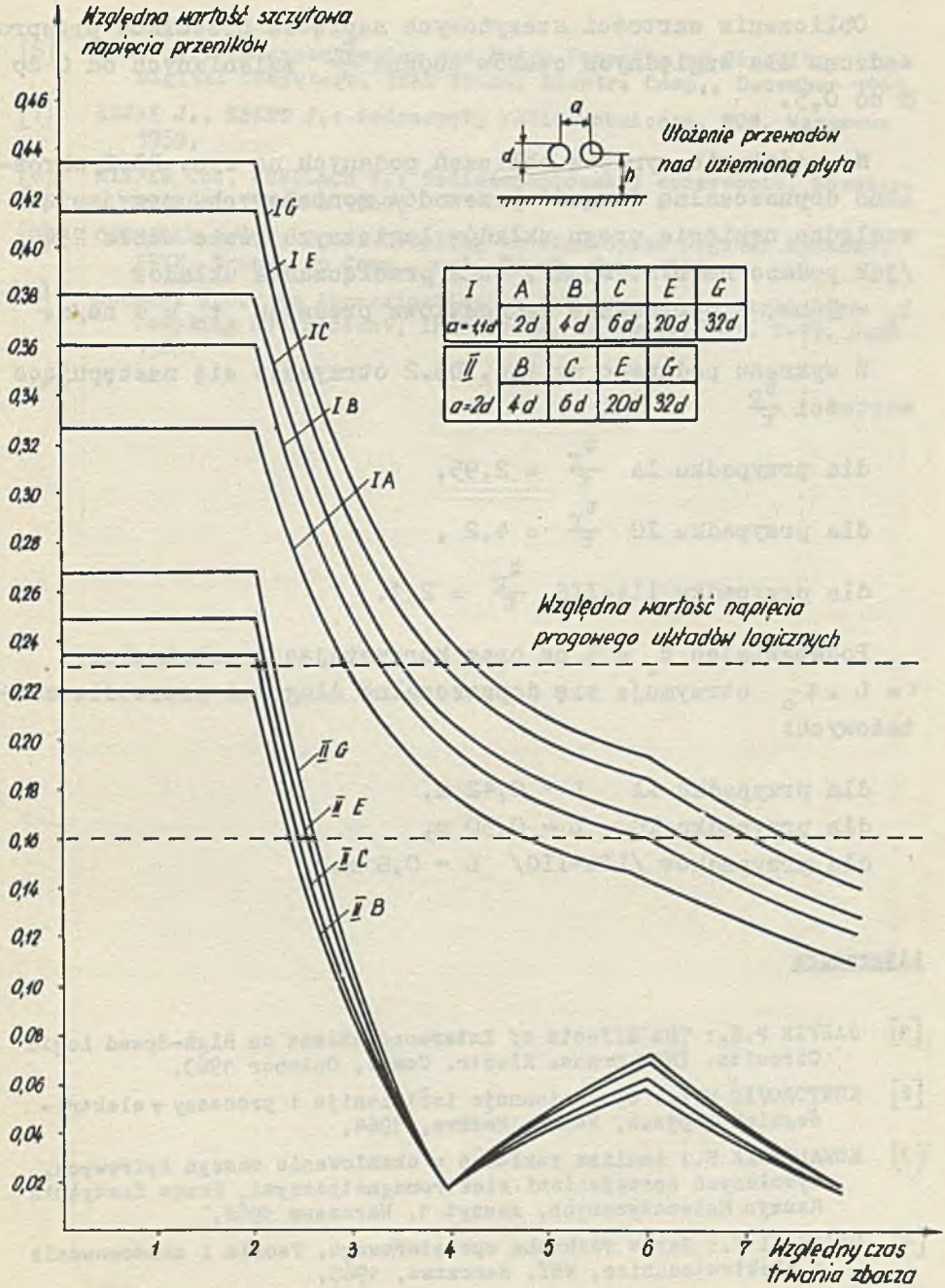
Parametry linii \ Oznaczenie wariantu	IA	IB	IC	IE	IG	IIA	IIB	IIC	IIE	IIG
Z_o	40Ω	40Ω	40Ω	40Ω	40Ω	148Ω	155Ω	157Ω	159Ω	159Ω
θ	0,592	0,655	0,69	0,752	0,79	0,564	0,575	0,614	0,686	0,71

* Takie wartości odpowiadają najbardziej krytycznemu przypadkowi ze względu na wartości szczytowe przeników, który może wystąpić w bloku cyfrowym złożonym z układów logicznych TTL

** Parametr θ jest równy θ, gdyż dla dwóch linii zbudowanych z linii biegnących nad uziemioną płytą [8] [9]



Rys. D3.1. Przebiegi czasowe napięcia na końcach linii aktywnej i pasywnej otrzymane z obliczeń na EMC



Rys. D3.2. Względna wartość szczytowa napięcia przeników w zależności od względnego czasu trwania zbocza

Obliczenia wartości szczytowych napięcia przeników przeprowadzono dla względnych czasów zbocza $\frac{t_r}{\tau}$ zmienianych od 0 do 8 co 0,5.

Na podstawie wyników obliczeń podanych na rys. D3.2 określono dopuszczalną długość przewodów montażowych, przyjmując: względne napięcie progu układów logicznych równe około 23% /jak podano na rys. D3.2/, czas przełączania układów $t_r = 5$ ns, a opóźnienie jednostkowe przewodu $\tau_o = 4$ ns/m.

Z wykresu podanego na rys. D3.2 otrzymuje się następujące wartości $\frac{t_r}{\tau}$

dla przypadku IA $\frac{t_r}{\tau} = 2,95$,

dla przypadku IG $\frac{t_r}{\tau} = 4,2$,

dla przypadku IIA-IIG $\frac{t_r}{\tau} = 2,1$.

Podstawiając $t_r = 5$ ns oraz korzystając z zależności $\tau = L \cdot \tau_o$ otrzymuje się dopuszczalne długości przewodów montażowych:

dla przypadku IA $L \sim 0,42$ m,
dla przypadku IG $L \sim 0,30$ m,
dla przypadków /IIA-IIG/ $L \sim 0,6$ m.

Literatura

[1] JARVIS P.B.: The Effects of Interconnections on High-Speed Logic Circuits, IEEE Trans. Electr. Comp., October 1963,

[2] KONTOROVIČ M.I.: Operacjonnoje isčislenije i processy v električeskich cepjach, Nauka, Moskva, 1964,

[3] KOWALEWSKA M.: Analiza zakłóceń w okablowaniu maszyn cyfrowych, wywołanych sprzężeniami elektromagnetycznymi, Prace Instytutu Maszyn Matematycznych, zeszyt 1, Warszawa 1968,

[4] OSIOWSKI J.: Zarys rachunku operatorowego, Teoria i zastosowanie w elektrotechnice, WNT, Warszawa, 1965,

[5] ŠVARCMAN V.O.: Vzaimnyje vlijanija v kabieljach svjazi, Svjaz, Moskwa 1966,

[6] YAO F.C.: Interconnection and Noise Immunity of Circuitry in Digital Computers, IEEE Trans. Electr. Comp., December 1965,

[7] KIJAK J., EBERT J.: Podzespoły radiotechniczne, MON, Warszawa 1959,

[8] MIEJKE Ch., GUNDLACH F.: Radiotechničeskij spravočnik, Gosenergoizdat, Moskva 1960,

[9] CONNOLLY J.B.: Cross Coupling in High Speed Digital Systems, IEEE. Trans. on Comp., vol. EC-15, June 1966

[10] McCARRY R.O.: An Approximation to the Asymmetric Strip-Line Coupling Coefficient, IEEE Trans. on Comp., vol. C-17, June 1968.

АНАЛИЗ НАВОДОК И ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ В КАБЕЛЬНОЙ СЕТИ ЦИФРОВЫХ УСТРОЙСТВ

Резюме.

В настоящих цифровых устройствах время нарастания и падения сигналов является ряда нескольких наносекунд. Наводка, отражение и опоздание сигналов в кабельной сети создают много проблем. В настоящей работе рассматриваются условия передачи сигналов и возникание наводки в кабельной сети составленной из S параллельных, общезаземлённых длинных линий. Указанная в настоящей работе модель линий однородной и без потерь, управляемой из генераторов напряжения и тока /рис.I/, размещенной вдоль линий, является самой подходящей для анализа сигналов в такой кабельной сети. Эта модель позволяет достигнуть зависимости описывающие ясным и общим способом переходные процессы в длинных линиях управления /2,4/, /2.5/, /2.6/, /2.7/.

Во время анализа сигналов в кабельной сети, составленной из S линий, было введено понятие активных и пассивных линий.

На основе предпосылок по взаимному воздействию сигналов в активных и пассивных линиях, способ рассматривания модели кабельной сети был упрощен. Система двух параллельных общезаземлённых длинных линий (активной и пассивной) является упрощенной моделью. Собственная индуктивность и ёмкость этих линий, выступающая в уравнениях активной линии /3.3/ и пассивной линии /3.4/ являются динамическими параметрами. Эти параметры зависят не только от соответствующей индуктивности и собственной ёмкости кабельной сети, составленной из S линий, но также и от того сколько и какие линии являются активные или пассивные. Полученные зависимости были использованы для вычисления сигналов на концах линий.

THE ANALYSIS OF CROSS-TALK AND SIGNAL TRANSMISSION IN DIGITAL DEVICE INTERCONNECTIONS

Summary

In modern digital devices the times of signal rising and dropping are of the range of some or teens nanoseconds. Cross-talk reflections and delays in a wiring provide many problems. In the present paper the conditions of signal transmission and cross-talk appearing are considered in a wiring composed of S parallel and common-ground long lines. The model of a uniform, losless long line introduced in this paper, controlled from voltage and current generators distributed along, is convenient for a signal analysis in such a wiring /fig. 1/. This model permits to obtain dependences describing in a general and clear way transient states in long lines of equations /4/, /5/, /6/, /7/.

While analysing signals in a wiring composed of S lines the notion of active and passive lines was introduced.

On the basis of assumptions concerning signal mutual action between active and passive lines the considered model of the wiring was simplified. A simplified model in a circuit of two parallel common-ground lines /one active and one passive line/. Effective inductivity and capacity of these lines, appearing in equations of the active line /12/ and the passive one /13/, are dynamic parameters. The latter depend not only on the inductivity and capacity of own wiring, composed of 8 lines, but also on how many of them and which are active or passive. The dependences obtained were used to compate signals on these line ends.

PRACE IMM
Zeszyt 3
© 1969.12

681.327.64.001.24

PEWNA METODA ANALIZY PŁATU PAMIĘCI NA DRUTACH MAGNETYCZNYCH

Zygmunt SAWICKI

Pracę złożono 18.10.1968

Przedstawiona metoda dotyczy analizy podstawowych parametrów konstrukcji zarówno jednej komórki, jak i całego płatu pamięci na drutach magnetycznych. Podano analityczne zależności między wymaganymi parametrami eksploatacyjnymi nośnika informacji a jego wielkościami geometrycznymi i elektrycznymi. Metoda ta umożliwia analizę konstrukcji płatu z punktu widzenia założonej pojemności, szybkości działania i stosunku sygnału do zakłóceń.

1. WSTĘP

Pamięci na cienkich warstwach magnetycznych znajdują się jeszcze w początkowym stadium rozwoju, pomimo że coraz to nowe firmy podejmują produkcję nowych typów pamięci na tych warstwach. Szczególnie szerokie zastosowanie znalazły dwa rodzaje cienkich warstw magnetycznych jako nośniki informacji pamięci maszyn cyfrowych:

- warstwy płaskie, naparowywane w próżni
- warstwy cylindryczne osadzone na drucie metodą elektrochemiczną /nazywane drutami magnetycznymi/.

Zasady pracy pamięci na tych nośnikach zostały omówione w szeregu publikacji [1], [2], [3], [4].

Panuje zgodna opinia, że druty magnetyczne, w większym stopniu niż warstwy płaskie, umożliwiają jednoczesne spełnienie następujących wymagań stawianych pamięciom:

- jak największej pojemności,
- jak największej szybkości działania,
- jak najniższych kosztów wytwarzania.

Druty magnetyczne mogą być zastosowane do budowy pamięci bardzo szybkich, operacyjnych i masowych. W pamięciach tych podobnie jak i w klasycznych rdzeniowych wyróżnia się dwie zasadnicze części:

- blok nośnika informacji,
- układy elektroniczne pośredniczące między maszyną a blokiem nośnika informacji.

Przedmiotem naszych rozważań będzie właśnie blok nośnika informacji wykorzystujący druty magnetyczne. Blok składa się z płatów równolegle układanych nad sobą. W skrajnym przypadku blok może zawierać jeden płat. Płat więc stanowi zwarty konstrukcyjnie zespół decydujący o właściwościach bloku.

Przypominamy, że płat ma konstrukcję płaską, utworzoną z dwóch rodzajów linii /linii słów i linii bitowych/ wzbudzających komórki pamięciowe. Linie te są usytuowane prostopadle względem siebie. Linie bitowe tworzą druty magnetyczne, które służą zarówno jako linie wzbudzające komórki prądami bitowymi w czasie zapisu oraz jako linie, w których indukowane są sygnały w czasie odczytu.

Linie słów są wykonywane w zależności od przyjętej konstrukcji i technologii np. z pasków miedzianych trawionych w folii w przypadku płatów warstwowych [1], albo z izolowanych drutów miedzianych - w przypadku płatów tkanych [2].

Wiadomo, że postęp w rozwoju pamięci wyraża się ciągłym wzrostem wartości iloczynu G x S bitów/cm^2 μs oznaczonego w

skrócie GS /G - gęstość upakowania informacji na jednostce powierzchni, S - szybkość działania pamięci - odwrotność czasu cyklu/. Wartość górna GS dla danej konstrukcji płatu ograniczona jest założonym stosunkiem sygnału do poziomu zakłóceń $k = \frac{V_s}{V_z}$. Wynika to z faktu, że zmniejszenie wymiarów komórki powoduje z jednej strony wzrost iloczynu GS, z drugiej zaś zmniejszenie sygnału V_s na skutek zmniejszania przekroju warstwy magnetycznej i może jednocześnie powodować wzrost poziomu zakłóceń V_z na skutek wzrostu wzajemnego szkodliwego oddziaływania sąsiednich komórek wywołanego zmniejszeniem odległości między nimi.

Istnieje więc problem analitycznego ujęcia zależności GS i k od liniowych wymiarów komórki i założonej pojemności P_z przy uwzględnieniu rodzaju konstrukcji płatu i poziomu dostępnej technologii wytwarzania. Zarówno GS jak i k zależą w znacznym stopniu od stosunku czasu propagacji t_p impulsów elektrycznych w liniach płatu do czasu trwania t_n sygnału V_s wywołanego przełączaniem warstwy magnetycznej. Ze względu na wzrost GS pożądane jest, aby sumaryczny czas $t_p + t_n$ był jak najmniejszy, natomiast ze względu na k pożądane jest aby $t_p < t_n$. Wypływa stąd postulat, aby czas propagacji t_p był jak najmniejszy.

Również ważnym zagadnieniem z punktu widzenia całości pamięci jest dopasowanie bloku nośnika do układów elektroniki w sensie pełnego jej wykorzystania. Wymaganie to wynika głównie z aspektów ekonomicznych, jak też z przyjętego systemu adresowania.

Istnieje też problem określenia warunków wzbudzania linii bitowych i linii słów w taki sposób, aby przy założonej pojemności były spełnione wymagania odnośnie szybkości i stosunku sygnałów do zakłóceń.

W niniejszym opracowaniu przedstawimy uproszczone rozwiązania niektórych z wyżej wymienionych zagadnień w ramach opisywanej tu metody projektowania płatów pamięci z uwzględnieniem założonych parametrów eksploatacyjnych. Pogłębiona teoretycznie analiza problemów uwzględniająca wszystkie współzależne wielkości zostanie przeprowadzona i przedstawiona w kolejnej publikacji.

W pracy tej przedstawimy uproszczoną analizę obejmującą w szczególności:

- rozmiary*/ płatu pamięci dla założonej pojemności przy minimalnym czasie propagacji z jednej strony i przy dopasowaniu płatu /bloku/ do układów elektronicznych z drugiej strony,
- wymiary liniowe komórki jednobitowej ze względu na założoną pojemność, szybkość działania i poziom dostępnej technologii,
- parametry elektryczne konstrukcji komórki, wynikające z założonej pojemności, szybkości i oporności falowych linii słów i linii bitowych,
- parametry elektryczne konstrukcji komórki jednobitowej, wynikające z rzeczywistych rozmiarów i parametrów warstwy magnetycznej w obszarze komórki,
- sygnał i zakłócenia w płacie.

Z nakreślonego programu pracy wynika, że analiza przestrzeni komórki i całego płatu pamięci oparta będzie na zasadniczych wymaganiach stawianych pamięci, a w szczególności:

- pojemność P_z /bitów/ bloku nośnika informacji,
- maksymalny łączny czas propagacji t_p /ns/ w linii słowa i linii bitowej,

---

*/ Rozmiar w tym przypadku oznacza pojemność płatu pamięci jako iloczynu liczby słów i liczby bitów zorganizowanych w płaskiej formie konstrukcyjnej

- oporność falowa linii bitowej Z_{ob} /Ω/ i linii słowa Z_{os} /Ω/,
- długość słowa maszyny W /bitów/,
- stosunek sygnału do zakłóceń k.

2. ROZMIARY PŁATU PAMIĘCI

Płat nośnika informacji jest podstawowym zwartym zespołem konstrukcyjnym, używanym do budowy bloków nośnika informacji. Charakterystycznym parametrem płatu jest czas odpowiedzi /t_o/, będący sumą czasu propagacji /t_p/ i czasu przełączania /t_s/ warstwy magnetycznej w obszarze komórki jednobitowej $t_o = t_p + t_s$.

Czas przełączania t_s warstwy silnie zależy od czasu narastania impulsu prądu w linii słowa w czasie odczytu, a minimalnie od parametrów płatu. Ponieważ przełączany strumień warstwy magnetycznej jest stosunkowo mały, to w celu zwiększenia amplitudy sygnału odczytu, praktycznie do co najmniej kilkunastu mV, czas przełączania warstwy t_s musi być odpowiednio mały, nie większy niż kilkadziesiąt nanosekund. Czas ten jest mało zależny od pojemności płatu.

Czas propagacji t_p bezpośrednio zależy od parametrów płatu i jest większy wówczas, gdy pojemność płatu jest większa. Jeżeli w praktyce przedział czasu t_p dla małych pojemności płatu może stanowić kilka procent czasu t_s, to dla pojemności dużych może wynosić kilkanaście procent lub jeszcze więcej.

Ponieważ ze wzrostem stosunku t_p/t_s coraz silniej występuje problem zakłóceń, to głównie z tego powodu należy projektować płat w taki sposób, aby dla danej pojemności czas propagacji t_p był jak najmniejszy. Minimalizacja czasu propagacji impulsów w płacie jest także pożądana ze względu na skrócenie cyklu pracy pamięci.

Założona pojemność P_z /bitów/ nośnika informacji na drutach magnetycznych określana jest przez

$$P_z = S \cdot B \text{ bitów} \qquad /1/$$

gdzie: S - liczby linii słów
B - liczba linii bitowych

Taki sposób określania pojemności wynika z faktu, że druty magnetyczne są najlepiej wykorzystywane w liniowej organizacji pamięci. Oznacza to, że nośnik informacji, oparty na tych drutach może mieć postać jednolitego płatu. Jednakże ze względów technicznych bardziej racjonalne jest założenie, że nośnik informacji na drutach magnetycznych jest blokiem składającym się z K_1 płatów, a każdy płat składa się z B linii bitowych i $\frac{S}{K_1}$ linii słów. Pojemność takiego płatu P_p jest więc iloczynem tych wielkości $P_p = \frac{S}{K_1} \cdot B$.

Przyjmiemy założenie, że każdy z K_1 płatów jest w sposób jednakowy wzbudzany przez układy elektroniczne. Oznacza to, że wszystkie odpowiadające sobie linie bitowe w każdym z K_1 płatów mają wspólne układy elektroniczne i są obsługiwane równolegle. Natomiast dowolnie wybrana każda z liczby S linia słowa obsługiwana jest indywidualnie. Dzięki takim założeniom czas propagacji w całym bloku jest taki sam jak w każdym z K_1 płatów.

Powstaje więc pytanie, jakim warunkom powinien odpowiadać płat, aby czas propagacji t_p przez najdłuższą drogę był jak najmniejszy.

Niech t_b będzie czasem propagacji impulsów przez linię bitową, a t_s - czasem propagacji impulsów przez linię słowa. Czas propagacji sygnału w płacie wyrazi się przez

$$t_p = t_b + t_s$$

przy czym

$$t_b = t_{kb} \cdot \frac{S}{K_1}$$

$$t_s = t_{ks} \cdot B$$

gdzie: t_{kb} - czas propagacji przez komórkę wzdłuż linii bitowej,

t_{ks} - czas propagacji przez komórkę wzdłuż linii słowa.

Optymalizacja rozmiarów płatu ze względu na szybkość działania, dla danych P_z i K_1 polega na wyznaczeniu takich wartości B i S, dla których czas propagacji t_p jest najmniejszy. Minimalną wartość t_p wyznaczymy z układu równań

$$P_z = S \cdot B$$

$$t_p = t_{kb} \cdot \frac{S}{K_1} + t_{ks} \cdot B$$

przyrównując pochodną t_p do zera.

Na podstawie powyższych równań mamy:

$$t_p = t_{kb} \cdot \frac{P_z}{K_1} \cdot \frac{1}{B} + t_{ks} \cdot B$$

oraz pochodna

$$t_p' = - \frac{t_{kb} \cdot P_z \cdot K_1}{K_1^2} \cdot \frac{1}{B^2} + t_{ks}$$

Po rozwiązaniu tego równania dla $t_p' = 0$ otrzymujemy

$$t_{kb} \cdot \frac{S}{K_1} = t_{ks} \cdot B \qquad /2/$$

Z wyrażenia /2/ wynika, że optymalne wymiary płatu otrzymujemy wtedy, gdy czas propagacji t_b wzdłuż linii bitowej jest równy czasowi propagacji t_s wzdłuż linii słowa. Na podstawie wyrażeń /1/ i /2/ wyznaczymy optymalne liczby B i S w zależności od założonej pojemności P_z, liczby płatów K_1 oraz stosunku

$$H = \frac{t_{kb}}{t_{ks}} \qquad /3/$$

który w zasadzie jest stały dla określonej konfiguracji komórki pamięciowej.

Po dokonaniu odpowiednich przekształceń wyżej wymienionych wyrażeń otrzymujemy:

$$B_{opt} = \sqrt{\frac{P_z}{K_1} \cdot H} \qquad /4/$$

$$S_{opt} = \sqrt{\frac{P_z}{H} \cdot K_1}$$

Liczby B i S określone na podstawie /4/ mogą okazać się liczbami niespełniającymi warunku dopasowania bloku do układów elektronicznych, co z punktu widzenia aspektów ekonomicznych i zasad adresowania nie byłoby pożądane. Powstaje więc pytanie, jakie liczby B i S są optymalne ze względu na dopasowanie bloku do elektroniki. Odpowiedź wynika bezpośrednio z binarnego systemu adresowania miejsc w bloku nośnika informacji. Dlatego liczba B powinna być wielokrotnością K_2 liczby W /W - ilość bitów w słowie maszyny/, a wartość wielokrotności K_2 powinna być równa pewnej z liczb 2^m /m = 0,1,2,.../. Podobnie liczba S powinna być równa pewnej z liczb 2^n /n = 0,1,2,.../.

W praktyce współczynnik K_2 może być określany w zależności od pojemności bloku nośnika informacji:

- dla małych pojemności K_2 = 1; 2; 4;
- dla średnich pojemności K_2 = 8; 16;
- dla dużych pojemności K_2 = 16; 32; 64;

Z warunku /2/ optymalizującego płat wynika, że

$$B_{opt} = H \cdot \frac{S_{opt}}{K_1} \qquad /5/$$

Natomiast z warunku dopasowania bloku do układów elektronicznych wynika, że:

$$B = W \cdot K_2 \qquad /6/$$

Kompromisowym rozwiązaniem będzie dobranie w wyrażeniu /5/ takiej wartości K_2, aby

$$B = B_{opt} \qquad /7/$$

Podstawiając do /5/ wyrażenia /6/ i /7/ możemy określić liczbę linii słów S

$$S = \frac{W \cdot K_2}{H} \cdot K_1 \qquad /8/$$

Jak już wspominaliśmy liczba S powinna być równa pewnej liczbie 2^n /n = 0,1,2,.../. Z wyrażenia /8/ wynika, że liczbę S można by skorygować do najbliższej wartości pewnej liczby 2^n przez zmianę wartości współczynnika H, jednakże w praktyce jest to raczej niemożliwe, ponieważ H ma prawie stałą wartość dla danej konfiguracji płatu. Pozostaje więc wybór takiej wartości liczby płatów K_1, aby wartość liczby S określona przez /8/ była możliwie bliska wartości S_{opt} i aby była równa najbliższej liczbie ze zbioru liczb 2^n /n = 0,1,2,.../.

$$S = S_{opt} = 2^n \qquad /9/$$

/n = 0,1,2, .../.

gdzie

$$n = \left[\lg_2 \left(\frac{W \cdot K_2}{H} \cdot K_1 \right) + \frac{1}{2} \right] f.E$$

przy czym f.E.- jest funkcją Entier

Należy również podkreślić, że ze względu na dopasowanie bloku nośnika informacji do układów elektronicznych liczba K_1 może przybierać wartość tylko ze zbioru 2^k /k = 1,2,3, .../.

Zostały więc podane wyrażenia określające kompromisowe wartości liczb B i S /wyrażenia 6 i 9/, wynikające z jednej strony z warunku minimalizującego czas propagacji impulsów w płacie i z drugiej strony z warunku dopasowania bloku do układów elektronicznych. Pojemność takiego bloku można wyrazić następująco:

$$P = \frac{(W K_2)^2}{H} \cdot K_1 = WK_2 \cdot 2^n \qquad /10/$$

co wynika z wyrażeń /6/, /8/ i /9/.

W praktyce może okazać się, że pojemność P wynikająca z /10/ nie jest dokładnie równa założonej pojemności P_z, co oczywiście należy brać pod uwagę w procesie projektowania bloku nośnika informacji. Dlatego należy pojemność P_z zakładać jako orientacyjną z ewentualnym zastrzeżeniem, że pojemność P wynikająca z /10/ musi być większa lub równa pojemności założonej P_z, tzn.

$$P \geqslant P_z \qquad /11/$$

3. WYMIARY GEOMETRYCZNE KOMÓRKI PAMIĘCIOWEJ

Wymiary geometryczne komórki pamięciowej na cienkiej warstwie magnetycznej wynikają z założonej pojemności P_z bloku nośnika informacji, dopuszczalnego maksymalnego czasu propagacji t_{pm} przez linie płatu oraz parametrów ε_r i μ_r obszaru komór-

ki bitowej /ε_r - wypadkowa stała dielektryczna, μ_r - wypadkowa przenikalność magnetyczna/. Założymy, że dla określonej konfiguracji komórki i ustalonych ε_r i μ_r szybkość propagacji V wzdłuż linii słowa i wzdłuż linii bitowych jest stała. W bloku nośnika informacji występują stany przejściowe wywoływane m.in. odbiciami energii impulsu od końców linii. Przyjmiemy założenie, że po podwójnym przejściu impulsu przez linie płatu nastąpi dostateczne wytłumienie energii biernej tzn., że jej poziom będzie odpowiednio mały w stosunku do poziomu energii sygnału odczytu. Dlatego założymy następujący warunek

$$t_{pm} \leqslant 2\left(t_b + t_s\right) \qquad /12/$$

gdzie t_{pm} - maksymalny czas przeznaczony na przejście impulsów elektrycznych przez podwójną długość linii słów i linii bitowych.

Na podstawie wyrażeń /2/, /3/ i /12/ wyznaczymy maksymalne, dopuszczalne czasy propagacji impulsów elektrycznych przez jedną komórkę wzdłuż linii bitowej t_{kb} i wzdłuż linii słowa t_{ks}

$$t_{kb} \leqslant \frac{t_{pm}}{2\left(\frac{B}{H} + \frac{S}{K_1}\right)} \qquad /13/$$

oraz

$$t_{ks} \leqslant \frac{t_{pm}}{2H\left(\frac{B}{H} + \frac{S}{K_1}\right)} \qquad /14/$$

Biorąc pod uwagę fakt, że szybkość propagacji V w liniach płatu jest stała, możemy określić maksymalne, dopuszczalne długości komórki wzdłuż linii bitowej d_{kb} i wzdłuż linii słowa d_{ks}

$$d_{kb} \leqslant V \cdot t_{kb} \qquad /15/$$

oraz

$$d_{ks} \leqslant V \cdot t_{ks} \qquad /16/$$

/W płatach warstwowych szybkość propagacji V w przybliżeniu jest równa $1{,}2 \cdot 10^{10}$ cm/sek./.

Podstawiając wyrażenia /13/ i /14/ odpowiednio do /15/ i /16/ otrzymujemy

$$d_{kb} \leqslant \frac{V \cdot t_{pm}}{2\left(\frac{B}{H} + \frac{S}{K_1}\right)} \qquad /17/$$

oraz

$$d_{ks} \leqslant \frac{V \cdot t_{pm}}{2H\left(\frac{B}{H} + \frac{S}{K_1}\right)} \qquad /18/$$

Z wyrażeń /17/ i /18/ wynika, że rozmiary komórki są proporcjonalne do z góry założonego czasu propagacji t_{pm} i odwrotnie proporcjonalne do liczby linii bitowych B i liczby linii słów $\frac{S}{K_1}$ w płacie. Wyrażenia te określają więc podstawowe relacje między pojemnością, szybkością odpowiedzi bloku nośnika informacji a maksymalnymi rozmiarami komórki jednobitowej.

Na bazie tych wyrażeń może być przeprowadzana konfrontacja z jednej strony obliczonych wymiarów komórki d_{kb} i d_{ks} i z drugiej strony wymiarów komórki osiąganych przez dostępne urządzenia technologiczne. W przypadku, gdy technologia umożliwia osiąganie mniejszych wymiarów komórki od wymiarów obliczonych, należy przyjąć te mniejsze wymiary komórki, pod warunkiem, że nie wpłynie to na obniżenie parametrów eksploatacyjnych bloku, a w szczególności stosunku sygnału do zakłóceń.

4. PARAMETRY ELEKTRYCZNE KONSTRUKCJI KOMÓRKI I LINII PŁATU JAKO LINII DŁUGICH

Na wstępie przyjmiemy założenia upraszczające:

- Linie bitowe i linie słów mają pojemności i indukcyjności w dostatecznym stopniu równomiernie rozłożone na całej długości. Dlatego linie te będą traktowane jako linie długie o stałych rozłożonych.
- Występujące w obwodach płatu straty, wynikające z określonej oporności linii i przewodności obszaru komórki pamięciowej mogą być pominięte.
- Parametry ε i μ obszaru komórki mogą być zastąpione przez wypadkowe stałe parametry ε_r i μ_r.

Parametry elektryczne linii bitowych i linii słów jako linii długich mogą być najlepiej określone w obszarze komórki jednobitowej na długościach d_{kb} i d_{ks}. Wynika to z faktu, że właśnie te wymiary stanowią o obszarze każdej komórki, jak też o liniach słów i liniach bitowych. Zarówno pojemności jak i indukcyjności rozłożone komórki będziemy odnosić do jej wymiarów d_{kb} i d_{ks}. Podstawowymi parametrami elektrycznymi komórki jako ogniwa linii długiej będą:

C_{kb} - pojemność komórki na długości d_{kb}
L_{kb} - indukcyjność komórki na długości d_{kb}
C_{ks} - pojemność komórki na długości d_{ks}
L_{ks} - indukcyjność komórki na długości d_{ks}

Pojemności i indukcyjności komórki będziemy traktować jako skupione w środku komórki, tj. w środku odcinków o długości d_{kb} i d_{ks}. Takie założenie jest możliwe, ponieważ pasmo częstotliwości impulsów przesyłanych przez linie bitowe i linie słów jest co najmniej dwa rzędy mniejsze od granicznej górnej częstotliwości pasma przenoszonego przez komórkę.

Parametry elektryczne wyznaczają: czasy propagacji t_{kb} i t_{ks} impulsów na długościach odpowiednio d_{kb} i d_{ks}, oraz opor-

ności falowe linii bitowych Z_{ob} i linii słów Z_{os} zgodnie z podanymi niżej wyrażeniami

$$t_{kb} = \sqrt{L_{kb}\ C_{kb}} \qquad /19/$$

$$t_{ks} = \sqrt{L_{ks}\ C_{ks}} \qquad /20/$$

oraz

$$Z_{ob} = \sqrt{\frac{L_{kb}}{C_{kb}}} \qquad /21/$$

$$Z_{os} = \sqrt{\frac{L_{ks}}{C_{ks}}} \qquad /22/$$

Zależności powyższe mogą być wykorzystywane bezpośrednio do obliczania czasów propagacji impulsów przez komórkę i do obliczania oporności falowych linii w przypadku, gdy na podstawie znanych wymiarów konstrukcji komórki, zostały wyznaczone wartości pojemności i indukcyjności danej konstrukcji płatu.

Jednakże w przypadku, gdy w procesie projektowania postępujemy odwrotnie, tzn. gdy na podstawie założonych parametrów eksploatacyjnych wyznaczamy parametry elektryczne pojedynczej komórki i całego płatu, wtedy korzystamy z zależności podanych niżej

$$L_{kb} \leqslant Z_{ob} \cdot t_{kb} \qquad /23/$$

$$C_{kb} \leqslant \frac{t_{kb}}{Z_{ob}} \qquad /24/$$

oraz

$$L_{ks} \leqslant Z_{os} \cdot t_{ks} \qquad /25/$$

$$C_{ks} \leqslant \frac{t_{ks}}{Z_{os}} \qquad /26/$$

W pewnych szczególnych przypadkach, kiedy czasy propagacji t_b przez całą linię bitową i t_s przez całą linię słowa są znacznie niższe od czasów narastania t_n impulsów pobudzających linie, tzn gdy $t_b \ll t_n$ i $t_s \ll t_n$, można założyć, że całkowite indukcyjności i pojemności poszczególnych linii mogą być traktowane jako skupione z punktu widzenia impulsowych źródeł zasilających i mogą być oszacowane na podstawie następujących wyrażeń

$$L_b = \frac{S}{K_1} L_{kb}$$

$$C_b = \frac{S}{K_1} \cdot C_{kb} \qquad /27/$$

oraz

$$L_s = B \cdot L_{ks}$$

$$C_s = B \cdot C_{ks} \qquad /28/$$

5. POSTAĆ RZECZYWISTEJ KOMÓRKI PAMIĘCIOWEJ

Ukształtowanie komórki zależy od przyjętej konstrukcji płatu na drutach magnetycznych. Obecnie znany jest szereg konstrukcyjnych rozwiązań tych płatów. Najszerzej stosowane są płaty warstwowe i tkane, które występują w kilku odmianach konstrukcyjnych opisanych w [1], [2], [3].

Dla każdej koncepcji konstrukcji płatu pamięci można obliczyć maksymalne główne wymiary komórki na podstawie wzorów /17/ i /18/ oraz parametry elektryczne na podstawie wzorów /23/, /24/, /25/ i /26/. Dalsze wymiary przestrzeni komórki oblicza się biorąc pod uwagę warunki niezawodnej pracy, w szczególności wzajemne szkodliwe oddziaływanie sąsiednich komórek oraz istniejący lub możliwy do osiągnięcia poziom technologii wykonywania płatu. Wzajemne oddziaływanie sąsiednich komórek jest tym mniejsze im bardziej są one oddalone od sie-

bie. W pamięciach na drutach magnetycznych typu warstwowego i tkanego istnieje możliwość zwiększania gęstości upakowania komórek wzdłuż drutu magnetycznego przez zastosowanie odpowiednich zwór magnetycznych. Obecny poziom techniki umożliwia zmniejszenie odległości do 1 + 2 mm między osiami sąsiednich komórek. Taka gęstość upakowania komórek nie stwarza większych trudności technologicznych przy montażu płatu pamięci.

Po obliczeniu wymiaru d_{kb} komórki należy skonfrontować tę wielkość z dopuszczalnym minimalnym wymiarem, wynikającym z warunków szkodliwego oddziaływania sąsiednich komórek w wybranym rodzaju płatu. Obliczony wymiar d_{ks} nie jest pod tym względem krytyczny, ponieważ linie sił pola magnetycznego od prądu bitowego zamykają się w warstwie magnetycznej drutu. Minimalny wymiar d_{ks} ograniczony jest raczej warunkami technologicznymi.

Po określeniu realnych do osiągnięcia w przyjętej koncepcji konstrukcji płatu wymiarów komórki d_{kb} i d_{ks}, wyznaczamy pozostałe jej wymiary. Punktem wyjścia są tu obliczone na podstawie założonej pojemności P i czasu t_p wartości indukcyjności L_{kb} i L_{ks} oraz pojemności C_{kb} i C_{ks}, które z drugiej strony są funkcjami wymiarów rzeczywistej komórki. Należy stosować takie wzory, które możliwie dokładnie określałyby zależności ww wielkości i wymiarów w przyjętym rozwiązaniu komórki.

Wzory wyrażające te zależności będą miały inną postać dla różnych konstrukcji płatu. Dlatego w celu skupienia uwagi, w dalszym ciągu zajmiemy się pewną szczególną konstrukcją płatu warstwowego i przedstawimy metodę dalszej analizy, w której sposób postępowania ma charakter ogólny.

Założymy przykładową konstrukcję płatu warstwowego zilustrowaną na rys. 2a i 2b. Druty magnetyczne są włożone swobodnie w otwory utworzone przez górną i dolną część płatu, które są oddzielnie prasowane z termoutwardzalnego tworzywa. Na tym rysunku linie słów mają kształt płaski i otaczają druty magnetyczne. Od strony zewnętrznej linii słów występuje materiał

magnetyczny /zwora magnetyczna/, który powoduje skupienie pola magnetycznego wywołanego impulsami prądu płynącego w tej linii. Zwora magnetyczna zmniejsza szkodliwy wpływ sąsiednich linii słów na siebie i zmniejsza odcinek drutu, na którym następuje przełączenie warstwy magnetycznej. Dzięki temu zwiększa się gęstość upakowania komórek wzdłuż drutu magnetycznego. Prostszym wariantem płatu warstwowego byłby taki, w którym zarówno części górne, jak i części dolne linii słów byłyby miedzianymi paskami wytrawionymi na laminowanych płytkach epoksydowo-szklanych.

5.1. Wewnętrzne rozmiary komórki płatu warstwowego

W rozdziale 3 przedstawiliśmy sposób określania dwóch głównych wymiarów komórek d_{kb} i d_{ks}. Natomiast w tym punkcie przedstawimy zależności pozostałych wewnętrznych rozmiarów komórki o konfiguracji jak na rys. 2.

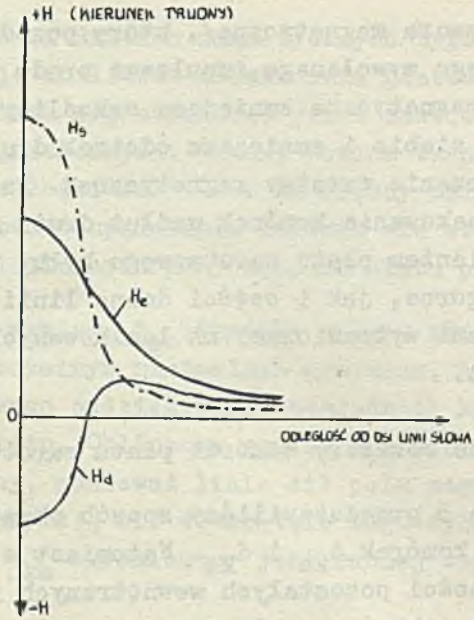
Długość komórki d_{kb} składa się /rys. 2b/ z dwóch części: d_2 i d_3.

$$d_{kb} = d_2 + d_3 \qquad /29/$$

d_2 - szerokość pasków linii słowa

d_3 - odległość między krawędziami sąsiednich pasków linii słowa.

Optymalny stosunek wymiaru d_3 do d_2 zachodzi wtedy, gdy wzbudzana linia słowa nie zakłóca komórek leżących na sąsiednich liniach słowa. Wpływ ten jest z kolei zależny od odległości między paskami metalicznymi tworzącymi linię słowa /na rys. 2b, oznaczono przez d_1/. Z chwilą wzbudzenia linii słowa impulsem prądu I_s, w obszarze drutu magnetycznego działa zewnętrzne pole magnetyczne H_s i pole demagnetyzacji H_d. Pole wypadkowe H_e, dalej zwane efektywnym, oddziaływuje na warstwę magnetyczną komórki pamięciowej. Ogólną charakterystykę natężenia tych pól wzdłuż drutu magnetycznego przedstawia rys. 1.

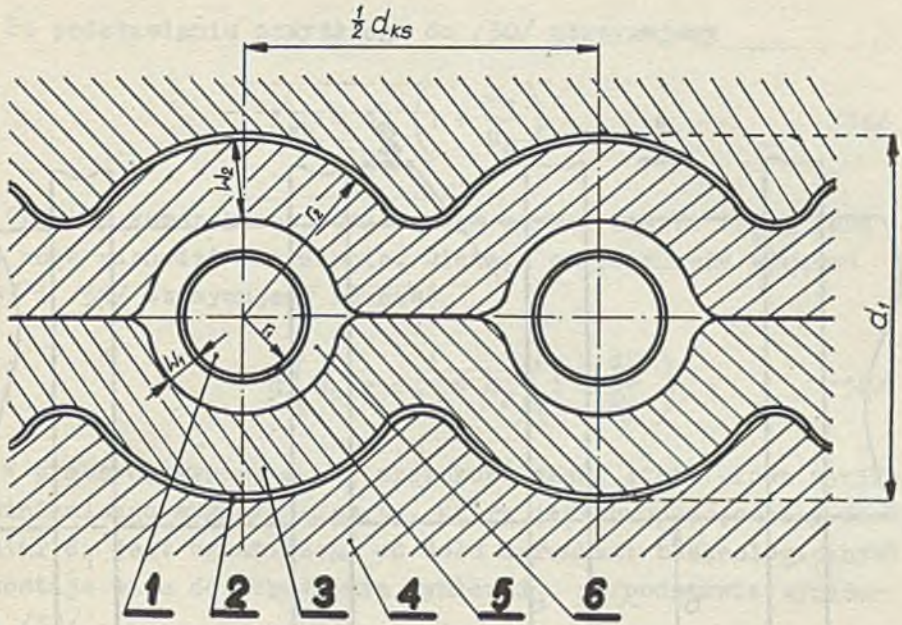


Rys. 1. Ogólna charakterystyka rozkładu pól magnetycznych wzdłuż drutu magnetycznego

Widzimy, że pole efektywne H_e rozciąga się na dłuższym odcinku drutu magnetycznego niż pole zewnętrzne H_s. Fakt ten musi być brany pod uwagę przy określaniu gęstości upakowania linii słów na jednostce długości drutu magnetycznego. Na podstawie geometrii rozkładu pola H_s wywołanego w obszarze komórki można określić jego rozprzestrzenianie się wzdłuż drutu magnetycznego. Zakres tego rozprzestrzeniania się mierzony od środka linii słowa wyrazi się zależnością

$$l_s = \frac{d_2}{2}\left(1 + \frac{d_1}{d_2}\right) \qquad /30/$$

Natomiast rozprzestrzenianie się pola efektywnego rozciąga się jeszcze dalej poza zakres l_s aż do l_{sb}, a szczególnie wtedy, gdy w obszarze komórki na warstwę działa jednocześnie pole H_s i pole H_b /H_b - pole wywołane prądem zapisu w linii bitowej/.

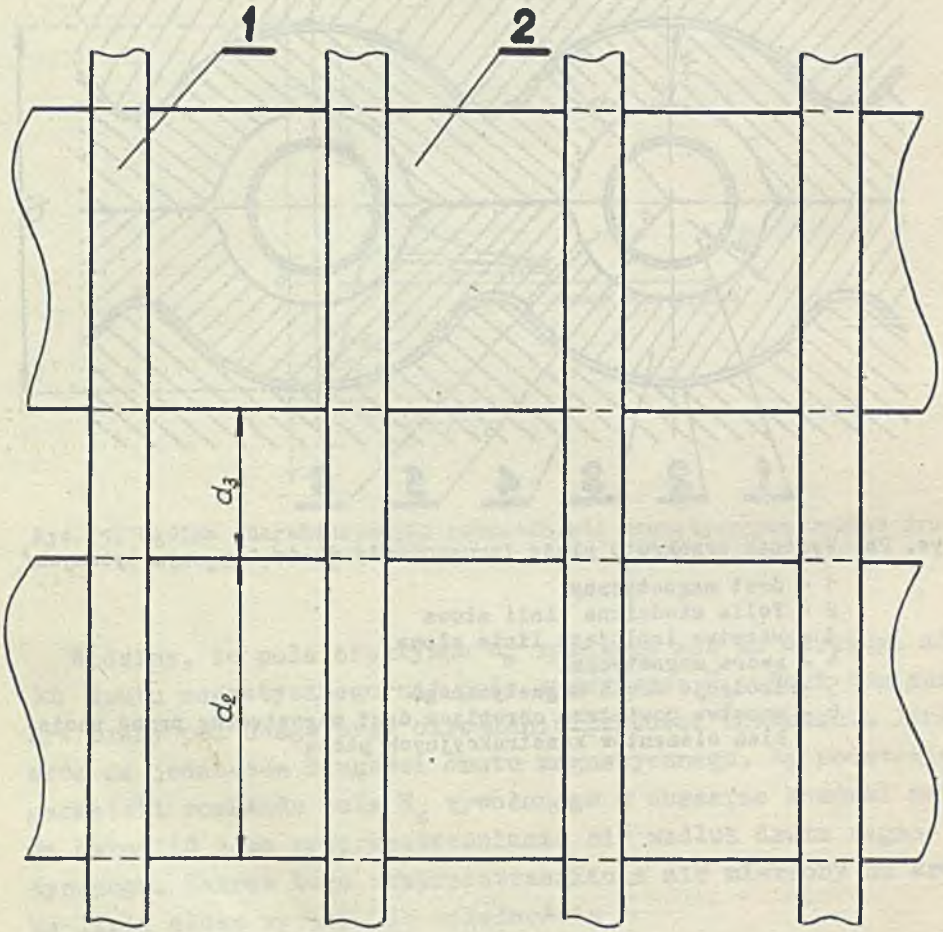


Rys. 2a. Wycinek przekroju płatu /prostopadły do drutów magnetycznych/

1 - drut magnetyczny
2 - folia miedziana linii słowa
3 - warstwa izolująca linie słowa
4 - zwora magnetyczna
5 - izolacja drutu magnetycznego
6 - warstwa powietrza chroniąca drut magnetyczny przed naciskiem elementów konstrukcyjnych płatu

Granica l_{sb} tego obszaru dla serii przemagnesowań jednostronnych impulsami H_s i H_b została określona eksperymentalnie przy zastosowaniu drutu magnetycznego o następujących danych: średnica 0,2 mm, grubość warstwy magnetycznej 1 μm, pole anizotropii około 4 Oe. Z pomiarów otrzymano

$$l_{sb} \cong 2l_s$$



Rys. 2b. Wycinek płatu /widok z góry na druty magnetyczne i dolne paski linii słów/:

1 - druty magnetyczne
2 - folia miedziana linii słów

Po podstawieniu powyższego do /30/ otrzymujemy

$$l_{sb} = d_2 \left(1 + \frac{d_1}{d_2}\right) \qquad /31/$$

Obszary komórek sąsiednich mogą stykać się ze sobą, lecz nie mogą zachodzić na siebie. Dlatego na podstawie wyrażeń /29/ i /31/ otrzymujemy równość

$$\frac{1}{2}\left(d_2 + d_3\right) = d_2 \left(1 + \frac{d_1}{d_2}\right) \qquad /32/$$

W praktyce wymiar d_2 tj szerokość paska linii słowa wynika z minimalnego sygnału odczytu, który jest proporcjonalny do d_2. Wymiar d_1 jest ograniczony od dołu warunkami technologicznymi. Pozostaje więc do określenia wymiar d_3, na podstawie wyrażenia /32/

$$d_3 = d_2 + 2d_1 \qquad /33/$$

Wymiar d_1, rys. 2a, określony jest przez:

$$d_1 = 2\left(r_1 + w_1 + w_2\right) \qquad /34/$$

2r - średnicę drutu magnetycznego
w_1 - warstwę powietrzną otaczającą drut magnetyczny
w_2 - warstwę izolującą paski linii słów

W celu zachowania możliwie symetrycznego ułożenia drutów magnetycznych względem linii słowa /rys. 2a/ trzeba żeby grubość warstwy w_2 była nie mniejsza od w_1.

Natomiast, zarówno w_1, w_2 a także r_1 powinny być możliwie jak najmniejsze; jest to istotne ze względu na gęstość upakowania linii słów na jednostkę długości linii bitowej.

Gęstość upakowania linii słów może być zwiększona przez zastosowanie zwory magnetycznej otaczającej od zewnątrz linie słów. Zwora najczęściej jest wykonywana z ferrytu sproszkowanego /o ziarnie proszku około 1 μm/ zawieszona w odpowiednim lepiszczu np. żywicy epoksydowej. Według danych eksperymentalnych przy takiej zworze rozmiar d_3 maleje w przybliżeniu trzykrotnie.

5.2. Parametry elektryczne konstrukcji rzeczywistej komórki w płacie warstwowym

Określimy indukcyjność i pojemność komórki jednobitowej płatu warstwowego zilustrowanego na rys. 2a i rys. 2b, w zależności od jej rozmiarów.

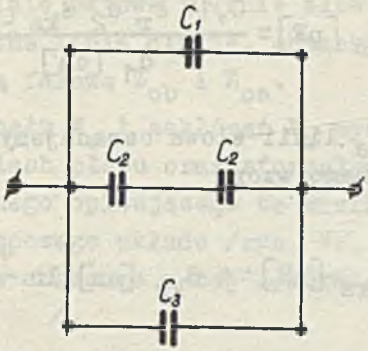
5.2.1. Parametry komórki wzdłuż linii bitowej

Pojemność C_{kb} jest wypadkową pojemnością poszczególnych obszarów komórki. Na rys. 3 przedstawiono układ zastępczy pojemności C_{kb} w systemie dwóch drutów magnetycznych na bit. Pojemność C_1 występuje między drutami magnetycznymi linii bitowej na długości odcinka d_3. Pojemność C_2 występuje między drutami magnetycznymi na długości d_2 za pośrednictwem pasków linii słowa. Pojemność C_3 jest utworzona przez szczelinę między drutami magnetycznymi i paskami /górnym i dolnym/ linii słowa. Pojemność C_{kb} na podstawie rys. 3, określona jest przez

$$C_{kb} = C_1 + \frac{1}{2} C_2 + C_3 \qquad /35/$$

przy czym

$$C_1 \; [pF] \approx \frac{0{,}12 \; \varepsilon_r \; d_3 \, [cm]}{\lg \frac{d_{ks}}{2r_1}} \qquad /36/$$



Rys. 3. Układ zastępczy pojemności C_{kb}

$$C_2\,[pF] \simeq \frac{0{,}12\ \varepsilon_r\ d_2\,[cm]}{\lg \frac{r_2}{r_1}} \qquad /37/$$

$$C_3\,[pF] \simeq \frac{0{,}0295\ \varepsilon_r\ d_1\ d_2\,[cm^2]}{\frac{1}{2}\,d_{ks} - 2r_1\,[cm]} \qquad /38/$$

gdzie ε_r - średnia stała dielektryczna.

Indukcyjność L_{kb} szacujemy na podstawie podanego niżej przybliżonego wzoru

$$L_{kb}\,[nH] \simeq 4d_{kb}\,[cm]\left(\ln \frac{d_{ks}}{2r_1} + \frac{\mu_r}{4}\right) \qquad /39/$$

gdzie μ_r - średnia dla danego obszaru przenikalność magnetyczna

5.2.2. Parametry komórki wzdłuż linii słowa

Pojemność C_{ks} linii słowa obliczymy na podstawie przybliżonego wzoru

$$C_{ks}\,[pF] \simeq \frac{0{,}14\,\varepsilon_r\, d_2\, d_{ks}\,[cm^2]}{d_1\,[cm]} \qquad /40/$$

Indukcyjność L_{ks} linii słowa oszacujemy na podstawie następującego przybliżonego wzoru

$$L_{ks}\,[nH] \simeq 4\, d_{ks}\,[cm]\left(\ln\frac{4\, d_1}{d_2} + \frac{\mu_r}{4}\right) \qquad /41/$$

Należy pamiętać, że ww wyrażenia określające pojemności i indukcyjności komórki są przybliżone. Występujące w tych wzorach parametry ε_r i μ_r wyrażają uśrednione wartości w całym obszarze komórki. Dokładne określenie tych parametrów jest bardzo skomplikowane, a w szczególności μ_r, która jest nieliniową funkcją natężenia pola magnetycznego. Z tych właśnie względów podane wzory umożliwiają jedynie oszacowanie parametrów elektrycznych komórki o przedstawionej konfiguracji.

6. SYGNAŁ I ZAKŁOCENIA W PŁACIE PAMIĘCI

Jednym z zasadniczych kryteriów oceny konstrukcji płatu jest stosunek sygnału do zakłóceń /oznaczany przez K/ określany na wyjściu linii bitowych przy ustalonych warunkach wzbudzania linii słowa w cyklu odczytu.

$$K = \frac{V_s}{V_z}$$

przy czym V_s - napięcie sygnału
V_z - napięcie zakłóceń.

Sygnał i zakłócenia zależą od:

- wymiarów komórki i rozrzutu tych wymiarów /wielkości te wpływają na parametry komórki i całego płatu/,
- parametrów impulsu prądu odczytu pobudzającego wybraną linię słowa.

Założymy, że linie bitowe i linie słów mogą być rozpatrywane jako bezstratne linie długie, charakteryzujące się odpowiednią opornością falową Z_{ob} i Z_{os}.

Określenie sygnału V_s i zakłóceń V_z występujących w obszarze komórki i liniach płatu oraz sformułowanie uproszczonego modelu matematycznego opisującego te wielkości przeprowadzimy na podstawie zastępczego układu /rys. 4/, źródeł napięć i prądów działających w obszarze n-tej komórki. W analizie zostaną uwzględnione:

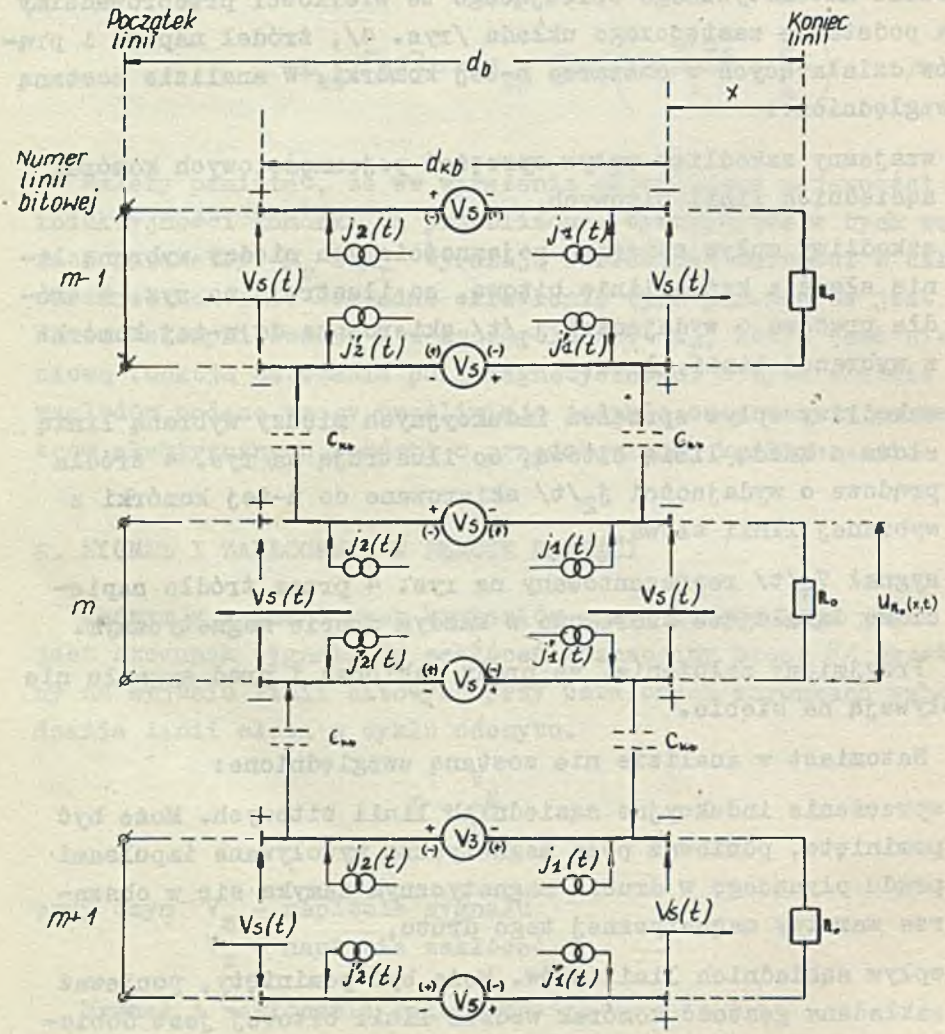
- wzajemny szkodliwy wpływ sprzężeń pojemnościowych komórek sąsiednich linii bitowych,
- szkodliwy wpływ sprzężeń pojemnościowych między wybraną linią słowa a każdą linię bitową, co ilustrują na rys. 4 źródła prądowe o wydajności $j_1/t/$ skierowane do n-tej komórki z wybranej linii słowa,
- szkodliwy wpływ sprzężeń indukcyjnych między wybraną linią słowa a każdą linią bitową, co ilustrują na rys. 4 źródła prądowe o wydajności $j_2/t/$ skierowane do n-tej komórki z wybranej linii słowa,
- sygnał $V_s/t/$ reprezentowany na rys. 4 przez źródło napięciowe działające szeregowo w każdym drucie magnetycznym.

Przyjmiemy założenie, że prądy zakłóceń i prąd sygnału nie wpływają na siebie.

Natomiast w analizie nie zostaną uwzględnione:

- sprzężenie indukcyjne sąsiednich linii bitowych. Może być pominięte, ponieważ pole magnetyczne wywoływane impulsami prądu płynącego w drucie magnetycznym zamyka się w obszarze warstwy magnetycznej tego drutu,
- wpływ sąsiednich linii słów. Może być pominięty, ponieważ zakładana gęstość komórek wzdłuż linii bitowej jest dobierana ze względu na ten właśnie warunek.

Analizę przedstawionego układu źródeł sygnału i zakłóceń ograniczymy do tzw. najgorszego przypadku, przy którym występują największe zakłócenia, Oznacza to, że układ zastępczy przedstawiony na rys. 4 będzie ulegał odpowiednim modyfika-



Rys. 4. Układ źródeł sygnałów i prądów zakłócających w obszarze komórki m-tej linii bitowej

cjom odpowiadającym powyższemu założeniu. Napięcie sygnału V_s i napięcia zakłóceń V_z będą określone na obciążeniu R_o linii bitowej utworzonej przez dwa druty magnetyczne. Wartość oporności obciążenia R_o równa jest Z_{ob}.

W linii bitowej płyną prądy zakłócające i prąd sygnału, które wywołują na oporności obciążenia R_o napięcia będące sumą algebraiczną sygnału i zakłóceń, co wyrazimy przez

$$U(x,t) = V_s(x,t) + V_1(x,t) + V_2(x,t) \qquad /42/$$

gdzie: V_1 - zakłócenie pojemnościowe
V_2 - zakłócenie indukcyjne.

Są one funkcjami czasu i odległości rozpatrywanej komórki od końca linii bitowej zakończonej oporem R_o i odległości $/d_b - x/$ od zwartego końca linii $/d_b$ - długość linii bitowej/. Ponieważ linia jest bezstratna, to zarówno prąd sygnału jak i prądy zakłóceń będą docierać do wzmacniacza sygnałów bez strat, ale z opóźnieniem proporcjonalnym do $\delta \cdot x$ dla sygnałów impulsów zdążających bezpośrednio do obciążenia R_o, oraz z opóźnieniem proporcjonalnym do $\delta /2d_b - x/$ dla impulsów zdążających do obciążenia R_o po odbiciu /rys. 4/ od przeciwnego końca /δ jest odwrotnością szybkości V propagacji impulsów elektrycznych w linii, $\delta = \frac{1}{V}$/. Dlatego prąd sygnału i każdy prąd zakłóceń $j_k/x,t/$, /k = s,1,2/ wywołany falą bieżącą i falą odbitą wyrazimy przez

$$j_k(x,t) = \begin{cases} 0 & \text{dla } t < \delta \cdot x \\ j_k(t - \delta \cdot x) & \text{dla } \delta \cdot x \leqslant t < \delta(2d_b - x) \\ j_k(t - \delta \cdot x) + j_k(t - \delta \cdot (2d_b - x)) & \text{dla } t \geqslant \delta(2d_b - x) \end{cases} \qquad /43/$$

Przypadki, dla których $j_k(x,t) = 0$ są nieistotne. Dlatego dalsze rozważanie prądów i napięć będziemy przeprowadzać tylko dla czasu $t \geqslant \delta x$.

Mamy więc:

$$j_k(x,t) = j_k(t - \delta x)\Big|_{t \geq \delta x} + j_k\big(t - \delta(2d_b - x)\big)\Big|_{t \geq \delta(2d_b - x)} \qquad /44/$$

Ponieważ interesują nas napięcia na oporniku R_o pochodzące od n-tej komórki każdej linii bitowej, dlatego zmienną niezależną δx w wyrażeniu /44/ zastąpimy zmienną określoną przez numer n rozpatrywanej komórki /n = 1,2,...N/. Założymy, że dx odpowiada długości d_{kb} komórki, przy czym d_{kb} jest długością jednostkową

$$dx = d_{kb}$$

Ponieważ

$$d_b = N\, d_{kb}$$

to

$$x = n\, d_{kb}$$

Ponieważ

$$\delta = \frac{1}{V} \quad \text{i} \quad V = \frac{d_b}{t_b} = \frac{d_{kb}}{t_{kb}}$$

to

$$\delta x = n\, t_{kb} \qquad /45/$$

i

$$\delta(2d_b - x) = (2N - n)\, t_{kb} \qquad /46/$$

Biorąc pod uwagę /45/ i /46/ dokonamy zmiany zmiennych w wyrażeniu /44/ i w wyniku tego otrzymujemy

$$j_k(n,t) = j_k(t - nt_{kb})\Big|_{t \geq nt_{kb}} + j_k\big(t - (2N - n)\, t_{kb}\big)\Big|_{t \geq (2N - n)t_{kb}} \qquad /47/$$

W dalszym ciągu nie będziemy podawać warunków /48/ tj.

$$t \geqslant nt_{kb}$$

$$\text{oraz} \quad t \geqslant (2N - n)t_{kb} \qquad /48/$$

w miejscach gdzie ich występowanie jest oczywiste.

6.1. Napięcie sygnału

Sygnał $V_s(n,t)$ wzbudzany jest w linii bitowej na skutek przełączania warstwy magnetycznej w obszarze komórki. Szybkość przełączania warstwy określonej komórki zależy od parametrów impulsu prądu odczytu I_s wzbudzającego wybraną linię słowa.

W celu określenia zależności parametrów sygnału od prądu $I_s(t)$ założymy najpierw kształt tego prądu, który niech będzie opisany wyrażeniem

$$I_s(t) = \frac{I_o}{2}\left(1 - \cos \pi \frac{t}{t_n}\right), \qquad 0 \leqslant t < t_n$$

$$I_s(t) = I_o \qquad t \geqslant t_n \qquad /49/$$

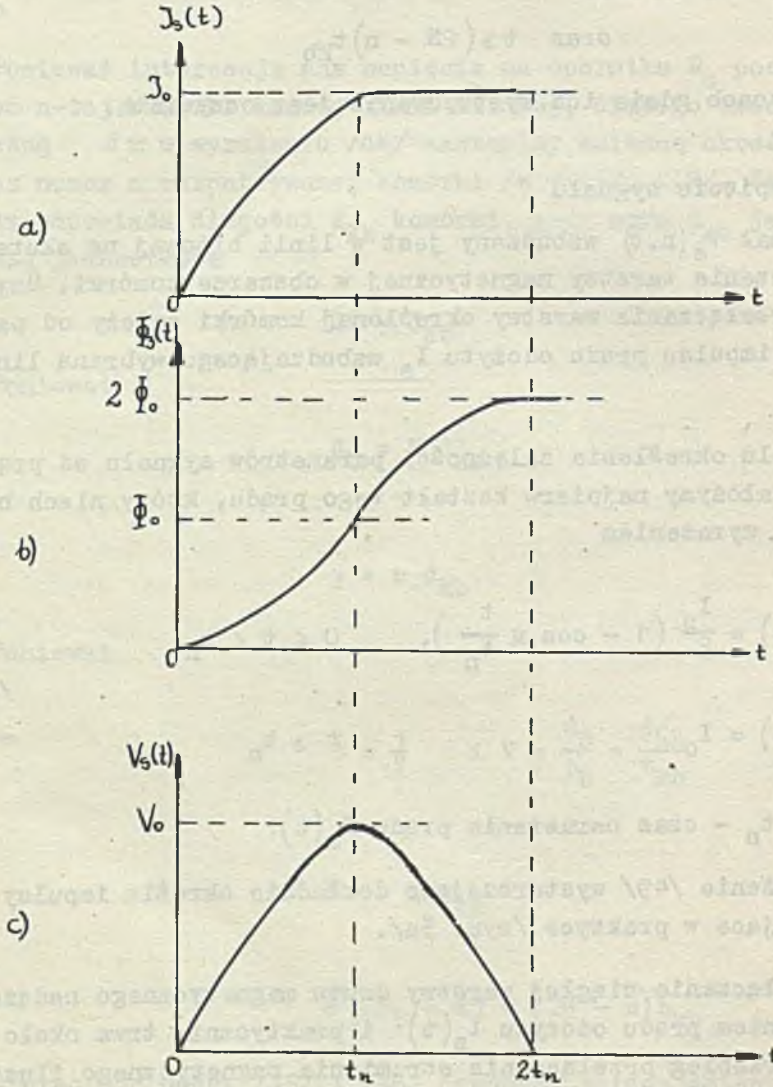
gdzie: t_n - czas narastania prądu $I_s(t)$.

Wyrażenie /49/ wystarczająco dokładnie określa impulsy $I_s(t)$ występujące w praktyce /rys. 5a/.

Przełączanie ciągłej warstwy drutu magnetycznego nadąża za narastaniem prądu odczytu $I_s(t)$ i praktycznie trwa około $2\,t_n$. Przebieg przełączania strumienia magnetycznego ilustruje rys. 5b. Przebieg ten może być opisany analitycznie następującym wyrażeniem:

$$\phi_s \simeq \phi_s\left(1 - \cos \frac{\pi}{2} \frac{t}{t_n}\right) \qquad 0 \leqslant t < 2t_n$$

$$\phi_s = \phi_o \qquad t \geqslant 2t_n \qquad /50/$$



Rys. 5. Zależność przełączonego strumienia magnetycznego i sygnału od prądu wzbudzania

przy czym

$$\phi_o \simeq B\,T\,d_2 \cdot \sin\varphi \qquad /51/$$

φ - kąt odchylenia wektora magnetyzacji pod wpływem pola odczytu,

B - indukcja,

T - grubość warstwy,

d_2- szerokość linii słowa.

Wyrażenie /51/ określa strumień ϕ_o tylko w sposób przybliżony, ponieważ przy ciągłym drucie magnetycznym pole magnetyczne odczytu przenika warstwę także poza obszar d_2.

Napięcie sygnału jest pochodną przełączanego strumienia magnetycznego $\phi_s(t)$. Na podstawie wyrażeń /50/ i /51/ wzbudzany sygnał w drucie magnetycznym wyraża się przez /rys. 4c/

$$V_s(t) = \frac{d\phi_s}{dt} \simeq \frac{\pi}{2}\frac{BTd_2}{t_n}\sin\varphi \cdot \sin\frac{\pi}{2}\frac{t}{t_n} \qquad 0 \leqslant t < 2t_n$$

$$V_s(t) = 0 \qquad t \geqslant 2t_n \qquad /52/$$

Napięcie sygnału na obciążeniu R_o z n-tej komórki określone jest następująco:

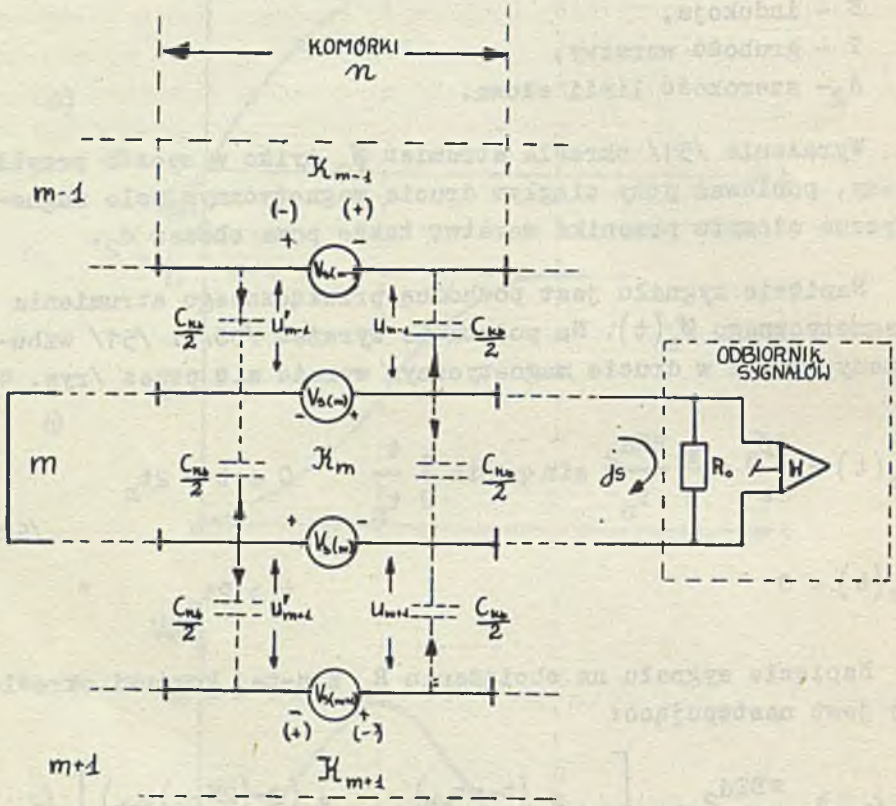
$$V_s(t,n) = \frac{\pi BTd_2}{2t_n}\sin\varphi\left[\sin\frac{\pi}{2}\frac{(t-nt_{kb})}{t_n} + \sin\frac{\pi}{2}\frac{(t-(2N-n)t_{kb})}{t_n}\right] \qquad /53/$$

co jest zgodne z wyrażeniami /47/ i /52/.

6.2. Wpływ sąsiednich linii bitowych na prąd sygnału danej linii bitowej

Układ sprzężeń pojemnościowych komórek sąsiednich linii bitowych ilustruje rys. 6. Druty magnetyczne w płacie są równo-

miernie rozłożone, co powoduje, że pojemności sprzęgające C_{kb} między sąsiednimi komórkami są takie same jak między dwoma drutami każdej linii bitowej. Symbol $\frac{C_{kb}}{2}$ wyraża równomiernie rozłożoną pojemność na połowie długości komórki. W środku komórek /rys. 6/ umieszczono źródła sygnału V_s, występujące jednocześnie w n-tych komórkach wszystkich linii bitowych.



Rys. 6. Schemat sprzężeń pojemnościowych sąsiednich linii bitowych

Rozpatrzmy wpływ komórek sąsiednich, oznaczonych na rys. 6 przez K_{m-1} i K_{m+1}, na komórkę środkową oznaczoną przez K_m. Każda komórka, a więc i K_m, składa się z dwóch źródeł generujących napięcia V_s zawsze o polarnościach przeciwnych. Napięcia te tworzą sygnał odbierany przez wzmacniacz różnicowy dołączony do końca każdej linii bitowej obciążonej

opornością falową R_o. Źródła komórki K_m są obciążone pojemnościami $\frac{C_{kb}}{2}$ z każdej strony linii m-tej oraz pojemnościami $\frac{C_{kb}}{2}$ sprzęgającymi z sąsiednim źródłem komórki K_{m-1} z jednej strony i K_{m+1} z drugiej strony. Ostatnie obciążenie zależy od wartości i polarności napięć sygnałów źródeł K_{m-1} i K_{m+1}. Pojemności $\frac{C_{kb}}{2}$ sprzęgające sąsiednie źródła ładują się zawsze do napięcia równego różnicy chwilowych wartości potencjałów sąsiednich źródeł. Wartość tej różnicy może wynosić V_s albo może być równa zero. Pierwszy przypadek zachodzi wtedy, gdy sąsiednie źródła mają przeciwne polarności, przypadek drugi wtedy, gdy polarności tych źródeł są zgodne.

W przypadku pierwszym dla komórki K_{m-1}, wg rys. 6:

$$U'_{m-1} = -\frac{V_{s(m)}}{2} - \left[+\frac{V_{s(m-1)}}{2}\right] = -V_s$$

i /54/

$$U_{m-1} = +\frac{V_{s(m)}}{2} - \left[-\frac{V_{s(m-1)}}{2}\right] = +V_s$$

oraz w przypadku drugim

$$U'_{m-1} = -\frac{V_{s(m)}}{2} - \left[-\frac{V_{s(m-1)}}{2}\right] = 0$$

i /55/

$$U_{m-1} = +\frac{V_{s(m)}}{2} - \left[+\frac{V_{s(m-1)}}{2}\right] = 0$$

Podobne wyrażenia można napisać także dla komórki K_{m+1}.

Źródła K_{m-1} i K_{m+1} włączają albo wyłączają pojemności sprzęgające $\frac{C_{kb}}{2}$ w dodatkowe obwody prądowe bocznikujące źródła komórki K_m. Obciążenie każdego źródła sygnału V_s komórki K_m wyrażone poprzez opór falowy może się zmieniać w stosunku jak $1:\sqrt{2}$. Jednakże zmiany tego obciążenia nie powodują zakłóce-

nia amplitudy sygnałów, ponieważ źródła sygnałów są źródłami napięciowymi, mogą więc praktycznie bez straty amplitudy napięcia sygnału dostarczać o $\sqrt{2}$ większy prąd /jest to słuszne, ponieważ straty w samej linii bitowej są pomijane w porównaniu do mocy dostarczanej do odbiornika/. Oprócz tego energia zgromadzona w pojemnościach sprzęgających sąsiednie linie bitowe także jest dostarczona do odbiornika, jednakże za cenę zwiększenia opóźnienia sygnału w stosunku jak 1 : $\sqrt{2}$, tzn o 40% w porównaniu z $t_{kb} = \sqrt{L_{kb} C_{kb}}$.

Z powyższego wynikają następujące wnioski:

- wzmacniacz sygnałów powinien być wzmacniaczem napięciowym
- linia bitowa winna być obciążona opornością dopasowującą o wartości średniej wynikającej z następującej zależności:

$$R_{ośr} = \frac{\sqrt{\frac{L_{kb}}{C_{kb}}} + \sqrt{\frac{L_{kb}}{2C_{kb}}}}{2}$$

Po przekształceniu tego wyrażenia otrzymujemy:

$$R_{ośr} = 0{,}8\sqrt{\frac{L_{kb}}{C_{kb}}} = 0{,}8\ R \qquad /56/$$

Jedynym w zasadzie szkodliwym skutkiem oddziaływania sąsiednich źródeł sygnałów linii m-1 i m+1 jest zmienność czasu propagacji linii m-tej, którego maksymalna wartość wyraża się przez

$$t_{kb\ max} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{L_{kb} \cdot C_{kb}} = \sqrt{2}\ t_{kb} \qquad /57/$$

Biorąc pod uwagę wyrażenie /53/ i podstawiając w nim /57/ otrzymujemy postać napięcia sygnału z uwzględnieniem wpływu sprzężeń sąsiednich linii bitowych

$$V_{sm}(t,n) = \frac{\pi}{2}\frac{B\,Td_2}{t_n}\sin\varphi\left[\sin\frac{\pi}{2}\frac{\left(t-\sqrt{2}nt_{kb}\right)}{t_n}+\sin\frac{\pi}{2}\frac{\left(t-(2N-n)\sqrt{2}\,t_{kb}\right)}{t_n}\right] \qquad /58/$$

W celu zmniejszenia wpływu sąsiednich linii, w szczególności w płatach o dużej pojemności, niezbędne jest dzielenie płatu prostopadle do linii bitowych na parzystą ilość części. Linie bitowe tych części łączy się szeregowo w ten sposób, aby druty magnetyczne co drugiej linii bitowej każdej części płatu krzyżowały się. Dzięki temu, dla każdego przypadku rozkładu polarności źródeł sygnałów w liniach m-1 i m+1 połowa liczby komórek wzdłuż linii m-tej ma maksymalne sprzężenie, a połowa ma sprzężenie równe zero. Czas opóźnienia przez całą linię bitową będzie wynosił

$$t_{bm} = \frac{N}{2}\sqrt{L_{kb}\,C_{kb}} + \frac{N}{2}\sqrt{L_{kb}\,2C_{kb}} \qquad /59/$$

Po przekształceniu tego wyrażenia otrzymujemy

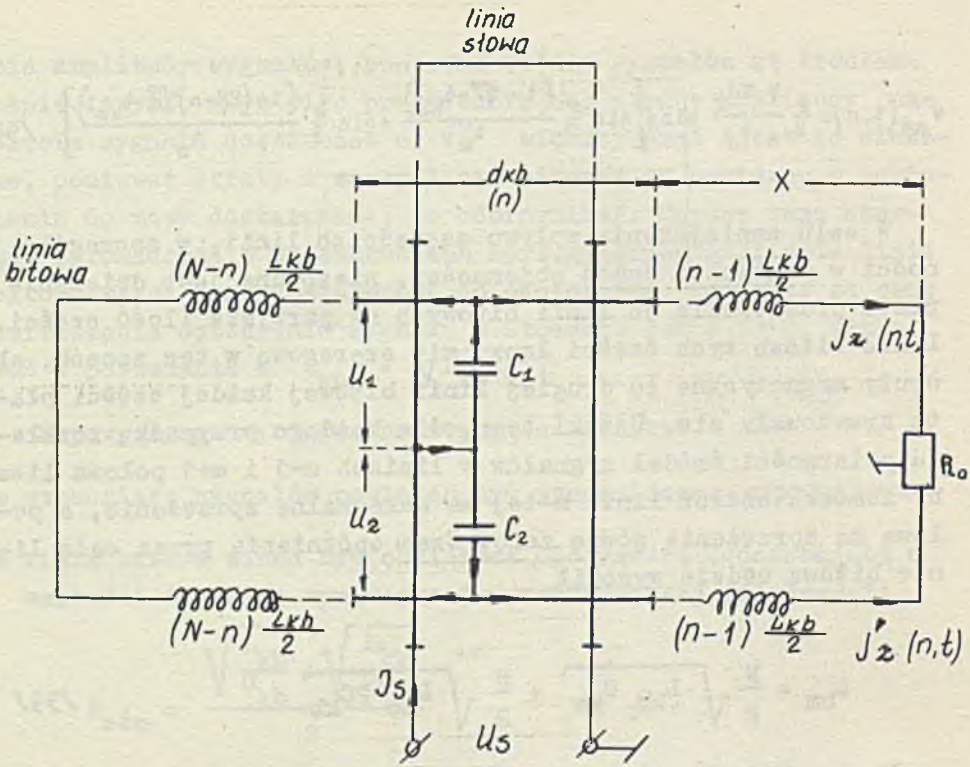
$$t_{bm} = N \cdot 1{,}2\,t_{kb}$$

Amplituda napięcia sygnału docierającego do odbiornika z najdalszej komórki linii bitowej /n=N/, wyrazi się przez

$$V_s = \pi\frac{BTd_2}{t_n}\sin\varphi \qquad /60/$$

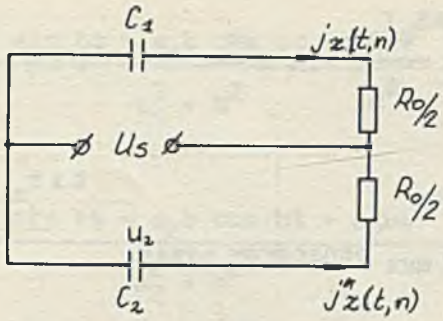
6.3. Zakłócenia pojemnościowe między linią słowa i linią bitową

Układ sprzężeń pojemnościowych między linią słowa i linią bitową ilustruje rys. 7. Prądy zakłócające $j_z(t,n)$ i $j_z(t,n)$ płyną z linii słowa do linii bitowej odpowiednio przez pojemności C_1 i C_2 występujące na skrzyżowaniu tych linii. W celu



Rys. 7. Układ sprzężenia pojemnościowego między linią słowa i linią bitową

kompensacji tego rodzaju zakłóceń stosuje się najczęściej symetryczną linię bitową, złożoną z dwóch drutów magnetycznych albo jednego drutu magnetycznego i jednego niemagnetycznego-kompensacyjnego. Linia słowa wówczas nie musi być symetryczna, aby nastąpiła kompensacja prądów zakłócających płynących odpowiednio do każdego drutu danej linii i skierowanych przeciwnie względem siebie /rys. 7/. Wielkość tych zakłóceń zależy od położenia komórki w płacie. Największe zakłócenie ujawni się z komórki leżącej na linii bitowej od strony wzbudzania linii słów i jednocześnie leżącej najbliżej odbiornika sygnałów. Taki najgorszy przypadek może być przedstawiony w postaci układu zastępczego wg rys. 8. Każda z gałęzi układu zastępczego, rys. 8, może być odpowiednio opisana następującym układem równań różniczkowych.



Rys. 8. Układ zastępczy maksymalnego szkodliwego oddziaływania sprzężenia pojemnościowego

$$\frac{dU_1}{dt} + \frac{2}{R_o C_1} \cdot U_1 - \frac{2}{R_o C_1} \cdot U_{s\,max} = 0$$

$$\frac{dU_1}{dt} + \frac{2}{R_o C_1} \cdot U_2 - \frac{2}{R_o C_1} \cdot U_{s\,max} = 0 \qquad /61/$$

Natomiast odpowiednie prądy zakłócające są określone przez

$$j_z = C_1 \frac{dU_1}{dt}; \qquad j_z' = C_2 \frac{dU_2}{dt}$$

Wielkość zakłócenia pojemnościowego będzie proporcjonalna do różnicy tych prądów. Mamy więc

$$j_1 = j_z - j_z' - C_1 \frac{dU_1}{dt} - C_2 \frac{dU_2}{dt} \qquad /62/$$

W celu wyznaczenia prądu j_1 należy najpierw określić z równań /61/ napięcia U_1 i U_2, które z kolei zależą od $U_{s\,max}$. Napięcie $U_{s\,max}$ jest iloczynem indukcyjności linii słowa L_s i pochodnej prądu $I_s(t)$ określonego wyrażeniem /49/, a więc

$$U_{s\,max} = -\frac{\pi}{2}\frac{L_s I_o}{t_n}\sin \pi \frac{t}{t_n} \qquad 0 \leq t < t_n$$

$$U_{s\,max} = 0 \qquad t \geqslant t_n \qquad /63/$$

Amplitudę $U_{s\,max}$ oznaczymy przez

$$U_{so} = -\frac{\pi}{2}\frac{L_s I_o}{t_n} \qquad /64/$$

Rozwiązanie równań /61/ polega na obliczeniu następujących całek

$$U_1 = U_{so}\, a_1\, e^{-a_1 t} \int_0^t e^{a_1 t} \sin bt\, dt$$

$$U_2 = U_{so}\, a_2\, e^{-a_2 t} \int_0^t e^{a_2 t} \sin bt\, dt \qquad /65/$$

przy czym

$$a_1 = \frac{2}{R_{ośr} C_1}\ ; \quad a_2 = \frac{2}{R_{ośr} C_2} \qquad /66/$$

oraz

$$b = \frac{\pi}{t_n}$$

Po rozwiązaniu /65/ otrzymamy*

---

* Korzystamy z zależności:

$$\int e^{at} \sin bt\, dt = \frac{e^{at}\left(a \sin bt + b \cos bt\right)}{a^2 + b^2} + c$$

$$U_1 = U_{so}\left[\frac{a_1^2 \sin bt - a_1 b \cos bt + a_1 b e^{-a_1 t}}{a_1^2 + b^2}\right]$$

/67/

$$U_2 = U_{so}\left[\frac{a_2^2 \sin bt - a_2 b \cos bt + a_2 b e^{-a_2 t}}{a_2^2 + b^2}\right]$$

Obliczając pochodne $\frac{dU_1}{dt}$ i $\frac{dU_2}{dt}$ i mnożąc odpowiednio przez C_1 i C_2 otrzymamy prądy zakłóceń pojemnościowych w poszczególnych gałęziach układu

$$j_z(t) = C_1 \frac{dU_1}{dt} = U_{so} C_1 \frac{a_1^2 b}{a_1^2 + b^2}\left(\cos bt + \frac{b}{a_1} \sin bt - e^{-a_1 t}\right)$$

/68/

$$j_z(t) = C_2 \frac{dU_2}{dt} = U_{so} C_2 \frac{a_2^2 b}{a_2^2 + b^2}\left(\cos bt + \frac{b}{a_2} \sin bt - e^{-a_2 t}\right)$$

W praktyce stosunek $\frac{b}{a_1}$ i $\frac{b}{a_2}$ jest o kilka rzędów mniejszy od jedności. Dlatego wyrażenia /68/ można znacznie uprościć bez widocznego pogorszenia dokładności analizy układu tych sprzężeń. Po wykonaniu uproszczeń otrzymamy

$$j_z(t) = U_{so} C_1 \, b \cos bt$$

/69/

$$j_z'(t) = U_{so} \, C_2 \, b \cos bt$$

Różnica tych prądów wyraża efektywny prąd zakłóceń, zgodnie z wyrażeniem /62/

$$j_1(t) = j_z(t) - j_z'(t) = U_{so} \, b \, (C_1 - C_2) \cos bt \qquad /70/$$

Z powyższego wyrażenia wynika, że prąd zakłóceń jest proporcjonalny do różnicy pojemności sprzęgających $C_1 - C_2$. W rzeczywistym płacie pamięci w obszarze komórki zachodzą następujące zależności tych pojemności

$$C_1 = C \pm \Delta C$$

$$C_2 = C \pm \Delta C$$

Przy czym w danej komórce może zachodzić tylko jeden z możliwych przypadków.

Do dalszych rozważań założymy

$$C_1 = C - \Delta C$$
$$C_2 = C + \Delta C \qquad /71/$$

Oznaczając przez

$$k = \frac{\Delta C}{C} \qquad /72/$$

zmianę wartości pojemności C_1 i C_2 względem wartości średniej C otrzymamy

$$C_1 = C(1 - k)$$
$$C_2 = C(1 + k) \qquad /73/$$

Po podstawieniu wyrażeń /73/ do wyrażenia /70/ otrzymamy

$$j_1(t) = - U_{so}\, b\, C\, k \cos bt$$

Następnie podstawiając za U_{so} i b odpowiednie wyrażenia otrzymamy

$$j_1(t) = \frac{\pi^2}{2} \frac{L_s I_o}{t_n^2} C\, k \cos \frac{\pi}{t_n} t \qquad /74/$$

Zakłócenia te występują w wybranej n-tej komórce, wobec tego docierają do odbiornika zgodnie z wzorem /47/, tzn, że

$$j_1(t,n) = \frac{\pi^2}{4} \frac{L_s I_o}{t_n^2} C k \left\{ \cos\left(\frac{\pi}{t_n}\left(t - n1{,}2\, t_{kb}\right)\right) + \right. \qquad /75/$$

$$\left. + \cos \frac{\pi}{t_n}\left(t - \left(2N - n\right) 1{,}2 t_{kb}\right) \right\}$$

Amplituda napięcia zakłócającego $V_1(t)$ wyrazi się przez

$$V_1 = \frac{\pi^2}{2} R_{ośr} \frac{L_s I_o}{t_n^2} C k \qquad /76/$$

Należy zwrócić uwagę, że wartość średnia $V_1(t)$ w przedziale $\langle 0, t_n \rangle$ jest zawsze równa zero

$$\int_0^{t_n} V_1(t)\, dt = 0$$

Fakt ten może być wykorzystywany w praktyce, kiedy amplituda $V_1(t)$ jest duża w stosunku do sygnału $V_s(t)$. Wtedy detektor sygnałów jest wyposażony w układ całkujący, który eliminuje wpływ tych zakłóceń.

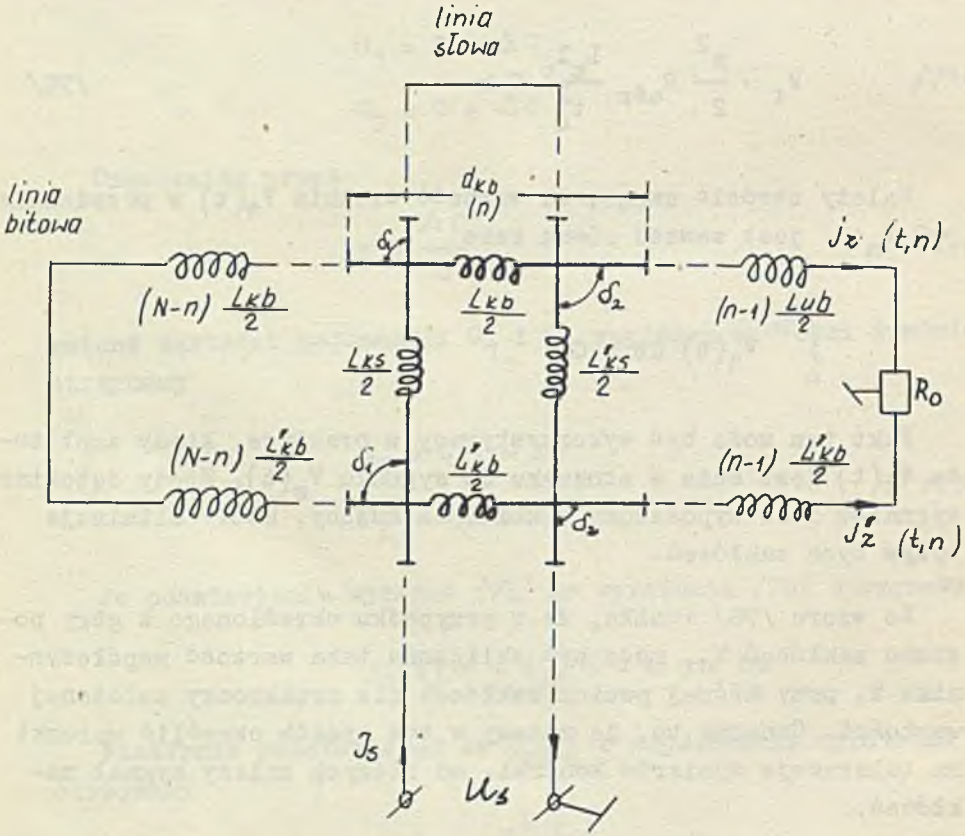
Ze wzoru /76/ wynika, że w przypadku określonego z góry poziomu zakłóceń V_1, może być obliczona taka wartość współczynnika k, przy której poziom zakłóceń nie przekroczy założonej wartości. Oznacza to, że możemy w ten sposób określić warunki na tolerancje wymiarów komórki, od których zależy sygnał zakłóceń.

Z wyrażenia /76/ otrzymujemy

$$k = \frac{2V_1}{\pi^2 R_{ośr}} \frac{t_n^2}{L_s I_o C} \qquad /77/$$

6.4. Zakłócenia indukcyjne między linią słowa a linią bitową

Układ sprzężeń indukcyjnych między linią słowa a linią bitową ilustruje rys. 9. Prądy zakłócające $j_z(t,n)$ i $j_z'(t,n)$ płyną z linii słowa do poszczególnych drutów linii bitowej poprzez transformatorowe sprzężenie indukcyjności linii w obszarze komórki. Kompensacja tego rodzaju zakłóceń zachodzi w sposób analogiczny jak zakłóceń pojemnościowych /por. p. 6.3/.



Rys. 9. Układ sprzężenia indukcyjnego między linią słowa i linią bitową

Prądy zakłóceń indukcyjnych w obszarze komórki można wyrazić

$$j_z(t) = -\frac{M_1}{R_{ośr}}\frac{dI_s}{dt} \qquad /78/$$

$$j_z'(t) = -\frac{M_2}{R_{ośr}}\frac{dI_s}{dt}$$

Natomiast efektywny prąd zakłóceń $j_2(t)$ będzie różnicą prądów określonych przez /78/

$$j_2(t) = j_z(t) - j_z'(t) \qquad /79/$$

Z wyrażenia /78/ wynika, że prąd $j_z(t)$ zależy od indukcyjności wzajemnej M_1, prąd $j_z'(t)$ od M_2 oraz oba prądy zależą od pochodnej prądu odczytu $I_s(t)$. Wielkość indukcyjności M_1 i M_2 zależy od odchyłek kątów δ_1 i δ_2, w stosunku do kąta 90°. Dlatego na podstawie rys. 9 możemy założyć, że współczynnik sprzężenia dla indukcyjności $\frac{L_{kb}}{2}$ i $\frac{L_{ks}}{2}$ wynosi

$$k_1 = \cos\left(90 \pm \Delta\delta_1\right) \qquad /80a/$$

dla indukcyjności $\frac{L_{kb}}{2}$ i $\frac{L_{ks}}{2}$ wynosi

$$k_2 = \cos\left(90 \pm \Delta\delta_2\right) \qquad /80b/$$

gdzie $\Delta\delta_2 = \delta_2 - 90$

dla indukcyjności $\frac{L_{kb}'}{2}$ i $\frac{L_{kb}}{2}$ wynosi

$$k_3 = \cos\left(90 \pm \Delta\delta_1\right) \qquad /80c/$$

oraz dla indukcyjności $\frac{L_{kb}'}{2}$ i $\frac{L_{ks}'}{2}$ wynosi

$$k_4 = \cos\left(90 \pm \Delta\delta_2\right) \qquad /80d/$$

Współczynniki k_1 i k_2 określają indukcyjność wzajemną M_1 linii słowa z pierwszym drutem linii bitowej

$$M_1 = k_1\sqrt{\frac{L_{ks}}{2}\frac{L_{kb}}{2}} + k_2\sqrt{\frac{L'_{ks}}{2}\frac{L_{kb}}{2}} \qquad /81/$$

a współczynniki k_3 i k_4 określają indukcyjność wzajemną M_2 linii słowa z drugim drutem linii bitowej

$$M_2 = k_3\sqrt{\frac{L_{ks}}{2}\frac{L'_{kb}}{2}} + k_4\sqrt{\frac{L'_{ks}}{2}\frac{L'_{kb}}{2}} \qquad /82/$$

W praktyce rozrzut indukcyjności L_{kb} i L_{ks} nie jest duży i może być pominięty. Dlatego przyjmiemy

$$L_{ks} = L'_{ks}$$

oraz /83/

$$L_{kb} = L'_{kb}$$

Uwzględniając w wyrażeniach /81/ i /82/ warunek /83/ otrzymamy

$$M_1 = \frac{1}{2}\left(k_1 + k_2\right)\sqrt{L_{ks}\,L_{kb}}$$

$$M_2 = \frac{1}{2}\left(k_3 + k_4\right)\sqrt{L_{ks}\,L_{kb}} \qquad /84/$$

Po podstawieniu wyrażeń /84/ i /78/ i następnie do /79/ otrzymujemy

$$j_2(t) = \frac{1}{2}\,\frac{\sqrt{L_{ks}L_{kb}}}{2R_{ośr}}\left(k_4 + k_3 - k_2 - k_1\right)\frac{dI_s}{dt} \qquad /85/$$

Przy ustalonych warunkach wzbudzania linii słowa prąd $j_z(t)$ zależy głównie od wartości członu $/k_4 + k_3 - k_2 - k_1/$, który z kolei zależy od precyzji wykonania płatu. Należy więc wyznaczyć maksymalną wartość tego członu. Zachodzi to wtedy, gdy wszystkie współczynniki k_i /i= 1,2,3,4/ dodają się tzn, gdy

$$k_4 + k_3 - k_2 - k_1 = 2 \sin \Delta\delta_1 + 2 \sin \Delta\delta_2$$

Jeżeli założymy

$$\Delta\delta_1 = \Delta\delta_2,$$

wtedy

$$k_4 + k_3 - k_2 - k_1 = 4 \sin \Delta\delta \qquad /86/$$

po podstawieniu wyrażenia /86/ do /65/ otrzymamy

$$j_2(t) = 2 \frac{\sqrt{L_{ks} L_{kb}}}{R_{ośr}} \sin \Delta\delta \frac{dI_s}{dt} \qquad /87/$$

W dalszym ciągu należy wyznaczyć $\frac{dI_s}{dt}$ i podstawić do /87/.

Prąd $I_s(t)$ określony jest przez /49/, wobec tego pochodna wyrazi się przez

$$\frac{dI_s}{dt} = \frac{\pi}{2} \frac{I_o}{t_n} \sin \pi \frac{t}{t_n} \qquad /88/$$

Po podstawieniu /88/ do /87/ otrzymamy

$$j_2(t) = \frac{\pi I_o \sqrt{L_{ks} L_{kb}}}{R_{ośr} t_n} \sin \Delta\delta_4 \sin \pi \frac{t}{t_n}$$

Zakłócenia te występują w wybranej n-tej komórce, wobec tego docierają do odbiornika zgodnie ze wzorem /47/ tzn., że

$$j_2(t,n) = \frac{\pi I_o \sqrt{L_{ks} L_{kb}}}{2 R_{ośr} t_n} \sin \Delta\delta \left\{ \sin \frac{\pi}{t_n} (t-n1,2\, t_{kb}) + \right.$$

$$\left. + \sin \frac{\pi}{t_n} \left(t - (2N - n)1,2t_{kb}\right) \right\} \qquad /89/$$

Prąd $j_2(t)$ wytwarza na oporności napięcie zakłócające $V_2(t)$, które wyrazi się przez

$$V_2(t) = \frac{\pi I_o \sqrt{L_{ks} L_{kb}}}{t_n} \sin \Delta\delta \sin \pi \frac{t}{t_n} \qquad /90/$$

Czynnik $\sin \Delta\delta$ wyraża bezpośrednio tolerancje wzajemnego położenia kątowego przewodów linii słów i drutów linii bitowych.

Zakładając z góry dopuszczalną maksymalną wartość zakłócenia V_2, możemy wyznaczyć z wyrażenia /90/ dopuszczalną odchyłkę $\Delta\delta$ prostopadłości linii słów względem linii bitowych w konstrukcji płatu.

$$\Delta\delta = \arcsin \frac{V_2\, t_n}{\pi I_o \sqrt{L_{ks} L_{kb}}} \qquad /91/$$

6.5. Oszacowanie wielkości sygnału i zakłóceń

Przeprowadzimy oszacowanie sygnału i zakłóceń w płacie pamięci.

Przyjmijmy następujące dane techniczne płatu, niezbędne do obliczenia sygnału i zakłóceń występujących w czasie odczytu:

- drut magnetyczny
  - grubość warstwy T = 1 μm
  - indukcja warstwy B = 8000 Gs
- parametry elektryczne komórki
  - indukcyjność L_{kb} = 2,0 nH
  - indukcyjność L_{ks} = 1,0 nH
  - pojemność C = 0,2 pF
- parametry linii płatu
  - indukcyjność linii słowa L_s = 150 nH
  - oporność falowa linii bitowej $R_{ośr}$ = 100 Ω
- parametry prądu odczytu
  - amplituda I_o = 0,65 A

wych

bitowy-

ia ampli-

parame-

- tolerancje mechaniczne wyrażone przez
  - odchyłkę od prostopadłości linii słów i linii bito
    $\Delta\delta \leqslant 1^o$
  - rozrzut pojemności między liniami słowa i liniami
    mi $k \leqslant 0,4$
- obrót wektora magnetyzacji o kąt $\varphi \cong 37^o$

A m p l i t u d a s y g n a ł u V_s. Do obliczen
tudy sygnału zastosujemy wyrażenie /60/

$$V_s = 10^{-8} \frac{BT\, d_2}{t_n} \sin \varphi \; [V]$$

Przy współczynniku 10^{-8} podstawia się poszczególne
try w następujących jednostkach:

B [Gs]; T [cm]; d_2 [cm]; R[Ω]; t_n [S]

Po podstawieniu zadanych wartości parametrów do wyrażenia na V_s otrzymamy:

a/ dla $t_n = 60$ ns
$V_s = 25$ mV

b/ dla $t_n = 30$ ns
$V_s = 50$ mV

A m p l i t u d a z a k ł ó c e n i a p o j e m n o ś c i o w e g o V_1. Do obliczenia amplitudy zakłócenia pojemnościowego zastosujemy wyrażenie /76/

$$V_1 = \frac{\pi^2}{2} R_{ośr} \frac{L_s I_o}{t_n^2} C k \; [V]$$

Po podstawieniu zadanych wartości otrzymujemy

a/ dla $t_n = 60$ ns
$V_1 = 1{,}1$ mV

b/ dla $t_n = 30$ ns
$V_1 = 4{,}3$ mV

A m p l i t u d a z a k ł ó c e n i a i n d u k c y j n e g o V_2. Do obliczenia zakłócenia indukcyjnego zastosujemy wyrażenie /90/

$$V_2 = \pi \frac{I_o \sqrt{L_{ks} L_{kb}}}{t_n} \sin \Delta\delta \; [V]$$

Po podstawieniu zadanych wartości otrzymujemy

a/ dla $t_n = 60$ ns
$V_2 = 0{,}42$ mV

b/ dla $t_n = 30$ ns
$V_2 = 0{,}64$ mV

W tabeli 1 zamieszczono uzyskane wartości sygnału i zakłóceń, obliczone i zmierzone dla skonstruowanego modelu płatu przy t_n = 60 ns.

Tabela 1

Napięcia /mV/ / Czas narastania t_n/ns/	Sygnał V_s	Zakłócenia pojemnościowe V_1	Zakłócenia indukcyjne V_2	Uwagi
t_n = 60	25	1,1	0,42	Wartości obliczone
t_n = 60	20	1,0	-	Wartości zmierzone

Uzyskany stosunek sygnału do zakłóceń wynosi:

a/ dla t_n = 60 ns

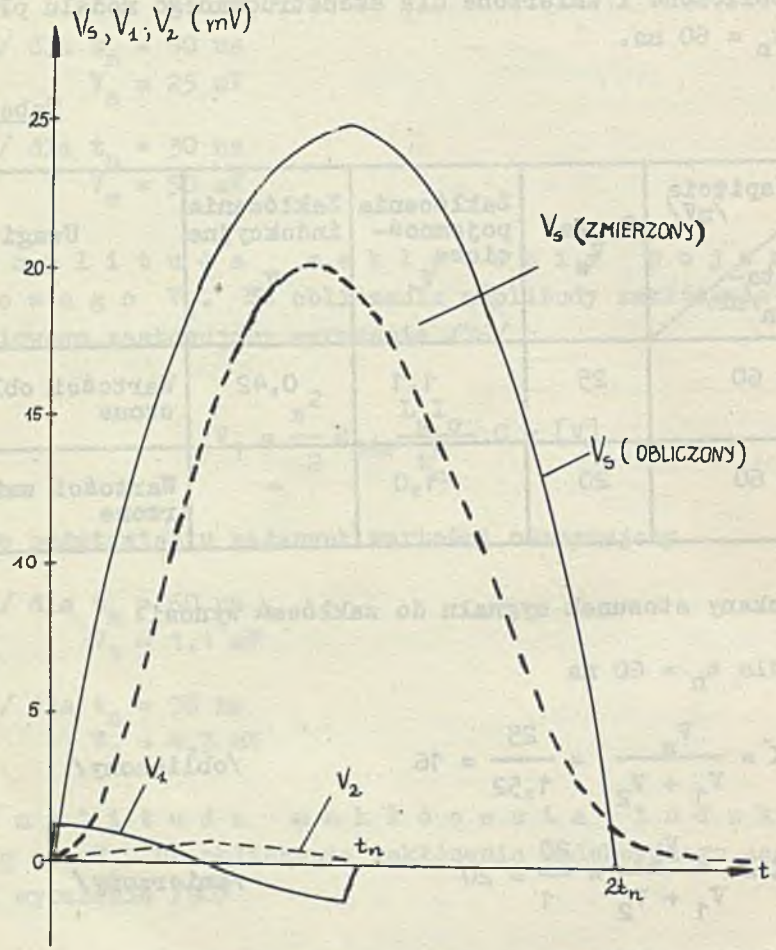
$$K = \frac{V_s}{V_1 + V_2} = \frac{25}{1,52} = 16 \qquad \text{/obliczony/}$$

$$K = \frac{V_s}{V_1 + V_2} = \frac{20}{1} = 20 \qquad \text{/zmierzony/}$$

b/ dla t_n = 30 ns

$$K = \frac{V_s}{V_1 + V_2} = \frac{50}{5,24} = 9,5 \qquad \text{/obliczony/}$$

Zależności czasowe i amplitudowe sygnału i zakłóceń przedstawia rys. 10. Podano tu sygnał V_s otrzymany z obliczeń i zmierzony w rzeczywistym modelu komórki.



Rys. 10. Przebiegi sygnału i zakłóceń

7. ZAKOŃCZENIE

Przedstawiona metoda analizy płatu pamięci na drutach magnetycznych umożliwia konsekwentne postępowanie w procesie projektowania konstrukcji płatu, a szczególnie płatu o konfiguracji podobnej do przedstawionej na rys. 2. Podane wzory określające zależność jednych wielkości od drugich są przybliżone, jednakże umożliwiają osiągnięcie dostatecznie dokładnych wartości poszukiwanych wielkości. Zostały

przeprowadzone obliczenia w zakresie wymiarów komórki i płatu pamięci oraz ich parametrów elektrycznych. Uzyskane wyniki są zbliżone do wartości parametrów płatów opisywanych w literaturze np. [5], [6], jak również zgodne są z wynikami badań własnych rozwiązań płatów pamięci.

Literatura

[1] FEDDE G.A.: Plated-wire Memories - Univac's Bet to Replace Toroidal Ferrite Core's, Electronics, May, 1967: 15

[2] MADEA H., MATSUHITA A., IAHASHIMA M.: Woven Memory for NDRO System, IEEE Trans. Electr. Comp., August 1966: 4

[3] SAWICKI Z.: Bloki nośnika informacji na drutach magnetycznych pamięci EMC, Nowości Techniczne IMM, 1967: 3

[4] SAWICKI Z.: Bloki nośnika informacji na płaskich warstwach magnetycznych, ETO Nowości IMM, 1967: 4

[5] CHONG C.F. i inni: Engineering Design of a Massrandom Access Plated Wire Memory, AFIPS 1967

[6] KEFALAS J.K.: Design of Half-Million Bit Wire Memory, IEEE Trans. on Magnetics, June 1967: 2

МЕТОД АНАЛИЗА ПЛАТА ЗАПОМИНАЮЩЕГО УСТРОЙСТВА НА ЦИЛИНДРИЧЕСКИХ МАГНИТНЫХ ПЛЁНКАУ

Резюме

Указан упрощенный метод анализа блока носителя информации на цилиндрических магнитных плёнках. В особенности описаны следующие анализы:

- Размеров плата запоминающего устройства для данной ёмкости, позволяющие одновременно достигнуть максимальное быстродействие и согласование плата с электроническими цепями.
- Линейных величин однобитовой ячейки при заданном быстродействии.
- Электрических параметров конструкции ячейки, следующих из заданной ёмкости, быстродействия и волнового сопротивления линий слов и битовых линий.
- Электрических параметров конструкции однобитовой ячейки следующей из заданной конфигурации ячеек.
- Анализ сигнала и помех в плате запоминающего устройства.

Определено аналитические зависимости между требуемыми эксплуатационными параметрами блока носителя информации и его геометрическими величинами. Указанный метод позволяет проектировать плат на основе заданной ёмкости, быстродействия и отношения сигнала к помехам. Поданные аналитические выражения определяют приблизительно зависимости одних величин от других, однако они являются достаточными для вычисления конструкции плата запоминающего устройства или аналитической оценки присущей конструкции.

Экспериментальные результаты достигнутые из исследования плата запоминающего устройства разработанного на основе выше указанного метода схожие с результатами полученными аналитическим способом.

A CERTAIN METHOD OF AN ANALYSIS OF A STORAGE PLANE ON PLATED WIRES

Summary

Presented a simplified analysis of a block of information carrier on cylindrical magnetic layers. In particular the following are described:

- The size of storage plane for a given capacity, permitting to reach maximal operation speed simultaneously with adjusting the plane to electronic circuits
- Electric parameters of a cell construction resulting from an assumed capacity, speed and wave resistance of word lines and bit lines
- Electric parameters of one-bit cell construction resulting from assumed cell configuration
- Analysis of signal and noise in a storage plane

Analytical dependences were formulated between the required exploitation parameters of the block of information carrier and its geometrical values /dimensions/. The presented method enables to design a storage plane with an assumed capacity, operation speed and the signal to noise ratio. The analytical terms given determine approximately the dependences of one value on an other however they are sufficient to compute the construction of a storage plane or to estimate analytically the existing construction.

Experimental results obtained from investigation of a storage plane constructed on the basis of the above method are similar to the results obtained in an analytical way.

A CERTAIN METHOD OF AN ANALYSIS OF A STORAGE PLANE ON PLATED WIRES

Summary

Presented a simplified analysis of a block of information carrier on cylindrical magnetic layers; in particular the following are developed:

- the size of storage plane for a given capacity, permitting to reach maximal operation speed simultaneously with adjusting the plane to electronic circuits
- Electric parameters of a cell construction resulting from an assumed capacity, speed and wave resistance of word lines and bit lines
- Electric parameters of one-bit cell construction resulting from assumed cell configuration
- Analysis of signal and noise in a storage plane

Analytical dependences were formulated between the required exploitation parameters of the block of information carrier and its geometrical values \dimensions\. The presented method enables to design a storage plane with an assumed capacity, operation speed and the signal to noise ratio. The analytical terms given deterministic approximately the dependence of one value on an other however they are sufficient to compute the construction of a storage plane on to estimate analytically the existing construction.

Experimental results obtained from investigation of a storage plane constructed on the basis of the above method are similar to the results obtained in an analytical way.

PRACE IMM
Zeszyt 3
© 1969.12

621.318.134.001.41

Z BADAŃ NAD WYTWARZANIEM WARSTW MAGNETYCZNYCH ZE ZWIĘKSZONĄ ZAWARTOŚCIĄ γ-Fe_2O_3

Józefa KARASIŃSKA-KWIATKOWSKA
Antoni KWIATKOWSKI

Pracę złożono 25.03.1969

W pracy przedstawiono wyniki badania wpływu koncentracji γ-Fe_2O_3 na parametry pętli histerezy magnetycznej warstwy rejestrującej. Badania przeprowadzono dla czterech różnych preparatów γ-Fe_2O_3 w zakresie koncentracji 25 - 90% /wagowo/. Omówiono wpływ zwiększonej zawartości γ-Fe_2O_3 w warstwie na jej spoistość i przyczepność do podłoża.

1. WSTĘP

W poprzednich pracach [1, 2] omówiono metody wytwarzania lakierów ferromagnetycznych i warstw magnetycznych dla zapisu informacji w pamięciach bębnowych matematycznych maszyn cyfrowych. Ze względu na coraz wyższe wymagania stawiane tym pamięciom, dąży się między innymi do poprawy charakterystyk magnetycznych i eksploatacyjnych warstw magnetycznych.

Jak wynika z prac W.K. Grimwooda i współpracowników [3] oraz J.J. Miyaty i R.R. Hartela [4], istotną poprawę charakterystyki rejestracji cyfrowej w warstwie magnetycznej można osiągnąć między innymi przez:

- zwiększenie wartości współczynnika prostokątności pętli histerezy magnetycznej warstwy
- zmniejszenie grubości warstwy.

W przypadku warstw z γ-Fe_2O_3 zwiększenie wartości współczynnika prostokątności pętli histerezy magnetycznej może być osiągnięte przez zastosowanie preparatów γ-Fe_2O_3 o odpowiednio wysokich parametrach magnetycznych /na razie nie wytwarzanych w kraju/.

Wydatne zwiększenie współczynnika prostokątności pętli histerezy magnetycznej może być również osiągnięte przez ustawienie w polu magnetycznym osi łatwego namagnesowania ziarn iglastego proszku ferromagnetycznego zgodnie z kierunkiem dokonywania zapisu. Polaryzacja warstwy magnetycznej na powierzchni wirnika bębna pamięci zostanie omówiona w odrębnej publikacji.

Zmniejszeniu grubości warstwy magnetycznej towarzyszy spadek wartości pozostałości magnetycznej, pociągający za sobą zmniejszenie amplitudy odczytywanego impulsu. Przyczyną tego jest obniżenie zawartości materiału magnetycznego w obszarze, w którym dokonywany jest zapis. Zmniejszeniu więc grubości warstwy magnetycznej powinno towarzyszyć zachowanie a nawet zwiększenie takich podstawowych parametrów pętli histerezy magnetycznej warstwy, jak: siła koercji /H_c/, pozostałość magnetyczna /B_r/ i współczynnik prostokątności pętli histerezy magnetycznej /B_r/B_m/, gdzie B_m oznacza indukcję właściwą maksymalną. Można to uzyskać zwiększając zawartość proszku ferromagnetycznego w warstwie. Starano się to osiągnąć przez sprasowanie wstępnie utwardzonej warstwy lub przez zmianę składu spoiwa w lakierze ferromagnetycznym tak, aby możliwe było zwiększenie w niej zawartości proszku ferromagnetycznego bez zmniejszenia jej spójności oraz przyczepności do podłoża.

Jak wykazały badania, sprasowanie warstwy magnetycznej na powierzchni wirnika bębna jest bardzo trudne do wykonania ze

względu na łatwość uszkodzenia łożyskowania bębna lub zmianę ustawienia jego osi. Dlatego też w przypadku pamięci bębnowych ten sposób zmniejszenia grubości warstwy magnetycznej odrzucono, koncentrując natomiast uwagę na problemie zwiększenia upakowania materiału magnetycznego w warstwie drogą chemiczną. Badania zmierzające do zmodyfikowania spoiwa poprzedzono badaniem wpływu zwiększania zawartości γ-Fe_2O_3 w warstwie na jej parametry magnetyczne. Do badań użyto czterech następujących preparatów γ-Fe_2O_3:

I - Szost 6/66 - produkcji Szostkińskich Zakładów Chemicznych /ZSRR/

II - Gorz/66 - produkcji Gorzowskich Zakładów Włókien Sztucznych "STILON"

III - FODU II/67 - produkcji Filmowego Ośrodka Doświadczalno-Usługowego w Warszawie

IV - EMI 100 H - produkcji firmy EMI Tape Limited, Hayes-Middlesex /Anglia/.

Parametry magnetyczne tych preparatów przedstawione są w tabeli 1.

Tabela 1

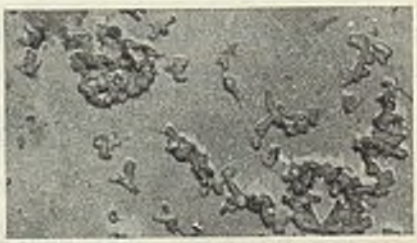
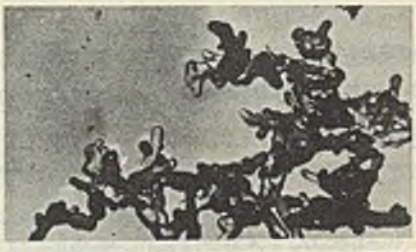
Parametry magnetyczne preparatów γ-Fe_2O_3, wyznaczone z obiegu pętli histerezy magnetycznej dla pola magnetycznego H_m = 1000 Oe

Preparat γ-Fe_2O_3	Stężenie objętościowe proszku w badanej próbce	Parametry magnetyczne			
		H_c /Oe/	B_r /Gs/	B_m /Gs/	B_r/B_m
Szost 6/66	30	225	805	1325	0,61
	50	190	1470	2245	0,65
Gorz/66	30	205	800	1330	0,60
	50	180	1420	2345	0,61
FODU II/67	30	210	750	1300	0,57
	50	185	1360	2280	0,60
EMI 100 H	30	195	770	1400	0,55
	50	160	1375	2420	0,57

Kształt i wielkość pojedynczych krystalitów występujących w badanych preparatach przedstawiono w tabeli 2.

Tabela 2

Kształt i wielkość pojedynczych krystalitów preparatów γ-Fe_2O_3

Preparat γ-Fe_2O_3	Długość krystalitu µm	Średnica krystalitu µm	Statystyczny obraz ziarn w mikroskopie elektronowym. Powiększenie 15.000 razy
Szost 6/66	0,2-0,5	0,1-0,3	
Gorz /66	0,2-0,6	0,05-0,1	
FODU II/67	0,3-1,0	0,1-0,2	
EMI 100 H	0,7-1,2	0,12-0,2	

2. CZĘŚĆ DOŚWIADCZALNA

W celu wytworzenia warstw magnetycznych do badań, preparaty γ-Fe_2O_3 rozpraszano w ośrodku dyspersyjnym, którego skład chemiczny podano w tabeli 3.

Tabela 3

Skład chemiczny ośrodka dyspersyjnego

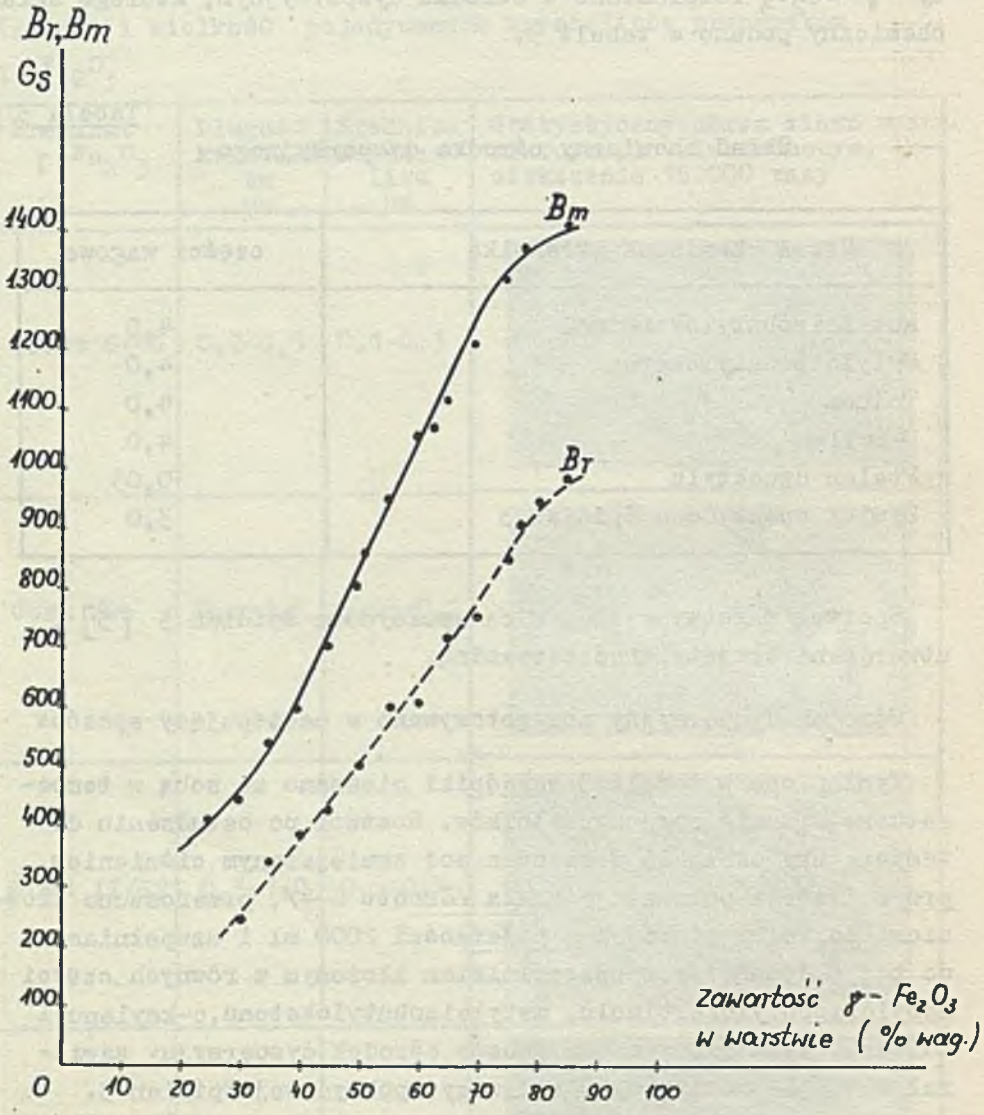
Nazwa chemiczna składnika	części wagowe
Metyloizobutylokarbinol	4,0
Metyloizobutyloketon	4,0
Toluen	4,0
O-ksylen	4,0
Ftalan dwuoktylu	0,03
Żywica epoksydowa Epidian 3	3,0

Spoiwem warstwy była żywica epoksydowa Epidian 3 [5], utwardzana trójetylenoczteroaminą.

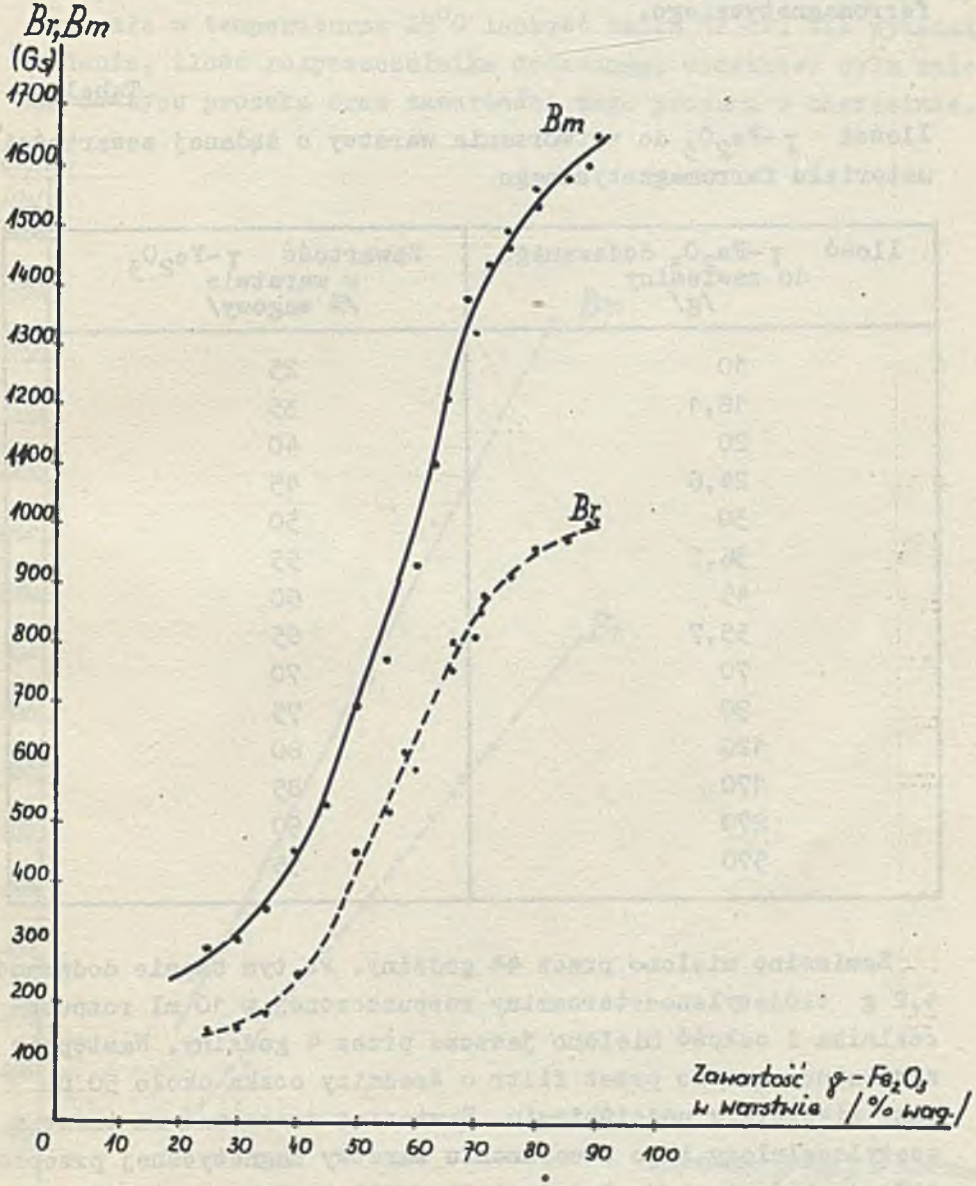
Ośrodek dyspersyjny przygotowywano w następujący sposób:

Wymienione w tabeli 3 składniki mieszano ze sobą w temperaturze wrzenia rozpuszczalników. Roztwór po ostudzeniu do temperatury około 25°C sączono pod zmniejszonym ciśnieniem przez filtr z porowatego szkła /Schott G-4/, przenoszono ilościowo do kolby miarowej o pojemności 2000 ml i uzupełniano do tej objętości rozpuszczalnikiem złożonym z równych części metyloizobutylokarbinolu, metyloizobutyloketonu, o-ksylenu i toluenu. Wytworzony w ten sposób ośrodek dyspersyjny zawierał w 100 ml roztworu 15 g żywicy epoksydowej Epidian 3.

Rozpraszanie preparatów γ-Fe_2O_3 prowadzono w młynie kulowym. W celu zachowania maksymalnie stałego wypełnienia pojemnika młyna zawiesiną, wszystkie badane zawiesiny zawierały 200 ml ośrodka dyspersyjnego; masa kul stalowych o średni-



Rys. 1. Zależność pozostałości magnetycznej /B_r/ i indukcji właściwej maksymalnej /B_m/ od zawartości γ-Fe_2O_3 Gorz/66 w warstwie magnetycznej



Rys. 2. Zależność pozostałości magnetycznej /B_r/ i indukcji właściwej maksymalnej /B_m/ od zawartości γ-Fe_2O_3 Szost 6/66 w warstwie magnetycznej

cy 6 mm wynosiła zawsze 800 g. Zmienna była tylko ilość γ-Fe_2O_3. W tabeli 4 podane są ilości γ-Fe_2O_3 dodawanego do zawiesiny w celu otrzymania zamierzonej zawartości materiału ferromagnetycznego.

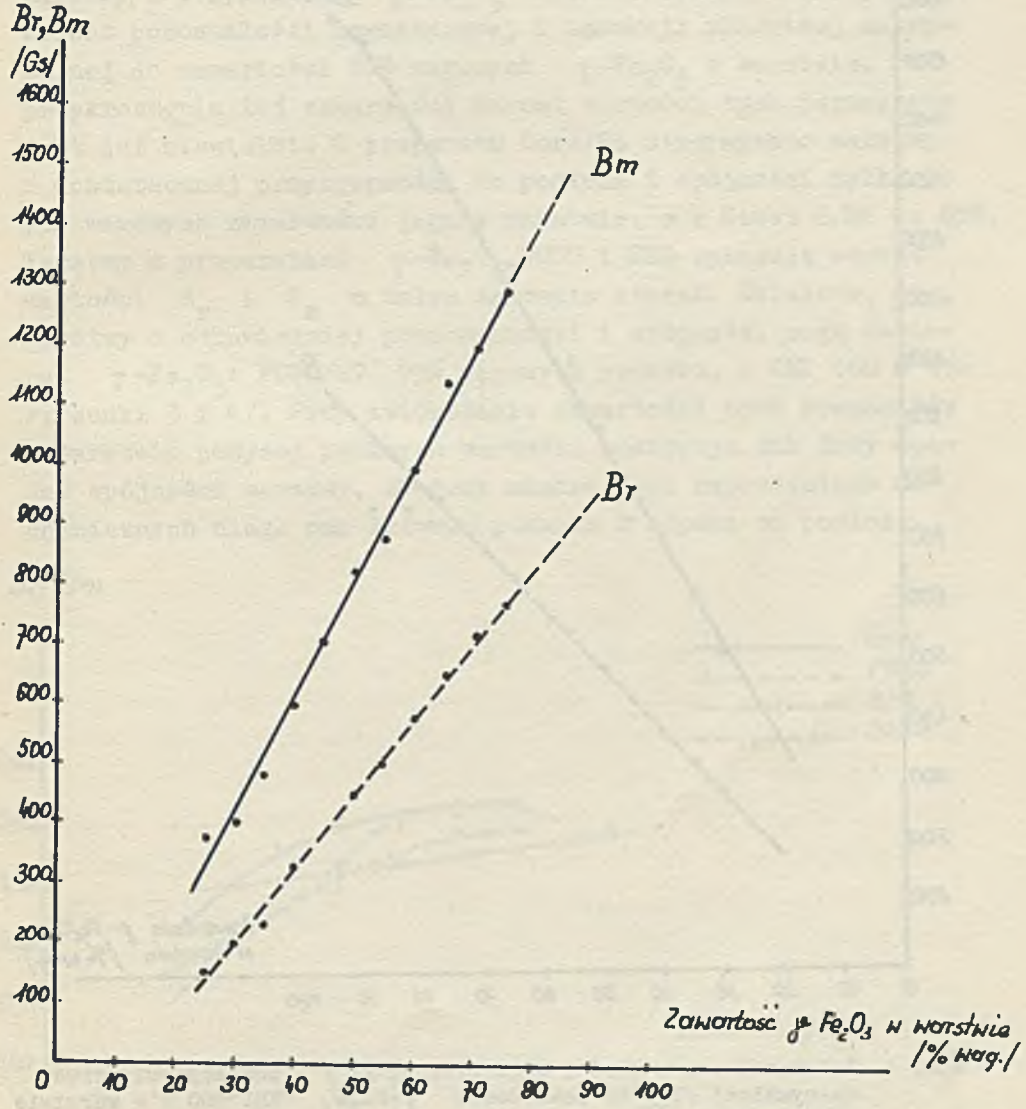
Tabela 4

Ilości γ-Fe_2O_3 do wytworzenia warstwy o żądanej zawartości materiału ferromagnetycznego

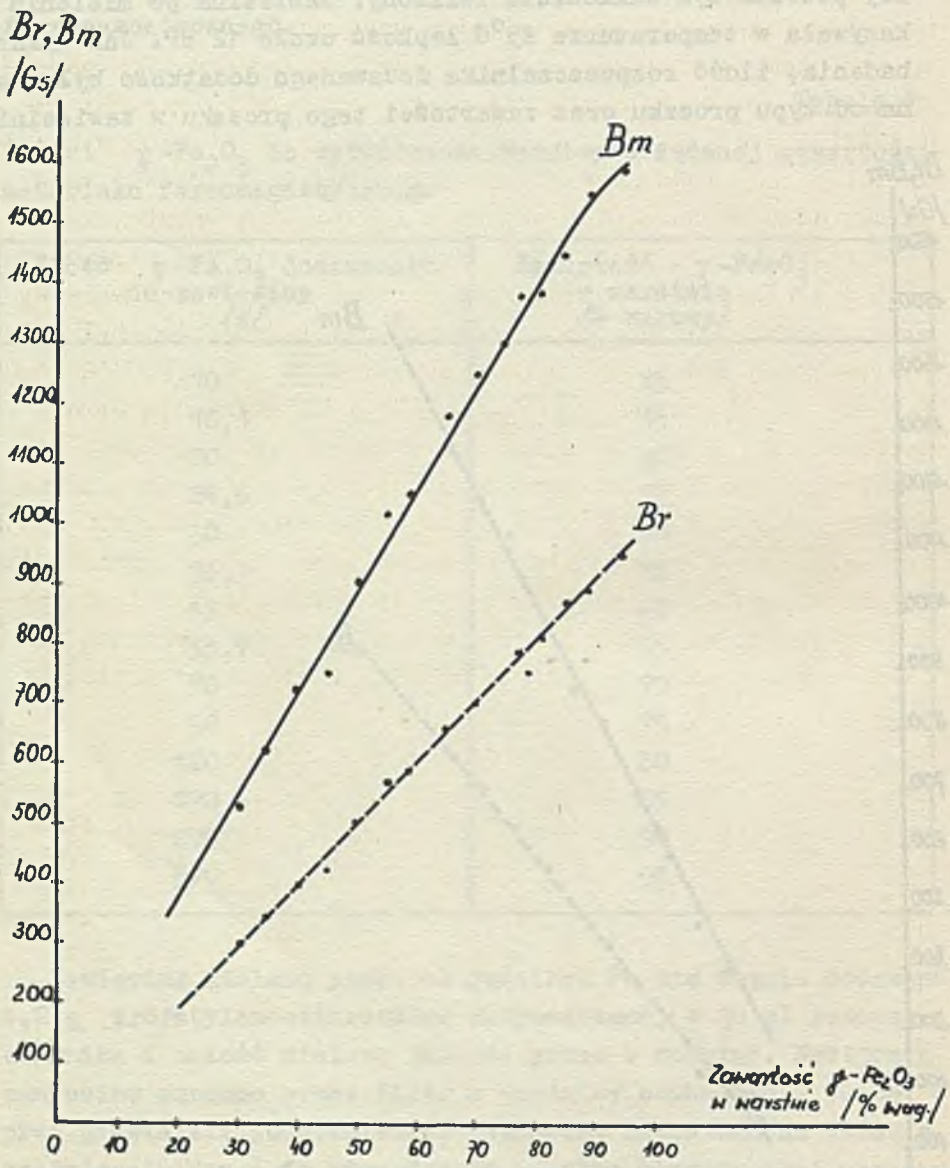
Ilość γ-Fe_2O_3 dodawanego do zawiesiny /g/	Zawartość γ-Fe_2O_3 w warstwie /% wagowy/
10	25
16,1	35
20	40
24,6	45
30	50
36,7	55
45	60
[illegible]	[illegible]
120	80
170	85
270	90
570	95

Zawiesinę mielono przez 44 godziny. Po tym czasie dodawano 4,2 g trójetylenoczteroaminy rozpuszczonej w 10 ml rozpuszczalnika i całość mielono jeszcze przez 4 godziny. Następnie zawiesinę sączono przez filtr o średnicy oczka około 50 µm przy niewielkim podciśnieniu. Zawiesinę nanoszono na taśmę z acetylocelulozy i po utwardzeniu warstwy magnetycznej przeprowadzano badanie jej właściwości magnetycznych na ferrotesterze. Wyniki badań przedstawiono na rysunkach 1-6.

Do zawiesin, celem wykonania warstw o zawartości 80-95% wagowych γ-Fe_2O_3, dodawano ponadto taką ilość rozpuszczalnika, aby proszek był całkowicie zwilżony; zawiesina po mieleniu wykazywała w temperaturze 25°C lepkość około 12 cP. Jak wykazały badania, ilość rozpuszczalnika dodawanego dodatkowo była zależna od typu proszku oraz zawartości tego proszku w zawiesinie.



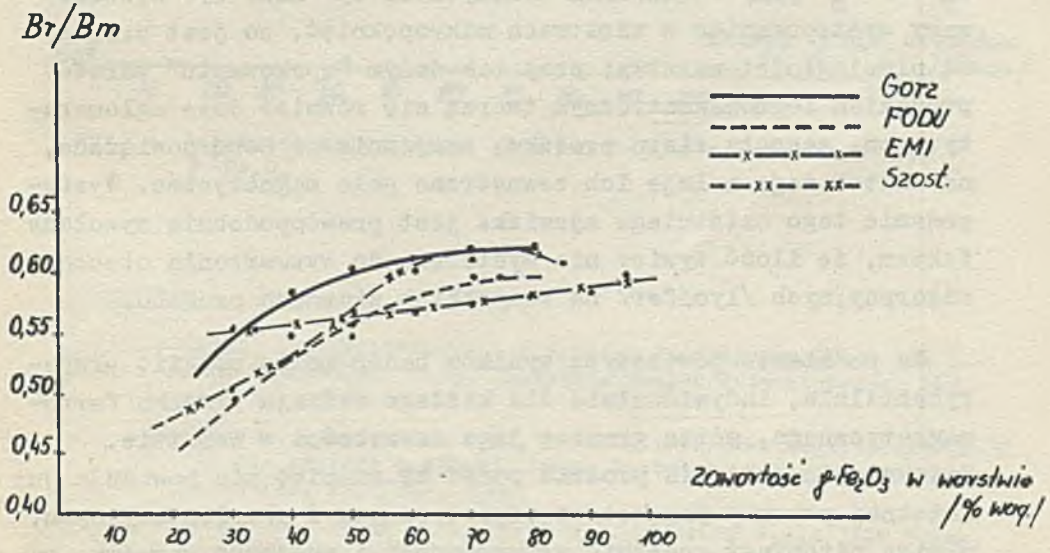
Rys. 3. Zależność pozostałości magnetycznej /B_r/ i indukcji właściwej maksymalnej /B_m/ od zawartości γ-Fe_2O_3 FODU II/67 w warstwie magnetycznej



Rys. 4. Zależność pozostałości magnetycznej /B_r/ i indukcji właściwej maksymalnej /B_m/ od zawartości γ-Fe_2O_3 EMI 100 H w warstwie magnetycznej

3. WYNIKI BADAŃ

Z przedstawionych danych wynika, że pozostałość magnetyczna i indukcja właściwa maksymalna badanych warstw rosną wraz ze wzrostem zawartości γ-Fe_2O_3. Krzywe wzrostu tych parametrów są charakterystyczne dla danego preparatu /rysunki 1-4/. Warstwy z preparatami γ-Fe_2O_3 Gorz/66 i Szost 6/66 wykazują wzrost pozostałości magnetycznej i indukcji właściwej maksymalnej do zawartości 70% wagowych γ-Fe_2O_3 w warstwie. Po przekroczeniu tej zawartości wzrost wartości tych parametrów jest już niewielki. Z preparatu Gorz/66 otrzymywano warstwy o dostatecznej przyczepności do podłoża i spójności tylko do 75% wagowych zawartości jego w warstwie, a z Szost 6/66 do 85%. Warstwy z preparatami γ-Fe_2O_3 FODU i EMI wykazują wzrost wartości B_r i B_m w całym zakresie stężeń. Ustalono, że warstwy o odpowiedniej przyczepności i spójności mogą zawierać γ-Fe_2O_3: FODU/67 75% wagowych proszku, a EMI 100 H 95% /rysunki 3 i 4/. Przy zwiększaniu zawartości tych preparatów w warstwie powyżej podanych wartości następuje tak duży spadek spójności warstwy, że przy minimalnych naprężeniach mechanicznych ulega ona łatwemu pękaniu i odpada od podłoża.



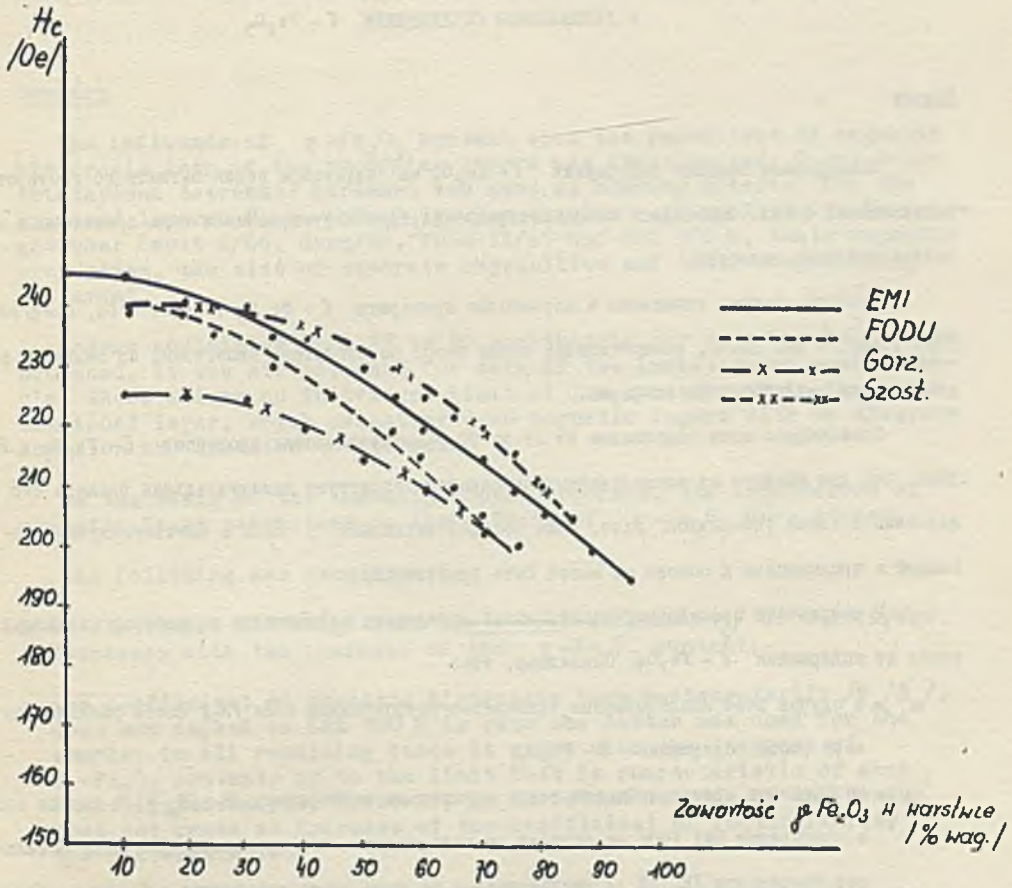
Rys. 5. Zależność współczynnika prostokątności pętli histerezy magnetycznej /B_r/B_m/ warstwy od zawartości w niej γ-Fe_2O_3

Zależność współczynnika prostokątności pętli histerezy magnetycznej warstw od stężenia proszku wykazuje wzrost tylko do około 50% wagowych proszku w badanych warstwach. Jedynie w przypadku warstw z γ-Fe_2O_3 EMI 100 H wzrost wartości współczynnika prostokątności pętli histerezy magnetycznej ze wzrostem stężenia proszku, w przedziale stężeń od 30 do 95% wagowo, jest niewielki i ma charakter liniowy. Z przeprowadzonych badań /rys. 5/ wynika, że zwiększenie zawartości proszku w warstwie powyżej 50% wagowych nie zwiększa już w sposób istotny wartości współczynnika prostokątności pętli histerezy magnetycznej.

Siła koercji badanych warstw maleje wraz ze wzrostem zawartości γ-Fe_2O_3 /rys. 6/.

Jak wynika z danych przedstawionych na rysunkach 1-4 wzrost wartości B_r i B_m jest liniowy tylko w przedziale stężeń γ-Fe_2O_3 w warstwie od 35 do około 65% wagowych. Wydaje się, że nieliniowość tych parametrów w przedziale koncentracji od 35% wagowych można tłumaczyć występowaniem w warstwie przerw pomiędzy aglomeratami γ-Fe_2O_3. Nieliniowy wzrost wartości B_r i B_m przy stężeniach wyższych od 65% może być spowodowany występowaniem w warstwach mikropęknięć, co jest przyczyną nieciągłości warstwy; przy tak dużym "upakowaniu" warstwy proszkiem ferromagnetycznym tworzą się również duże aglomeraty, tzn. zespoły ziarn proszku, wzajemnie ze sobą powiązane, na skutek tego maleje ich zewnętrzne pole magnetyczne. Występowanie tego ostatniego zjawiska jest prawdopodobnie wywołane faktem, że ilość żywicy nie wystarcza do wytworzenia otoczek adsorpcyjnych /lyosfer/ na wszystkich ziarnach proszku.

Na podstawie powyższych wyników badań można ustalić eksperymentalnie, indywidualnie dla każdego rodzaju proszku ferromagnetycznego, górną granicę jego zawartości w warstwie. Zwiększenie stężenia proszku ponad tę granicę nie powoduje już istotnej poprawy parametrów magnetycznych i eksploatacyjnych, obniża natomiast znacznie przyczepność i spójność warstwy, tak że staje się ona nieprzydatna do zastosowania.



Rys. 6. Zależność siły koercji /H_c/ warstwy od zawartości w niej γ-Fe_2O_3

Literatura

[1] KARASIŃSKA J., KWIATKOWSKI A.: Warstwa magnetyczna LM-18 dla pamięci bębnowej, Prace Instytutu Maszyn Matematycznych PAN, B3 /16/, 1963.

[2] KARASIŃSKA J., KWIATKOWSKI A., NOWAK E.: Warstwa magnetyczna LM-32 Co dla pamięci bębnowej, Prace Instytutu Maszyn Matematycznych PAN, B13 /26/, 1966.

[3] GRIMWOOD W.K., HORAK R.J., KRALL H.J., DELMORE P.J.: IEEE Trans. on Magnetics Mag-3, 1967: /1/, 49-53.

[4] MIYATA J.J., HARTEL R.R.: IRE Trans. on Electronics Computers, EC-8, 1959: /2/, 159.

ИССЛЕДОВАНИЯ ПО ПРОИЗВОДСТВУ МАГНИТНЫХ СЛОЁВ С УВЕЛИЧЕННЫМ СОДЕРЖАНИЕМ $\gamma - Fe_2O_3$

Резюме

Исследовано влияние содержания $\gamma - Fe_2O_3$ на параметры петли магнитного гистерезиса запоминающих слоёв. Эпоксидная смола отверждаемая триэтилотетраамином была применена в качестве вяжущего вещества.

В исследованиях применено 4 порошковые препараты $\gamma - Fe_2O_3$: Szost 6/66, Gorz/66, FODU II/67, и EMI IOO H, различающиеся между собой по магнитным свойствам, по величине отдельных кристаллитов и по их форме.

Произведено слои содержащие от 25 до 90 гравиметрических процентов $\gamma - Fe_2O_3$. Найдено, что для каждого из исследованных препаратов существует индивидуальная граница его содержания в выше упомянутом слое, выше которой магнитные слои с соответствующей когезией и прилипанием к основе не могут быть произведены.

В результате проведенных исследований определено зависимость параметров магнитных слоёв от содержания $\gamma - Fe_2O_3$. Оказалось, что:

- в случае всех исследованных препаратов коэрцитивная сила $/H_c/$ слоёв уменьшается по мере роста содержания $\gamma - Fe_2O_3$,
- коэффициент прямолинейности петли магнитного гистерезиса $/B_r/B_m/$, в случае слоев с препаратом EMI IOOH, не зависит от содержания этого препарата. Для всех остальных препаратов $/B_r/B_m/$ увеличивается по мере роста содержания $\gamma - Fe_2O_3$ до предельной величины, характерной для каждого исследованного препарата. Кроме того, увеличение содержания порошка не вызывает роста коэффициента прямоугольности,
- остаточная намагниченность $/B_r/$ и свойственная максимальная индукция $/B_m/$ проявляют рост по мере увеличения содержания $\gamma - Fe_2O_3$ в слое.

RESEARCH ON MAGNETIC LAYERS PRODUCTION WITH A BIGGER γ-Fe_2O_3 CONTENT

Summary

The influence of γ-Fe_2O_3 content upon the parameters of magnetic histeresis loop of the recording layers was investigated. Epoxy resin triethylene tetramine hardened was used as binding material for the examined layers. Four γ-Fe_2O_3 powder samples were applied for investigations: Szost 6/66, Gorz/66, FODU II/67 and EMI 100 H, their magnetic properties, the size of separate crystallits and their shapes being different.

Layers containing from 25 to 90 gravimetric per cent γ-Fe_2O_3 were produced. It was stated, that for each of the investigated powder sample there exists an individual limit of its content within the above mentioned layer, which cannot produce magnetic layers with an adequate cohesion and adhesion to the base.

On the basis of the investigations performed, the dependences of magnetic layer parameters on the content of γ-Fe_2O_3 were stated.

The following was ascertained:

- in all sample investigations the coertive force /H_c/ of the layers decreases with the increase of the γ-Fe_2O_3 content,
- the coefficient of magnetic histeresis loop rectangularity /B_r/B_m/, does not depend on EMI 100 H in case the latter was used for the sample; in all remaining cases it grows with the increase of γ-Fe_2O_3 content, up to the limit that is characteristic of each investigated sample. Moreover, an increased content of the powder does not cause an increase of the coefficient of rectangularity of the histeresis loop,
- magnetic residue /B_r/ and the maximal specific induction /B_m/ show an increase with the growth of γ-Fe_2O_3 content in the layer.

PRACE IMM
Zeszyt 3
© 1969.12

771.317.004.14:774.6 :
621.318.134.049.75-181.4

URZĄDZENIE DO WYKONYWANIA MASEK METODĄ FOTOGRAFICZNĄ

Jan GROSZYŃSKI
Mirosław ROTH
Jacek WOJCIECHOWSKI

Pracę złożono 15.05.1969

Artykuł przedstawia problemy techniczne związane z wykonaniem matryc fotograficznych przeznaczonych dla mikroelektroniki. Podaje się zasadę działania i opis budowy półautomatycznego urządzenia do wytwarzania matryc oraz podstawowe wyniki badań urządzenia i matryc wykonanych w toku eksploatacji doświadczalnej.

1. WSTĘP

W procesie technologicznym nowoczesnych konstrukcji mikroelektronicznych - elementów półprzewodnikowych, monolitycznych i hybrydowych układów scalonych, fotomaski stanowią niezbędne narzędzie jako maskownice dla procesów napylania i dyfuzji.

Fotomaska jest rysunkiem pewnych elementów układu elektronicznego wykonywanych wspólnie w trakcie jednej operacji.

Techniczne możliwości wykonania fotomasek są jednym z czynników, decydujących o parametrach technicznych wykonywanych elementów lub obwodów, wydajności i kosztach produkcji, możliwościach i tempie uruchamiania nowych wyrobów.

Wykonanie fotomaski jest trudne i kosztowne.

Rysunek złożony jest najczęściej z dużej liczby powtarzających się struktur /1000 ÷ 2000 dla elementów półprzewodnikowych i 100 ÷ 400 dla obwodów scalonych/ rozmieszczonych w polu 40x40 mm, a wymiary poszczególnych znaków są rzędu 10 ÷ 20 μm lub nawet mniej. Tak skomplikowany rysunek powinien być wykonany z dużą dokładnością - nie gorszą od ok. 1 ÷ 2 μm. Jednocześnie niezbędna jest bardzo wysoka jakość odwzorowania elementów rysunku; rozmycia krawędzi i zaokrąglenia naroży nie mogą przekraczać wartości rzędu 0,5 ÷ 2 μm. Wymagana jest również wysoka kontrastowość rysunku oraz jego absolutna czystość.

W tej sytuacji wykonanie fotomasek wymaga stosowania specjalnych urządzeń optycznych i przyrządów pomiarowych o największej dokładności.

Firmy wykonujące fotomaski oparły proces ich wytwarzania na znanej technice dużych zmniejszeń fotograficznych. W procesie tym, w pierwszym etapie wykonuje się, na precyzyjnym stole koordynatowym, powiększony 100 ÷ 500^x rysunek pojedynczego elementu fotomaski. Następnie specjalną kamerą fotograficzną do zmniejszeń wykonuje się wzorzec pośredni, zmniejszony 10 ÷ 25^x w stosunku do pierwowzoru. Wzorzec pośredni jest już rysunkiem fotograficznym wykonanym na płycie szklanej. Podczas drugiego etapu wzorzec ten podlega równocześnie dalszemu zmniejszeniu oraz powieleniu odpowiednią ilość razy, tak że w wyniku otrzymujemy gotową fotomaskę.

Podstawowe urządzenia niezbędne w tej technice wykonania maski to:

- precyzyjny stół koordynatowy,
- kamera do wielkich zmniejszeń,
- kamera do powielania.

Opisany wyżej proces technologiczny jest szeroko stosowany do wykonywania fotomasek. Umożliwia on otrzymywanie masek

o bardzo dobrej dokładności i jakości krawędzi rysunku. Jako wady należy wymienić znaczną pracochłonność operacji wykonania powiększonego rysunku oraz wysoki koszt urządzeń i ich duże rozmiary.

Natomiast powielanie, dzięki opracowaniu specjalnych kamer o kilku /4 lub 6/ głowicach zdjęciowych, jest procesem wydajnym i w znacznym stopniu zautomatyzowanym. Urządzenia do fotomasek produkowane są jedynie przez nieliczne firmy, w większości są to firmy amerykańskie oraz japońskie.

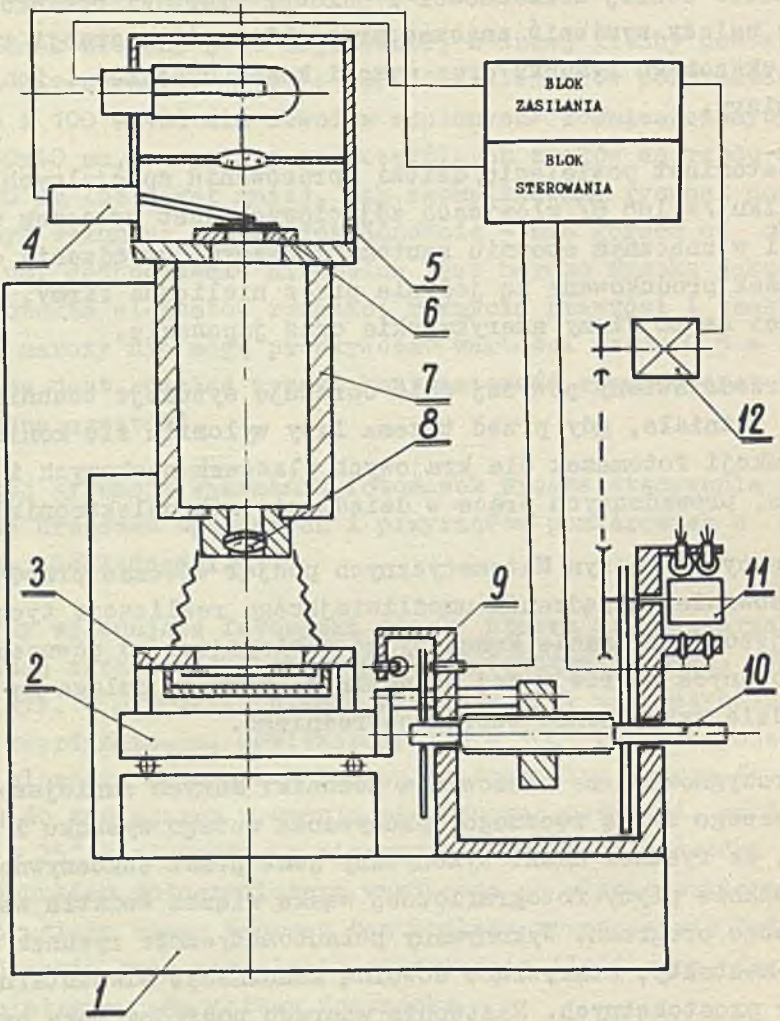
Przedstawiony powyżej opis obrazuje sytuację techniczną jaka istniała, gdy przed trzema laty wyłoniła się konieczność produkcji fotomasek dla krajowych placówek naukowych i przemysłu, prowadzących prace w dziedzinie mikroelektroniki.

Instytut Maszyn Matematycznych podjął wówczas pracę nad opracowaniem urządzenia umożliwiającego realizację tych zadań. Przyjęto rozwiązanie koncepcyjne odbiegające od powszechnie stosowanych wzorów w tej dziedzinie. Różnica polega na innej metodzie wykonywania wzorca pośredniego.

Zrezygnowano ze stosowania techniki dużych zmniejszeń i związanego z nią ręcznego wykonywania dużego rysunku i przyjęto, że rysunek maski wykonywany jest przez sukcesywne naświetlanie płyty fotograficznej wąską wiązką światła według zadanego programu. Wykonywany półautomatycznie rysunek może mieć kształty, stanowiące dowolną kombinację elementarnych figur prostokątnych. Następnie wzorzec pośredni może być na tym samym urządzeniu powielony z jednoczesnym zmniejszeniem w sposób ogólnie stosowany w kamerach do powielania.

Model laboratoryjny zbudowany na powyższych założeniach potwierdził słuszność przyjętej koncepcji.

W polu o wymiarach 40x40 mm uzyskano dokładność położenia krawędzi znaków nie gorszą niż 2 μm oraz dobrą jakość krawędzi o szerokości strefy rozmycia nie przekraczającej 1 μm. Są to wartości spełniające wymagania stawiane fotomaskom.



1. Podstawa przyrządu
2. Stolik krzyżowy
3. Kaseta
4. Migawka
5. Głowica żarowa
6. Szczelina wzorcowa
7. Tubus
8. Obiektyw
9. Tarcza przetwornika
10. Śruba mikrometryczna
11. Czytnik taśmy
12. Silnik

Rys. 1. Schemat konstrukcji urządzenia

Właściwości eksploatacyjne, takie jak wydajność, prostota obsługi i pewność działania, umożliwiły wykorzystanie modelu do doświadczalnej produkcji masek.

Na podstawie uzyskanych doświadczeń konstrukcyjnych i eksploatacyjnych zbudowano serię prototypową urządzeń pod nazwą "FOTOKOORDYNATOGRAF" typu FK-40x40.

2. BUDOWA I DZIAŁANIE URZĄDZENIA

Urządzenie składa się z głównego zespołu wykonawczego oraz elektronicznego zespołu sterującego, zamkniętego w dwóch blokach konstrukcyjnych /rys. 1/.

Konstrukcja zespołu głównego oparta jest na sztywnym korpusie mikroskopu warsztatowego. Na podstawie przyrządu ustawiony jest stół krzyżowy. Nad stołem, na kolumnie, znajduje się tubus zawierający układ fotograficzno-projekcyjny. Z prawej strony korpusu umieszczony jest zespół napędowy stolika krzyżowego złożony ze śruby mikrometrycznej, przekładni zębatej, przekładni pasowej i silnika elektrycznego. Na prawej ściance skrzynki zespołu napędowego umocowany jest czytnik taśmy dziurkowanej. W przedniej części korpusu znajduje się pulpit sterowniczy. Na stoliku krzyżowym, na dwóch wspornikach umieszczona jest kaseta z kliszą fotograficzną. Kaseta połączona jest z tubusem przy pomocy elastycznego mieszka światłoszczelnego. Na kolumnie pionowej umocowany jest czujnik zegarowy używany przy ogniskowaniu wiązki światła w płaszczyźnie emulsji kliszy. Tubus zamknięty jest w górnej części płytą z gniazdem do mocowania szczelin wzorcowych i wzorcowych rysunków powiększonych. Na kołnierzu osadczym płyty mocuje się głowice fotograficzne - żarową lub błyskową.

W urządzeniu wyróżnić można następujące podstawowe układy funkcjonalne:

- układ foto-projekcyjny,
- układ kinematyczny i pomiarowy,
- układ sterowania.

2.1. Układ foto-projekcyjny

Podstawowym elementem układu foto-projekcyjnego jest obiektyw fotograficzny. W urządzeniu zastosowano obiektyw "Mikrotar" o ogniskowej 20 mm. Pracuje on w powiększeniu 10:1. Wielkość tego powiększenia jest bardzo starannie regulowana przy montażu, w celu uzyskania ostatecznej dokładności wymiaru 0,1%. Obiektyw rzutuje obraz wzorca lub szczeliny wzorcowej w płaszczyznę emulsji płyty fotograficznej. Obiektyw ma pierścień nastawny służący do zmiany diafragmy czynnej. Otwór względny zmienia się w zakresie od 1:2 do 1:10. Wnętrze rury tubusa zabezpieczone jest przed szkodliwymi odblaskami. Tubus zakończony jest płytą górną, która spełnia funkcje uchwytu szczelin wzorcowych i wzorców oraz stanowi podstawę do mocowania głowic fotograficznych. Wzorce i szczeliny przyklejane są do podstawki i mocowane w uchwycie jako zwarty zespół. Płyta górna podlega w czasie montażu bardzo starannej regulacji położenia, gdyż ustawienie powierzchni bazowej dla podstawki szczelin decyduje o prostopadłości osi szczeliny względem kierunku ruchu stołu.

Bezpośrednio nad szczeliną wzorcową umieszczona jest przesłona migawki elektromagnetycznej służącej do przecinania drogi wiązki światła. Dzięki temu niezbędny zakres ruchu przesłony jest mały i można uzyskać krótkie czasy zadziałania migawki. Szczelina wzorcowa oświetlona jest równomiernie na całej długości światłem żarówki projekcyjnej o wstęgowym włóknie. Wiązka światła żarówki biegnąca w kierunku przeciwnym do szczeliny pada na fotoelektryczny czujnik strumienia. Prądowy sygnał czujnika odczytywany jest na mikroamperomierzu umieszczonym na płycie czołowej bloku sterowania. Czujnik fotoelektryczny pozwala zarejestrować wahania strumienia świetlnego z uwzględnieniem wpływu zmian oporności przewodów zasilających, wypalania, starzenia styków itp.

Głowica fotograficzna żarowa może być wymieniona na głowicę z elektronową lampą błyskową. Wymiana głowic trwa kilkanaście sekund. Każda z nich połączona jest trwale z płytą gór-

ną tubusa dwoma zaciskami śrubowymi. Zarówno migawka elektromagnetyczna w głowicy fotograficznej jak i lampa błyskowa są uruchamiane przez elektroniczny zespół sterujący urządzenia. Płyta szklana fotograficzna umieszczona jest w światłoszczelnej kasecie mocowanej na stoliku. Rozwiązanie konstrukcyjne kasety i jej wsporników zapewnia utrzymywanie się płaszczyzny emulsji płyty w granicach głębi ostrości obiektywu w całym zakresie ruchów stolika.

2.2. Układ kinematyczny i pomiarowy

Stolik krzyżowy przyrządu ma w jednym kierunku /wzdłużnym - X/ napęd mechaniczny. W drugim kierunku przesuw odbywa się ręcznie za pomocą bębna mikrometrycznego. Silnik napędowy mocowany jest na amortyzatorach do płyty stołu, na którym stoi przyrząd. Przekładnia pasowa stanowi połączenie silnika z pierwszym wałkiem przekładni zębatej. Na wałku tym umieszczone jest sprzęgło, które pozwala odłączyć silnik podczas ręcznego przesuwania stolika. Ostatnie koło przekładni osadzone jest na śrubie mikrometrycznej. Na jednym z wałków pośrednich osadzony jest bęben ciągnący czytnika taśmy dziurkowanej. W ten sposób ruchy taśmy i stolika są ze sobą ściśle powiązane.

Śruba mikrometryczna ułożyskowana jest na precyzyjnych łożyskach tocznych z kasowanymi luzami. Na jednym końcu śruby znajduje się bęben mikrometryczny, służący do ręcznego nastawiania i odczytu położenia stolika; na drugim - tarcza impulsowa przetwornika analogowo-cyfrowego, służącego do automatycznego pomiaru położenia stolika w czasie ruchu.

Działka elementarna układu pomiarowego wynosi 0,01 mm. Każda działka odczytywana jest z dokładnością nie gorszą niż 0,0015 mm w całym zakresie przesuwu stołu. Główna część błędu pochodzi z wykonania śruby mikrometrycznej, a przede wszystkim z błędów skoku.

Powtarzalność ustawiania stolika jest bardzo wysoka, błąd nie przekracza 0,0005 mm. Tak korzystny wynik uzyskuje się

przede wszystkim dzięki odpowiedniemu zwężeniu szczelin odczytowych przetwornika analogowo-cyfrowego.

2.3. Układ sterowania

Elektroniczny zespół sterujący przeznaczony jest do sterowania migawką elektromagnetyczną lub lampą błyskową na podstawie informacji podanych w programie i odczytanych przez czytnik taśmy dziurkowanej oraz sygnałów z układu pomiarowego.

Program przygotowany jest na 5 ścieżkowej taśmie dziurkowanej z wykorzystaniem jedynie 2 ścieżek. Na jednej z nich podane są informacje o otwieraniu migawki /ścieżka S/, na drugiej o zamykaniu /ścieżka E/. Lampa błyskowa sterowana jest sygnałami ze ścieżki otwarcia. Najmniejsza możliwa do zaprogramowania odległość między krawędziami rysunku wynosi 0,01 mm. Odpowiada to przesunięciu taśmy o jeden rządek dziurek. Jak podano poprzednio, ruch taśmy i stolika krzyżowego jest dokładnie zsynchronizowany dzięki przekładni zębatej. Moment odczytania taśmy określany jest każdorazowo przez impulsy z przetwornika analogowo-cyfrowego zawieszonego na śrubie mikrometrycznej. W ten sposób uruchomienie migawki uniezależnione jest od błędów przekładni między czytnikiem i śrubą mikrometryczną, wahań prędkości, błędów podziałki taśmy itp. i określone jest tylko przez położenie stołu.

Migawka elektromagnetyczna może również pracować błyskowo. W tym przypadku sygnał ze ścieżki "S"/otwarcia/ otwiera migawkę, a zamknięcie następuje po upływie określonego, uprzednio nastawionego czasu.

3. OPIS FUNKCJONALNY ELEKTRONICZNEGO ZESPOŁU STERUJĄCEGO

W skład elektronicznego zespołu sterującego wchodzą następujące elementy i podzespoły:

- przetwornik analogowo-cyfrowy,
- czytnik taśmy dziurkowanej,

- układy odczytu fotodiod,
- układ iloczynu logicznego,
- przerzutnik monostabilny,
- przerzutnik dwustabilny typu RS,
- układ sterowania migawki,
- układ sterowania lampą błyskową,
- układy zasilające.

Zespół sterujący zaprojektowany jest na podstawie elementów techniki S-400.

Podstawowe elementy zespołu sterującego spełniają następujące funkcje:

- czytnik taśmy dziurkowanej steruje przesuwem taśmy dziurkowanej oraz przetwarza informację zapisaną na taśmie na sygnały elektryczne,

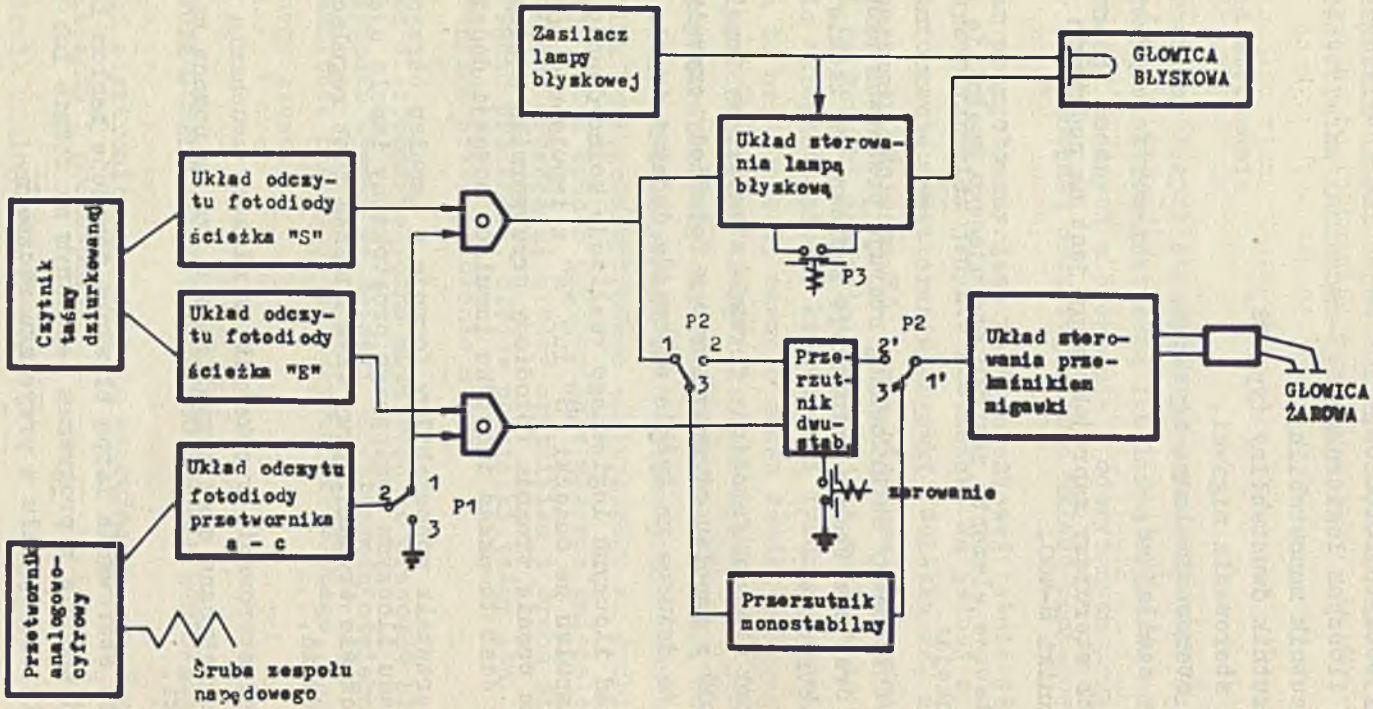
- układ odczytu fotodiody formuje standartowy impuls techniki S-400 z impulsu otrzymywanego z fotodiody czytnika w ten sposób, że dziurce na taśmie odpowiada dodatni impuls układu,

- układ iloczynu logicznego realizuje koincydencję uformowanego impulsu ze ścieżki "S" lub "E" z impulsem o znacznie mniejszym czasie trwania fotodiody przetwornika analogowo-cyfrowego. Jest to układ iloczynu impulsów notacji dodatniej,

- przerzutnik monostabilny formuje z impulsu otrzymywanego z układu iloczynu logicznego prostokątny impuls ujemny o zadanym czasie trwania, przy czym możliwa jest regulacja jego czasu trwania,

- układ sterowania przekaźnikiem migawki uruchamia migawkę elektromagnetyczną oraz sygnalizuje o tym za pomocą specjalnej lampki,

- układ sterowania lampą błyskową powoduje zapłon lampy błyskowej zgodnie z programem zapisanym na taśmie lub wskutek pojawienia się sygnału z przycisku ręcznego.



Rys. 2. Schemat blokowy elektronicznego zespołu sterującego

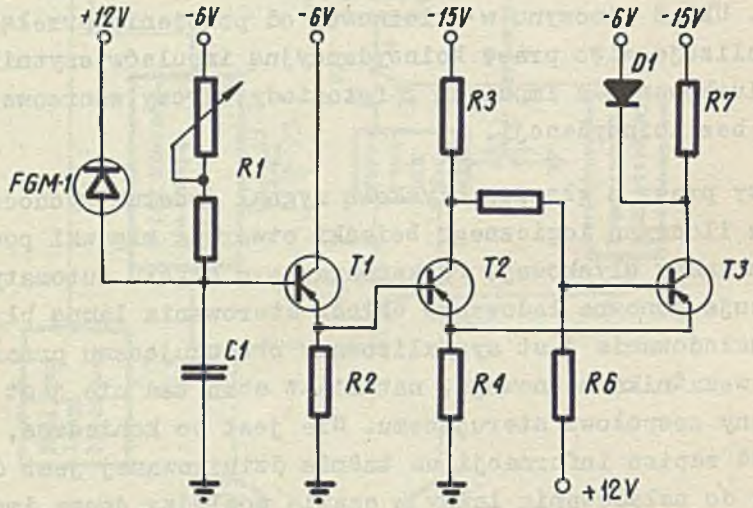
Działanie pozostałych elementów schematu jest następujące: dwupołożeniowy przełącznik P1 w zależności od swojego położenia ustala dwa rodzaje pracy. Przy zwartych stykach 1 i 2 przełącznika realizowany jest iloczyn sygnału układu odczytu fotodiody ścieżki "S" lub "E" z sygnałem z układu odczytu fotodiody przetwornika analogowo-cyfrowego. Przy zwartych stykach 1 i 3 przełącznika P1 jedno z wejść każdego z iloczynów zwarte jest do ziemi. Układ iloczynu realizuje wówczas iloczyn poziomu stałego 0 V z sygnałem z układu odczytu fotodiody czytnika. Przy takich sygnałach wejściowych każdy dodatni impuls z układu odczytu fotodiody pojawia się na wyjściu iloczynu. Układ iloczynu w zależności od położenia przełącznika P1 realizuje więc pracę koincydencyjną impulsów czytnika taśmy dziurkowanej z impulsem z fotodiody tarczy wzorcowej lub pracę bez koincydencji.

Przy pracy z głowicą błyskową sygnał dodatni wychodzący z układu iloczynu logicznego ścieżki otwarcia migawki powoduje zapłon lampy błyskowej. Po każdorazowym błysku automatycznie następuje ponowne ładowanie układu sterowania lampą błyskową. Stan naładowania jest sygnalizowany obsługującemu przez zapalenie wskaźnika neonowego, natomiast stan ten nie jest sygnalizowany zespołowi sterującemu. Nie jest to konieczne, gdyż gęstość zapisu informacji na taśmie dziurkowanej jest dostateczna do naładowania lampy w czasie pomiędzy dwoma impulsami powodującymi zapłon lampy. Urządzenie umożliwia również ręczny zapłon lampy za pomocą przycisku P3.

Przy pracy z głowicą żarową przełącznik P2 ustala dwa rodzaje pracy. Przy zwartych stykach 1, 2 i 1′, 2′ przełącznika, dodatni impuls z układu iloczynu logicznego ścieżki otwarcia migawki powoduje przejście przerzutnika SP1 do stanu, w którym na wejście układu sterowania przekaźnikiem migawki podawany jest sygnał ujemny. Powoduje to otwarcie migawki i zapalenie lampki sygnalizacyjnej. Stan taki trwa aż do momentu ponownego zadziałania przerzutnika SP1, co następuje wskutek pojawienia się dodatniego impulsu na wyjściu układu iloczynu

ścieżki zamknięcia migawki. Przy zwartych stykach 1, 3 i 1', 3' przełącznika, dodatni impuls z układu iloczynu logicznego ścieżki otwarcia migawki powoduje pobudzenie przerzutnika monostabilnego, który generuje impuls ujemny. Powoduje to otwarcie migawki na czas trwania impulsu. Czas ten może być regulowany skokowo w granicach 20 ÷ 55 msek.

Schemat ideowy układu odczytu fotodiody przedstawiony jest na rys. 3. Układ ten formuje z sygnału fotodiody dodatnie impulsy prostokątne o dolnym poziomie napięcia -6,4 V i górnym -0,5 V.

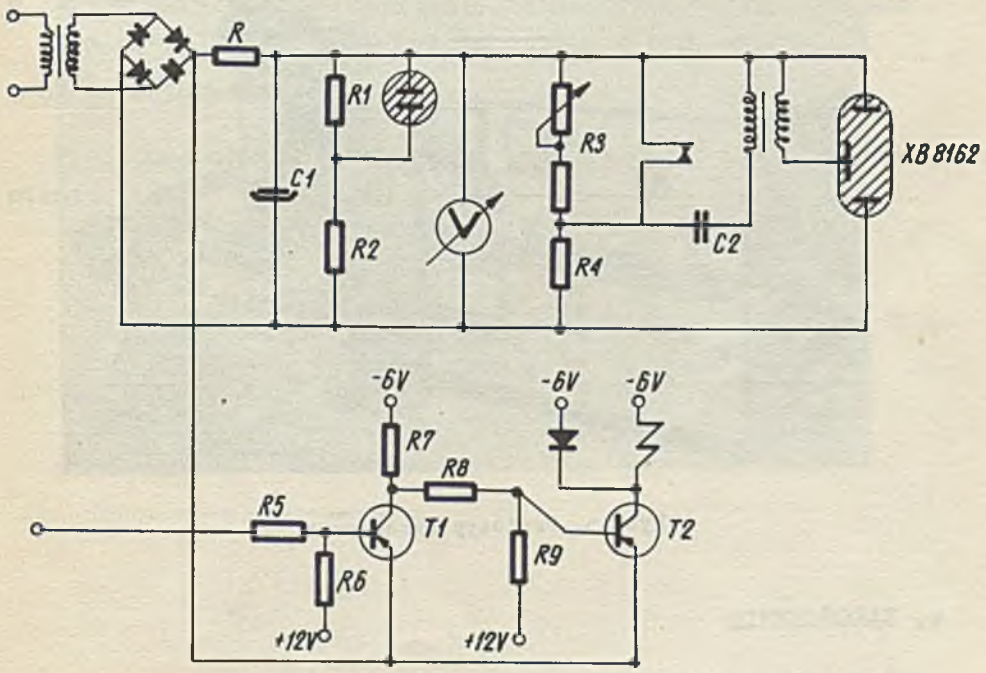


Rys. 3. Schemat ideowy układu odczytu fotodiody

W obydwu przypadkach w czytniku taśmy dziurkowanej i w przetworniku analogowo-cyfrowym zastosowano fotodiody germanowe. Prądy obu fotodiod są różne, jednakże uzyskane stosunki prądu fotodiody oświetlanej do prądu fotodiody nieoświetlonej są identyczne i wynoszą 5:1. Układy odczytu fotodiody czytnika i fotodiody przetwornika analogowo-cyfrowego są w zasadzie takie same, jedynie dopasowanie układu do fotodiody odbywa się przez dobór wartości elementów obwodu wejściowego.

Zasadniczy układ formujący impuls prostokątny oparty jest na układzie monostabilnym Schmitta, zbudowanym na tranzystorach. Celem uniknięcia nadmiernego przesunięcia dolnego poziomu impulsu przy nasyceniu tranzystora T3, zastosowany jest wspólny opornik emiterowy tranzystorów T2 i T3 o małej wartości oporności.

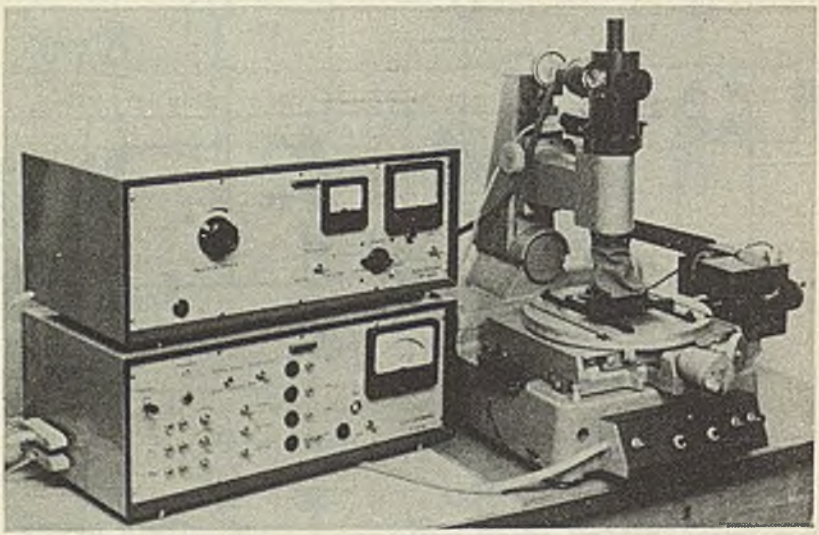
Schemat ideowy zasilacza i układy sterowania lampą błyskową przedstawione są na rys. 4. Prostownik zasilacza lampy zbudowany jest w układzie Graetza i służy do ładowania kondensatora C1, który w czasie błysku lampy spełnia rolę źródła energii. Ładowanie kondensatora odbywa się poprzez opornik R celem zabezpieczenia przed podtrzymaniem błysku lampy w obwodzie: uzwojenie wtórne transformatora, prostownik, lampa błyskowa.



Rys. 4. Schemat ideowy zasilacza i układu sterowania lampą błyskową

W układzie używana jest lampa błyskowa o napięciu pracy 250-500 V i dopuszczalnej energii błysku 200 Wsek. W układzie przedstawionym na rys. 4 energia błysku lampy jest celowo obniżona, gdyż dane firmowe odnoszą się tylko do zastosowań konwencjonalnych, gdzie błyski następują w odstępach czasowych umożliwiających studzenie lampy do temperatury otoczenia po każdym błysku.

W skład wyposażenia lampy błyskowej wchodzi elektroniczny układ wyzwalania błysku. Wyzwalanie błysku za pośrednictwem tego układu może odbywać się ręcznie lub automatycznie na podstawie programu zapisanego na taśmie dziurkowanej. Elementem wykonawczym układu wyzwalania błysku jest przekaźnik, sterowany za pomocą układu tranzystorowego.



Rys. 5. Prototyp urządzenia

4. ZAKOŃCZENIE

Egzemplarze urządzeń z serii prototypowej przeszły okres eksploatacji doświadczalnej i zostały przekazane użytkownikom.

Właściwości techniczne i eksploatacyjne tych prototypów sprawdzone w toku badań i produkcji doświadczalnej okazały się zgodne z założeniami.

Zbudowanie tych przyrządów umożliwiło podjęcie całego szeregu prac badawczych i produkcyjnych w kraju. Obecnie urządzenie przekazane zostało do produkcji przemysłowej.

Doświadczenia zebrane w toku dotychczasowych prac nad urządzeniami stanowią podstawę do określenia założeń dla nowych opracowań konstrukcyjnych z tego zakresu. Podstawowe postulaty wobec tych urządzeń wynikają ze stale rosnącego zapotrzebowania na matryce fotograficzne i sprowadzają się do następujących problemów:

- przyspieszenie wykonania matrycy,
- zwiększenie stopnia zautomatyzowania urządzenia i dalsza eliminacja źródeł powstawania błędów z winy obsługi,
- ułatwienie przygotowania programu.

Prace nad nowym rozwiązaniem prowadzone są pod kątem uwzględnienia tych głównych postulatów.

УСТРОЙСТВО ДЛЯ ПРОИЗВОДСТВА МАСОК ФОТОГРАФИЧЕСКИМ МЕТОДОМ

Резюме

Производство фотомасок требует применения специальных оптических устройств и измерительных приборов большой точности.

Фирмы производящие фотомаски базируют процесс производства на известной технике больших фотографических уменьшений.

В Институте Математических Машин в Варшаве построено устройство для производства фотомасок по другому методу. Институт отказался от техники больших уменьшений и связанного с ней исполнении больших рисунков вручную.

Принято, что рисунок маски выполняется очередным экспонированием фотопластинки узким пучком света, согласно заданной программе. Рисунок выполняемый полуавтоматически может иметь форму любой комбинации элементарных прямоугольников. После быстрого обмена проекционной головки, посредственный образец можно размножить общеприменяемым способом в камерах для размножения на том же устройстве с одновременным уменьшением.

Устройство состоит из главного исполнительного узла, а также из электронического узла управления. Объектив работающий в увеличении IO : I проектирует картину образца или образцевой щели на эмульсию фотопластинки. Над образцевой щелью помещена диафрагма электромагнетического затвора, служащего для пересечения пути пучка света. Стеклянная фотопластинка помещена в светонепроницаемой кассете, закреплённой на столике.

Столик устройства имеет в одном направлении /вдоль - x/ механический привод. В другом направлении сдвиг происходит вручную, при помощи микрометрического барабана. На винту закреплён импульсный щит численно-цифрового преобразователя, служащего для автоматического измерения положения столика во время движения.

Электронический узел управления предназначен для управления затвором или лампой вспышкой. Программа приготовлена на 5-дорожковой перфоленте с использованием лишь 2 дорожек.

Элементарное деление измерительной шкалы составляет 0,0I мм. Это отвечает сдвигу ленты на один ряд отверстий. Движение ленты и столика точно синхронизовано посредством зубчатой передачи. Момент считывания ленты каждый раз определяют импульсы из численно-

цифрового преобразователя, помещенного на микрометрическом винте.

В поле 40 х 40 мм точность положения края знаков была достигнута не хуже чем 2 м, с хорошим качеством края и шириной диапазона размыва не больше чем I м. Эти величины выполняют требования к фотомаскам.

APPLIANCES TO MANUFACTURE MASKS BY A PHOTOGRAPHIC METHOD

Summary

Manufacturing of photomasks requires special optical appliances and measurement instruments of great precision.

The production process in firms that manufacture photomasks is based on a well known technique of big photographic diminutions.

An appliance to produce photomasks by a different method has been built in the Institute of Mathematical Machines /Warsaw/. The technique of great diminution was rejected along with big hand-made drawings. The design of the mask was made using a photographic plate exposed to a beam of light according to a given program. An arbitrary combination of elementary rectangular figures constitutes the shape. Next, after a quick exchange of the projecting head the intermediary master can be reproduced and dimensioned on the same appliance in a way generally used in reproducing cameras.

The appliance consists of two parts: mechanic-optical and electronic control units. A 10:1 magnifying lens projects the master image or master slit on a photographic plate emulsion. Beyond the master slit there is a blind of an electromagnetic shutter that cuts the way of the light beam. A photographic glass plate is placed on a table within a lightproof plateholder container.

The table of the appliance is provided with one direction power drive /longitudinal - x/. In the opposite direction the shift is made manually by means of a micrometric drum. A pulse plate of numerical-digital converter, serving to automatic measurements of the table position during its movement, is fixed on a screw.

The electronic control unit is destined to control the shutter or a photoflash lamp. The program is prepared on a 5-track punch tape, but it uses 2 tracks only. Elementary graduation of the measurement scheme is 0,01 mm. This corresponds to the tape shift by one range of punches. A toothed gear exactly synchronizes the movement of the tapes and the table. The moment of reading is determined every time by pulses from a numerical-digital converter placed on the micrometric screw.

The exactness of sign edge position reached in a field 40x40 mm was not worse than 2 μm, the edge being of good quality, and the area of washout did not exceeding 1 μm. These are values that satisfy the demands to photomasks.

AUTORZY ARTYKUŁÓW ZAMIESZCZONYCH W ZESZYCIE 3 "PRAC IMM"

ANALIZA PRZENIKÓW I TRANSMISJI SYGNAŁÓW W OKABLOWANIU URZĄDZEŃ CYFROWYCH

Maria KOWALEWSKA mgr inż. W roku 1959 otrzymała dyplom na Wydziale Łączności Politechniki Warszawskiej. Od roku 1958 do chwili obecnej pracuje w Instytucie Maszyn Matematycznych, zajmując się projektowaniem systemów zasilania impulsowego do EMC, układów synchronizacji czasowej oraz problematyką związaną z transmisją sygnału i obecnością zakłóceń w okablowaniu szybkich maszyn cyfrowych. Z tego też zakresu posiada szereg publikacji.

Marian JOZANIS mgr inż. Studia ukończył na Wydziale Łączności Politechniki Warszawskiej. W latach 1960-63 pracował w Biurze Konstrukcyjnym Zakładu Doświadczalnego Instytutu Maszyn Matematycznych. Od roku 1964 pracuje w Zakładzie Techniki Cyfrowej IMM, zajmując się projektowaniem i badaniem układów elektronicznych. Obecnie pracuje w dziedzinie operacyjnych pamięci ferrytowych.

PEWNA METODA ANALIZY PŁATU PAMIĘCI NA DRUTACH MAGNETYCZNYCH

Zygmunt SAWICKI dr inż. Ukończył w Warszawie Wieczorową Szkołę Inżynierską, następnie Wydział Łączności Politechniki Warszawskiej. W 1962 r. obronił pracę doktorską. W latach 1958-67 kierował pionem technicznym IMM jako zastępca Dyrektora Instytutu. W marcu 1967 r. zostaje powołany i mianowany na stanowisko samodzielnego pracownika naukowo-badawczego. W dziedzinie elektronicznych maszyn cyfrowych pracuje od 1950 r. Jest współautorem szeregu konstrukcji i autorem wielu publikacji. Obecnie pracuje bezpośrednio nad nośnikami informacji na drutach magnetycznych i koordynuje ich rozwojem w skali kraju.

Z BADAŃ NAD WYTWARZANIEM WARSTW MAGNETYCZNYCH ZE ZWIĘKSZONĄ ZAWARTOŚCIĄ γ-Fe_2O_3

Józefa KARASIŃSKA-KWIATKOWSKA dr. W 1955 r. ukończyła Wydział Chemii Uniwersytetu Warszawskiego. W latach 1955-1959 pracowała w laboratoriach analizy chemicznej Resortu Służby Zdrowia. Od 1959 r. jest pracownikiem naukowym w Instytucie Maszyn Matematycznych. W 1967 r. uzyskała stopień doktora nauk chemicznych na Wydziale Matematyki, Fizyki i Chemii Uniwersytetu im. A. Mickiewicza w Poznaniu. Jest autorką kilkunastu prac naukowych z dziedziny wytwarzania i badań magnetycznych warstw rejestrujących z gamma tlenkiem żelazowym oraz 2 patentów. Za prace nad warstwami magnetycznymi dla kinetycznych pamięci matematycznych maszyn cyfrowych była dwukrotnie wyróżniona zespołową nagrodą Przewodniczącego KNiT.

Antoni KWIATKOWSKI dr. Studia ukończył na Wydziale Chemii Uniwersytetu Warszawskiego w 1958 r. Po sześcioletnim okresie pracy w laboratoriach chemicznych Resortu Służby Zdrowia od 1959 r. jest pracownikiem naukowym w IMM na stanowisku kierownika pracowni. W 1966 r. na Wydziale Matematyki, Fizyki i Chemii Uniwersytetu im. A. Mickiewicza w Poznaniu uzyskał stopień doktora z zakresu wytwarzania i zastosowań ferromagnetyków proszkowych typu gamma tlenku żelazowego. Za kierowanie pracami nad warstwami magnetycznymi dla pamięci bębnowych matematycznych maszyn cyfrowych był dwukrotnie wyróżniany zespołową nagrodą Przewodniczącego Komitetu Nauki i Techniki.

URZĄDZENIE DO WYKONYWANIA MASEK METODĄ FOTOGRAFICZNĄ

Jan GROSZYŃSKI mgr inż. Studia ukończył na Wydziale Mechaniki Precyzyjnej Politechniki Warszawskiej. Od roku 1962 pracuje w Instytucie Maszyn Matematycznych, obecnie w Pracowni Konstrukcji Precyzyjnych Zakładu Elektroniki Cyfrowej. Zajmuje się opracowywaniem i budową urządzeń pomiarowych i technologicznych. Specjalizuje się w dziedzinie automatyzacji wykony-

wania precyzyjnych rysunków fotograficznych. Jest autorem kilku publikacji.

Mirosław ROTH mgr inż. Ukończył na Politechnice Warszawskiej Wydział Sprzętu Mechanicznego. Pracuje w Instytucie Maszyn Matematycznych od roku 1965. Projektuje konstrukcje zespołów mechanicznych dla maszyn cyfrowych, ponadto bierze udział w opracowaniach specjalizowanych urządzeń pomiarowych.

Jacek WOJCIECHOWSKI mgr inż. Ukończył specjalizację maszyn matematycznych na Wydziale Elektroniki Politechniki Warszawskiej. Od roku 1966 jest pracownikiem Instytutu Maszyn Matematycznych, gdzie zajmuje się przetwornikami analogowo-cyfrowymi oraz sterowaniem urządzeń do automatycznego wykonywania rysunków fotograficznych.

WYKAZ ARTYKUŁÓW OPUBLIKOWANYCH W 1969 r.
W "PRACACH IMM" Nr 1-3

Zeszyt 1

1. S. Majerski: Niektóre metody zmniejszania efektywnego czasu propagacji przeniesień w sumatorach równoległych

Zeszyt 2

1. B. Kania, M. Kowalewska: Urządzenie do kontroli poprawności działania układów logicznych
2. T. Sinkiewicz, Z. Świątkowski: Analiza parametrów dynamicznych układów podstawowych NAND
3. M. Kiesler: Równoległo-równoległe liczniki rewersyjne
4. R. Synak: Wpływ struktury bloku ferrytowego na niektóre właściwości techniczno-ekonomiczne pamięci 2,5 D

Zeszyt 3

1. M. Kowalewska, M. Jozanis: Analiza przeników i transmisji sygnałów w okablowaniu urządzeń cyfrowych
2. Z. Sawicki: Pewna metoda analizy płatu pamięci na drutach magnetycznych
3. J. Karasińska-Kwiatkowska, A. Kwiatkowski: Z badań nad wytwarzaniem warstw magnetycznych ze zwiększoną zawartością γ-Fe_2O_3
4. J. Groszyński, M. Roth, J. Wojciechowski: Urządzenie do wykonywania masek metodą fotograficzną

W. D. N. - Zam. 296/0/70. Nakład 400 egz.

BIBLIOTEKA GŁÓWNA
Politechniki Śląskiej
P 2229/69